



## Thèse de Doctorat

## **Pierre-Antoine GARCIA**

Mémoire présenté en vue de l'obtention **du grade de Docteur de l'Université de Nantes** Sous le label de l'Université Nantes Angers Le Mans

Discipline : Electronique Spécialité : Télécommunications Laboratoire : IETR UMR 6164

Soutenance le 10 juillet 2014

École doctorale Sciences et Technologies de l'Information et Mathématiques (ED STIM 503)

## Conception d'antennes optiquement transparentes pour stations de base

Président :	M. Fabien NDAGIJIMANA, Professeur, INP Grenoble
Rapporteurs :	M. Jean-Marc RIBERO, Professeur, Université Nice Sophia Antipolis
	M. Patrick VAUDON, Professeur, Université de Limoges
Directeur de Thèse :	M. Tchanguiz RAZBAN, Professeur, Ecole polytechnique de l'université de Nantes
Co-encadrants :	Mme Anne CHOUSSEAUD, Maître de Conférences, Ecole polytechnique de l'université de Nantes
	M. Eduardo MOTTA CRUZ, Ingénieur/HDR, Bouygues Telecom, Nantes
Invités :	M. Arnaud PAILLART, Chef de projets Innovation & Valorisation, Bouygues Telecom, Paris
	M. Eric MARTINEZ, Manager Advanced Technology, Radio Frequency Systems France, Colombes

JURY

#### Travaux réalisés dans le cadre d'une CIFRE avec Bouygues Telecom

Confidentialité du manuscrit jusqu'au 10/07/2016

"Il n'arrive que rarement de voir un individu, sous la pression d'évènements exceptionnels, réviser l'image qu'il a de sa propre intelligence et de ses limites au point de s'ouvrir de nouvelles perspectives sur ce qu'il est capable d'apprendre."

Seymour PAPERT - Jaillissement de l'esprit - 1999

## Remerciements

Je voudrais remercier toutes les personnes qui m'ont aidé à mener cette thèse jusqu'à son terme.

En premier lieu, je remercie Monsieur Eduardo MOTTA CRUZ, responsable Ingénierie WST chez Bouygues Telecom, pour la confiance accordée durant ces travaux, tant sur les propositions techniques que sur son organisation entre Nantes et Rennes.

Je remercie également Madame Anne CHOUSSEAUD, Maître de Conférences, et le Professeur Tchanguiz RAZBAN, de l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, pour m'avoir accueilli au sein de l'IREENA, devenu une branche de l'IETR par la suite. Merci pour la supervision de ces travaux, pour la valorisation scientifique, et pour toute cette correpondance par mail depuis Nantes.

Merci au Professeur Fabien NDAGIJIMANA, de l'INP Grenoble, pour avoir présidé cette soutenance. Celle-ci n'aurait pu être possible sans les avis favorables du Professeur Jean-Marc RIBERO, de l'Université de Nice Sophia Antipolis, et du Professeur Patrick VAUDON, de l'Université de Limoges. Je vous remercie d'avoir soumis ces travaux à votre jugement, et pour vos retours constructifs.

Merci à l'entreprise Bouygues Telecom d'avoir cru en ce projet, et d'y avoir contribué. Je remercie en particulier Madame Beatrix POTIRON, Madame Myriam GORNATI-ODDOART, Monsieur Denis BURET, Monsieur Didier CHAU-VIN, sans oublier Monsieur Franck DELAMER et Monsieur Arnaud PAILLART pour la valorisation industrielle de ces travaux.

Merci à l'ensemble du staff de Polytech' Nantes pour leur contribution administrative et leurs précieux conseils techniques. Je remercie en particulier Madame Sandrine CHARLIER, Monsieur Marc BRUNET, Monsieur Guillaume LIRZIN et Monsieur Yann MAHE.

Merci à l'entreprise RFS d'avoir pris le relais industriel. Je remercie son président, Monsieur Stéphane KLAJZYNGIER, pour avoir pris le temps de suivre l'évolution de ce projet, qui aboutira j'espère à la naissance d'un voire plusieurs produits. De vifs remerciements au staff du site RFS de Lannion pour votre accueil et votre participation (il y a du monde !) : Madame Sylvie LAGADOU, Monsieur Stéphane DAUGUET, Monsieur Nicolas COJEAN, Monsieur David CORNEC, Monsieur Thomas JULIEN, Monsieur Frédéric MELEARD, Monsieur Moussa M'BAYE, Monsieur Phillipe ROUX et Monsieur Benjamin TISSOT. Un grand merci à Monsieur Jean-Pierre HAREL, R&D Manager, pour l'accueil au sein de son laboratoire, ce qui a permis une avancée décisive dans la maturité des prototypes d'antennes. Merci pour ton partage d'expérience et d'idées, et pour ta venue lors de la soutenance où tu as apporté une vision pragmatique de la recherche en industrie.

J'ai peut être, sans le vouloir, oublié d'autres personnes, n'hésitez pas à leur transmettre mes remerciements.

Je remercie également le Professeur Eric POTTIER, Directeur, et le Professeur Ronan SAULEAU, Responsable du Département Antennes et Dispositifs Hyperfréquences, et Jérôme SOL, de l'IETR, pour avoir accepté ma venue dans leur locaux. Cette thèse devant se dérouler à Rennes initialement, cet accord à permis d'éviter de longs trajets quotidiens sur Nantes, d'être productif, et d'arriver jusqu'ici.

Dans un contexte où même un Docteur peut, faute d'offres, ne pas trouver de travail, je n'aurai pas pu terminer cette rédaction sans la confiance de Monsieur Jean-Christophe MESNAGE, Responsable du Laboratoire Goniométrie et Analyse Technique chez Thales Communications & Security. Ce CDI me permet de valoriser mes compétences acquises précedemment.

Maman, Papa, toute la famille, merci pour votre soutien moral, votre compréhension sur ces moments difficiles, votre intérêt sur ces sujets parfois complexes, et vos questions, qui finalement ne sont pas si évidentes à répondre sans vous perdre :)

Merci Cécile pour ton soutien. Cette thèse nous a fait grandir ensemble. Bon ... tu n'es pas devenue Docteur, mais tu es devenue ma femme, et ton ventre s'est arrondi.

Ce mémoire lui est dédié.

## **Table des matières**

1	Intr	oductio	n	23
	1.1	Conte	xte et motivation de l'étude	23
	1.2	Object	tifs et contributions	24
	1.3	Organ	isation du document	25
2	État	de l'ar	t sur les matériaux optiquement transparents	27
	2.1	Les co	onducteurs optiquement transparents	27
		2.1.1	Caractérisation de la résistivité électrique des matériaux	28
		2.1.2	Caractérisation de la transmittance optique d'un matériau	
			par spectrophotométrie	34
		2.1.3	Les Oxydes Transparents et Conducteurs (OTC)	47
		2.1.4	Les Films métalliques ultraminces	57
		2.1.5	Les Multicouches métal-OTC et métal-métal	63
		2.1.6	Les Couches épaisses métalliques maillées	66
		2.1.7	Conclusion sur les conducteurs optiquement transparents	73
	2.2	Les su	bstrats optiquement transparents	75
		2.2.1	Caractérisation optique des substrats	75
		2.2.2	Caractérisation électrique des substrats	75
		2.2.3	Les substrats couramment utilisés en électronique	82
		2.2.4	Les substrats optiquement transparents	84
		2.2.5	Conclusion sur les substrats optiquement transparents	88
3	Etat	de l'ar	t sur les architectures antennaires	91
	3.1	Introd	uction aux antennes de station de base	91
		3.1.1	Définition et fonctionnement d'une antenne	92
		3.1.2	Caractéristiques électriques d'une antenne	93
		3.1.3	Description d'une antenne panneau pour stations de base	107
	3.2	La mis	se en réseau	109
		3.2.1	Problématique de couverture de zones géographiques dans	
			les télécommunications cellulaires	109
		3.2.2	Principe de la mise en réseau	111
		3.2.3	Alimentation d'un réseau linéaire	114
		3.2.4	Synthèse des réseaux linéaires	118
		3.2.5	Conclusion sur les réseaux linéaires	121
	3.3	Soluti	ons d'antennes élémentaires en technologie microruban	122
		3.3.1	La technologie microruban	123
		3.3.2	Principales caractéristiques d'une antenne patch simple	135
		3.3.3	Augmentation du Gain unitaire	146
		3.3.4	Élargissement de la bande passante	152

		3.3.5	Contrôle de la polarisation	155
		3.3.6	Conclusion sur les antennes en technologie microruban	164
	3.4	Archit	ectures d'antennes alternatives	165
		3.4.1	Les antennes à résonateurs diélectriques	165
		3.4.2	Les antennes lentilles diélectriques	166
		3.4.3	Conclusion sur la "faisabilité fréquentielle"	168
	3.5	Anten	nes transparentes directives publiées dans l'état de l'art	170
		3.5.1	Wu et Ito (1991 & 1992)	170
		3.5.2	Turpin et Baktur (2008 & 2009)	171
		3.5.3	Hautcoeur, Himdi, Colombel et Motta Cruz (2010)	173
		3.5.4	Fang et Leung (2012)	177
		3.5.5	Conclusion sur les antennes présentées	178
	3.6	Les ou	tils de modélisation électromagnétique	178
		3.6.1	La modélisation haut-niveau	179
		3.6.2	Rappel des équations de Maxwell	179
		3.6.3	La Méthode des Moments (MoM)	181
		3.6.4	La Méthode des Eléments Finis (FEM)	184
		3.6.5	La méthode des Différences Finies dans le Domaine Tem-	
			porel (FDTD)	185
		3.6.6	Les méthodes haute fréquence	188
		3.6.7	Les méthodes hybrides	189
		3.6.8	Conclusion sur les outils de modélisation électromagnétique	190
4	C .	thàng de	Vétat de Vert et resitionnement	102
4	Syn	these at	e i etat de i art et positionnement	193
4	Synt	ennes d	ouble polarisation à couplage capacitif	193 197
4 5	Anto 5.1	ennes d Caract	ouble polarisation à couplage capacitif éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue	<b>193</b> <b>197</b> 198
4 5	<b>Ant</b> 5.1 5.2	ennes d Caract L'ante	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire	<b>193</b> <b>197</b> 198 199
4 5	<b>Anto</b> 5.1 5.2	ennes d Caract L'ante 5.2.1	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 199
4 5	<b>Anto</b> 5.1 5.2	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 199 215
4 5	<b>Anto</b> 5.1 5.2 5.3	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         u linéaire de 8 antennes	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 199 215 224
5	<b>Anto</b> 5.1 5.2 5.3 5.4	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         u linéaire de 8 antennes	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 199 215 224 229
4 5	<b>Anto</b> 5.1 5.2 5.3 5.4	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conch	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         u linéaire de 8 antennes	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 199 215 224 229
4 5 6	<b>Anto</b> 5.1 5.2 5.3 5.4 <b>Anto</b>	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         u linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 215 224 229 <b>231</b>
4 5 6	Synt           Ante           5.1           5.2           5.3           5.4           Ante           6.1           6.2	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conche ennes re Descri	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 199 215 224 229 <b>231</b> 231
4 5 6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu ennes re Descri Antem	ouble polarisation à couplage capacitif         réristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 215 224 229 <b>231</b> 231 233 222
4 5 6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conche ennes re Descri Antenu 6.2.1	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 215 224 229 <b>231</b> 231 233 233 225
6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu ennes re Descri Antenu 6.2.1 6.2.2	ouble polarisation à couplage capacitif         réristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         Réalisation de l'antenne	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 215 224 229 <b>231</b> 231 233 233 235 238
6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu ennes ro Descri Antem 6.2.1 6.2.2 6.2.3	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         Réalisation de l'antenne         Conclusion our les promises résultate obtenue	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 215 224 229 <b>231</b> 233 233 235 238 242
6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conche ennes re Descri Anten 6.2.1 6.2.2 6.2.3 6.2.4	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         étalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         Réalisation de l'antenne         Mesures de l'antenne         Mesures de l'antenne	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 215 224 229 <b>231</b> 233 233 235 238 243 244
4 5 6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2           6.3	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu ennes re Descri Anteni 6.2.1 6.2.2 6.2.3 6.2.4 Anteni	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         Réalisation de l'antenne         Nesures de l'antenne         Conclusion sur les premiers résultats obtenus         ne double polarisation à haute isolation	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 215 224 229 <b>231</b> 233 233 233 235 238 243 244 244
6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2           6.3	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conche ennes re Descri Anteni 6.2.1 6.2.2 6.2.3 6.2.4 Anteni 6.3.1	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne         Mesures de l'antenne         Conclusion sur les premiers résultats obtenus         ne double polarisation à haute isolation         Capitalisation et orientation des travaux	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 199 215 224 229 <b>231</b> 233 233 235 238 243 244 244 244
6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2           6.3	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu ennes re Descri Antem 6.2.1 6.2.2 6.2.3 6.2.4 Antem 6.3.1 6.3.2 6.3.3	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         Réalisation de l'antenne         Conclusion sur les premiers résultats obtenus         ne double polarisation à haute isolation         Capitalisation et orientation des travaux         Géométrie de l'antenne et dimensionnement	<b>193</b> <b>197</b> 198 199 199 215 224 229 <b>231</b> 233 233 235 238 243 244 244 244 245 250
6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2           6.3	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu ennes ro Descri Antem 6.2.1 6.2.2 6.2.3 6.2.4 Antem 6.3.1 6.3.2 6.3.3 6.3.4	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         ausion         étalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         Réalisation de l'antenne         Conclusion sur les premiers résultats obtenus         ne double polarisation à haute isolation         Capitalisation et orientation des travaux         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         capitalisation et mesure des paramètres S	193         197         198         199         199         215         224         229         231         233         235         238         244         245         250         252
6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2           6.3	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conche ennes re Descri Anten 6.2.1 6.2.2 6.2.3 6.2.4 Anten 6.3.1 6.3.2 6.3.3 6.3.4 Réseau	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         Réalisation de l'antenne         Mesures de l'antenne         Conclusion sur les premiers résultats obtenus         ne double polarisation à haute isolation         Capitalisation et orientation des travaux         Géométrie de l'antenne et dimensionnement	193         197         198         199         199         215         224         229         231         233         235         238         244         244         244         244         245         250         253         273
6	Synt           Anto           5.1           5.2           5.3           5.4           Anto           6.1           6.2           6.3           6.4           6.5	ennes d Caract L'ante 5.2.1 5.2.2 Réseau Conclu ennes ro Descri Anteni 6.2.1 6.2.2 6.2.3 6.2.4 Anteni 6.3.1 6.3.2 6.3.3 6.3.4 Réseau	ouble polarisation à couplage capacitif         éristiques et contraintes imposées par la technologie retenue         nne élémentaire         Dimensionnement de l'antenne         Réalisation et Mesures         a linéaire de 8 antennes         usion         éalisées selon un nouveau procédé technologique         ption du procédé technologique         ption du procédé technologique         ne simple polarisation à couplage capacitif         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         Nesures de l'antenne         Conclusion sur les premiers résultats obtenus         ne double polarisation à haute isolation         Capitalisation et orientation des travaux         Géométrie de l'antenne et dimensionnement         capitalisation et orientation des travaux         a linéaire de l'antenne et dimensionnement         capitalisation et orientation des travaux         déalisation et nesure des paramètres S         Amélioration du rayonnement         a linéaire de 11 antennes	193         197         198         199         199         215         224         229         231         233         235         238         244         245         250         253         273         285

7 Conclusion Générale et Perspectives

## **Table des figures**

2.1	Trois exemples de matériaux à haute transmittance optique : (a) ma-	
	tériau translucide, (b) matériau visible, et (c) matériau transparent.	28
2.2	Application de la méthode TLM pour la mesure de résistivité élec-	
	trique d'un matériau [2]	29
2.3	Principe de mesure de la résistivité d'un matériau par la méthode	
	des 4 pointes colinéaires [5]	31
2.4	Illustration de la méthode des 4 pointes de Van der Pauw pour la	
	mesure de résistivité [8]	32
2.5	Schéma de principe d'un spectrophotomètre [13]	34
2.6	Description d'une lampe à incandescence dans ses premières im-	
	plémentations [14]	35
2.7	Illustration du cycle régénératif se produisant dans les lampes à in-	
	candescence halogène [15]	36
2.8	(a) Spectre d'émission d'une lampe à incandescence halogène selon	
	la théorie du corps noir. (b) Influence de la température du filament	
	sur le spectre d'émission d'une lampe à incandescence Halogène [15].	37
2.9	Implémentation la plus simple d'une lampe à arc [18]	37
2.10	Spectre d'émission typique d'une lampe à arc au Deutérium, en	
	fonction du matériau utilisé pour le bulbe [19]	38
2.11	Spectres d'émission d'une lampe à arc au Xénon et d'une lampe	
	à arc au Mercure-Xénon, en comparaison d'une lampe à incan-	
	descence halogène (a). Spectre d'émission d'une lampe à arc au	
	Mercure-Xénon dans la région UV, en comparaison d'une lampe à	
	arc au Deutérium (b).[18]	39
2.12	Phénomène de réfraction d'un rayon lumineux [24]	40
2.13	Dispersion optique : valeur de l'indice de réfraction $n$ en fonction	
	de la longueur d'onde $\lambda$ pour quelques matériaux [25, 26]	40
2.14	Une géométrie simple de prisme [27]	41
2.15	Comparaison des discriminations spatiales réalisées par un dioptre	
	(a) et un prisme (b) en Polycarbonate selon les équations (2.15) et	4.0
• • • •	$(2.20). \ldots \ldots$	42
2.16	(a) vue en coupe d'un réseau de diffraction, et (b) illustration de la	40
	différence de chemin optique entre deux rayons diffractés [30] [29].	43
2.17	Structure du monochromateur de Czerny-Turner [31]	44
2.18	Principe de l'effet photoélectrique externe [36]	45
2.19	Principe de fonctionnement d'un tube à vide photomultiplieur (PMT)	
	[35]	45
2.20	Mécanisme d'émission secondaire présent au sein des PMT [35]	46

2.21	Utilisation d'une photodiode par un montage direct (a) et par un	
	montage transimpédance (b). [37]	46
2.22	Un détecteur à cristal utilisé dans les premiers récepteurs radio [52]	49
2.23	Le mécanisme d'absorption d'un photon [62]	51
2.24	Les niveaux d'énergies de l'atome d'hydrogène [66].	52
2.25	Spectre d'absorption de l'hydrogène dans le Visible [62].	53
2.26	Formation des bandes d'énergie dans un cristal de silicium [71].	54
2.27	Structure de bandes des matériaux isolants, semi-conducteurs et	
	conducteurs [72]	55
2.28	Evolution de la transmittance optique d'un film d'ITO en fonction	
	de son épaisseur ( $e_{ITO11} = 252 \text{ nm}$ ; $e_{ITO2} = 748 \text{ nm}$ ) [84]	57
2.29	Illustration de l'impact de l'effet de surface sur la résistivité par la	
	théorie de Fuchs-Sondheimer (FS).	59
2.30	Illustration de l'effet de grain : Théorie de Mayadas-Shatzkes (MS).	60
2.31	Résistivité d'un film de Titane déposé par pulvérisation cathodique	
	[2]	60
2.32	Transmittance (a) d'une couche ultramince de cuivre (épaisseur 10	
	nm), en comparaison avec la transmittance (b) d'un verre Corning	
	[90]	61
2.33	Transmittance d'une couche ultramince de nickel en fonction de son	
	épaisseur (a) [89]), et couleur d'une pièce de monnaie en nickel (b)	
	[97])	62
2.34	Comparaison de la transparence optique de trois multicouches du	
	type AZO/Au suivant différentes épaisseurs de la couche ultramince	
	d'or [105]	64
2.35	Ajout d'une grille en cuivre pour la réduction de la résistivité d'une	
	couche métallique ultramince de nickel [106]	65
2.36	Transmittance optique du multicouche nickel-cuivre maillé [106].	65
2.37	Comparaison visuelle de plusieurs tissus métalliques	67
2.38	Acuité visuelle de l'œil (a) associé à la géométrie de la maille (b).	67
2.39	Ouverture maximale $G_{max}$ de la maille à respecter pour assurer la	
	discrétion d'une maille, en fonction de la distance d'observation D,	
	selon (2.39)	68
2.40	Largeur maximale $W_{max}$ des conducteurs à respecter pour assurer la	
	transparence $T$ d'une maille, en maximisant sa discrétion, en fonc-	
	tion de la distance d'observation D, selon (2.38) et (2.39) et les	
	résultats de la figure 2.39	69
2.41	Configurations d'entrelacement pour la réalisation des tissus métal-	
	liques [109]	69
2.42	Illustration du principe de la photolithographie pour la réalisation	
	d'une couche épaisse maillée [116]	70
2.43	Maillage réalisé par dépôt et photolithographie microélectronique	
	[117]	71
2.44	Transmittance du maillage réalisé par dépôt et photolithographie	
	microélectronique [117]	72
2.45	Influence de la permittivité diélectrique sur les propriétés d'un conden-	
	sateur [130]. $A$ : surface des armatures, $t$ : épaisseur du diélectrique,	
	$C_0$ : capacité du condensateur en l'absence de diélectrique, C : ca-	
	pacité du condensateur en présence de diélectrique	76

2.46	Exemple de motif permettant d'utiliser la méthode du stub résonant	70
	imprimé sur le substrat à caractériser [133]	//8
2.47	Comportement en transmission d'un stub résonnant (courbe conti-	
	nue) et rétrosimulation (courbe pointillée) pour déterminer $\varepsilon'_r$ [133].	78
2.48	Pertes d'insertion mesurées (courbe continue) et rétrosimulation (cour	rbe
	pointillée) pour déterminer tan $\delta$ [133]	79
2.49	Monture de test Anritsu 3680 pour la connexion rapide et répétable	
	de circuits imprimés sous test [134]	80
2.50	Utilisation de l'Anritsu 3680 avec un analyseur de réseau [134]	80
2.51	Principe de la méthode en espace libre (a) et banc de mesure résul-	
	tant (b) [137]	82
2.52	Déformation d'un substrat de TPX sous l'action simultanée du vide	
	et de la chaleur lors d'un dépôt par pulvérisation cathodique [1]	85
2.53	Transmittance optique d'une référence de verre [152]	87
0.1		0.0
3.1	Principe de fonctionnement d'une antenne [160].	92
3.2	Illustration de la notion d'impédance caractéristique $Z_0$ d'une ligne	
	de transmission, en relation avec la charge $Z_L$ [162]	94
3.3	Abaque de Smith de l'impédance d'entrée (courbe rouge) d'une an-	
	tenne qui propose VSWR < $1.4$ :1 ( $ 1' $ < $0.167$ , cercle vert) dans une	
	gamme de fréquence et courbe $S_{11}$ correspondante ( $S_{11} < -15.56$ dB	0.6
	en vert)	96
3.4	Définition des plans E et H	98
3.5	Diagramme de rayonnement du panneau étudié dans les plans Ver-	
	tical et Horizontal [161].	98
3.6	Points d'intérêts pour la mesure des ouvertures à -3 dB $\Theta_V$ et $\Theta_H$ .	99
3.7	Tilt électrique $\Phi_t$ d'une antenne panneau.	100
3.8	Atténuation des lobes secondaires d'une l'antenne panneau	101
3.9	Localisation dans le plan Vertical du First Null Fill de l'antenne	
	panneau	102
3.10	Localisation dans le plan Horizontal du rapport avant-arrière de	
	l'antenne panneau dans un cône de $\pm 30^{\circ}$ .	103
3.11	Utilisation d'un plan de masse courbé (37 et 38) pour l'amélioration	
	du rapport avant-arrière d'une antenne [163]	103
3.12	La discrimination de la composante croisée (XPD) d'une antenne.	104
3.13	Mise en évidence du squint $\Theta_s$ d'une antenne panneau	105
3.14	Produits d'intermodulation générés en sortie par un système excité	
	par deux signaux de fréquences $f_1$ et $f_2$	106
3.15	Vue d'une antenne panneau dans l'environnement [164].	107
3.16	Schéma dimensionnel d'une antenne panneau (a) et vue de l'an-	
	tenne sans radôme (b).	108
3.17	Vue d'un des 10 éléments de l'antenne panneau.	108
3.18	Illustration de l'objectif de couverture en azimut demandé par une	
	antenne de station de base [165].	110
3.19	Illustration de l'objectif de couverture en site pour une antenne de	-
	station de base [166].	110
3.20	Réseau linéaire d'antennes uniformément espacées [167]	111
3 21	Evolution de $(AF)_{\pi}(\theta)$ en fonction de $d/\lambda$ pour $N=10$	113
5.41	$\sum_{n \in \mathcal{N}} (n + n) = \sum_{n \in \mathcal{N}} (n + n)$	115

3.22	Evolution de la Directivité $D_0$ d'un réseau linéaire en fonction de
	<i>N</i> et de l'espacement inter-elements normalise $d/\lambda$ [16/] 113
3.23	Alimentation (a) serie ou (b) parallèle d'un réseau linéaire [167] 114
3.24	Diviseur de Puissance de Wilkinson : (a) schéma de principe, (b)
	réponse fréquentielle sur une plage de fréquence normalisée $f/f_0$
	[169]
3.25	Diviseurs de puissances (a) utilisant des jonctions en T et des trans-
	formateurs d'impédance quart d'onde. Bande Passante des transfor-
	mateurs d'impédance multisections (a) Binomial et (b) Chebyshev
	[160, 183]
3.26	Facteur de réseau obtenu par la méthode de Woodward-Lawson,
	en regard de l'échantillonnage, et comparaison avec la méthode de
	Dolph-Chebyshev
3.27	Géométrie d'une ligne microruban
3.28	Distribution du champ électrique au sein d'une ligne microruban
	[173] (vue en coupe)
3.29	Influence de la variation de la permittivité diélectrique $\varepsilon'_r$ du substrat
	sur la valeur de l'impédance caractéristique $Z_0$ de la ligne microruban. 127
3.30	Influence de la variation de l'épaisseur $H$ du substrat sur la valeur
	de l'impédance caractéristique $Z_0$ de la ligne microruban
3.31	Influence de la variation de la largeur $W$ de la ligne microruban sur
	la valeur de l'impédance caractéristique $Z_0$ de la ligne microruban. 128
3.32	Influence de l'épaisseur de métallisation $T$ de la ligne microruban
	sur la valeur de l'impédance caractéristique $Z_0$ de la ligne microruban. 129
3.33	Illustration de l'effet de peau [175]
3.34	Rétro-simulation par modèle analytique des pertes d'insertion de la
	ligne microruban sur substrat RO4350B présentée par le construc-
	teur [143]
3.35	Profil de la tangente de pertes tan $\delta$ utilisée pour la rétro-simulation
	des pertes d'insertion de la ligne microruban sur substrat RO4350B
	présentée par le constructeur [143]. Les points représentent les va-
	leurs spécifiées par le constructeur
3.36	Géométrie d'une antenne patch et répartition du champ électrique
	[160]
3.37	Principales techniques d'alimentation d'une antenne patch [160] 136
3.38	Illustration de la longueur électrique d'une antenne patch [160] 137
3.39	Antenne patch alimentée en ligne microruban avec ajustement du
	point d'alimentation pour l'adaptation d'impédance (Inset Feed) [160]138
3.40	Modélisation sous FEKO d'un patch sur substrat infini, alimenté par
	sonde coaxiale
3.41	Aperçu sous FEKO du maillage ( $\lambda/10$ ) des éléments conducteurs de
	l'antenne patch
3.42	Coefficients de réflexion obtenus sous FEKO pour l'antenne patch
	sur substrat infini, dimensionnée par les formules analytiques pour
	fonctionner à 2.45 GHz
3.43	Modélisation sous HFSS d'un patch sur un substrat fini, alimenté
	par sonde coaxiale
3.44	Aperçu sous HFSS du maillage de l'antenne patch et de son envi-
	ronnement proche

5.45	Coefficient de réflexion obtenu sous HFSS pour le patch sur substrat fini, dimensionnée par les formules analytiques pour fonctionner à	
	2.45 GHz	143
3.46	Coefficient de réflexion obtenu sous HFSS pour l'antenne patch sur	
	substrat fini, dimensionnee par les formules analytiques modifiées $(L = 26.50 \text{ mm})$ nour fonctionner à 2.45 CHz	111
2 47	(L=26.59  mm) pour fonctionner a 2.45 GHz	144
3.47	Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne patch à 2.45 GHz, au format ( $\theta = \Phi$ )	144
3 48	Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne patch dimensionnée	1
5.10	précédemment, à 2.45 GHz, au format (X,Y).	145
3.49	Diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne patch dimensionnée	
	précédemment, à 2.45 GHz, au format (CoPol,XPol)	145
3.50	Influence de la dimension du plan de masse sur le Gain de l'antenne	
	patch présentée précédemment.	147
3.51	Mécanisme de rayonnement des ondes de surfaces au sein du sub-	
	strat d'une antenne patch $[181]$	148
3.52	Influence de la dimension du plan de masse sur le rayonnement	
	avant de l'antenne patch présentée précédemment.	148
3.53	Antenne entourée d'un environnement EBG pour le rayonnement	
	des ondes de surfaces [184].	149
3.54	Surface haute impédance réalisée par corrugation [185]	149
3.55	Influence de la dimension du plan de masse sur le rayonnement ar-	150
250	riere de l'antenne patch presentee precedemment.	150
3.36	Influence de la presence d'un superstrat ( $\varepsilon_r = 4.7$ , tan $\delta = 0.007$ ) sur la Coin de l'entenne noteb présentée présédemment en fonction de	
	son ápaisseur et de sa distance par rapport au substrat	151
3 57	Flargissement de la bande passante d'une antenne par l'utilisation	151
5.57	de plusieurs éléments résonants (a) bande étroite ou (b) large bande	
	[195].	153
3.58	Augmentation de la bande passante par une répartition planaire de	100
	plusieurs éléments résonants [195]	154
3.59	Augmentation de la bande passante par superposition de plusieurs	
	éléments résonants (a) sans ou (b) avec protection mécanique [195].	154
3.60	Principe de fonctionnement d'une antenne patch couplée par ouver-	
	ture [197]	156
3.61	Antenne patch couplée par une fente rectangulaire [199]	157
3.62	Niveau de couplage entre ligne et patch d'une antenne couplée par	
	ouverture rectangulaire, en fonction de la largeur de l'ouverture [199]	.157
3.63	Antenne double polarisation couplée par des ouvertures placées en "L" [200]	158
3.64	Antenne couplée par ouverture large-bande par superposition d'élé-	
	ments résonants [201]	159
3.65	Antenne couplée par ouverture large-bande doublement polarisée [203].	160
3.66	Comparaison entre une fente rectangulaire et une fente H de même	
	longueur $L$ : (a) géométrie, (b) distribution des champs sur la lar-	
	geur de la fente, (c) niveaux de couplage obtenus sur une même	
	antenne [204]	162

3.67	Antennes à toits capacitifs, constituant la réciproque, selon le prin- cipe de Babinet, des fentes en $H$ : (a) monopôle à toit capacitif [205] (b) dipôle à toit capacitif [206]	163
3.68	Antenne large bande, doublement polarisée couplée par des fentes	105
	tenne [207].	163
3.69	Performances de l'antenne présentée en figure 3.68 : (a) Bande Passante de chaque voie, (b) Isolation entre voies, Diagramme de	
	rayonnement dans les plans (c) E et (d) H. [207]	164
3.70	Géométrie d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique [208].	166
3.71	Principe d'une antenne lentille [219]	167
3.72	Aspect visuel de l'antenne lentille fonctionnant à 29 GHz [220]	167
3.73	Caractéristiques géométrique et électrique du guide d'onde diélec- trique conçu dans la bande 10.5-19 GHz [225].	168
3.74	Pertes d'insertion mesurées pour le guide d'onde diélectrique conçu dans la bande 10.5-19 GHz [225].	169
3.75	Antenne microruban entièrement maillée, alimentée par une sonde coaxiale [226].	170
3.76	Antenne microruban et sa ligne d'alimentation, maillées sur un sub- strat en verre [227]	171
3 77	Antenne patch rectangulaire maillé alimenté par sonde coaxiale	1/1
5.11	[108]	172
3 78	Influence de la transparence optique d'une antenne patch : (a) sur la	1/2
5.70	fréquence de résonance, (b) sur la bande passante, (c) sur l'efficacité de rayonnement, (d) sur le Gain [108].	172
3.79	Intégration d'antennes maillées sur des cellules photovoltaïques [228]	173
3 80	Vue en coupe du doublet renlié symétrique transparent [1]	173
3.81	Géométrie du doublet replié symétrique transparent [1]	174
3.82	Aspect visuel du doublet replié symétrique transparent réalisé par Hautcoeur <i>et al</i> [1]	175
3.83	Taux d'ondes stationnaires proposé en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne discontinue) par le doublet replié symétrique	175
3.84	<ul> <li>transparent [1]</li></ul>	175
	MHz [1].	176
3.85	Antenne à résonateur diélectrique optiquement transparent [232].	177
3.86	Cellule élémentaire de Yee pour la résolution par FDTD [250].	187
3.87	Exemple de précaution à prendre pour l'utilisation de la méthode PO-MoM en cas de zone d'ombre [256]	189
5.1	Aperçu des intercalaires utilisés pour l'assemblage des doubles/triples	100
52	Vue d'ensemble de l'antenne large hande doublement polarisée à	170
5.4	couplage capacitif	200
53	Géométrie de la ligne microruban inversée	200
5.5 5 A	Vue en course du modèle élémentaire de l'entenne doublement ne	201
5.7	larisée à couplage capacitif.	202

5.5	Vue de dessus du modèle élémentaire de l'antenne doublement po-	202
5 (	narisee a couplage capacitii.	202
5.0	Resultats de simulation en impedance de l'antenne double polarisa-	
	tion a couplage capacitif dans sa version elementaire (taille $\lambda \times \lambda$ )	204
	$(Z_0=50\Omega t).$	204
5.7	Résultats de simulation du paramètre $S_{11}$ correspondant à l'abaque	<b>a</b> a <b>r</b>
	de Smith de la figure 5.6 ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ).	205
5.8	Résultats de simulation en impédance de l'antenne doublement po-	
	larisée à couplage capacitif dans sa version élémentaire (taille $\lambda \times \lambda$ )	
	avec $Z_0=70\Omega$ .	205
5.9	Paramètres S de l'antenne en considérant $Z_0=70\Omega$	206
5.10	Diagrammes de rayonnement normalisés en polarisation principale	
	(CoPol, en rouge) et en polarisation croisée (XPol, en bleu) dans le	
	plan Horizontal de la voie 1 de l'antenne.	207
5.11	Diagramme de rayonnement normalisé en polarisation principale	
	(CoPol, en bleu) et en polarisation croisée (XPol, en rouge) dans	
	plan Horizontal de la voie 2 de l'antenne	208
5.12	Gain dans l'axe présenté par les deux voies de l'antenne doublement	
	polarisée à couplage capacitif dans sa version élémentaire, entre 1.6	
	GHz et 2.3 GHz	209
5.13	Vue d'ensemble de l'antenne doublement polarisée à couplage ca-	
	pacitif dans sa version élargie pour respecter les contraintes de fa-	
	brication.	210
5.14	Vue de dessus de l'antenne doublement polarisée à couplage capaci-	
	tif dans sa version élargie pour respecter les contraintes de fabrication.	.210
5.15	Etage de transformation d'impédance 70 $\Omega$ vers 50 $\Omega$	211
5.16	Paramètres S de l'antenne doublement polarisée à couplage capaci-	
	tif dans sa version élargie en considérant $Z_0=50\Omega$	211
5.17	Diagrammes de rayonnement normalisés en polarisation principale	
	(CoPol, en bleu) et en polarisation croisée (XPol, en rouge) dans le	
	plan Horizontal de la voie 2 de l'antenne élargie	212
5.18	Gain proposé par l'antenne doublement polarisée à couplage capa-	
	citif dans sa version élargie, entre 1.9 GHz et 2.2 GHz, et compa-	
	raison avec l'antenne élémentaire (en pointillé)	213
5.19	Vue d'ensemble du dispositif d'amélioration du rayonnement (in-	
	tercalaire + couronne) de l'antenne élargie.	213
5.20	Vue de dessus du dispositif d'amélioration du rayonnement (inter-	
	calaire + couronne) de l'antenne élargie	214
5.21	Diagramme de rayonnement normalisé en polarisation principale	
	(CoPol, en bleu) et en polarisation croisée (XPol, en rouge) dans le	
	plan Horizontal de la voie 2 de l'antenne élargie avec le dispositif	
	d'amélioration du rayonnement.	216
5.22	Gain présenté par l'antenne élémentaire dans sa version élargie avec	
	le dispositif d'amélioration du rayonnement, en comparaison des	
	cas précédents en pointillés (antenne initiale (Bleu) et antenne élar-	
	gie (Rouge) )	217
5.23	Paramètres S de l'antenne doublement polarisée à couplage capaci-	
	tif dans sa version élargie en présence de la couronne, en considé-	
	rant $Z_0=50\Omega$ .	217

5.24	Antenne élémentaire finale en cours de solidarisation	217
5.25	Vue d'ensemble du connecteur réalisé pour assurer l'interconnexion	
	entre un câble coaxial et une ligne microruban inversée	218
5.26	Illustration de la connexion de l'âme du câble coaxial, et de la re-	
	prise de découpe de la ligne microruban inversée.	219
5.27	Résultats des mesures de la bande passante présentée par l'antenne,	
	et comparaison avec les simulations	219
5.28	Résultats des mesures de l'isolation entre les voies de l'antenne, et	
	comparaison avec les simulations.	220
5.29	Paramètres S obtenus après rétro-simulation.	221
5.30	Diagramme de rayonnement mesuré sur la voie 2 de l'antenne uni-	
	taire pour quelques fréquences.	222
5.31	Gain mesuré sur chaque voie de l'antenne unitaire doublement po-	
	larisée à couplage capacitif.	223
5.32	Réseau linéaire partiellement transparent constitué de 8 éléments.	225
5.33	Paramètres S mesurés sur le réseau linéaire de 8 éléments.	225
5.34	Installation du réseau d'antenne sur un mât pour la mesure en base	-
0.00	extérieur des diagrammes de rayonnement (a) dans le plan horizon-	
	tal et (b) dans le plan vertical.	226
5.35	Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sur une des deux	
0.00	voies, dans le plan horizontal, pour quelques fréquences.	227
5.36	Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sur une des deux	
0.00	voies, dans le plan vertical, pour quelques fréquences,	228
5.37	Gains mesurés et simulés sur chaque voie du réseau de 8 antennes	
0.07	entre 1.7 GHz et 2.2 GHz.	229
6.1	Modèle de l'antenne simple polarisation choisie : (a) vue d'ensemble	
	et (b) vue en coupe	234
6.2	Étapes clés du dimensionnement de l'antenne simple polarisation à	
	couplage capacitif : (a) obtention du groupe de boucles, (b) place-	
	ment du groupe de boucles sur l'axe réel et transformation d'impé-	
	dance, (c) ajout de la connectique et des éléments mécaniques	234
6.3	Les deux premières étapes de la réalisation d'une antenne transpa-	
	rente : a) réalisation du flan en technologie PCB, b) découpe du flan	
	pour l'extraction des éléments utiles	236
6.4	Aspect visuel d'un a) patch optiquement transparent sur un substrat	
	optiquement transparent et b) d'une antenne optiquement transpa-	
	rente, obtenus avec la nouvelle méthode de réalisation	236
6.5	Aperçu de la première pièce en laiton, faite à la main, pour assurer	
	la connexion entre un câble coaxial et une ligne microruban sur	• • <b>-</b> -
	substrat épais.	237
6.6	Vue d'ensemble d'une interconnexion entre un câble coaxial et une	
	ligne microruban épaisse à l'aide de la pièce en laiton illustrée en	
	figure 6.5	237
6.7	Coefficient de réflexion mesuré pour l'antenne simple polarisation	
	a couplage capacitit, avant et après vernissage, en comparaison de	<b>0</b> 000
<i>c</i> ~	l'antenne de référence et du résultat simulé	238
6.8	Base de mesures champ proche de l'INSA Rennes, utilisée pour la	
	mesure des diagrammes de rayonnement d'antennes.	239

	~	
6.9	Gains mesuré pour l'antenne simple polarisation à couplage capaci- tif, en comparaison du Gain de l'antenne de référence et du résultat	230
( 10		239
6.10	Diagrammes de rayonnement, mesures et simules, de l'antenne simple polarisation à couplage capacitif, dans le plan H, pour quelques fré- quences. Légende selon un tri décroissant de la valeur à Theta =	240
	$180^{\circ}$	240
6.11	Diagrammes de rayonnement, mesurés et simulés, de l'antenne simple polarisation à couplage capacitif, dans le plan E, pour quelques fré- quences. Légende selon un tri décroissant de la valeur à Theta =	041
( 10		241
6.12	Illustration du placement du câble coaxial, <i>a priori</i> responsable de	
	la dégradation de la directivité dans le plan E	242
6.13	Vue d'ensemble du modèle de simulation de l'antenne double pola-	
	risation à haute isolation.	245
6.14	Vue de dessus du modèle de simulation de l'antenne double polari-	
	sation à haute isolation.	246
6.15	Géométrie de l'alimentation utilisée pour l'antenne double polari-	
	sation à haute isolation.	247
6 16	Vue en coupe de l'antenne double polarisation à haute isolation	248
6.17	Paramàtres S prédits pour l'antenne unitaire double polarisation à	270
0.17	haute isolation	250
6 10	Antennos unitainos réalisées (a) varian antiquement transportation	250
0.18	Antennes unitaires reansees : (a) version optiquement transparente	051
( 10	sans etape de finition et (b) version opaque.	251
6.19	isolation dans sa version "transparente", et comparaison avec les	
	résultats simulés.	252
6.20	Modèle initial pour les simulations des diagrammes de rayonnement.	253
0.21	Diagrammes de rayonnement, dans le plan Horizontal, de la voie i	
	du modele de rayonnement initial, en composante principale (Co-	051
	Pol, Rouge) et en composante croisee (XPol, Bleu)	254
6.22	Diagrammes de rayonnement, dans le plan Horizontal, de la voie 2	
	du modèle de rayonnement initial, en composante principale (Co-	
	Pol, Bleu) et en composante croisée (XPol, Rouge)	255
6.23	Etape 1 : Retrait du plan de masse, et conservation du verre sodo-	
	calcique arrière.	256
6.24	Etape 1 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie	
	1, en composante principale (CoPol, Rouge) et en composante croi-	
	sée (XPol, Bleu).	257
6.25	Etape 1 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie	
	2, en composante principale (CoPol, Bleu) et en composante croisée	
	(XPol, Rouge).	258
6.26	Etape 2 : Retrait du verre arrière.	259
6.27	Etape 2 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie	
0.27	1 en composante principale (CoPol Rouge) et en composante croi-	
	sée (XPol Bleu)	260
6 28	Etane 2 : Diagrammes de ravonnement (nlan Horizontal) de la voie	200
0.20	2 en composante principale (CoPol Rleu) et en composante croisée	
	(VDal Dauga)	761
	$(\Lambda r \circ i, K \circ u g c)$ .	201

6.29	Etape 3 : Réduction de la longueur des câbles coaxiaux	. 262
6.30	Etape 3 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie	
	1, en composante principale (CoPol, Rouge) et en composante croi-	
	sée (XPol, Bleu).	. 263
6.31	Etape 3 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie	
	2, en composante principale (CoPol, Bleu) et en composante croisée	
	(XPol, Rouge)	. 264
6.32	Simulation du Gain minimal obtenu sur chaque voie, pour la confi-	
	guration initiale (Rouge), et pour la configuration issue de l'étape 3	
	(Vert)	. 265
6.33	Isolation entre les voies $\pm 45^{\circ}$ au sein d'un réseau de 3 éléments :	
	sur une même antenne (Vert), entre deux antennes voisines (Orange),	
	entre toutes les combinaisons selon une alimentation uniforme sans	
	déphasage (Rouge)	. 266
6.34	Comparaison des niveaux d'isolation obtenus en simulation au sein	
	du réseau de 3 éléments présenté en figure 6.33	. 266
6.35	Insertion de parois verticales au sein d'un réseau [265]	. 267
6.36	Vue d'ensemble d'un <i>beamformer</i> optiquement transparent proposé	
	pour l'amélioration des performances en rayonnement.	. 268
6.37	Vue de dessus du <i>beamformer</i> proposé.	. 268
6.38	Diagrammes de rayonnement, dans le plan Horizontal, de la voie 1	
	avec le beamformer, en composante principale (CoPol, Rouge) et	
	en composante croisée (XPol, Bleu)	. 269
6.39	Diagrammes de rayonnement, dans le plan Horizontal, de la voie 2	
	avec le beamformer, en composante principale (CoPol, Bleu) et en	
	composante croisée (XPol, Rouge)	. 270
6.40	Dégradation des paramètres S due à la résonance du <i>beamformer</i> .	. 271
6.41	Ajout d'un matériau absorbant pour atténuer la résonance du beam-	
	former	. 272
6.42	Paramètres S simulés en présence d'un matériau absorbant	. 272
6.43	Simulation du Gain minimal obtenu sur chaque voie pour l'antenne	
	double polarisation, en présence du beamformer et d'un absorbant	
	(Bleu), en comparaison des Gains obtenus pour les configurations	
	précédentes (figure 6.32)	. 273
6.44	Flan PCB destiné au réseau linéaire de 11 antennes	. 274
6.45	Différence de transparence optique en fonction de la finition des	
	substrats	. 274
6.46	Conception du réseau de 11 éléments.	. 275
6.47	Intégration des réseaux d'alimentation à l'arrière du réseau optique-	
	ment transparent.	. 276
6.48	Aperçu du réseau linéaire de 11 antennes, optiquement transparent,	
	après assemblage.	. 277
6.49	Mesure du VSWR sur chaque voie du réseau de 11 antennes	. 278
6.50	Mesure de l'isolation entre les voies du réseau de 11 antennes	. 279
6.51	Diagrammes de rayonnement, en composante principale et en com-	
	posante croisée, du réseau dans le plan Horizontal.	. 280
6.52	Diagrammes de rayonnement, en composante principale et en com-	
	posante croisée, du réseau dans le plan Vertical (tilt $0^{\circ}$ )	. 281

6.53	Diagrammes de rayonnement, en composante principale et en com-
	posante croisée, du réseau dans le plan Vertical (tilt 6°)
6.54	Diagrammes de rayonnement, en composante principale et en com-
	posante croisée, du réseau dans le plan Vertical (tilt 12°)
6.55	Gain proposé par le réseau de 11 antennes

## Liste des tableaux

2.1	Quanta d'énergie pouvant être absorbés par l'atome d'hydrogène. 52
2.2	Longueurs d'ondes pouvant être absorbées par l'atome d'hydrogène. 53
2.3	Critères de choix d'un matériau transparent et conducteur [80] 56
2.4	Etat de l'art non exhaustif des performances des films métalliques
	ultraminces ( $\rho_0$ : résistivité intrinsèque du matériau, $e$ : épaisseur,
	$\rho$ : résistivité effective, $T$ : transmittance optique)
2.5	Caractéristiques géométriques et optiques des tissus métalliques pré-
	sentés [109]
2.6	Caractéristiques électrique et optique des verres technologiques les
	plus courants
3.1	Caractéristiques électriques de l'antenne panneau présentée [161] 93
3.2	Echantillons utilisés pour la synthèse du réseau selon la méthode de
	Woodward-Lawson
3.3	Excitations à appliquer pour la synthèse de réseau, et comparaison
~ .	avec le résultat de la synthèse de Dolph-Chebyshev selon [167] 120
3.4	Paramétres électrique et géométrique de la ligne microruban étudiée
	par modele analytique
5.1	Cahier des charges pour l'antenne unitaire large bande et pour le
	réseau de 8 éléments
5.2	Dimensions de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif
	dans sa version élémentaire (taille $\lambda$ )
5.3	Dimensions mises à jour (en gras) et complémentaires au tableau
	5.2 pour l'antenne élargie
5.4	Résultat de l'étude paramétrique concernant l'influence de la géo-
	métrie de la couronne (Ouverture et Largeur) sur le Gain obtenu à
	1.9 GHz, 2 GHz et 2.2 GHz
61	Dimensions de l'antenne simple polarisation à couplage capacitif 235
6.2	Performances attendues avec l'antenne élémentaire ontiquement trans-
0.2	parente pour station de base urbaine
6.3	Dimensions de l'antenne double polarisation à haute isolation 249
6.4	Performances obtenues à l'issue des travaux sur l'antenne double
5.1	polarisation à haute isolation.

## **Chapitre 1**

## Introduction

#### **1.1** Contexte et motivation de l'étude

La qualité de service proposée par les télécommunications mobiles n'a cessé de s'améliorer depuis les années 1980, grâce à l'évolution des normes et des technologies associées :

- La norme AMPS (Advanced Mobile Phone System) marque le début de la téléphonie mobile de première génération (1G), avec une mise en place dans les années 1980 à 1990 en Amérique du Nord. Le réseau Radiocom 2000, utilisant cette norme, est installé en France en 1986, complété en 1989 par un réseau concurrent, celui de la Société Française du Radiotéléphone (aujourd'hui connue sous l'acronyme SFR), reposant sur la norme NMT (Nordic Mobile Telephone).
- Le GSM (Global System for Mobile communications) marque le début de la téléphonie mobile de deuxième génération (2G), et s'appuie des technologies numériques. Sa commercialisation débute en France en 1991.
- Le GPRS (General Packet Radio Service) et l'EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) complètent la norme GSM existante (2G+), en ajoutant sur le réseau GSM le service par paquets déjà existant sur la technologie Internet. Ces normes sont mises en place en France à partir de 1998.
- Les normes de troisième génération (3G), donne ensuite accès aux services "haut-débit" et à la visio-conférence. La technologie CDMA2000 (Code Division Multiple Access), davantage présente en Amérique du Nord et en Corée du Sud, a été déployée à partir des années 2000. Les offres UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), très présentes en Europe, ont été lancées en France fin 2004. Enfin, pour combler son retard technologique tout en

s'affranchissant des brevets déjà existants, la Chine a développé la norme de troisième génération TD-SCDMA (Time Division Synchronous Code Division Multiple Acces), non sans problèmes de compatibilité avec les modèles de terminaux les plus courants.

– La norme LTE (Long Term Evolution) (4G) propose une qualité de service supérieure (pour le client, cela se traduit par un débit supérieur, un accès plus rapide à l'information) aux normes 3G décrites précédemment, avec des terminaux utilisables sur chaque réseau national. La commercialisation des offres en France a débuté fin 2013.

Actuellement en France, les technologies GSM, GPRS, EDGE, UMTS et LTE sont implémentées sur les réseaux. Ces technologies fonctionnent différemment (fréquences de fonctionnement, protocoles, ...) et nécessitent parfois l'ajout de matériel, notamment l'ajout d'antennes de stations de base au réseau déjà existant. Cette situation devient difficile à gérer dans les zones urbaines, à cause du manque de place pour installer de nouveaux sites et de la pollution visuelle engendrée, peu appréciée de l'opinion publique.

Des initiatives d'intégration paysagère existent déjà, par exemple l'utilisation de fausses cheminées, ou de faux arbres, dans lesquels sont placées les antennes relais. Cependant, ces solutions ne sont pas applicables sur tous les sites et ne sont pas facilement intégrables en milieu urbain notamment dans les centres historiques ou dans les grands centres commerciaux.

Les antennes transparentes peuvent répondre à une partie de cette problématique. En effet, ces antennes sont plus discrètes et elles peuvent être installées à des endroits encore inexploités, comme par exemple au sein des surfaces vitrées des bâtiments ou le long des façades.

#### **1.2** Objectifs et contributions

Dans ce contexte, Bouygues Telecom et l'IETR sont associés depuis 2008 pour développer des réseaux d'antennes optiquement transparents pour station de base urbaines. Les premiers travaux, issus de la thèse de Julien Hautcoeur [1], ont permis de mettre en place une méthode de fabrication des antennes transparentes : il s'agit de déposer un matériau conducteur optiquement transparent en couches épaisses sur du verre.

Les performances radioélectriques et optiques de ces matériaux sont telles que cette solution possède le plus haut facteur de mérite de l'état de l'art. Toutefois, cette méthode de réalisation est difficilement industrialisable, et ne permet pas d'envisager certaines architectures antennaires proposant de bonnes performances radioélectriques. En conséquence, les antennes réalisées selon les architectures ciblées par Hautcoeur n'ont pas présenté des performances radioélectriques compatibles avec le besoin.

L'objectif de cette thèse est de proposer de nouvelles antennes optiquement transparentes, dont les performances sont compatibles avec le besoin, et dont l'architecture permet de prendre en compte les contraintes industrielles de fabrication.

A ce titre, la contribution de ces travaux de thèse a été de proposer une première architecture antennaire pouvant être mise en oeuvre avec la méthode de réalisation utilisée précédemment par J. Hautcoeur, puis de constater, au travers de la réalisation d'une antenne et d'un réseau de 8 éléments, que cette méthode ne permet pas d'aboutir aux architectures ciblées en réponse aux besoins de performances.

Un nouveau procédé technologique a donc été proposé. La réalisation d'une première antenne a permis d'évaluer les avantages et les inconvénients de ce nouveau procédé, et également d'évaluer la fidélité des performances mesurées par rapport aux résultats prédits en simulation. Forts de ces résultats, une deuxième antenne, reposant sur l'architecture ciblée, a été proposée. Cette même antenne a ensuite été utilisée pour réaliser un réseau de 11 éléments.

Les performances obtenues par l'ensemble de ces antennes amènent à la conclusion qu'il est possible de réaliser des réseaux d'antennes optiquement transparents pour stations de base avec des performances radioélectriques similaires aux réseaux d'antennes opaques actuellement utilisés.

#### **1.3** Organisation du document

Ce mémoire s'articule en six chapitres :

- Le chapitre 2 constitue un état de l'art des matériaux conducteurs et/ou optiquement transparents. Les méthodologies de mesure des paramètres (optiques et électriques) d'intérêt sont présentées. Les performances de ces matériaux sont comparées à celles des matériaux standards utilisés dans l'électronique.
- Le chapitre 3 est un état de l'art des architectures antennaires candidates.
   Les caractéristiques antennaires générales sont présentées, ainsi que des architectures proposées en réponse au besoin d'atteindre ces caractéristiques.
   Plusieurs réalisations d'antennes élémentaires optiquement transparentes disponibles dans l'état de l'art sont également détaillées. L'évaluation de ces architectures, de plus en plus avancées, repose désormais sur le choix judicieux de méthodes de simulation électromagnétique.

- Le chapitre 4 justifie le positionnement de nos travaux de recherche.
- Le chapitre 5 rassemble les travaux réalisés, une antenne et un réseau de 8 antennes, selon la méthode de réalisation utilisée précédemment par J. Hautcoeur. Les performances obtenues sont comparées à celles des réalisations présentées dans l'état de l'art.
- Le chapitre 6 regroupe les travaux réalisés, une antenne et un réseau de 11 antennes, selon un nouveau procédé technologique proposé. Les performances obtenues sont comparées à celles des réalisations présentées précédemment. Des propositions pour l'amélioration des performances en rayonnement sont évoquées.
- Le chapitre 7 conclut la présentation de ces travaux de recherche et donne un aperçu des évolutions envisageables et/ou nécessaires pour l'amélioration de la conception, de la réalisation et de l'industrialisation des antennes optiquement transparentes pour stations de base urbaines.

### Chapitre 2

# État de l'art sur les matériaux optiquement transparents

Ce chapitre a pour vocation de présenter les technologies pouvant être mises en œuvre dans le cadre de la conception et de la réalisation d'antennes optiquement transparentes pour stations de base urbaines. Le sujet est relativement *transverse*, puisqu'il s'appuie sur l'Optique, la Microélectronique, l'Electronique Radio-Fréquences, les Antennes, plus généralement l'Electromagnétisme, mais aussi les Mathématiques. Cette transversalité se reflète donc dans son contenu.

Une manière efficace de réaliser des antennes optiquement transparentes consiste à déposer un matériau conducteur optiquement transparent sur un substrat optiquement transparent. Dans ce contexte, la section 2.1 est une présentation des différentes technologies ou solutions pour aboutir à des matériaux conducteurs optiquement transparents. La section 2.2 détaille les différents substrats optiquement transparents candidats.

#### 2.1 Les conducteurs optiquement transparents

Un matériau conducteur et optiquement transparent dispose des propriétés physiques suivantes :

- Sa résistivité électrique  $\rho$ , exprimée en Ohm.mètre ( $\Omega$ .m), qui est l'inverse de la conductivité électrique  $\sigma$ , exprimée en Siemens par mètre (S.m<sup>-1</sup> ou  $\Omega^{-1}$ .m<sup>-1</sup>).
- Sa transmittance optique, exprimée par le pourcentage (%) d'intensité lumineuse incidente traversant le matériau, mesuré dans le domaine du visible (longueur d'onde comprise entre 400 nm et 800 nm).

Dans cette section, on préférera évoquer la transmittance optique plutôt que la transparence, bien que le mot "transparence" soit plus élégant. En effet, un objet possédant une bonne transmittance optique n'est pas nécessairement transparent.

De plus, les résultats présentés ultérieurement dans l'état de l'art ne permettent pas de démontrer la transparence d'un matériau, seulement sa transmittance. A ce titre, la figure 2.1 montre 3 matériaux possédant une bonne transmittance optique : le premier matériau n'est pas transparent mais translucide, le deuxième matériau est visible, le troisième matériau est transparent.



Figure 2.1 – Trois exemples de matériaux à haute transmittance optique : (a) matériau translucide, (b) matériau visible, et (c) matériau transparent.

La section 2.1.1 présente plusieurs techniques de caractérisation électrique permettant de mesurer la résistivité d'un matériau conducteur et les ordres de grandeur attendus. La section 2.1.2 présente le principe de la spectrophotométrie, technique utilisée pour mesurer la transmittance optique d'un matériau optiquement transparent.

Les sections 2.1.3, 2.1.4, 2.1.5 et 2.1.6 présentent 4 familles de matériaux conducteurs optiquement transparents proposés par la communauté scientifique :

- Les Oxydes Transparents et Conducteurs (OTC)
- Les Films métalliques ultraminces
- Les Multicouches métal-OTC et métal-métal
- Les Couches épaisses métalliques maillées

Enfin, la section 2.1.7 dresse un bilan de ces solutions et présente notre positionnement sur la solution que nous proposons par la suite.

#### 2.1.1 Caractérisation de la résistivité électrique des matériaux

La résistivité électrique  $\rho$  est une caractéristique intrinsèque à un matériau qui ne peut être mesurée directement. Elle peut cependant être déduite de la mesure de la résistance R d'un élément réalisé à partir de ce matériau. Pour un fil de longueur L exprimée en mètre (m), de section constante de surface S exprimée en mètre carré (m<sup>2</sup>), réalisé avec un matériau de résistivité  $\rho$  exprimée en Ohm.mètre ( $\Omega$ .m), sa résistance R exprimée en Ohm ( $\Omega$ ) vaut

$$R = \rho \frac{L}{S} \tag{2.1}$$

Il suffit donc *a priori* de connaître la géométrie et la résistance d'un motif pour connaître la résistivité du matériau constituant le motif. La mesure de R se fait à l'aide d'un appareil tel qu'un simple ohmmètre. Toutefois, la valeur de R mesurée est systématiquement plus élevée que prévue, à cause des résistances rajoutées par les contacts entre le motif métallique et les pointes de l'ohmmètre. Une première solution consiste donc à évaluer plutôt l'évolution de la résistance d'un fil (ou d'une barre) de section constante en fonction de sa longueur. Il s'agit de la méthode TLM (Transfer Length Measurement) [2].

#### 2.1.1.1 La méthode TLM

La méthode TLM est illustrée en figure 2.2 sur l'exemple d'un microfil [2]. Sur la configuration proposée, 6 résistances peuvent être mesurées selon les combinaisons de 2 des 4 points d'accès disponibles (notées SMU). Les résistances mesurées sont celles de fils de même section constante, mais de longueurs différentes. Dans le cas présenté, les dimensions des fils sont obtenues par profilométrie (pour l'épaisseur et la largeur, ce qui détermine S) et par microscopie (pour la longueur L). La caractéristique "résistance en fonction du ratio longueur/aire de la section" obtenue est une droite, dont le coefficient directeur est égal à la résistivité du fil, et l'ordonnée à l'origine  $R_0$  est égale à la somme des résistances des deux contacts, soit



$$R = \rho \frac{L}{S} + R_0 \tag{2.2}$$

Figure 2.2 – Application de la méthode TLM pour la mesure de résistivité électrique d'un matériau [2].

L'avantage de la méthode TLM est qu'elle peut s'appliquer à n'importe quelle section de fil, que ce soit un microfil ou une barre métallique, tant que la section du fil reste constante. L'inconvénient est qu'il est nécessaire de réaliser au moins 3 mesures électriques pour arriver à un résultat (prise en compte de la résistance de contact  $R_0$ , mais également des mesures pour une bonne caractérisation géométrique du motif réalisé.

La prise en compte de la résistance de contact  $R_0$  est une étape critique de la méthode TLM. En effet,  $R_0$  inclut principalement les résistances internes des dispositifs de mesures, puisque chaque point d'accès est utilisé pour injecter un courant I et, simultanément, acquérir un potentiel V pour la mesure de la tension, étapes nécessaires pour estimer la résistance R ( $R = \frac{V}{I}$ ).

Les méthodes dites des "4 pointes" ("four-probe" measurements) sont une alternative à la solution précédente, et permettent de séparer la source de courant de l'interface de mesure de la tension (Voltmètre). Le voltmètre étant indépendant, son impédance peut devenir très supérieure aux résistances de contact : l'influence de ces dernières est donc minimisé car la dérivation en courant dans le voltmètre peut être négligée. Il existe 2 principales méthodes des 4 pointes : la méthode des 4 pointes colinéaires et la méthode des 4 pointes de Van der Pauw.

#### 2.1.1.2 La méthode des 4 pointes colinéaires

La méthode des 4 pointes colinéaires trouve son origine dans le besoin d'évaluer la constitution des sols terrestres pour la prospection minière. En 1912, l'ingénieur français Conrad Schlumberger déposa un brevet intitulé "Procédé pour la détermination du sous-sol au moyen de l'électricité" [3]. Ces travaux ont probablement inspiré Frank Wenner, du Bureau Américain des Standards (actuellement le National Institute of Standards and Technology, NIST). Ce dernier proposa en 1916 la méthode dite de Wenner [4], qui reste incontournable de nos jours pour la mesure des sols, au même titre que la méthode de Schlumberger.

La première application microélectronique de la méthode des 4 pointes colinéaires a été publiée par Leopoldo Valdes en 1954 [5], pour mesurer la résistivité de substrats de Germanium, utilisés pour la fabrication de certains transistors. Elle peut également être utilisée pour les matériaux conducteurs (métaux). Le principe de la méthode des 4 pointes, illustré en figure 2.3, consiste à utiliser un dispositif comprenant 4 pointes alignées, espacées entre elles d'une distance  $s_i$  ( $1 \le i \le 3$ ), exprimées en mètre (m). Ce dispositif est posé sur le substrat contenant une couche uniforme du matériau à caractériser.

Un courant *I*, exprimé en ampère (A) circule dans les pointes 1 et 4, et une tension *V*, exprimée en volts (V) est mesurée aux bornes des pointes 2 et 3. Dans le cas d'une couche de dimensions très grandes par rapport à la zone de mesure, la résistivité  $\rho_0$  exprimée en Ohm.mètre ( $\Omega$ .m) est calculée de la manière suivante :

$$\rho_0 = \frac{V}{I} \frac{2\pi}{\left(\frac{1}{s_1} + \frac{1}{s_3} - \frac{1}{s_1 + s_2} - \frac{1}{s_2 + s_3}\right)}$$
(2.3)



Figure 2.3 – Principe de mesure de la résistivité d'un matériau par la méthode des 4 pointes colinéaires [5].

Si les espacements inter-pointes  $(s_1, s_2, s_3)$  sont tous égaux à s, l'équation (2.3) devient

$$\rho_0 = \frac{V}{I} 2\pi s \tag{2.4}$$

Selon l'équation 2.4, la mesure peut s'obtenir quasi-directement, en comparaison de la méthode TLM. Mais cet avantage n'est valable que dans les conditions suivantes [5][6] :

- L'échantillon à mesurer doit être très grand par rapport à l'espacement s entre les pointes. A titre d'exemple, en considérant les 4 pointes placées au centre d'un échantillon circulaire de diamètre D, D doit être au moins 7 fois supérieur à l'espacement s.
- L'épaisseur t de l'échantillon à mesurer doit être au moins 10 fois supérieure à l'espacement s entre les pointes.

Si les conditions mentionnées ci-dessus ne sont pas satisfaites, il est nécessaire d'appliquer un facteur de correction K, sans unité, dont la valeur va dépendre des ratios D/s et t/s, et de la conductivité du support de l'échantillon [5]. La résistivité  $\rho$  exprimée en Ohm.mètre ( $\Omega$ .m) vaut alors

$$\rho = \rho_0 K \tag{2.5}$$

L'évaluation du facteur de correction K constitue un inconvénient, dans la mesure où une évaluation simple conduit à utiliser des échantillons de formes simples, de grande taille, d'épaisseur importante, dans des conditions de mesure qui peuvent ne pas être adaptées à l'utilisation finale. Dans le cas contraire, le résultat dépend fortement du facteur de correction, ce dernier dépendant de multiples facteurs (géométrie de l'échantillon, géométrie de la sonde 4 pointes, espacement des pointes, nature et géométrie du support ...). La méthode des 4 pointes de Van der Pauw permet de s'affranchir de l'utilisation de facteurs correctifs dans la majorité des cas.

#### 2.1.1.3 La méthode des 4 pointes de Van der Pauw

La méthode des 4 pointes proposée par Leo Johan van der Pauw en 1958 [7], reformulée dans [8], est la suivante :

- L'échantillon peut être de forme arbitraire mais d'épaisseur constante, ne présentant aucun évidement (on parle alors d'un motif simplement connexe). Un motif carré est conseillé pour simplifier les mesures (figure 2.4).
- L'échantillon à caractériser dispose de 4 points de mesures, de taille négligeable par rapport à la taille de l'échantillon, disposées sur la périphérie de l'échantillon. Pour le motif carré illustré en figure 2.4, les points de mesure sont placés sur les coins du carré.
- Quatre séries de mesures sont alors effectuées. Pour chaque mesure, un courant d'intensité I est appliqué le long d'un côté du motif carré, tandis qu'une tension V est mesurée aux extrémités du côté opposé, comme le montre la figure 2.4. Huit tensions (V<sub>1</sub> à V<sub>8</sub>) sont obtenues à l'issue de la série de mesures.



Figure 2.4 – Illustration de la méthode des 4 pointes de Van der Pauw pour la mesure de résistivité [8].

Les tensions mesurées permettent de définir deux résistivités intermédiaires  $\rho_A$  et  $\rho_B$ , exprimées en Ohm.mètre (ohm.m) telles que :

$$\rho_A = \frac{\pi}{\ln 2} f_A t \left( \frac{V_1 - V_2 + V_3 - V_4}{4I} \right)$$
(2.6)

$$\rho_B = \frac{\pi}{\ln 2} f_B t \left( \frac{V_5 - V_6 + V_7 - V_8}{4I} \right)$$
(2.7)

Avec t l'épaisseur de l'échantillon, exprimée en mètre (m),  $V_1$ - $V_8$  les tensions mesurées en Volts (V), I le courant appliqué sur les 4 côtés, de valeur constante exprimée en Ampères (A) et  $f_A$ ,  $f_B$  des facteurs géométriques, dépendant de la symétrie géométrique de l'échantillon. La symétrie géométrique étant liée au ratio des tensions mesurées,  $f_A$  et  $f_B$  dépendent respectivement des ratios de tensions  $Q_A$  et  $Q_B$  ( $f_A = f_B = 1$  pour un motif parfaitement symétrique), avec

$$Q_A = \frac{V_1 - V_2}{V_3 - V_4} \tag{2.8}$$

$$Q_B = \frac{V_5 - V_6}{V_7 - V_8} \tag{2.9}$$

$$\frac{Q-1}{Q+1} = \frac{f}{0.693} \operatorname{arccosh}\left(\frac{e^{\frac{0.693}{f}}}{2}\right)$$
 (2.10)

La résistivité  $\rho$  de l'échantillon se déduit alors des résistivités intermédiaires  $\rho_A$ et  $\rho_B$  par

$$\rho = \frac{\rho_A + \rho_B}{2} \tag{2.11}$$

#### 2.1.1.4 Conclusion sur la caractérisation de la résistivité électrique : introduction de la notion de résistance par carré ( $\mathbf{R}_{\Box}$ )

Nous avons pu remarquer que la méthode TLM nécessite de connaître la géométrie complète des motifs (longueur L, largeur W et épaisseur t) pour déterminer la résistivité du matériau constituant les motifs. Les méthodes des 4 pointes permettent de réduire le nombre d'inconnues géométriques, où seule l'épaisseur t doit être mesurée si la géométrie de l'échantillon est judicieusement choisie.

Toutefois, mesurer une épaisseur entraîne un surcoût, tant financier que temporel, en particulier pour de faibles épaisseurs, d'ordre micrométrique, où seules les techniques de profilométrie ou d'ellipsométrie sont disponibles [9, 10]. Pour s'affranchir de toute mesure géométrique, la notion de résistance par carré peut être utilisée. Notée  $R_{\Box}$ , et exprimée en Ohms par carré ( $\Omega/\Box$ ), il s'agit de la résistance d'un motif carré (W=L). L'équation (2.1) devient donc

$$R = \rho \frac{L}{Wt} = \frac{\rho}{t} = R_{\Box}$$
(2.12)

Cette notion de résistance par carré donne un avantage sérieux à la méthode des 4 pointes de Van der Pauw, car elle permet d'évaluer directement la résistance par carré d'un matériau d'un échantillon de forme carrée. De plus, la taille de l'échantillon n'a pas d'impact sur les résultats obtenus. Ce sont les principales raisons du succès de la méthode des 4 pointes Van der Pauw et de l'utilisation courante de la notion de résistance par carré  $R_{\Box}$  au lieu de la résistivité  $\rho$ , largement utilisée lors de la présentation des performances des conducteurs optiquement transparents.

La section suivante s'intéresse à la spectrophotométrie, qui semble être la seule technique de caractérisation de la transmittance optique des matériaux. Cette caractérisation est nécessaire à l'évaluation fine des performances des matériaux conducteurs optiquement transparents.

#### 2.1.2 Caractérisation de la transmittance optique d'un matériau par spectrophotométrie

La transmittance optique d'un matériau est définie par le pourcentage (%) d'une intensité lumineuse incidente  $I_0$  traversant le matériau, mesuré dans le domaine du visible (longueur d'onde comprise entre 400 nm et 800 nm). L'intensité mesurée I après traversée du matériau permet de déterminer la transmittance optique T, qui vaut, selon la loi de Lambert [11]

$$T = \frac{I}{I_0} \tag{2.13}$$

Ce concept constitue le fondement de la spectrophotométrie, dont le principe est illustré en figure 2.5. Les principaux éléments de ce banc de mesure sont détaillés ci-après.



Figure 2.5 – Schéma de principe d'un spectrophotomètre [13].

#### 2.1.2.1 Les sources lumineuses à incandescence

Le choix de la source lumineuse dépend de la plage de longueurs d'ondes utilisée pour la caractérisation de l'échantillon, et de la durée de vie voulue. Les technologies les plus répandues sont les lampes à incandescence et les lampes à arc.

En spectrophotométrie, les lampes à incandescence sont utilisées pour générer un spectre lumineux dans les régions Visible et Infrarouge, où la longueur d'onde est comprise entre 320 nm et 1100 nm. La figure 2.6 illustre une lampe a incandescence dans ses premières implémentations, actuellement obsolètes depuis plusieurs mois. Le principe est de générer le spectre lumineux par échauffement de matière, cet échauffement étant produit par une énergie électrique parcourant un filament. Le filament est protégé d'une dégradation instantanée par un bulbe en verre rempli d'un gaz inerte, souvent du Krypton ou de l'Argon. Des filaments en Carbone étaient initialement utilisés, mais la sublimation importante du Carbone opacifie rapidement le bulbe, entraînant une perte de luminosité importante au cours du temps. Les filaments en Tungstène, plus résistants, ont donc été privilégiés. Les lampes à incandescence classiques ont cependant un rendement lumineux médiocre, principalement à cause de la faible température pouvant être atteinte par le système, cette température étant limitée par la composition du gaz inerte et du bulbe.



Figure 2.6 – Description d'une lampe à incandescence dans ses premières implémentations [14].

L'utilisation d'un gaz halogène, tel que le Brome ou l'Iode, permet la création d'un cycle, appelé cycle halogène régénératif, illustré en figure 2.7. Ce cycle permet de prolonger la durée de vie du filament de Tungstène et de limiter les dépôts de Tungstène sur le bulbe, ce qui garantit une luminosité maximale au cours du temps. L'ensemble permet également d'atteindre des températures plus élevées au niveau du filament, à condition d'utiliser un bulbe en Quartz ou en tout autre matériau optiquement transparent et résistant à la température. Cette hausse de température permet d'enrichir le spectre d'émission dans le domaine du visible, en générant des longueurs d'ondes plus courtes.



Figure 2.7 – Illustration du cycle régénératif se produisant dans les lampes à incandescence halogène [15].

Cette dépendance thermique du spectre d'émission est modélisée par la loi de rayonnement de Planck [16]. Dans le cadre de l'étude d'un corps idéal, appelé *corps noir*, il est montré que la longueur d'onde minimale pouvant être rayonnée par ce corps diminue lorsque sa température de surface augmente, selon la loi suivante

$$L_{\lambda} = \frac{2hc^2}{\lambda^5} \frac{1}{e^{\frac{hc}{k_B\lambda T}} - 1}$$
(2.14)

avec *c* la vitesse de la lumière dans le vide, exprimée en mètre par seconde (m.s<sup>-1</sup>),  $\lambda$  la longueur d'onde, exprimée en mètre (m), *T* la température, exprimée en Kelvins (K), *h* la constante de Planck (*h* = 6,63.10<sup>-34</sup> Joule.seconde), *k*<sub>B</sub> la constante de Boltzmann (*k*<sub>B</sub> = 1,381.10<sup>-23</sup> Joule.Kelvin<sup>-1</sup>).

La figure 2.8 a) illustre la distribution spectrale d'une lampe à incandescence halogène, en comparaison de la distribution spectrale du soleil, dont la température est estimée à 5800 Kelvins. A cause d'une température de corps noir limitée par le point de fusion du Tungstène (3550 Kelvins), une importante partie du rayonnement demeure dans le spectre infrarouge. Toutefois, le spectre obtenu est plus riche lorsque la température du filament est maximale, comme le montre la figure 2.8 b).

Les lampes à incandescence halogène ont une durée de vie moyenne de 2000 heures, pour un coût compris entre  $20 \in et 200 \in [17]$ . Il existe cependant une limitation spectrale dans les longueurs d'onde les plus courtes, à cause de la température maximale d'utilisation du filament de Tungstène. Pour obtenir un spectre dans le domaine Ultra-Violet (UV), il est donc nécessaire d'utiliser des lampes à arc, présentées ci-après.


Spectral Distribution of Tungsten-Halogen Lamps and Blackbody Radiators

Figure 2.8 – (a) Spectre d'émission d'une lampe à incandescence halogène selon la théorie du corps noir. (b) Influence de la température du filament sur le spectre d'émission d'une lampe à incandescence Halogène [15].

#### 2.1.2.2 Les sources lumineuses à arc

Les lampes à arc (aussi appelées lampes à décharge) désignent l'ensemble des lampes produisant de la lumière à partir d'un arc électrique. Dans son implémentation la plus simple, illustrée en figure 2.9, une lampe à arc est constituée de deux électrodes (en Carbone, puis peu à peu remplacées par du Tungstène) séparées par un gaz, l'ensemble est clos dans un bulbe en verre. Le spectre émis par la lampe à arc dépend de la nature du gaz présent dans le bulbe (voir section 2.1.3.3). Dans le domaine de la spectrophotométrie, les lampes à arc sont utilisées pour générer un spectre lumineux dans le domaine UV (longueur d'onde comprise entre 190 nm et 400 nm).



Figure 2.9 – Implémentation la plus simple d'une lampe à arc [18].

Le spectre émis dépend également du matériau constituant le bulbe de la lampe (verre UV, cristal de Quartz ou cristal de Fluorure de Magnésium (MgF<sub>2</sub>))[19, 20]. Le spectre lumineux typique émis par une lampe à arc, au Deutérium par exemple, est illustré en figure 2.10.

Des lampes à arc au Xénon ( $X_e$ ) ou au Mercure-Xénon (Hg-Xe) peuvent également être utilisées. La figure 2.11 illustre les spectres lumineux typiques émis par une lampe à arc au Xénon, ou au Mercure-Xénon, en comparaison d'une lampe à incandescence halogène. A puissance égale, les lampes à arc au Xénon génèrent des puissances plus élevées dans le spectre UV que les lampes à incandescence halogène, ou les lampes à arc au Deutérium. Il est possible d'augmenter encore davantage la composante émise dans le spectre UV en utilisant un gaz composé de Mercure.

Il existe également les lampes UV à fluorescence, dont le principe de fonctionnement découle des lampes à arc. Utilisées dans les chambres de vieillissement accéléré, elles sont plus stables dans le temps que les lampes à arc, pour un coût réduit [21]. Mais ces lampes sont rarement utilisées dans les spectrophotomètres, probablement parce qu'elles fournissent moins de puissance. Or il est nécessaire d'avoir suffisamment de puissance lumineuse, car les composants optiques présents en aval dans le spectrophotomètre ont un faible rendement, principalement à cause des fentes optiques, alors qu'une certaine puissance lumineuse doit être garantie au niveau de l'échantillon à caractériser pour permettre une bonne précision de mesure.



Figure 2.10 – Spectre d'émission typique d'une lampe à arc au Deutérium, en fonction du matériau utilisé pour le bulbe [19].

Les lampes à arc ont généralement une durée de vie comprise entre 2000 et 4000 heures, principalement limitée par la solarisation du bulbe pour les applications dans le domaine UV [20]. Leur coût est compris entre 200€ et 500€ [17].

En spectrophotométrie, les lampes à incandescence halogène sont donc utilisées dans les domaines du Visible et de l'Infrarouge, tandis que les lampes à arc au Deutérium, au Xénon ou au Mercure sont davantage utilisées pour étendre l'étude dans le domaine Ultra-Violet. La distribution spectrale de puissance des sources lumineuse n'est pas rigoureusement constante. Ainsi, pour être précises, les mesures de transmittance optique doivent être réalisées en bande étroite, longueur d'onde par longueur d'onde, ce qui nécessite l'utilisation d'un monochromateur, dont le principe est expliqué ci-après.



Figure 2.11 – Spectres d'émission d'une lampe à arc au Xénon et d'une lampe à arc au Mercure-Xénon, en comparaison d'une lampe à incandescence halogène (a). Spectre d'émission d'une lampe à arc au Mercure-Xénon dans la région UV, en comparaison d'une lampe à arc au Deutérium (b).[18].

### 2.1.2.3 Les monochromateurs à prisme et à réseau de diffraction

Pour pouvoir évaluer les propriétés d'un matériau en fonction de la longueur d'onde, il est nécessaire de réaliser une ou plusieurs mesures pour chaque longueur d'onde constituant le spectre d'étude. La solution la plus courante pour isoler chaque longueur d'onde consiste à utiliser un monochromateur, dont le principe repose sur la séparation spatiale des rayons monochromatiques constituant la source lumineuse, puis sur une sélection mécanique de la longueur d'onde.

Cette séparation spatiale peut être réalisée de deux façons : soit par réfraction au travers d'un élément dispersif, c'est le cas du prisme, soit par diffraction en utilisant un réseau de diffraction.

La séparation spatiale par réfraction consiste à faire dévier un faisceau polychromatique en lui faisant traverser un matériau. Le phénomène, illustré en figure 2.12, se présente à l'interface de deux milieux, d'indices de réfraction respectifs  $n_1$ et  $n_2$ . Il se modélise en optique géométrique par la loi de Snell-Descartes [22, 23]

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \tag{2.15}$$

avec  $\theta_1$  et  $\theta_2$  respectivement les angles des rayons incident et réfracté par rapport à la normale de l'interface entre les deux milieux.

Par conséquent, en choisissant l'air comme milieu incident ( $n_1 = 1$ ) et en fixant l'angle du faisceau incident, l'angle du rayon réfracté  $\theta_2$  vaut

$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{\sin\theta_1}{n_2}\right)$$
(2.16)

Idéalement, l'indice  $n_2$  du milieu est constant quelle que soit la longueur d'onde  $\lambda$  utilisée. Mais la plupart des matériaux présentent un indice  $n_2$  dépendant de la



Figure 2.12 – Phénomène de réfraction d'un rayon lumineux [24].

longueur d'onde, comme l'illustre la figure 2.13 : le matériau est alors dit *dispersif*, et par conséquent



$$\theta_2 = \arcsin\left(\frac{\sin\theta_1}{n_2(\lambda)}\right) = f(\lambda)$$
(2.17)

Figure 2.13 – Dispersion optique : valeur de l'indice de réfraction n en fonction de la longueur d'onde  $\lambda$  pour quelques matériaux [25, 26].

Cependant, utiliser une seule interface (ou dioptre) ne permet pas d'assurer une discrimination spatiale suffisante. L'ajout d'un deuxième dioptre, permet en revanche d'avoir cette discrimination spatiale, sous réserve que ce dioptre ne soit pas parallèle au premier (les deux contributions s'annuleraient entre elles le cas échéant). La configuration obtenue est un prisme, dont la géométrie la plus simple est illustrée en figure 2.14.

La géométrie du prisme impose les équations dites "du prisme" suivantes

$$A = r + r' \tag{2.18}$$

$$D = (i - r) + (i' - r') = i + i' - A$$
(2.19)



Figure 2.14 – Une géométrie simple de prisme [27].

En combinant les équations (2.15), (2.18) et (2.19), on obtient

$$D(\lambda) = i + \arcsin\left[n(\lambda)\sin\left(A - \arcsin\left[\frac{\sin(i)}{n(\lambda)}\right]\right)\right] - A \tag{2.20}$$

La figure 2.15 illustre les déviations  $\theta_2$  et D obtenues pour un faisceau lumineux blanc d'angle incident  $\theta_1 = i = 89^\circ$  traversant respectivement un dioptre et un prisme de sommet A = 70° en Polycarbonate, pour 3 longueurs d'onde différentes (violet 400 nm, bleu 470 nm, rouge 700 nm). Alors qu'il est difficile, malgré la dispersion du Polycarbonate, de distinguer les 3 longueurs d'ondes en sortie du dioptre, la configuration du prisme avec ce même matériau permet cette discrimination spatiale. Il devient alors possible de choisir mécaniquement une longueur d'onde à l'aide d'une fente mobile en sortie.

La pureté spectrale du monochromateur est définie par la "largeur à mi-hauteur d'intensité" (Full Width at Half Maximum, FWHM [28]), un des facteurs de mérite pour ce produit. Il s'agit de la gamme de longueurs d'onde obtenues en sortie du monochromateur. Elle dépend principalement des contributions des éléments dispersifs du monochromateur.

Cette valeur doit rester constante quelle que soit la longueur d'onde étudiée. Or dans le cas d'un prisme, pour une largeur de fente fixe, cette valeur n'est pas constante. Cette propriété se devine assez simplement à partir de la figure 2.15 : en sortie du prisme, les longueurs d'ondes courtes se dispersent davantage dans l'espace que les longueurs d'onde plus longues.

En conclusion, pour obtenir une pureté spectrale constante avec un monochromateur à prisme, il est nécessaire, pour chaque gamme de longueurs d'onde, d'ajuster la largeur de la fente en sortie. Il en résulte alors des temps de mesures relativement longs, ou des mises en œuvre complexes. Pour obtenir une pureté spectrale constante, tout en limitant les coûts et les délais d'opération, l'utilisation d'un réseau de diffraction est privilégiée pour réaliser la discrimination spatiale des longueurs d'onde.



Figure 2.15 – Comparaison des discriminations spatiales réalisées par un dioptre (a) et un prisme (b) en Polycarbonate selon les équations (2.15) et (2.20).

La figure 2.16 illustre la vue en coupe de l'implémentation d'un réseau de diffraction en réflexion. Il existe également des réseaux de diffraction en transmission, peu utilisés à cause de la dispersion des matériaux qui peuvent le composer. Deux rayons diffractés ont une différence de chemin optique  $\Delta$  qui vaut

$$\Delta = d(\sin \alpha + \sin \beta) \tag{2.21}$$

avec  $\alpha$  l'angle par rapport à la normale du plan du réseau du rayon incident et  $\beta$  l'angle par rapport à la normale du plan du réseau du rayon diffracté.

Pour une longueur d'onde  $\lambda$  donnée, une différence de chemin optique égale à un multiple impair de  $\lambda/2$  entraîne une interférence destructive : la longueur d'onde n'est pas propagée. Une différence de chemin optique égale à un multiple pair de  $\lambda/2$  (c'est-à-dire un multiple entier de  $\lambda$ ) entraîne une interférence constructive, la longueur d'onde est propagée. Ainsi, un rayon de longueur d'onde  $\lambda$  se propagera s'il satisfait

$$m\lambda = d(\sin\alpha + \sin\beta) \tag{2.22}$$

avec m un nombre entier, appelé ordre de diffraction ou ordre spectral [28].



Figure 2.16 – (a) vue en coupe d'un réseau de diffraction, et (b) illustration de la différence de chemin optique entre deux rayons diffractés [30] [29].

Afin de simplifier son utilisation, le réseau de diffraction est utilisé avec un angle de déviation constant K

$$\alpha - \beta = K = \text{constant} \tag{2.23}$$

Par conséquent, si l'angle de déviation est constant, alors la longueur d'onde  $\lambda$  peut être choisie en changeant l'angle d'incidence  $\alpha$ , en faisant pivoter le réseau de diffraction sur lui même, d'un angle  $\Phi$ . On peut alors exprimer la longueur d'onde  $\lambda$  obtenue en fonction de K et  $\Phi$  en exprimant  $\Phi$  de la manière suivante

$$2\Phi = \alpha + \beta \tag{2.24}$$

Pour faciliter l'expression de  $\alpha$  et  $\beta$  en fonction de K et  $\Phi$ , l'équation (2.23) est mise à jour

$$\alpha - \beta = 2K_0 = K \tag{2.25}$$

ce qui donne

$$\lambda = 2\frac{d}{m}\sin\Phi\cos K_0 \tag{2.26}$$

Selon (2.26), il est possible d'avoir plusieurs longueurs d'onde se propageant dans la même direction, de modes d'ordre m différents, ce qui rend la discrimination spatiale impossible. Toutefois, une propagation d'ordre 1 uniquement est possible si

$$d > \frac{\lambda}{2} \tag{2.27}$$

en sachant que la propagation d'ordre 0 existe, il s'agit du cas de la réflexion dite "spéculaire" ( $\beta = -\alpha$ ). L'utilisation d'un réseau de diffraction pivotant sur lui même, selon (2.26), permet d'obtenir un faisceau monochromatique collimaté (les rayons du faisceau sont parallèles entre eux, sous réserve que le faisceau incident soit également collimaté) de direction fixe. Cela évite respectivement d'avoir un mé-

canisme de variation de la largeur de la fente pour ajuster la résolution spectrale, et d'avoir en aval un système de fente mobile pour la sélection de la longueur d'onde. Par conséquent, en comparaison du monochromateur à prisme, la fente de sortie du monochromateur à réseau de diffraction peut être choisie définitivement, en réalisant toutefois un compromis entre pureté spectrale élevée et intensité lumineuse élevée.

Le monochromateur de Czerny-Turner [28], illustré en figure 2.17 est une implémentation courante. L'objectif étant d'illuminer le réseau de diffraction D par une lumière collimatée, une fente d'entrée B est placée sur la focale d'un miroir concave C, le "collimateur". La lumière diffractée est dirigée sur un second miroir concave E, qui la dirige vers une fente de sortie F. Il existe d'autres implémentations de monochromateurs (Ebert-Fastie, Monk-Gillieson, Littrow, Double, ou Triple), chacun ayant ses avantages et ses inconvénients [28].



Figure 2.17 – Structure du monochromateur de Czerny-Turner [31].

Le faisceau G, quasi-monochromatique, dont les caractéristiques exhaustives sont décrites dans [32, 33], est utilisé pour illuminer l'échantillon, afin de déterminer la transmittance T de l'échantillon pour la longueur d'onde en question. L'intensité lumineuse est mesurée par l'intermédiaire d'un photodétecteur, dont le principe de fonctionnement est présenté ci-après.

# 2.1.2.4 Les photodétecteurs

Tous les photodétecteurs utilisent le même principe : l'effet photoélectrique. Cet effet, décrit pour la première fois en 1837 par Heinrich Rudolf Hertz [34] est illustré sur la figure 2.18. Cet effet est un cas particulier issu du mécanisme d'interaction rayonnement-matière, présenté dans la section 2.1.3.3. Grâce à cet effet, il est possible d'extraire des électrons d'un matériau sous l'effet de la lumière, sous réserve que la structure électronique du matériau le permette : il s'agit de l'effet photoélectrique externe, exploité dans les tubes à vide photomultiplieurs (Photo-Multiplier Tube ou PMT)[35]. Dans un cas plus général, cet effet permet d'altérer la conductivité interne d'un matériau : il s'agit de l'effet photoélectrique interne, exploité dans les photodiodes. Dans tous les cas, l'intensité optique est mesurée par l'intermédiaire d'un signal électrique.



Figure 2.18 – Principe de l'effet photoélectrique externe [36].

La figure 2.19 présente l'implémentation courante d'un PMT. La lumière passe par une fenêtre d'entrée et heurte une photocathode, qui va libérer des électrons, lesquels sont dirigés par une électrode vers une série de dynodes, la dynode N+1 ayant un potentiel électrique plus important que la dynode N pour diriger les électrons. Ces dynodes sont constituées d'un matériau (Antimoniures alcalins, Oxyde de Beryllium (BeO), Oxyde de Magnésium (MgO), Phosphure de Gallium (GaP) ou Phospo-Arséniure de Gallium (GaAsP)) permettant d'observer le mécanisme d'émission secondaire, illustré sur la figure 2.20. Les électrons, dont le nombre augmente de manière exponentielle de dynode en dynode, sont finalement collectés par l'anode.



Figure 2.19 – Principe de fonctionnement d'un tube à vide photomultiplieur (PMT) [35].

Selon l'application, le courant en sortie d'un PMT est soit continu, soit pulsé, ce qui permet d'estimer l'intensité lumineuse proportionnellement au nombre de photons (pulsations). Les PMTs sont donc très sensibles et très linéaires, mais leurs performances peuvent se dégrader facilement, car ils sont fragiles et très sensibles aux contaminants attirés par les hautes tensions de fonctionnement. De plus, le vide au sein des PMT se dégrade au cours du temps.



Figure 2.20 – Mécanisme d'émission secondaire présent au sein des PMT [35].

Les photodiodes sont plus robustes que les PMT, et peuvent répondre aux mêmes besoins avec un coût réduit. Il s'agit d'une jonction semi-conductrice P-N, qui forme une barrière de potentiel ne pouvant être franchie par les électrons : aucun courant ne circule. Avec l'apport d'une énergie lumineuse, les électrons peuvent atteindre une énergie suffisante pour franchir cette barrière, permettant la circulation d'un courant photoélectrique. Ce courant photoélectrique existe si les électrons de la zone N ne se combinent pas avec les trous de la zone P, cette situation est assurée si un champ électrique suffisamment important existe, via une polarisation inverse (la polarisation directe entraîne une conduction indépendante de l'intensité lumineuse) de la diode, comme illustré en figure 2.21.



Figure 2.21 – Utilisation d'une photodiode par un montage direct (a) et par un montage transimpédance (b). [37].

Une photodiode PN classique est moins sensible qu'un PMT ce qui l'empêche d'être utilisée pour le comptage de photons, mais des architectures de photodiodes plus sensibles, dont la photodiode PIN à avalanche, peuvent être utilisées [38].

#### 2.1.2.5 Conclusion sur la spectrophotométrie

La présentation des éléments constituant un spectrophotomètre permet une compréhension du système de mesure. Une étude dans le domaine Ultra-Violet est très coûteuse, car elle nécessite du matériel très spécifique, d'une durée de vie réduite en comparaison du matériel disponible dans le domaine du Visible. Cette présentation a permis également d'introduire des notions d'Optique et plus généralement de Physique qui seront reprises par la suite.

Bien que la spectrophotométrie soit nécessaire pour quantifier la transmittance optique d'un matériau, aucune caractérisation optique n'a été réalisée dans le cadre de ces travaux de thèse, pour trois raisons :

- De par sa technologie avancée, un spectrophotomètre semble être un appareil coûteux et peu accessible, ce qui pourrait expliquer son utilisation exclusive au sein les laboratoires de recherche en Optique, en Chimie, ou en Matériaux avancés.
- La priorité des travaux de thèse présentés ici était d'améliorer les performances radiofréquences en comparaison des précédents travaux de recherche [1]. Les principaux axes de recherche étaient alors éloignés de l'Optique, de la Chimie et des Matériaux avancées, et en conséquence, il était difficile d'accéder à un spectrophotomètre
- 3. La transmittance optique d'un matériau peut, dans un premier temps, être évaluée de manière qualitative, c'est-à-dire à l'œil nu.

Compte tenu des éléments de caractérisation électrique et optique présentés, il est désormais plus simple de présenter les principales technologies utilisées pour réaliser des matériaux conducteurs optiquement transparents et actuellement proposées par la communauté scientifique :

- Les Oxydes Transparents et Conducteurs (OTC),
- Les Films métalliques ultraminces,
- Les Multicouches métal-OTC et métal-métal,
- Les Couches épaisses métalliques maillées.

# **2.1.3** Les Oxydes Transparents et Conducteurs (OTC)

### 2.1.3.1 Histoire d'une découverte scientifique

Les OTC sont historiquement les premiers conducteurs transparents réalisés. En 1907, Karl Baedeker, physicien à l'Université de Iéna (Allemagne), publie les travaux qui seront à l'origine de la physique des matériaux conducteurs optiquement transparents [39]. Baedeker mena des recherches sur la conductivité électrique de métaux artificiels, réalisés à partir de composés chimiques de métaux lourds. La définition d'un métal lourd étant multiple, on considérera ici, par cohérence, qu'il s'agit de tous les éléments métalliques classés à partir de la quatrième colonne du tableau périodique des éléments de Mendeleïev [40, 41]. Le premier composé étudié a été obtenu à partir du mélange d'une solution aqueuse d'iodure de sodium et de sulfate de cuivre. La solution produit de l'iodure de cuivre (CuI) et des vapeurs de diiode (I<sub>2</sub>) [42]. Des films d'iodure de cuivre furent déposés sur des plaques de verre et ont amené aux constatations suivantes :

- les films déposés présentaient une transmittance optique élevée
- la résistivité électrique du film dépendait de la présence ou non des vapeurs de diiode, la résistivité étant très faible tant que les vapeurs étaient encore présentes.

Un autre composé fut également étudié par Baedeker, et retint davantage l'attention grâce à la simplicité de sa fabrication, malgré sa haute toxicité. Réalisé par la simple oxydation d'un film de cadmium (Cd), l'oxyde de cadmium (CdO) présente, d'un point de vue qualitatif, une transmittance optique élevée et une résistivité électrique faible [39].

Les théories permettant d'expliquer l'origine des performances (électriques et optiques) obtenues par Baedeker ne furent présentées que bien plus tard, grâce au développement de la physique des semi-conducteurs.

#### 2.1.3.2 Conductivité : la naissance des semi-conducteurs et du dopage

Intéressons nous dans un premier temps à la conductivité électrique. A l'époque le seul contributeur de la conductivité connu dans les solides est l'électron, découvert par Joseph John Thomson en 1897 [43]. Paradoxalement, les performances électriques obtenues par Baedeker ne dépendent pas de la présence d'électrons, mais d'un autre élément encore inconnu. Le terme semi-conducteur apparaît en 1911 [44].

Ces semi-conducteurs peuvent être divisés en deux grandes familles :

- Les semi-conducteurs *intrinsèques*, où la conduction électrique est possible selon une probabilité finie, cette probabilité augmentant avec l'apport extérieur d'énergie. Ce phénomène fut constaté expérimentalement en 1833 par Michael Faraday, avec l'influence de la température [45], puis par Willoughby Smith en 1873 avec l'influence de la lumière [46]. Toutefois, il n'y a, à l'époque, pas d'explication apportée sur l'origine de ces performances.
- Les conducteurs uni-directionnels, où la conduction dépend du sens du courant traversant le conducteur. Ce phénomène est constaté expérimentalement [47, 48, 49, 50], mais là encore, il n'y a pas, à l'époque, d'explications apportées sur l'origine de ces performances.

Toutefois, ces recherches vont mener au développement massif des récepteurs radios dans les années 1920, notamment le récepteur à cristal (*crystal radio receiver*, ou *crystal set* ou *cat's whisker receiver*), ce qui va permettre le développement de la physique du solide moderne, telle qu'elle est connue aujourd'hui, et apporter

des explications sur les phénomènes physiques encore inconnus. Comme son nom l'indique, ce type de récepteurs est composé d'un cristal, le plus souvent du galène, sur lequel repose une pointe métallique, comme le montre la figure 2.22. Bien qu'il soit déjà commercialisé à l'époque, l'explication de son fonctionnement est resté longtemps un mystère, d'où le nom souvent donné de *Mystery Crystal Set* [51].



Figure 2.22 – Un détecteur à cristal utilisé dans les premiers récepteurs radio [52]

Le galène fut ensuite remplacé par du silicium naturel, jugé plus performant, puis purifié dans de l'hélium inerte pour tenter d'améliorer ses performances, notamment pour pouvoir exploiter des fréquences plus élevées. Accidentellement, deux types d'échantillons, aux propriétés électriques différentes, furent créés. Les semi-conducteurs type-p et type-n, ainsi que la jonction p-n étaient nés [53].

Ce n'est qu'en 1944 que la notion de semi-conducteur, les familles type-n et type-p, et la notion de dopage, c'est-à-dire le fait d'inclure des impuretés dans un matériau pour le rendre semi-conducteur selon le type voulu, sont formalisés dans un brevet [54], celui-ci n'a cependant été publié qu'en 1950, à peine un mois avant la publication du brevet du premier transistor fonctionnel, de technologie bipolaire [55].

Le brevet du premier transistor évoque la notion de semi-conducteur, mais aussi la notion de trou comme élément pouvant également contribuer à la conductivité. On comprend par la suite que le cristal et la pointe métallique présents dans les récepteurs à cristal agissent comme un semi-conducteur unidirectionnel, la pointe métallique dopant le cristal par inclusion d'impuretés. L'ensemble est, par la suite, appelé diode à cristal.

Au début des années 1950, avec ces nouvelles notions physiques, Robert Maurer et Benjamin Vine décidèrent de poursuivre les recherches de Baedeker sur les propriétés électriques des films d'iodure de cuivre [56]. Leurs travaux montrent dans un premier temps que l'iodure de cuivre peut devenir un semi-conducteur de type-p par l'exposition aux vapeurs de diiode, comme réalisé précédemment, mais également qu'en augmentant la concentration d'iode via les vapeurs, il est possible d'arriver à un niveau de conductivité très proche des niveaux obtenus par les métaux, on parle alors de semi-conducteur *dégénéré* [57].

En revanche, l'oxyde de cadmium présenté dans les travaux de Baedeker ne semble pas avoir été dopé pour améliorer sa conductivité. Il fut simplement remarqué que ce semi-conducteur intrinsèque était transparent. Bien qu'un courant puisse circuler, il reste relativement faible.

L'oxyde de cadmium constitue le premier OTC fabriqué, et montre ainsi l'intérêt d'utiliser des oxydes plutôt que d'autres matériaux tels que l'iodure de cuivre. Cela peut s'expliquer dans un premier temps par le fait que l'oxygène (O) est disponible en grande quantité, ne serait-ce qu'à partir d'eau (H<sub>2</sub>O). Ensuite, il a été constaté que les conditions d'apport d'oxygène permettaient d'obtenir une grande plage de conductivités, sans utiliser de dopants [58].

L'expérience de l'iodure de cuivre est intéressante à rappeler, ce qui est rarement le cas lorsqu'on parle des conducteurs transparents. En effet, la littérature mentionne directement la technologie des OTC, mais pas l'usage de l'iodure de cuivre puisque ce n'est pas un oxyde. Il s'agit pourtant de la première application de dopage, procédé qui sera inévitablement utilisé dans la majorité des OTC pour l'amélioration de la conductivité, car un semi-conducteur n'est pas un bon conducteur par nature.

# 2.1.3.3 Une relation fondamentale entre conductivité et transmittance optique

Pourquoi utiliser des semi-conducteurs, sachant qu'ils seront toujours moins bons conducteurs qu'un métal plein? A la vue des dates des premières publications [39, 56], la résolution géométrique des dépôts de films était sans doute limitée, il était probablement plus simple de déposer un film uniforme, avec une épaisseur sans doute conséquente, au moins de l'ordre du  $\mu$ m, plutôt que de réaliser des motifs conducteurs complexes, de petites dimensions ou de faible épaisseur.

Avec ces contraintes géométriques, le seul moyen d'obtenir un matériau optiquement transparent est alors d'utiliser un composé intrinsèquement isolant, voire semi-conducteur, mais en aucun cas conducteur. La justification de cette propriété se trouve dans le mécanisme d'interaction rayonnement-matière, plus particulièrement l'absorption de la lumière, qui peut s'expliquer par le modèle corpusculaire de la lumière (introduit par Albert Einstein en 1905 [59]) et par des notions de mécanique quantique.

Très inspiré de l'hypothèse des quanta de Max Planck [16], Einstein propose une explication à l'effet photoélectrique remarqué à la fin du  $19^e$  siècle en évoquant le principe de la dualité onde-corpuscule de la lumière. La lumière est composée de "grains", appelés *photons*, et chaque grain est porteur d'une énergie *E*, donnée par la relation de Planck-Einstein [60]

$$E = h\nu = \frac{hc}{\lambda} \tag{2.28}$$

avec *h* la constante de Planck, exprimée en Joule.seconde (J.s;  $h = 6,63.10^{-34}$  J.s),  $\nu$  la fréquence du rayonnement monochromatique, exprimée en Hertz (Hz), *c* la célérité de la lumière dans le vide, exprimée en mètre par seconde (m.s<sup>-1</sup>; *c* = 299792458 m.s<sup>-1</sup>) et  $\lambda$  la longueur d'onde associée au rayonnement monochromatique, exprimée en mètre (m). L'énergie est exprimée en électron volt (eV; 1 eV = 1,602.10<sup>-19</sup>J).

Comme le montre la figure 2.23, lorsqu'un photon interagit avec un électron d'un atome, l'électron absorbe cette énergie et peut passer d'un niveau d'énergie fondamental à un niveau d'énergie supérieur, lorsque l'énergie du photon est supérieure ou égale à l'énergie nécessaire pour passer à ce niveau supérieur. Si un photon est absorbé, alors le matériau est opaque à la fréquence du photon. Dans sa thèse soutenue en 1924, Louis de Broglie généralise ce principe à l'ensemble du spectre radiofréquence [61].



Figure 2.23 – Le mécanisme d'absorption d'un photon [62].

Pour bien comprendre le phénomène, nous allons décrire l'exemple simple du spectre d'absorption de l'hydrogène. Les 8 niveaux d'énergie de l'atome d'hydrogène obtenus par calcul sont représentés en figure 2.24. Ces niveaux d'énergie peuvent être déterminés par la théorie de Bohr [63], la résolution de l'équation de Schrödinger [64], ou encore la règle empirique de Slater [65].

La table 2.1 liste les quanta d'énergie (gaps  $E_{gp}$  entre 2 niveaux d'énergie) pouvant être absorbés par l'unique électron de l'atome d'hydrogène, lui permettant de passer d'un niveau d'énergie à un autre.

$$E_{gp} = E_n - E_{n-p} (2.29)$$

Les quanta d'énergie absorbés correspondent à des longueurs d'ondes absorbées, selon l'équation (2.28). La table 2.2 liste les longueurs d'ondes absorbées



Figure 2.24 – Les niveaux d'énergies de l'atome d'hydrogène [66].

n	$E_n(eV)$	$E_{g1}(eV)$	$E_{g2}$	$E_{g3}$	$E_{g4}$	$E_{g5}$	$E_{g6}$	$E_{g7}$
1	-13,6	-	-	-	-	-	-	-
2	-3,39	10,21	-	-	-	-	-	-
3	-1,51	1,88	12,09	-	-	-	-	-
4	-0,85	0,66	2,54	12,75	-	-	-	-
5	-0,54	0,31	0,97	2,85	13,06	-	-	-
6	-0,37	0,17	0,48	1,14	3,02	13,23	-	-
7	-0,28	0,09	0,26	0,57	1,23	3,11	13,32	-
8	-0,21	0,07	0,16	0,33	0,64	1,23	3,18	13,39

Tableau 2.1 – Quanta d'énergie pouvant être absorbés par l'atome d'hydrogène.

par l'atome d'hydrogène. Six raies monochromatiques sont absorbées par l'hydrogène dans le domaine du visible, pour des longueurs d'ondes comprises entre 380 nm (violet) et 780 nm (rouge) environ. Les 3 longueurs d'ondes les plus courtes peuvent être regroupées, car elles sont très proches les unes des autres, donc difficilement discernables à l'œil nu. L'hydrogène absorbe donc 4 groupes de raies monochromatiques dans le domaine du visible, le spectre d'absorption résultant est illustré en figure 2.25. Cet exemple permet également de comprendre l'importance de la spectroscopie dans la détermination des niveaux d'énergie des atomes, gaz ou solides. La spectrophotométrie, présentée précédemment, est un cas spécifique de la spectroscopie, puisque seul le spectre lumineux est utilisé.

n	$\lambda_{g1}(nm)$	$\lambda_{g2}$	$\lambda_{g3}$	$\lambda_{g4}$	$\lambda_{g5}$	$\lambda_{g6}$	$\lambda_{g7}$
1	-	-	-	-	-	-	-
2	122	-	-	-	-	-	-
3	660	103	-	-	-	-	-
4	1880	489	98	-	-	-	-
5	4003	1280	436	96	-	-	-
6	7299	2585	1089	411	94	-	-
7	13786	4772	2177	1009	399	94	-
8	17725	7755	3760	1939	955	391	93

Tableau 2.2 – Longueurs d'ondes pouvant être absorbées par l'atome d'hydrogène.



Figure 2.25 – Spectre d'absorption de l'hydrogène dans le Visible [62].

Pour les solides, le raisonnement est identique, à l'exception près que les niveaux d'énergie ne sont plus discrets, mais répartis en bandes, du fait des couplages inter-atomes au sein du matériau, et parce qu'un électron n'appartient plus à un atome particulier, contrairement au cas de l'atome isolé [67]. La figure 2.26 présente la répartition des niveaux d'énergie du silicium en fonction de la distance inter-atomes. Sur les niveaux d'énergie les plus élevés, occupés par des électrons (pour le silicium, il s'agit des orbitales 3s et 3p, selon le principe d'exclusion de Pauli [68], et les règles de Hund et Madelung [69, 70]), lorsque la distance interatomes diminue, les couplages sont tels que des bandes d'énergie se forment, faisant apparaître 3 bandes en particulier :

- La bande de valence (BV), où tous les électrons sont présents à une température de 0 Kelvin (0K, zéro absolu), avec une énergie inférieure ou égale à  $E_v$ .
- La bande de conduction (BC), d'énergie supérieure, où les électrons peuvent circuler librement au sein du matériau, sous réserve d'avoir une énergie suffisante, supérieure ou égale à E<sub>c</sub>.
- La bande interdite, qui peut séparer la bande de conduction de la bande de valence, où aucun électron ne peut être présent. La largeur de la bande interdite,  $E_g$ , également appelée *bandgap* est telle que  $E_g = E_c - E_v$ .



Figure 2.26 – Formation des bandes d'énergie dans un cristal de silicium [71].

La figure 2.27 illustre la *structure de bandes*, c'est à dire la répartition des bandes de valence, de conduction et interdite, en fonction de la conductivité du matériau. En référence à l'étude du spectre d'absorption de l'hydrogène :

- Un matériau conducteur ne dispose pas de bande interdite, donc un photon ne peut pas traverser le matériau car il sera obligatoirement absorbé par un électron. Le matériau est donc opaque.
- Les matériaux semi-conducteurs et isolants disposent d'une bande interdite.
   Il peuvent donc posséder une bonne transmittance optique, à condition que la bande interdite soit suffisamment large pour éviter l'absorption des photons dans le domaine du visible, c'est à dire, selon (2.28)

$$E_g > \frac{hc}{380nm} = 3.27eV$$
 (2.30)

Sachant qu'on peut réduire légèrement cette borne à environ 2.75 eV (absorption violet) sans pour autant compromettre la transmittance.



Figure 2.27 – Structure de bandes des matériaux isolants, semi-conducteurs et conducteurs [72]

### 2.1.3.4 Synthèse de la technologie des OTC

En conclusion, un OTC repose sur les contributeurs suivants [73] :

- Un matériau de base métallique A
- L'apport d'oxygène, B, de manière à créer un oxyde métallique avec une largeur de bande interdite telle que les photons ne peuvent pas être absorbés dans le domaine du visible, garantissant une bonne transmittance optique. Le matériau est donc de type A<sub>y</sub>B<sub>z</sub>
- Le dopage du matériau de base, avec un dopant D, de manière à pouvoir augmenter sa conductivité tout en maintenant une bonne transmittance optique : le matériau est finalement de type A<sub>y</sub>B<sub>z</sub> :D.

Beaucoup de matériaux ont été créés sur ce principe, la composition dépendant de l'application. Le tableau 2.3 en présente quelques uns, le plus utilisé étant le  $In_2O_3$  :Sn, de l'oxyde d'indium dopé à l'étain, plus connu sous le nom d'ITO (Indium doped Tin Oxide) pour le bon compromis qu'il propose entre ses caractéristiques optiques et électriques, tout en étant stable dans le temps et facilement reproductible. On retrouve ce matériau dans divers dispositifs de l'optoélectronique : cellules photovoltaïques [75], diodes électroluminescentes [76], écrans plats [77, 78], télématique routière (panneaux intelligents), antennes planaires transparentes imprimées sur le pare-brise de véhicules et associées au système de télé-péage [79].

D'autres facteurs influent aussi sur le choix d'un OTC : la température minimale de dépôt pour atteindre les caractéristiques visées (une faible température est nécessaire pour des dépôts sur des substrats polymères), la résistance mécanique, la résistance chimique (notamment sa résistance à l'humidité), la facilité de structuration du film (les applications en électronique nécessitent une photolithogravure des films : affichage à cristaux liquides, antennes), ou la toxicité du matériau.

Choice of Transparent Conductors.					
Property	Material				
Highest transparency	ZnO:F, Cd <sub>2</sub> SnO <sub>4</sub>				
Highest conductivity	In <sub>2</sub> O <sub>3</sub> :Sn				
Lowest plasma frequency	SnO <sub>2</sub> :F, ZnO:F				
Highest plasma frequency	Ag, TiN, In <sub>2</sub> O <sub>3</sub> :Sn				
Highest work function, best contact to p-Si	SnO <sub>2</sub> : F, ZnSnO <sub>3</sub>				
Lowest work function, best contact to n-Si	ZnO:F				
Best thermal stability	SnO <sub>2</sub> : F, TiN, Cd <sub>2</sub> SnO <sub>4</sub>				
Best mechanical durability	TiN, SnO <sub>2</sub> :F				
Best chemical durability	SnO <sub>2</sub> :F				
Easiest to etch	ZnO:F, TiN				
Best resistance to H plasmas	ZnO:F				
Lowest deposition temperature	In <sub>2</sub> O <sub>3</sub> :Sn, ZnO:B, Ag				
Least toxic	ZnO:F, SnO <sub>2</sub> :F				
Lowest cost	SnO <sub>2</sub> :F				

Tableau 2.3 – Critères de choix d'un matériau transparent et conducteur [80]

## 2.1.3.5 Performances des OTC

L'état de l'art des performances des OTC fait ressortir une transmittance optique moyenne de l'ordre de 85 % dans le domaine du visible, une résistivité de  $1.10^{-4}\Omega$ .cm [81] et des épaisseurs de films inférieures à 150 nanomètres. Selon l'application visée, les caractéristiques de l'OTC sélectionné diffèrent. Pour des applications telles que les écrans plats, les valeurs typiques de résistance par carré sont de l'ordre de 15  $\Omega/\Box$  alors que pour les systèmes tactiles, elles atteindront 100  $\Omega/\Box$ [77].

Cependant, si les OTC restent assez performants en termes de transparence optique et de résistance par carré pour certaines applications, il est généralement difficile d'obtenir des valeurs inférieures à 15  $\Omega/\Box$  [77]. En effet, on peut diminuer la valeur de la résistance par carré d'un OTC en augmentant son épaisseur, cependant au-delà de 1  $\mu$ m d'épaisseur, la résistance par carré atteint une valeur seuil [82]. Cette limite représente un frein à son utilisation pour les applications antennaires si l'on souhaite obtenir des antennes à fortes efficacités.

Par ailleurs, il faut également souligner que la transparence optique des OTC n'est pas constante dans le domaine du visible. Elle oscille entre des maxima et des minima et le nombre d'oscillations est fonction de l'épaisseur de la couche (figure 2.28). Ceci est lié à un phénomène d'interférences régi par la relation [83]

$$2n_{\lambda}e = k\lambda \tag{2.31}$$

avec  $n_{\lambda}$  l'indice de réfraction du film d'ITO, e l'épaisseur du film d'ITO,  $\lambda$  la lon-

gueur d'onde du maximum ou du minimum d'ordre k, et k tel que 2k est pair pour les maxima, et impair pour les minima (k = 0.5, 1.5, 2.5 ...). Ainsi lorsque l'épaisseur de la couche augmente, l'intervalle entre 2 maxima (ou 2 minima) successifs se réduit et le nombre d'oscillations dans le domaine du visible (400 nm - 800 nm) augmente [84].



Figure 2.28 – Evolution de la transmittance optique d'un film d'ITO en fonction de son épaisseur ( $e_{ITO11} = 252 \text{ nm}$ ;  $e_{ITO2} = 748 \text{ nm}$ ) [84]

# 2.1.3.6 Conclusion sur les OTC

Les OTC existent depuis plus de 100 ans, et sont historiquement la principale solution pour obtenir des matériaux à la fois transparents et conducteurs. Toutefois, les OTC restent semi-conducteurs, leur résistivité est donc naturellement plus importante ( $R_{\Box} \ge 15 \ \Omega/\Box$ ) qu'un matériau métallique, bon conducteur ( $R_{\Box} < 0.01 \ \Omega/\Box$ ). C'est cette nature semi-conductrice qui permet toutefois de garantir une transmittance optique qui peut atteindre 85%. Par ailleurs, il s'agit de matériaux purement artificiels, fabriqués et manipulés dans des environnements très contrôlés, généralement sous vide, et/ou en salle blanche. Par conséquent, malgré une certaine maturité du concept, le prix de ces matériaux reste très élevé (au minimum 150  $\notin$ /m<sup>2</sup> pour l'ITO [85, 86]) avec une disponibilité limitée.

D'autres solutions ont donc émergé ces dernières décennies. Elles ont pu voir le jour grâce à la maturation de certains process technologiques. Il s'agit en particulier de la réalisation de films métalliques ultraminces.

# 2.1.4 Les Films métalliques ultraminces

Cette section présente les performances obtenues avec des films métalliques ultraminces réalisés par la communauté scientifique, une explication physique de ces performances, et les limitations observées.

### 2.1.4.1 Principe et modélisation

Comme cela a été indiqué auparavant, les métaux sont par nature opaques. Toutefois, il est maintenant possible de réaliser des dépôts métalliques présentant une transparence plus ou moins importante. Pour qu'un métal possède une transmittance optique non nulle, il est nécessaire que son épaisseur ne dépasse pas une valeur seuil avoisinant 200 Angströms (200 Å, soit 20 nanomètres) [87]. Ces couches de métal de faible épaisseur sont par conséquent appelées films métalliques ultraminces (*ultrathin metal films*).

Réf.	Métal	$\rho_0 (\Omega.m)$	e film (nm)	$\rho$ film ( $\Omega/\Box$ )	<i>T</i> film (%)
[87]	Titane	$420.10^{-9}$	18	100	> 15
[87]	-	-	5	1000	> 60
[87]	-	-	2	10000	> 90
[88]	Chrome	$129.10^{-9}$	10	150	> 25
[88]	-	-	5	340	> 45
[88]	-	-	2	4500	> 80
[89]	Nickel	$70.10^{-9}$	10.1	50	> 30
[89]	-	-	5	300	> 60
[ <mark>89</mark> ]	-	-	2.2	2500	> 80
[90]	Cuivre	$17.10^{-9}$	10	8.3	> 40
[90]	-	-	1000	0.01	0

Tableau 2.4 – Etat de l'art non exhaustif des performances des films métalliques ultraminces ( $\rho_0$  : résistivité intrinsèque du matériau, e : épaisseur,  $\rho$  : résistivité effective, T : transmittance optique)

Le tableau 2.4 dresse un comparatif non exhaustif des travaux réalisés sur les films métalliques ultraminces. Dans un premier temps il est à noter que, pour un métal choisi, la résistivité augmente de manière très importante quand les épaisseurs des couches deviennent faibles. Cette hausse de la résistivité est due à deux mécanismes quantiques :

 Le premier mécanisme est la réflexion diffuse des électrons sur l'interface conducteur-air. Cet *effet de surface* est modélisé par la théorie de Fuchs-Sondheimer (FS) [91, 92]. Lorsque l'épaisseur du conducteur est de l'ordre de grandeur du libre parcours moyen λ<sub>0</sub> des électrons, c'est à dire la distance parcourue par un électron entre 2 chocs avec des phonons, la résistivité est fortement dépendante de l'état de surface p du conducteur. Comme illustré sur la figure 2.29, dans un cas idéal la surface du métal est parfaitement plane (p = 1), les électrons rebondissent alors de manière spéculaire, sans aucune influence sur la résistivité. Mais lorsque l'état de surface se dégrade, cette réflexion devient diffuse (0

La résistivité, en tenant compte de la théorie FS, devient [93]



Figure 2.29 – Illustration de l'impact de l'effet de surface sur la résistivité par la théorie de Fuchs-Sondheimer (FS).

$$\rho_{FS} = \rho_0 \left( 1 + \lambda_0 (1-p) \frac{U}{S} \right) \tag{2.32}$$

avec  $\rho_0$  la résistivité intrinsèque (*bulk*) du matériau exprimée en Ohm mètre ( $\Omega$ .m), U le périmètre de la section du conducteur, exprimé en mètre (m) et S l'aire de la section du conducteur, exprimée en mètre carré (m<sup>2</sup>), et p l'état de surface du conducteur (0<p< 1, avec p = 1 pour un état de surface parfait, et p proche de 0 pour un état de surface très rugueux). En tenant compte d'une section rectangulaire, l'équation 2.32 devient

$$\rho_{FS} = \rho_0 \left( 1 + 2\lambda_0 (1-p)(\frac{1}{h} + \frac{1}{w}) \right)$$
(2.33)

avec h la hauteur de la section, et w la largeur de la section.

2. Le second mécanisme est la réflexion des électrons au sein même du conducteur, représenté d'un point de vue quantique comme une succession de grains. Cet *effet de grain* est modélisé par la théorie de Mayadas-Shatzkes (MS) [94]. Comme illustré sur la figure 2.30, l'interface entre chaque grain du conducteur constitue un dioptre g sur lequel les électrons (représentés par des boules noires) peuvent rebondir, ce qui augmente la résistivité. Lorsque l'épaisseur du conducteur est très faible, inférieure à 5 nm, les grains ne se touchent plus suffisamment, on dit alors qu'il n'y a plus de *percolation* entre les grains [90]. La résistivité, en tenant compte de la théorie MS, devient [95]

$$\rho_{MS} = \frac{\rho_0}{1 - \frac{3}{2}\alpha + 3\alpha^2 - 3\alpha^3 ln(1 + \frac{1}{\alpha})}$$
(2.34)

$$\alpha = \frac{\lambda_0}{D} \frac{R}{1-R} \tag{2.35}$$

avec D le diamètre moyen des grains, exprimé en mètre (m) et R le coefficient de réflexion moyen entre les grains du conducteur, compris entre 0 et 1.



Figure 2.30 – Illustration de l'effet de grain : Théorie de Mayadas-Shatzkes (MS)

Compte tenu des théories de FS et MS, la résistivité résultante est déterminée par la loi de Mathiessen [95, 96], en combinant les équations (2.33) et (2.34), soit

$$\rho = \rho_{FS} + \rho_{MS} - \rho_0 \tag{2.36}$$

La figure 2.31 illustre un exemple de mesure de résistivité de nanofils de Titane déposés par pulvérisation cathodique (*sputtering*), pour la réalisation de transistors monoélectroniques [2]. La largeur des fils réalisés (5 $\mu$ m) est suffisamment importante pour que la résistivité ne dépende que de l'épaisseur du dépôt. On constate clairement la hausse de la résistivité du matériau lorsque son épaisseur diminue. Dans ces travaux,  $\rho_0$  a été estimée à 6.28  $\mu\Omega$ .m, alors qu'elle est donnée à 4.2  $\mu\Omega$ .m dans la littérature,  $\lambda_0$  a été estimé à 84 nm, p à 0.35, et  $\alpha$  à 0.46.



Figure 2.31 – Résistivité d'un film de Titane déposé par pulvérisation cathodique [2].

Par ailleurs, malgré les bonnes performances proposées par le cuivre dans le tableau 2.4 ([90]), les autres études présentées dans ce tableau ont été réalisées avec des métaux intrinsèquement moins bons conducteurs. En effet, même si cela

n'est pas clairement indiqué, un des motifs du choix de ces métaux est probablement leur couleur grise, qui assure une transmittance optique constante dans tout le spectre visible. En effet, le gris est une couleur intermédiaire entre le noir (absence de couleur, aucune longueur d'onde n'est présente) et le blanc (présence de toutes les longueurs d'onde dans le visible). La couleur grise est donc, en quelque sorte, une couleur blanche, dont l'intensité de chacune des composantes est atténuée du même coefficient d'atténuation.

La figure 2.32 illustre cette notion en prenant l'exemple du cuivre (métal coloré) en dépôt ultramince dont la transmittance optique n'est pas constante et présente des maxima situés dans la gamme de longueur d'onde [585 nm - 625 nm], ce qui correspond à la couleur orange, caractéristique du cuivre.



Figure 2.32 – Transmittance (a) d'une couche ultramince de cuivre (épaisseur 10 nm), en comparaison avec la transmittance (b) d'un verre Corning [90]

La figure 2.33 illustre la transmittance d'un dépôt ultramince de nickel en fonction de son épaisseur. Ces dépôts présentent une transmittance optique plus régulière, voire quasiment constante, probablement parce que le nickel est de couleur neutre, comme le témoigne la pièce de monnaie illustrée.

En comparant les différents films métalliques réalisés répertoriés dans le tableau 2.4 (par exemple les films d'épaisseur 10 nm), on constate que le facteur de mérite des films ultraminces est plus important lorsque la résistivité du métal choisi est faible. Cela semble évident d'un point de vue électrique (puisque la résistivité intrinsèque est plus faible), mais cela est plus surprenant dans le domaine optique. En effet, on a pu voir précédemment que, pour des épaisseurs importantes, au moins d'ordre micrométrique, la transparence optique d'un matériau est proportionnelle à sa résistivité. Ce n'est pas systématiquement le cas pour les couches ultraminces, puisque la couche de cuivre de 10 nm présentée dans [90] possède à la fois une conductivité et une transmittance minimale plus élevées que la couche de nickel



Figure 2.33 – Transmittance d'une couche ultramince de nickel en fonction de son épaisseur (a) [89]), et couleur d'une pièce de monnaie en nickel (b) [97])

de même épaisseur présentée dans [89], elle-même ayant un facteur de mérite plus élevée que la couche de chrome présentée dans [88], également de même épaisseur.

Cela signifierait donc que le plus grand facteur de mérite serait obtenu en utilisant des films ultraminces d'argent, car l'argent est de couleur grise (transmittance optique constante), et présente la plus faible résistivité parmi tous les métaux naturels. C'est précisément en réponse à ce constat que les films d'AgHT sont proposés à l'échelle industrielle. Ces couches ultraminces d'argent sont déclinées en deux produits : l'AgHt-4 et l'AgHt-8, caractérisés respectivement par des résistances par carré d'environ 4 et 8  $\Omega/\Box$ , et des transparences maximales respectivement de l'ordre de 75 % et 82 % [98].

Malgré une approche technique qui semble plus simple que celle des OTC et de bonnes performances, les films métalliques ultraminces ont leurs limites d'utilisation.

#### 2.1.4.2 Limites d'utilisation des films métalliques ultraminces

Si les films métalliques ultraminces possèdent des niveaux de transparence optique et de conductivité satisfaisants pour certaines applications (électrodes transparentes par exemple [88]), ils sont très peu utilisés seuls en tant que matériaux transparents et conducteurs.

En effet, leur résistivité reste très élevée en comparaison d'un métal (5  $\Omega/\Box$  pour l'AgHT [98]). Il en résulte des systèmes *a priori* peu efficaces du point de vue énergétique. Ensuite, étant données la haute résolution et la grande dynamique géométrique nécessaires pour la fabrication de ces films (épaisseur nanométrique sur des surfaces supérieures au m<sup>2</sup>), les films métalliques ultraminces ont un coût élevé (environ  $250 \text{€/m}^2$  [98]) et restent peu disponibles. Enfin, la faible épaisseur de ces couches ne permet pas d'assurer une bonne tenue dans le temps (oxydation, fragilité mécanique), ce qui limite considérablement leur utilisation. Elles sont donc généralement associées à d'autres matériaux transparents pour les protéger, au risque de compromettre les performances radioélectriques. Par exemple, le film de polyester présent sur l'AgHT permet de protéger le dépôt métallique [98].

Il est également possible d'assurer la protection d'une couche ultramince en ajoutant soit une couche d'OTC, soit une autre couche de métal, plus épaisse. Il s'avère que ces solutions ont d'autres bénéfices que la seule protection mécanique, puisque dans certaines conditions, la couche ajoutée permet d'améliorer les performances électriques sans compromettre les performances optiques. Cette solution porte le nom de multicouche métal-OTC ou métal-métal, et est présentée ci-après.

# 2.1.5 Les Multicouches métal-OTC et métal-métal

Une idée simple et efficace permet d'atteindre des niveaux de résistance par carré proche de 1  $\Omega/\Box$  sans pour autant annuler la transmittance optique. Le principe repose sur un matériau multicouche, superposant des couches métalliques ultraminces avec soit des couches OTC, soit d'autres couches métalliques. Cela permet de diminuer la résistivité globale de l'ensemble, tout en protégeant les couches ultraminces métalliques décrites précédemment.

### 2.1.5.1 Les Multicouches métal-OTC

Deux catégories de multicouches métal-OTC sont présentées dans la littérature : le multicouche OTC / métal / OTC [99, 100] et le multicouche OTC / métal / OTC / métal / OTC [101]. Les couches métalliques ultraminces ont une épaisseur de l'ordre de 15 nanomètres, les épaisseurs des couches d'OTC sont comprises entre 50 et 100 nanomètres.

A titre d'exemple, avec des matériaux multicouches tels que ITO/Ag/ITO [102] et ZnO/Ag/ZnO [103], une résistance par carrée de 4  $\Omega/\Box$  (respectivement 3  $\Omega/\Box$ ) associée à une transmittance maximale de 90 % (respectivement 90%) sont obtenues. Par ailleurs, une valeur de 1.2  $\Omega/\Box$  avec une transparence maximale de 78% a été mesurée avec le multicouche ICO/Ag/ICO/Ag/ICO (ICO = In<sub>2</sub>O<sub>3</sub> : Co) [101].

Il est possible de diminuer encore davantage la résistivité du multicouche en augmentant l'épaisseur des films métalliques, car leur superposition donne une résistivité totale qui correspond à la mise en parallèle des résistivités des couches constituantes, soit [104, 105]

$$\frac{1}{R_{\Box sheet}} = \frac{1}{R_{\Box 1}} + \frac{1}{R_{\Box 2}}$$
(2.37)

avec  $R_{\Box sheet}$  est la résistance par carré globale du multicouche et  $R_{\Box 1}$ ,  $R_{\Box 2}$  sont les résistances par carré des deux films qui le constituent.

Cependant, ces performances restent limitées, car, si l'épaisseur de chaque couche ultramince de métal est augmentée, la résistance par carré et la résistivité globale du multicouche diminuent, mais la transmittance optique de l'échantillon diminue également à partir d'un certain seuil. A titre d'exemple, la figure 2.34 présente trois courbes de transmittance de multicouches de type AZO/Au (couche d'oxyde de zinc dopé à l'aluminium recouverte d'une couche d'or) et une courbe de transmittance de référence de l'OTC AZO seul. Ces trois multicouches diffèrent au niveau des épaisseurs de la couche métallique d'or : 5 nanomètres, 10 nanomètres et 15 nanomètres.

Il est clairement mis en évidence que la transparence optique des multicouches n'est pas constante dans le domaine du visible, et qu'elle diminue lorsque l'épaisseur des couches ultraminces augmente. Un compromis est donc nécessaire entre transmittance optique élevée et faible résistivité.



Figure 2.34 – Comparaison de la transparence optique de trois multicouches du type AZO/Au suivant différentes épaisseurs de la couche ultramince d'or [105].

### 2.1.5.2 Les Multicouches métal-métal

Une autre possibilité pour réduire la résistivité d'une couche métallique ultramince est de superposer une couche métallique, plus épaisse. Ghosh [106], proposa une solution particulièrement intéressante qui a permis, à partir d'une film de nickel de 2 nm d'épaisseur ( $R_{\Box} > 900 \ \Omega/\Box$ , T > 80%) et d'une couche de cuivre de 100 nm d'épaisseur, d'atteindre une résistivité de 7  $\Omega/\Box$ , avec une transmittance optique supérieure à 75%.

La solution réside dans le motif donné à la couche de cuivre. En effet, cette couche a été maillée, comme le montre la figure 2.35. La maille carrée est paramétrée par son ouverture G, et la largeur des pistes  $W : G = 500 \ \mu m$  et  $W = 20 \ \mu m$  sur

cette figure. Mais le résultat le plus surprenant concerne l'aspect visuel du produit, qui est très peu, voire pas du tout, coloré malgré la présence de cuivre. Cette observation est confirmée par les mesures présentées sur la figure 2.36, dans laquelle les spectres de transmission, avec (courbe GUTMF) et sans présence de la grille (courbe Ni), sont quasiment identiques.



Figure 2.35 – Ajout d'une grille en cuivre pour la réduction de la résistivité d'une couche métallique ultramince de nickel [106].



Figure 2.36 – Transmittance optique du multicouche nickel-cuivre maillé [106].

Cette amélioration des résultats est très impressionnante, toutefois, est-il nécessaire de conserver la couche métallique ultramince, à la vue de l'importante contribution de la grille en cuivre sur les performances ? Cette question permet d'introduire la dernière solution technologique proposée pour les conducteurs optiquement transparents. Il s'agit des couches épaisses métalliques maillées.

# 2.1.6 Les Couches épaisses métalliques maillées

Les couches épaisses métalliques maillées peuvent être réalisées soit à partir de fils métalliques tissés pour former un maillage, soit à partir d'un métal en couche épaisse mis en forme pour obtenir ce même maillage. Dans cette famille se trouvent tous les tissus métalliques, ainsi que les maillages réalisés suite à la gravure d'un dépôt en couche épaisse sur un substrat. Toutefois, d'un point de vue de la transparence optique, l'aspect visuel diffère souvent de celui obtenu avec les OTC ou les couches métalliques ultraminces car les mailles de la grille sont généralement visibles à l'œil nu. C'est pourquoi en anglais, les termes *see-through* (voir au travers) ou *gridded* (maillé), sont utilisés à la place du terme *transparent* pour qualifier les applications utilisant ces matériaux [107, 108]. Cette différence étymologique devient néanmoins de plus en plus discutable.

## 2.1.6.1 Les tissus métalliques

Il est possible d'obtenir dans le commerce des tissus de cuivre, de bronze, d'inox ou d'aluminium dont la transmittance varie entre 20 % et 83 % [109]. Avec les métaux de couleur neutre (aluminium, inox), il est possible d'obtenir une transmittance optique constante sur tout le domaine du visible, ce qui n'est pas toujours vrai avec le cuivre ou le bronze, où une certaine constance peut malgré tout être obtenue avec des conducteurs plus fins, comme le montre la figure 2.37. Le tableau 2.5 liste les caractéristiques géométriques des mailles présentées dans la figure 2.37, ainsi que leur transmittance optique. En première approche, en considérant un angle d'incidence nul et une couleur de maillage neutre, la transmittance optique T d'un maillage est le ratio de l'aire ouverte sur l'aire totale (figure 2.35), soit

$$T = \left(\frac{G}{G+W}\right)^2 \tag{2.38}$$

Échantillon	ntillon Métal		W (µm)	T (%)
1	Aluminium	2000	150	86
2	Inox	224	30	78
3	Cuivre	200	50	64
4	Cuivre	425	40	83

Tableau 2.5 – Caractéristiques géométriques et optiques des tissus métalliques présentés [109].

L'échantillon 1 du tableau 2.5 présente la transmittance la plus élevée, mais la figure 2.37 ne confirme pas ce point. En effet, bien que la toile propose une transmittance élevée, elle est peu discrète car trop visible. Cela s'explique tout d'abord



Figure 2.37 – Comparaison visuelle de plusieurs tissus métalliques.

par la largeur W des fils conducteurs de l'échantillon 1, qui est très grande par rapport aux autres échantillons, les fils sont donc plus visibles. En outre, l'ouverture Gde l'échantillon 1 est très importante, chaque fil se distingue donc bien du fil voisin, augmentant ainsi l'impact visuel.

Or, la première contrainte pour obtenir un maillage avec un faible impact visuel est d'assurer des ouvertures très faibles. Cette contrainte est liée à l'acuité visuelle de l'oeil humain, qui, à une distance d'observation donnée, n'est plus capable de distinguer deux objets si ceux-ci sont trop proches. Selon la configuration présentée en figure 2.38, les fils seront confondus par l'oeil si [110],

$$\theta_m = \arctan\left(\frac{G}{D}\right) < 48.10^{-3} \text{rad}$$
(2.39)



Figure 2.38 – Acuité visuelle de l'œil (a) associé à la géométrie de la maille (b).

La figure 2.39 illustre l'évolution de l'ouverture maximale  $G_{max}$  à respecter pour maximiser la discrétion du tissu, en fonction de la distance d'observation D. La distance minimale d'observation est le Punctum Proximum d'Accommodation (PPA), c'est la distance minimale où l'œil peut voir correctement avec une accommodation maximale. Cette valeur est en moyenne de 25 cm, sachant qu'elle augmente avec l'âge. Pour le PPA, l'ouverture ne doit pas dépasser 120  $\mu$ m. En revanche, pour une distance d'observation de 1 mètre par exemple, elle peut aller jusqu'à 480  $\mu$ m.



Figure 2.39 – Ouverture maximale  $G_{max}$  de la maille à respecter pour assurer la discrétion d'une maille, en fonction de la distance d'observation D, selon (2.39).

Compte tenu de l'ouverture maximale, il est également nécessaire de minimiser la largeur ou le diamètre W des fils conducteurs afin de maximiser la transmittance T. La figure 2.40 illustre la largeur maximale  $W_{max}$  des fils conducteurs à choisir pour assurer une valeur de transmittance T donnée. Il apparaît que les contraintes de largeur sont plus sévères pour assurer à la fois une transmittance et une discrétion élevées. Ainsi, pour le PPA, et pour une transmittance de 80%, les largeurs de conducteurs ne doivent pas dépasser 13  $\mu$ m, contre 50  $\mu$ m pour une transmittance de 50%. En revanche, pour une distance d'observation de 1 mètre, elles peuvent aller jusqu'à 53  $\mu$ m pour une transmittance de 80%, et jusqu'à 200  $\mu$ m pour une transmittance de 50%.

Avec les courbes présentées dans les figures 2.39 et 2.40, il est possible d'adapter la résolution géométrique du matériau en fonction du besoin. S'agissant des antennes optiquement transparentes pour station de base urbaines, celles-ci ne seront probablement pas situées à proximité de l'œil humain. En conséquence, il sera possible de relâcher les contraintes de dimensionnement des fils conducteurs, en choisissant par exemple des largeurs de l'ordre de 100 µm au lieu de 13 µm.

Les tissus métalliques, lorsqu'ils sont composés de métaux bons conducteurs, ont un facteur de mérite élevé en tant que matériau transparent conducteur à condition que la géométrie du maillage soit choisie judicieusement en fonction de l'application (distance d'observation). Leur souplesse permet de réaliser des systèmes transparents conducteurs conformables. Il s'agit par contre d'un inconvénient lorsque



Figure 2.40 – Largeur maximale  $W_{max}$  des conducteurs à respecter pour assurer la transparence T d'une maille, en maximisant sa discrétion, en fonction de la distance d'observation D, selon (2.38) et (2.39) et les résultats de la figure 2.39.

l'on cherche une solution rigide.

Ces tissus peuvent être produits en grande quantité, avec des métiers à tisser identiques à ceux utilisés dans l'industrie textile. Ils sont par conséquent très disponibles, à un prix abordable (environ  $20 \notin /m^2$  [109]) en comparaison des OTC (> 150  $\notin /m^2$  pour l'ITO [85, 86]) ou des couches ultraminces (environ  $250 \notin /m^2$  [98]), du fait qu'il existe beaucoup d'entreprises de fabrication de *toiles métalliques* concurrentes [109, 111, 112, 113, 114, 115].

Toutefois, on peut s'interroger sur la résistivité de ces tissus dans certaines conditions. En effet, les fils métalliques constituant le tissu ne sont pas soudés entre eux, mais simplement entrelacés, comme le montre la figure 2.41. Les contacts électriques ne sont donc pas parfaits, ce qui peut entraîner une baisse de la conductivité dans certaines conditions, mais également de sérieux problèmes de non-linéarité électrique (générations d'harmoniques, produits d'intermodulation) dans les applications à forte puissance (à partir de 10W).



Figure 2.41 – Configurations d'entrelacement pour la réalisation des tissus métalliques [109].

Une solution possible est d'utiliser des toiles soudées, où chaque point de contact entre deux fils est soudé, garantissant une bonne continuité électrique. L'inconvénient est alors que la géométrie des mailles de ces toiles ne permet pas d'assurer leur discrétion optique [109].

Une autre solution consiste à réaliser cette maille à partir de la gravure d'un dépôt métallique uniforme sur un substrat, ce qui permet de garantir la continuité électrique. Cette solution est présentée ci-après.

### 2.1.6.2 Les maillages réalisés par gravure

Les maillages réalisés par gravure constituent à notre connaissance la solution permettant de réaliser des matériaux conducteurs optiquement transparents qui présentent le meilleur facteur de mérite, car ils combinent l'utilisation de métaux en couches épaisses, à faible résistivité, et la possibilité de réaliser des géométries de mailles de très haute résolution, où des largeurs de fils de  $1\mu$ m sont facilement réalisables en technologie microélectronique. La méthode la plus utilisée pour réaliser ces maillages est la photolithographie, dont le principe est illustré en figure 2.42.

Partant d'un film métallique déposé sur un substrat, un film photosensible est appliqué, lequel est insolé par des rayons UV traversant un masque sur lequel sont imprimés les motifs à reproduire sur le film métallique. Dans le cas d'un film photosensible positif, les zones de résines non insolées par les rayons UV protègent localement le film métallique du bain de gravure. Le motif final est obtenu après retrait de la résine photosensible.



Figure 2.42 – Illustration du principe de la photolithographie pour la réalisation d'une couche épaisse maillée [116].

Nous avons vu précédemment que, pour la distance PPA, les largeurs de lignes nécessaires pour obtenir un maillage discret, avec une transmittance de l'ordre de 80 %, doivent être inférieures à 20  $\mu$ m. Le principal environnement utilisé pour garan-

tir une telle résolution est de nature microélectronique, c'est à dire que l'on utilise le même outillage que celui nécessaire à la réalisation des circuits intégrés. Les travaux de thèse de Julien Hautcoeur s'inscrivent dans ce contexte, en présentant un maillage d'argent déposé sur un substrat de verre par technologie microélectronique [1, 117]. Présenté en figure 2.43, le maillage est réalisé à partir d'une couche épaisse d'argent de 6  $\mu$ m d'épaisseur. Toutefois, cette couche épaisse repose sur une couche ultramince de titane, de 5 nm d'épaisseur. Hautcoeur justifie l'utilisation du titane comme contribuant à l'adhésion de l'argent sur le substrat, cette adhésion ne pouvant être garantie directement sur le verre [1].



Figure 2.43 – Maillage réalisé par dépôt et photolithographie microélectronique [117].

En effet, comme l'explique J. Hautcoeur, un métal noble, c'est à dire possédant une bonne résistance à la corrosion et à l'oxydation, tel que l'argent, ne peut créer de liaisons covalentes, c'est à dire une adhésion par attraction mutuelle entre les atomes, avec un oxyde tel que le verre (SiO2). En revanche, le titane s'oxyde facilement et peut donc former à la fois des liaisons covalentes avec le verre (liaison SiO2 - TiO2) et avec l'argent (liaison Ti-Ag). L'utilisation d'un métal non noble, comme le cuivre aurait pu éviter l'utilisation d'une couche mince de titane. Par ailleurs, le seul motif évoqué par J. Hautcoeur concernant le choix de l'argent est qu'il s'agit du métal possédant la conductivité la plus élevée [1].

A titre d'information, les étapes mises en place spécifiquement lors de la thèse de J. Hautcoeur pour la fabrication de cette maille sont les suivantes [1] :

- L'argent et le titane sont déposés par pulvérisation cathodique sous vide (Sputtering), suivant une procédure très détaillée, avec un contrôle à l'échelle quasiatomique.
- Les dépôts métalliques sont ensuite recouverts d'une résine photosensible, en utilisant la technique de centrifugation (spin coating).
- L'ensemble est insolé aux rayons UV à travers masque en Mylar.

- L'ensemble est ensuite plongé un bain mouillant à base, entre autres, d'acide nitrique HNO3, plongé dans une solution de gravure acide, puis rincé à l'eau déionisée.
- L'ensemble est enfin plongé dans un bain d'acide fluoridrique HF à 3% pour graver la couche de Titane.

Le procédé, *a priori* spécifique à cette application, permet d'obtenir une maille dont la largeur de piste W est proche de 20  $\mu$ m, et l'ouverture G vaut 300  $\mu$ m. La transmittance optique de la maille déposée sur un substrat de verre Corning 1737 est supérieure à 80%, comme le montre la figure 2.44, et constante dans le domaine du visible, grâce aux couleurs neutres de l'Argent et du Titane.



Figure 2.44 – Transmittance du maillage réalisé par dépôt et photolithographie microélectronique [117].

La résistance par carré du conducteur est mesurée à  $0.054 \Omega/\Box$ , ce qui est de loin la valeur de résistance la plus faible obtenue en comparaison des travaux cités dans l'état de l'art des matériaux transparents et conducteurs. Ce matériau transparent et conducteur possède donc un facteur de mérite élevé. Toutefois, cette solution performante présente des inconvénients :

- La technologie utilisée limite la surface utile à 30cm x 30cm, voire 45cm x 45cm [118], en considérant que seule la taille du substrat est limitative. Il s'avère que certains outils utilisés, comme la centrifugeuse, ne peuvent accueillir de telles dimensions. Dans [117], la surface utile est limitée à 5 cm x 5 cm.
- Fondamentalement, les technologies microélectronique et nanoélectronique sont utiles pour réaliser des circuits intégrés, généralement complexes, dont la taille excède rarement 4cm x 4cm, si on considère que les processeurs ont
une taille plus importante que tout autre circuit intégré [119]. Ces tailles relativement faibles permettent d'amortir les coûts élevés de fabrication, sous réserve de pouvoir produire de grandes quantités de produits, avec une haute densité d'intégration, sur de grands substrats. Pour notre besoin, ces technologies ne sont pas adaptées, car peu disponibles, et trop coûteuses. Ainsi, il est estimé que le coût de réalisation d'un maillage réalisé selon [117] sur une surface de 40 cm x 40 cm est de l'ordre 2000 €, soit environ 12000 €/m<sup>2</sup>, ce qui est prohibitif en comparaison des coûts des OTC (> 150 €/m<sup>2</sup> pour l'ITO [85, 86]), des couches ultraminces (environ 250€/m<sup>2</sup> [98]) ou des toiles maillées (environ 20€/m<sup>2</sup> [109]).

# 2.1.6.3 Conclusion sur les couches épaisses maillées

Les couches épaisses maillées constituent une solution efficace pour obtenir des matériaux conducteurs optiquement transparents, en comparaison des autres solutions présentées. Toutefois, il semble nécessaire d'adapter l'outillage nécessaire en fonction du besoin opérationnel. En effet, les technologies microélectroniques ou nanoélectroniques permettent d'obtenir des matériaux transparents et conducteurs à fort facteur de mérite, mais elle semblent être sous-exploitées pour notre besoin, ce qui amène des coûts de prototypage très élevés. Un compromis peut être trouvé sur la résolution géométrique d'un maillage, ce qui permet l'utilisation de la technologie *Circuits Imprimés* (Printed Circuit Board, ou PCB), très courante, où des largeurs de lignes de 50  $\mu$ m peuvent être réalisés avec un coût modéré, tout en garantissant une solution sur-mesure. Mes travaux de thèse se positionnent donc sur la réalisation de conducteurs optiquement transparents en technologie PCB.

# **2.1.7** Conclusion sur les conducteurs optiquement transparents

Quatre solutions de matériaux conducteurs optiquement transparents ont été présentées. Les OTC sont historiquement la principale solution pour obtenir des matériaux à la fois transparents et conducteurs. Toutefois, les OTC restent des semiconducteurs, leur résistivité est donc naturellement plus importante que celle d'un matériau métallique. C'est cette nature semi-conductrice qui permet toutefois de garantir une bonne transmittance optique, puisque pour les matériaux homogènes, il existe un compromis systématique entre transmittance optique et résistivité. Un matériau optiquement transparent est *de facto* isolant.

Il est possible d'obtenir des matériaux purement métalliques optiquement transparents en utilisant des couches métalliques ultraminces, d'épaisseur nanométrique. Mais ces matériaux sont homogènes, ce qui implique de faire à nouveau un compromis entre transmittance optique et résistivité. Ces matériaux sont également très fragiles, et il est nécessaire de les protéger donc de les recouvrir. Il est possible de superposer des couches d'OTC aux couches métalliques ultraminces, ce qui permet de réduire la résistivité tout en conservant une bonne transmittance optique, avec une limite sur les épaisseurs des couches et sur la complexité de réalisation, qui permet cependant d'atteindre des facteurs de mérite importants.

Les maillages métalliques disposent du facteur de mérite le plus élevé en tant que matériau transparent conducteur. Nous allons retenir cette solution sous réserve de choisir judicieusement la géométrie du maillage en fonction de notre besoin. En effet, les technologies de fabrication choisies par les auteurs des travaux présentés dans l'état de l'art sont sous-exploitées, entraînant des coûts de prototypage prohibitifs, comme ce fut le cas dans [117] avec les technologies microélectroniques.

Les matériaux conducteurs optiquement transparents ne sont disponibles que sous forme planaire, sous forme de feuilles ou de dépôts réalisés sur des surfaces planes. Compte tenu de ce contexte, la technologie PCB, plus répandue, peut répondre à notre besoin. A l'heure actuelle, les principales caractéristiques de la technologie PCB sont les suivantes [120, 121, 122, 123, 124, 125, 126] :

- C'est une technologie planaire : les matériaux utilisés ont une géométrie strictement planaire, sous forme de panneaux, ou de feuilles.
- Elle utilise systématiquement le cuivre comme matériau conducteur, soit sous forme de feuilles, soit directement déposé sur un substrat diélectrique par électro-déposition [128]. Les épaisseurs des feuilles de cuivre varient entre 17 μm et 210 μm [127].
- Les dépôts de cuivre reposent sur un substrat diélectrique.
- La dimension maximale d'un circuit est de 61cm x 45cm (valeur standard, quel que soit le sous traitant). Toutefois, il est possible de générer quasisimultanément des surfaces utiles plus importantes, grâce à la parallélisation des processus de fabrication (par exemple, 8 substrats de 61cm x 45 cm peuvent être gravés en même temps).
- Les largeurs de pistes minimales sont de 50  $\mu$ m (ce minimum est une valeur standard quel que soit le sous traitant), ce qui convient à nos besoins.
- Il est possible de déposer des couches métalliques sur les deux faces du substrat, avec une déviation maximale de l'alignement entre les couches de ± 50 μm sur les axes X et Y (coordonnées cartésiennes). Ainsi, la technologie PCB offre une surface utile 270 % plus grande que celle proposée par la technologie microélectronique.
- C'est une technologie très accessible. Il existe actuellement 7 prestataires potentiels dans un rayon de 100 km autour de Rennes [120, 121, 122, 123, 124, 125, 126]. A titre comparatif, dans cette même zone géographique, il n'existe qu'un seul prestataire maîtrisant la technologie microélectronique, il s'agit du Centre Commun de Microélectronique de l'Ouest (CCMO) [129].
- Un coût de protypage de l'ordre de 2000 €/m<sup>2</sup>, soit 84 % d'économie par

rapport à la technologie microélectronique (environ 12000  $\text{€/m}^2$ ). Ce coût reste élevé dans un premier temps, principalement à cause des petits volumes commandés.

Compte tenu de ce positionnement, il est nécessaire de spécifier l'ensemble des matériaux utilisés pour la réalisation des PCB optiquement transparents. Les feuilles de Cuivre doivent être déposées sur un substrat optiquement transparent. La section suivante présente les substrats optiquement transparents candidats pour notre étude.

# 2.2 Les substrats optiquement transparents

Quelle que soit l'implémentation du conducteur optiquement transparent, ce dernier doit être déposé sur un support diélectrique (semi-) rigide appelé substrat. Ce substrat doit, bien sûr, être optiquement transparent. Si, pour certaines applications, seule la transparence optique est souhaitée, les caractéristiques radioélectriques doivent être également considérées dans les applications électroniques communicantes. Les substrats optiquement transparents pourront donc être répertoriés en fonction des caractéristiques optiques et électriques présentées ci-après, mais en considérant les caractéristiques mécaniques (épaisseurs, dimensions, facilité d'usinage, résistance à la pression et à la flexion ...), chimiques (résistance aux conditions climatiques, aux UV, aux produits chimiques de nettoyage ...) thermiques (résistance aux hautes températures lors du dépôt métallique et aux basses températures en utilisation l'hiver, ...), ainsi que le coût.

# 2.2.1 Caractérisation optique des substrats

La transmittance optique des substrats est la seule donnée considérée. Celleci est caractérisée comme pour les conducteurs optiquement transparents (section 2.1.2). Il faudra également prendre en compte les caractéristiques liées au vieillissement, lui-même lié la résistance aux rayons Ultra-Violet.

# 2.2.2 Caractérisation électrique des substrats

Les substrats sont en grande majorité isolants et, pour la plupart, non magnétiques. Ils peuvent donc être caractérisés par 2 paramètres électriques : la permittivité diélectrique relative  $\varepsilon_r$  (sans dimension) et la tangente de pertes tan $\delta$  (sans dimension).

La permittivité diélectrique relative  $\varepsilon_r$  d'un milieu traduit la possibilité pour ce milieu d'accumuler de l'énergie lorsqu'il est soumis à un champ électrique [130]. A

titre d'exemple, si une tension continue est présente aux bornes d'un condensateur (figure 2.45) celui-ci accumulera d'autant plus d'énergie que  $\varepsilon_r$  est élevé.



Figure 2.45 – Influence de la permittivité diélectrique sur les propriétés d'un condensateur [130]. A : surface des armatures, t : épaisseur du diélectrique,  $C_0$  : capacité du condensateur en l'absence de diélectrique, C : capacité du condensateur en présence de diélectrique.

Une variation de champ électrique entraîne la propagation d'un champ électromagnétique. La permittivité diélectrique d'un milieu a beaucoup d'influence sur les conditions de cette propagation. La longueur d'onde propagée  $\lambda$  est telle que :

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.40}$$

avec c la vitesse de la lumière dans le vide, exprimée en mètre par seconde (c  $\approx$  3.10<sup>8</sup> m.s<sup>-1</sup>), f la fréquence de fonctionnement du système radioélectrique. Ainsi, un système radioélectrique, à fréquence de fonctionnement donnée, sera d'autant plus petit que la permittivité relative  $\varepsilon_r$  est élevée.

L'impédance caractéristique Z du milieu de propagation dépend également de sa permittivité diélectrique, avec

$$Z = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(2.41)

avec  $Z_0$  l'impédance caractéristique en espace libre, exprimée en Ohms (=  $120\pi$   $\Omega$ ),  $\mu_0$  la perméabilité magnétique du vide exprimée en Henry par mètre ( $\mu_0 = 4\pi$   $10^{-7}$  H.m<sup>-1</sup>) et  $\varepsilon_0$  la permittivité diélectrique du vide, exprimée en Farad par mètre ( $\varepsilon_0 \approx 8.85 \ 10^{-12}$  F.m<sup>-1</sup>). Un changement brusque d'impédance dans le milieu de propagation entraîne des réflexions et donc une atténuation importante du signal transmis.

Compte tenu de cette dépendance, une bonne connaissance du  $\varepsilon_r$  des matériaux du système est nécessaire, en particulier ceux étant directement exposés aux champs électromagnétiques.

Dans la plupart des cas,  $\varepsilon_r$  est une valeur complexe, dépendante de la fréquence, car dépendant de plusieurs mécanismes de relaxation présents à différentes échelles

(atomique, moléculaire, dipolaire) du milieu [131]. Dans le cas d'un milieu homogène, linéaire et isotrope

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' \tag{2.42}$$

La valeur de  $\varepsilon_r''$  est liée aux pertes diélectriques. On préfère mentionner la tangente de pertes tan $\delta$  du milieu, avec

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \tag{2.43}$$

Les grandeurs électriques d'intérêt sont donc  $\varepsilon'_r$  et tan  $\delta$ . Il existe différentes méthodes pour les évaluer selon la fréquence d'étude f. Trois solutions parmi celles existantes sont présentées ci-après, elles semblent être les plus utilisées pour 10 Hz < f < 1 THz :

- La méthode du condensateur plan (10 Hz < f < 100 MHz)
- La méthode du stub parallèle (100 MHz < f < 60 GHz)
- La méthode en espace libre (f > 60 GHz).

# **2.2.2.1** La méthode du condensateur plan (10 Hz < f < 100 MHz)

Le diélectrique à caractériser est placé entre 2 armatures métalliques, comme illustré en figure 2.45. Cette méthode est appropriée pour mesurer  $\varepsilon'_r$  et tan  $\delta$  dans les basses fréquences (10 Hz - 100 MHz), où les appareils de mesure d'impédance sont privilégiés. La mesure de l'admittance complexe  $\bar{Y}_m$  permet de déterminer la permittivité complexe  $\varepsilon_r$  [132]

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\varepsilon_r'' = \frac{\bar{Y}_m t}{j2\pi f\varepsilon_0 A} \tag{2.44}$$

avec t l'épaisseur du diélectrique, f la fréquence de mesure exprimée en Hertz (Hz),  $\varepsilon_0$  la permittivité diélectrique du vide, exprimée en Farad par mètre ( $\varepsilon_0 \approx 8,85.10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$ ) et A la surface occupée par le condensateur exprimée en mètre carré (m<sup>2</sup>).

Au delà de 100 MHz, la méthode du stub parallèle, présentée ci-après, est plus appropriée, car elle devient réalisable sans utiliser trop de matériaux, et permet d'obtenir de bons résultats.

# **2.2.2.2** La méthode du stub parallèle (100 MHz < f < 60 GHz)

La méthode du stub parallèle est une méthode appropriée pour des fréquences de mesure comprises entre 100 MHz et 20 GHz, bien qu'elle puisse être utilisée jusqu'à 60 GHz [133]. Il s'agit dans un premier temps d'imprimer un stub sur une ligne de transmission, par exemple en technologie microruban, comme illustré en figure 2.46.



Figure 2.46 – Exemple de motif permettant d'utiliser la méthode du stub résonant imprimé sur le substrat à caractériser [133].

Une mesure en transmission à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (paramètre S<sub>21</sub>) fait apparaître des minima et des maxima (figure 2.47) aux fréquences  $f_{rn}$  exprimées en GigaHertz (GHz) telles que

$$fr_n = 0,075 \frac{(2n+1)}{L\sqrt{\varepsilon'_{reff}}}$$

$$(2.45)$$

avec n un nombre entier positif ou nul correspondant aux modes de résonance du stub, L la longueur du stub exprimée en mètre (m) et  $\varepsilon'_{reff}$  la valeur réelle de la permittivité diélectrique relative effective (sans dimension), dont la valeur peut être inférieure à  $\varepsilon'_r$  lors d'une application en technologie microruban, à cause de la contribution de l'air environnant (mode quasi-TEM).

Compte tenu de cette différence, la méthode la plus simple pour déterminer  $\varepsilon'_r$  consiste à rétro-simuler les résultats de mesure avec un outil de simulation électromagnétique, en faisant varier  $\varepsilon'_r$  pour que le résultat simulé coïncide avec le résultat mesuré.



Figure 2.47 – Comportement en transmission d'un stub résonnant (courbe continue) et rétrosimulation (courbe pointillée) pour déterminer  $\varepsilon'_r$  [133].

Dans un deuxième temps, afin d'évaluer tan  $\delta$ , il est nécessaire de mettre en oeuvre deux lignes microrubans de longueurs différentes. La première ligne est utilisée pour calibrer l'analyseur de réseau vectoriel, afin de prendre en compte les éléments parasites induits par les connecteurs lors de la mesure, et la deuxième ligne, de longueur plus importante, est utilisée pour mesurer les pertes par insertion (paramètre S<sub>21</sub>). Ces mesures sont également rétrosimulées en faisant varier tan  $\delta$ , jusqu'à obtenir une bonne corrélation entre simulation et mesure, comme illustré sur la figure 2.48.

La largeur des rubans imprimés a peu d'impact sur les résultats de mesures, car les mesures sont rétrosimulées : sous réserve que la géométrie du circuit réalisé soit bien modélisée, seuls les paramètres  $\varepsilon'_r$  et tan  $\delta$  sont à déterminer. Ainsi, la largeur des rubans peut être choisie en première approximation, sans nécessairement être d'impédance caractéristique 50  $\Omega$ .



Figure 2.48 – Pertes d'insertion mesurées (courbe continue) et rétrosimulation (courbe pointillée) pour déterminer tan  $\delta$  [133].

Pour permettre des mesures fiables et répétables en s'affranchissant des imperfections liées à la mise en place des connecteurs, une connectique universelle et réutilisable est recommandée. Une référence souvent utilisée est la monture de test Anritsu 3680, présentée en figure 2.49, et dont le montage d'utilisation est présenté en figure 2.50. Cette référence semble incontournable au delà de 10 GHz, puisque la connectique joue un rôle non négligeable dans l'obtention de résultats de mesures reproductibles.

Bien que la méthode du stub parallèle nécessite beaucoup d'outils (analyseur de réseau, outil de simulation électromagnétique, ... ), ces derniers sont désormais incontournables dans l'ingénierie micro-ondes, faisant de cette méthode une méthode relativement accessible, en comparaison des méthodes utilisant des guides d'ondes, des cavités résonantes, ou des lignes coaxiales à air, dont la plage de fréquences d'utilisation est plus réduite que la méthode du stub parallèle [130]. Il est toutefois nécessaire de réaliser des motifs sur substrats, cela reste simple jusqu'à 3 GHz



Figure 2.49 – Monture de test Anritsu 3680 pour la connexion rapide et répétable de circuits imprimés sous test [134].



Figure 2.50 – Utilisation de l'Anritsu 3680 avec un analyseur de réseau [134].

(utilisation de connecteurs SMA, et scotch cuivré), au delà, des méthodes de réalisations avancées sont nécessaire pour obtenir des motifs fidèlement reproductibles (technologie PCB, ou dépôt microélectronique).

Pour une fréquence de fonctionnement supérieure à 60 GHz, ou lorsque la méthode du stub parallèle ne peut être utilisée pour le substrat à caractériser, la méthode en espace libre, présentée ci-après, est privilégiée.

# **2.2.2.3** La méthode en espace libre ( $f \ge 60$ GHz)

La méthode en espace libre, dont le principe est illustré en figure 2.51, permet de mesurer  $\varepsilon'_r$  et tan  $\delta$  rapidement et de manière non destructive. Une antenne cornet source illumine une lentille pour obtenir un faisceau collimaté, dont la largeur à mi-puissance est de quelques degrés. Cette valeur est importante car elle détermine la surface minimale que doit couvrir le substrat afin que le faisceau incident puisse traverser le substrat et atteindre la lentille puis le cornet de réception sans être diffracté par les bords du substrat, ce qui réduit ainsi les erreurs de mesure. Dans [135], une largeur de faisceau à mi-puissance de 2° entraîne un rayon de substrat sous test de l'ordre de  $100\lambda$  à 75 GHz, soit 40 cm. Des progrès technologiques sur le design des antennes d'émisssion et de réception [136] permettent désormais d'envisager une caractérisation large-bande entre 6 GHz et 110 GHz avec un rayon de substrat de 15 cm, soit une taille minimale de  $3\lambda$  seulement.

Les antennes cornets sont reliées à un analyseur de réseau vectoriel, permettant le calcul de  $\varepsilon'_r$  et tan  $\delta$  à partir des mesures en transmission (paramètre S<sub>21</sub>) et en réflexion (paramètre S<sub>11</sub>). Sous réserve d'avoir un substrat de surface suffisante, la méthode en espace libre permet d'obtenir  $\varepsilon'_r$  et tan  $\delta$  rapidement, de manière nondestructive et sur une large bande de fréquence.

# 2.2.2.4 Conclusion sur la caractérisation électrique des substrats

Il n'existe pas de solution universelle pour la caractérisation électrique des substrats. La solution la plus appropriée dépend de la gamme de fréquences d'utilisation. Ainsi, la méthode du condensateur plan est privilégiée pour une fréquence d'utilisation inférieure à 100 MHz. La méthode du stub parallèle ou plus généralement des circuits résonants ouverts est privilégiée pour des fréquences inférieures à 60 GHz, tandis que la méthode en espace libre est privilégiée au-delà de 60 GHz. Les avancées technologiques permettent maintenant de proposer cette dernière solution à partir de 6 GHz, ce qui en fait une solution quasi-universelle, bien qu'encore coûteuse de par le matériel à mettre en oeuvre.

Afin d'avoir une idée des performances électriques recherchées pour les substrats optiquement transparents, il semble intéressant de connaître les performances électriques des substrats couramment utilisés en électronique.



Figure 2.51 – Principe de la méthode en espace libre (a) et banc de mesure résultant (b) [137].

# 2.2.3 Les substrats couramment utilisés en électronique

Il existe de nombreuses références de substrats pouvant être utilisés en électronique. Toutefois, toutes ces références n'ont pas les mêmes performances électriques, et, selon la fréquence d'utilisation, une famille de substrats sera privilégiée par rapport à une autre.

Pour des fréquences inférieures à 1 GHz, les résines époxydes renforcées par des tissus en fibre de verre sont majoritairement utilisés. Ces substrats sont généralement classifiés par rapport à leur résistance au feu (Flame Retardant grade). Parmi ces grades, le plus utilisé est le grade 4. Ainsi on désigne couramment les substrats FR-4, comme ayant tous, à tort, des caractéristiques diélectriques communes. Il existerait en effet une tendance pour laquelle  $\varepsilon'_r = 4.8$  et tan  $\delta = 0.02$  [138]. En l'absence de mentions explicites sur les valeurs  $\varepsilon'_r = 4.8$  et tan  $\delta = 0.02$  [138], une caractérisation de ces substrats est nécessaire. De par leur utilisation intensive, les substrats FR-4 sont accessibles rapidement et à faible coût (chez RS [139], Conrad [140], Farnell [141] ou Digikey [142]).

A partir de quelques GHz, les pertes diélectriques ont une influence importante sur l'efficacité énergétique d'un système électronique. La valeur de tan  $\delta$  devient alors un critère de choix, car un choix judicieux permet de s'affranchir de composants pour amplifier le signal.

Pour des fréquences comprises entre 1 GHz et 10 GHz, un tan  $\delta$  de l'ordre de 0.005 à la fréquence de 10 GHz est souvent proposé en réponse aux besoins. Les substrats PTFE (PolyTétraFluoroEthylène, aussi appelé Téflon) renforcés par des matériaux céramiques sont couramment utilisés, comme la famille RO4000 de Rogers, notamment la référence RO4350B, avec  $\varepsilon'_r = 3.48 \pm 0.05$  et tan  $\delta = 0.0037$  à la fréquence de 10 GHz [143]. La famille RF de Taconic peut être également utilisée, notamment la référence RF-35 qui propose  $\varepsilon'_r = 3.5$  et tan  $\delta = 0.0025$  à la fréquence de 10 GHz [144].

Pour des fréquences comprises entre 10 GHz et 20 GHz, un tan  $\delta$  de l'ordre de 0.002 à la fréquence de 10 GHz est proposé en réponse aux besoins. Les substrats PTFE renforcés par des matériaux céramiques ou de la fibre de verre sont couramment utilisés, comme la famille RO3000 de Rogers, avec la référence RO3003 qui propose  $\varepsilon'_r = 3 \pm 0.04$  et tan  $\delta = 0.0013$  pour une fréquence de 10 GHz [145]. La famille TL de Taconic peut être également utilisée, notamment la référence TLA-6 qui propose  $\varepsilon'_r = 2.62$  et tan  $\delta = 0.002$  pour une fréquence de 10 GHz [146].

Pour des fréquences comprises entre 20 GHz et 40 GHz, un tan  $\delta$  de l'ordre de 0.001, voire inférieur, à la fréquence de 10 GHz est proposé en réponse aux besoins. Les substrats PTFE sont désormais renforcés par des microfibres de verre, pour bénéficier des performances du PTFE. C'est le cas de la famille RT/Duroïd de Rogers, avec la référence RT5880 qui propose  $\varepsilon'_r = 2.2 \pm 0.02$  et tan  $\delta = 0.0009$ pour une fréquence de 10 GHz [147]. La famille TL de Taconic peut être également utilisée, notamment la référence TLP qui propose  $\varepsilon'_r = 2.17 \pm 0.03$  et tan  $\delta = 0.0009$ pour une fréquence de 10 GHz [148].

Il est possible de prolonger l'utilisation de ces substrats à des fréquences plus élevées, tant que la technologie PCB permet la création des motifs souhaités avec une tolérance suffisante (voir section 2.1.7), et que l'épaisseur des substrats reste en dessous du dixième de la longueur d'onde (au delà de cette valeur, le mode de propagation quasi-TEM microruban ne peut plus être approximé, ce qui invalide la plupart des modèles de simulation haut-niveau, voir section 3.6.1). Dès lors qu'une des deux conditions n'est plus satisfaite, les circuits sont fabriqués en microélectronique avec des substrats d'épaisseur de l'ordre de  $100\mu$ m, voire moins, et souvent posés sur un substrat plus épais pour assurer la tenue mécanique pendant la manipulation. A titre d'information, les substrats couramment utilisés sont l'Alumine (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>), le Mullite (3Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-2SiO<sub>2</sub>), le PMP (PolyMéthylpentène) et le PP (Poly-Propylène) [150]. Les caractéristiques diélectriques de ces substrats sont indisponibles aux fréquences auxquelles ils sont utilisés ici, une caractérisation par circuits imprimés résonants (section 2.2.2.2) ou en espace libre (section 2.2.2.3) constitue la meilleure solution pour obtenir des résultats fiables.

Il existe des substrats optiquement transparents dont les performances électriques sont comparables à celles proposées dans les substrats classiques. Ces substrats peuvent être répartis en deux catégories : les substrats organiques et les substrats inorganiques.

# 2.2.4 Les substrats optiquement transparents

# 2.2.4.1 Les substrats organiques

Bien qu'il n'y ait pas de définition précise, on peut considérer qu'un composé organique contient du Carbone (C), le plus souvent associé à de l'Hydrogène (H). Les matériaux plastiques sont des matériaux organiques, et certains d'entre eux peuvent être utilisés en tant que substrat optiquement transparent. Les plastiques sont des matériaux faible coût, simples à fabriquer et à usiner, tout en étant flexibles lorsqu'ils sont de faible épaisseur, ce qui permet de les intégrer au sein de surfaces non planes comme des pare-brises ou des visières de casque.

Certains plastiques proposent un tan  $\delta$  faible, c'est le cas du PET (PolyEthylène Téréphthalate), du PMP (PolyMéthylPentène) et du PTFE (PolyTétraFluoroEthylène, aussi appelé Téflon) ou de ses dérivés tel que le PFA (PerFluoroAlkoxy), où il n'est pas surprenant d'obtenir un ordre de grandeur de 0.0005 jusqu'à une fréquence de 10 GHz, ce qui promet de bonnes performances [149]. De plus, ces substrats peuvent résister à des températures de 145°C (PMP et PET) voire 300°C (PTFE et PFA), ce qui est nécessaire pour pouvoir métalliser un substrat. Par conséquent, le PMMA (PolyMethylMethAcrylate, plus connu sous le nom commercial Plexiglas) n'est pas conseillé car sa température maximale d'utilisation est de l'ordre de 80°C.

Malgré ces performances, les substrats organiques ne sont pas privilégiés pour des applications optiques, principalement à cause de leur mauvaise tenue aux produits chimiques et aux rayons Ultra-Violet, qui entraînent un jaunissement et une décomposition de la matière, dégradant ainsi l'esthétique et la fonctionnalité du système. Ce point peut être remis en cause, par exemple en citant l'utilisation conjointe du Polycarbonate, un autre plastique candidat, et du verre pour réaliser des vitrages pare-balles. Toutefois, les travaux publiés dans [1] n'encouragent pas l'utilisation des substrats organiques car, bien qu'ils puissent résister à de hautes températures, ils peuvent se déformer sous des contraintes à la fois thermiques et mécaniques, et devenir inutilisables, comme le montre la figure 2.52. Là encore, ce dernier point peut être remis en cause, car il existe beaucoup de travaux portant sur la fabrication de circuits, à des fréquences supérieures à 60 GHz, avec l'utilisation du PMP, aussi connu sous la référence commerciale TPX [150].

Les substrats inorganiques, décrits ci-après, possèdent une bonne résistance à l'environnement, et sont donc de bons candidats pour être utilisés comme substrats optiquement transparents.

### 2.2.4.2 Les substrats inorganiques

Les substrats inorganiques regroupent par définition tous les substrats non organiques. Dans le cas des substrats optiquement transparents, les composés inorga-



Figure 2.52 – Déformation d'un substrat de TPX sous l'action simultanée du vide et de la chaleur lors d'un dépôt par pulvérisation cathodique [1].

niques qui nous intéressent sont principalement les oxydes, comme vu précédemment (section 2.1.3.3). L'un d'eux peut présenter un intérêt, il s'agit l'oxyde de Silicium, appelé également Silice. On le trouve en grande quantité dans notre environnement, que ce soit sous forme impure, dans le sable, ou dans notre habitat sous forme transformée, en verre.

Les verres sodocalciques : Les verres sodocalciques (Soda-lime glass) regroupent la famille des verres réalisés à partir de Silice (SiO<sub>2</sub>), de Calcium et de Sodium, présents sous forme oxydée (respectivement CaO et Na<sub>2</sub>0) pour assurer la transparence optique (voir section 2.1.3.3). Cette famille représente environ 90% de la production mondiale de verre. Avec une très bonne résistance à la température (climats d'été et d'hiver présents dans le monde entier, et ponctuellement jusqu'à 150°C lors d'un feuilletage [151]), et aux rayons Ultra-Violet, cette famille de verre est présente au quotidien dans notre environnement (verres de table, objets décoratifs, bouteilles, vitrages, ...), disponible rapidement et à faible coût dans une large gamme de dimensions et d'épaisseurs, avec des méthodes de fabrication et de transformation maîtrisées et matures, même si le verre se casse très facilement, ce qui est son principal défaut malgré son utilisation intensive.

D'un point de vue optique, les verres sodocalciques proposent une transmittance optique généralement très élevée, quasiment constante dans le domaine du visible, mais qui, comme tous les substrats transparents, ne peut pas atteindre 100% par défaut. En effet, comme les indices de réfraction de l'air ( $n_{air} = 1$ ) et du substrat ( $n_{substrat}$ ) sont différents, une partie de l'intensité lumineuse est perdue par réflexion, à chaque gradient d'indice, comme présenté dans la section 2.1.2.3. Ces pertes, appelées pertes de Fresnel [110] se traduisent par un coefficient de réflexion R qui vaut, dans le cas d'une incidence normale (figure 2.12)

$$R = \frac{P_R}{P_I} = \left(\frac{n_{air} - n_{substrat}}{n_{air} + n_{substrat}}\right)^2 \tag{2.46}$$

avec  $P_R$  la puissance réfléchie et  $P_I$  la puissance incidente. Cette expression est un cas particulier de l'électromagnétisme, puisque l'indice de réfraction est directement lié à la permittivité diélectrique dans le domaine optique ( $n = \sqrt{\varepsilon_r}$ ). Par conséquent, une plaque de verre d'indice de réfraction moyen  $n_{substrat} \approx 1.5$ , dispose intrinsèquement d'une perte totale relative  $P_{Fresnel}$  liée aux pertes de Fresnel qui vaut

$$P_{Fresnel} = 1 - (1 - R)^2 \approx 8\%$$
 (2.47)

Ainsi, un verre dispose par défaut d'une transmittance optique maximale de l'ordre de 92 % ce qui est confirmé sur un extrait de brochure d'un fabriquant de verre, présenté en figure 2.53. Il est à noter que le modèle des pertes de Fresnel assume un état de surface parfait, sans rugosité. Le verre peut être considéré comme ayant un état de surface parfait, étant donné que sa rugosité est de l'ordre du nanomètre [153], ce qui reste très faible par rapport à la longueur d'onde la plus courte dans le domaine du visible (400 nm). Toutefois, une dégradation de cet état de surface entraine une diminution de la transmittance, du fait de l'augmentation de la réflexion diffuse, mécanisme analogue au mécanisme quantique décrit dans le domaine électrique (section 2.1.4.1 (figure 2.29). Ces verres rugueux, appelés verres dépolis, sont souvent utilisés pour créer des espaces intimes sans compromettre la luminosité (figure 2.1). Ces verres sont dits translucides plutôt que transparents.

L'inconvénient des verres sodocalciques est qu'ils font partie d'une grande famille, sans aucune classification précise. Étant donné qu'ils sont utilisés principalement pour leur transparence optique, il est difficile, voire impossible, d'obtenir rapidement un verre sodocalcique avec des performances électriques spécifiées. On peut toutefois supposer que, pour un producteur de verre donné,  $\varepsilon'_r$  et tan  $\delta$  varieront peu car la recette de fabrication varie peu dans le temps (par exemple,  $\varepsilon'_r \approx 7$ et tan  $\delta \approx 0.03$  [1]). mais ces caractéristiques ne sont pas formellement spécifiées par le fournisseur. L'épaisseur est susceptible de varier de  $\pm$  10 % voire plus, ce qui est trop important dans le cadre d'applications électroniques communicantes, où cette variation doit se limiter à  $\pm$  6 % (voir section 3.3.1). Les caractéristiques électriques et géométriques du verre doivent être spécifiées et relativement stables pour pouvoir réaliser un produit électronique communicant fiable et performant. Les verres technologiques, présentés ci-après, répondent à ce besoin.

Les verres technologiques : La dénomination verre technologique vient du fait que les performances de ces verres sont spécifiées de manière exhaustive dans plusieurs domaines physiques (chimique, optique, mécanique, thermique et électrique),



Figure 2.53 – Transmittance optique d'une référence de verre [152].

ce qui en fait des matériaux de choix dans les applications de haute technologie (aéronautique, aérospatial, militaire, télécommunications).

Le marché du verre technologique tel qu'il a été défini est partagé par deux entreprises : l'Américain Corning et l'Allemand Schott. D'autres acteurs du marché, tels que Pilkington ou Saint-Gobain se positionnent davantage sur l'ajout de valeur technologique sur un verre, qu'il soit standard ou technologique. Compte tenu de la polyvalence des verres technologiques, il existe peu de références, ce qui en fait des produits largement utilisés, quel que soit le besoin technologique. Ainsi, le verre technologique de référence chez Corning était la référence 1737 [154], très utilisée par la communauté scientifique. Cette référence semble désormais remplacée par la référence EAGLE XG [155] où les performances mécaniques sont meilleurs, mais leurs performances électriques sont quasiment identiques. Schott propose des performances similaires avec la gamme Borofloat 33 [152].

La composition de ces verres est strictement identique, dans la mesure où ils appartiennent tous deux à la famille des verres borosilicatés, issus de la découverte du chimiste allemand Otto Schott en 1887. Principalement constitués de Silice (SiO<sub>2</sub>) et de Bore (sous la forme  $B_2O_3$ ), leur principale propriété est la résistance aux hautes températures (jusqu'à 450°C). Ils sont donc très utilisés dans les portes coupe-feu, et dans le domaine de la cuisine, avec les plats dits en Pyrex. Les performances électriques sont également améliorées, et reproductibles, grâce à une quantité limitée d'alcalins.

Le tableau 2.6 liste les caractéristiques électrique et optique ( $T_V$  désigne la

transmittance dans le domaine du visible) des verres technologiques mentionnés. Le principal inconvénient des références Corning est le choix limité d'épaisseurs, qui sont de plus très faibles, ce qui limite la taille maximale des substrats pour une résistance mécanique donnée. La tolérance sur les épaisseurs n'est pas spécifiée, mais on peut s'attendre à des valeurs aussi élevées que celles proposées par Schott pour cette gamme d'épaisseurs, où la tolérance maximale est de ±10%. Cette tolérance reste élevée en comparaison des exigences électroniques (autour de ±6%), mais diminue à ±6% avec l'augmentation de l'épaisseur, ce qui donne un avantage au produit allemand. D'un point de vue électrique, le tan  $\delta$  proposé par les références est très acceptable en comparaison d'un substrat électronique classique.

Référence	$T_{V}\left(\%\right)$	f (GHz)	$\varepsilon'_r$	tan $\delta$	e (mm)	$\Delta e (\%)$
1737 [154]	92	1.5 [1]	5.7	0.0065	0.5, 0.7, 1.1	?
EAGLE XG [155]	92	10 kHz	5.27	0.003	0.5, 0.7, 1.1	?
Borofloat 33 [152]	92	1.5 [1]	4.7	0.007	0.7 < < 25.4	4 < < 10

Tableau 2.6 – Caractéristiques électrique et optique des verres technologiques les plus courants.

Les substrats monocristallins : En complément des verres technologiques, il est possible d'utiliser des substrats monocristallins tels que le saphir (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) ou l'oxyde de magnésium (MgO). La structure cristalline de ces substrats permet de réduire tan  $\delta$  à un ordre de grandeur de 10<sup>-7</sup> pour le MgO [156]. Toutefois, produire des substrats monocristallins coûte cher, ce qui limite leur utilisation à fréquences élevées, typiquement à partir de 40 GHz, où les pertes diélectriques des substrats électroniques classiques deviennent trop élevées, et où la taille des circuits permet la fabrication simultanée de plusieurs centaines de circuits sur un seul substrat, ce qui limite le coût unitaire de chaque circuit.

# **2.2.5** Conclusion sur les substrats optiquement transparents

Il existe beaucoup de substrats optiquement transparents, mais peu proposent à la fois de bonnes performances radioélectriques et des performances optiques constantes dans le temps. Les substrats organiques ont pour principal avantage leur facilité d'usinage et leur coût, mais leurs performances optiques se dégradent dans le temps, notamment à cause du rayonnement Ultra-Violet. Les substrats inorganiques, et plus particulièrement les verres technologiques, résistent très bien aux conditions environnementales, mais sont plus difficiles à travailler. Les résultats des travaux précédemment réalisés [1] encouragent l'utilisation des verres technologiques, ce qui sera fait et présenté ultérieurement. Toutefois, il semble important dans la continuité de ces travaux de quantifier la résistance environnementale de certains substrats inorganiques, en nombre de mois ou d'années, à l'aide d'une chambre de vieillissement accéléré [21]. En effet, ce vieillissement est à prendre en compte conjointement avec la durée de vie du produit, sachant que pour la plupart des produits électroniques, les technologies associées évoluent rapidement, si bien que l'on peut estimer la durée de vie à 5 voire 10 ans, en comparaison des biens électroniques usuels. A titre de comparaison, le PMMA (Plexiglas) proposé par l'allemand Evonik est garanti 30 ans contre le jaunissement [157], et le Polycarbonate proposé par l'allemand Bayer garanti 5 ans [158]. Il est possible qu'à l'issue d'essais de vieillissement, d'autres références organiques proposent cette même "garantie", même si cela n'est pas spécifié par le fabricant, en partie parce que ce besoin n'a pas encore été exprimé.

Nous nous sommes donc positionnés sur l'utilisation d'un conducteur optiquement transparent fabriqué à partir d'une couche métallique épaisse gravée selon la technologie PCB, déposée sur des substrats inorganiques, plus particulièrement du verre technologique, pour la fabrication d'antennes planaires pour stations de base urbaines.

# **Chapitre 3**

# Etat de l'art sur les architectures antennaires

Les antennes fabriquées à partir des matériaux présentés dans le chapitre précédent devront proposer des performances identiques aux antennes de station de base actuelles, dont les caractéristiques sont détaillées dans la section 3.1.

Afin de maîtriser le rayonnement des antennes dans le cadre des réseaux cellulaires, la mise en réseau, notamment linéaire, présentée en section 3.2, est nécessaire.

Compte tenu des contraintes précédentes, les antennes microrubans optiquement transparentes, présentées dans la section 3.3, semblent être candidates. D'autres technologies, présentées dans la section 3.4, pourraient également être utilisées.

Les productions scientifiques les plus pertinentes depuis le début des années 90 à 2012 sont présentées dans la section 3.5.

Les architectures antennaires envisagées peuvent être modélisées et simulées numériquement pour prédire leur performances avant même leur fabrication. Avec la place de plus en plus importante prise par les outils de simulation électromagnétique dans les phases de développement des produits/systèmes radio-fréquences, la section 3.6 présente les principales méthodes pour résoudre un problème électromagnétique, chacune ayant son périmètre d'application.

# **3.1** Introduction aux antennes de station de base

Les antennes de station de base sont utilisées dans les réseaux de télécommunications comme moyen de relier, sans fil, les utilisateurs mobiles au réseau qui est physiquement fixe. Pour comprendre le fonctionnement et les spécifications d'une antenne de station de base, il est nécessaire au préalable de comprendre le fonctionnement d'une antenne, ce qui est proposé ci-après.

# 3.1.1 Définition et fonctionnement d'une antenne

Selon la définition de l'IEEE [159], une antenne, aussi appelée aérien, est définie comme un moyen de faire rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques. Comme illustré sur la figure 3.1, une antenne permet la transition entre les structures guidant les ondes électromagnétiques (seul le champ électrique E est présenté sur la figure), appelées lignes de transmission, et l'espace libre dans lequel les ondes électromagnétiques peuvent se propager, en adaptant l'impédance d'un milieu par rapport à l'autre. Selon la fréquence de fonctionnement et la puissance soumise à l'antenne, la ligne de transmission utilisée pour alimenter l'antenne peut être un guide d'onde ou un câble coaxial.



Figure 3.1 – Principe de fonctionnement d'une antenne [160].

Il existe plusieurs familles d'antennes : les antennes filaires, les antennes à ouverture (cornets, guides d'onde ouverts), les antennes microrubans, les antennes à réflecteurs (antennes paraboliques), les antennes lentilles, les antennes à résonateurs diélectriques, toutes peuvent être mises en réseaux d'antennes, constitués, sauf cas particuliers, d'un nombre N d'antennes identiques réparties périodiquement dans l'espace. Certaines de ces familles seront présentées ultérieurement si elles offrent un intérêt dans la réalisation d'antennes de station de base. La section suivante présente les caractéristiques électriques pouvant être présentées par une antenne.

# 3.1.2 Caractéristiques électriques d'une antenne

Les caractéristiques électriques d'une antenne panneau, présentée ultérieurement (figure 3.16), sont présentées dans le tableau 3.1.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS*						
Frequency range (MHz)	1710-2170					
Frequency band (MHz)	1710-1880	1850-1990	1920-2170			
Gain (dBi/dBd)	17.6/15.5	18.0/15.9	18.3/16.2			
Polarization	Dual Linear ± 45°					
Nominal Impedance (Ω)	50					
VSWR	<1.4:1					
Horizontal beam width, -3 dB (°)	67	66	64			
Vertical beam width, -3 dB (°)	7.0	6.6	6.3			
Electrical down tilt (°)		0 - 8				
Side lobe suppression, vertical 1st upper (dB)	>18,18,16,16,14 @ 0,2,4,6,8°	>18,18,16,16,14 @ 0,2,4,6,8°	>18,18,16,16,14 @ 0,2,4,6,8°			
Isolation between inputs (dB)	>30	>30	>30			
Tracking, horizontal plane ±60° (dB)	<1.0	<1.0	<1.0			
First null fill (dB)	>-24 typical >-18	>-24 typical >-18	>-24 typical >-18			
Vertical beam squint (°)	0.5	0.5	0.5			
Front to back ratio (dB) 180° ±30° copolar	>30	>30	>30			
Front to back ratio (dB) 180° ±30° total power	>27	>27	>27			
Cross polar discrimination (XPD) 0° (dB)	>17	>17	>20			
Cross polar discrimination (XPD) ±60° (dB)	>18	>14	>12			
Far field coupling	-	-	-			
IM3, 2xTx&43dBm (dBc)	<-150	<-150				
IM7, 2xTx&43dBm (dBc)	-	-	<-160			
Power handling, average per input (W)	250					
Power handling, average total (W)	500					

Tableau 3.1 – Caractéristiques électriques de l'antenne panneau présentée [161].

# 3.1.2.1 La plage de fréquence / bande passante

La plage de fréquence (Frequency Range) ou bande passante désigne l'ensemble des fréquences pour lesquelles les performances électriques de l'antenne sont spécifiées. Elle désigne en d'autres termes l'ensemble des fréquences pour lesquelles l'antenne peut être utilisée. Ici la plage de fréquence est de 1710 MHz - 2170 MHz, qui est associée aux bandes de fréquence DCS 1800 (1710 MHz-1880 MHz), PCS 1900 (1850 MHz -1990 MHz) et UMTS 2100 (1920 MHz -2170 MHz). Le DCS 1800 (Digital Cellular System) est une extension de la norme GSM (Global System for Mobile communications) sur une bande de fréquence centrée sur 1800 MHz, le PCS 1900 (Personal Communication Service) est également une extension de la norme GSM sur une bande de fréquence centrée sur 1900 MHz, utilisée au Canada, aux Etats-Unis et au Japon, et l'UMTS 2100 (Universal Mobile Telecommunications System) représente l'implémentation de la technologie mobile de  $3^e$  génération (3G) sur une bande de fréquence centrée sur 2100 MHz. Des antennes couvrant cette plage de fréquence sont présentes dans les zones urbaines, où l'utilisation de fréquences élevées (par rapport à la bande des 900 MHz) permet la réduction de la taille des cellules grâce à une atténuation plus rapide des signaux en espace libre. Par ailleurs, les zones urbaines sont réparties en cellules plus petites, afin de pouvoir absorber des trafics de voix et de données relativement importants. En zone rurale, on va davantage privilégier la couverture du territoire, et ainsi privilégier l'utilisation des fréquences basses, aux alentours de 900 MHz. Chaque norme dispose ainsi d'une bande de fréquence basse, et d'une bande de fréquence haute, pour optimiser la couverture du territoire et de la population selon l'environnement géographique.

La bande passante peut aussi s'exprimer en valeur relative. Ainsi, une bande passante absolue  $[f_1; f_2]$  correspond à une bande passante relative  $B_{\%}$  de

$$B_{\%} = 200 \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \tag{3.1}$$

L'antenne présentée ici propose une bande passante relative de 24%. Cela signifie que l'implémentation de cette antenne permet, quelle que soit la gamme de fréquence utilisée, de proposer une bande passante relative de 24%, avec toutefois une mise à jour de la géométrie de l'antenne en fonction de la longueur d'onde de fonctionnement. On comprend donc l'intérêt des travaux réalisés à des fréquences de plus en plus élevées, qui ouvrent la voie à des technologies à très haut débit et de très grande capacité.

### 3.1.2.2 L'impédance caractéristique et les coefficients de réflexion

L'impédance nominale de pied de l'antenne  $Z_L$  vient en charge de la ligne d'accès et doit être égale à l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne pour assurer un transfert d'énergie maximal à l'antenne, et ainsi garantir un minimum de pertes de transmission.

Dans ce cas, aucun signal réfléchi  $V_R$  (tension) n'est généré le long de la ligne de transmission pour un signal incident  $V_I$  (tension) donné. Le principe est illustré en figure 3.2.



Figure 3.2 – Illustration de la notion d'impédance caractéristique  $Z_0$  d'une ligne de transmission, en relation avec la charge  $Z_L$  [162].

Dans notre cas d'étude, la ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0 = 50\Omega$  correspond à un *feeder* qui connecte une des deux voies de l'antenne d'impédance d'entrée  $Z_L$ , généralement complexe, dépendante de la fréquence. Il existe donc toujours en pratique un signal réfléchi  $V_R$ , dont la valeur relative au

signal incident  $V_I$  définit le coefficient de réflexion en tension, noté  $\Gamma$ , qui vaut

$$\Gamma = \frac{V_R}{V_I} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$
(3.2)

On remarquera que le coefficient de réflexion en puissance est aussi défini, et vaut  $|\Gamma|^2$ . L'expression résultante est similaire à celle définie dans le domaine optique ((2.46) dans la section 2.2.4.2).

Le coefficient de réflexion  $\Gamma$  peut être représenté sur un graphique appelé abaque de Smith (figure 3.3), qui permet de représenter l'évolution de l'impédance dans le plan de mesure, en séparant la partie réelle (la résistance) et la partie imaginaire (la réactance). Il s'agit d'un outil très utile pour résoudre les problématiques d'adaptation d'impédance, notamment en phase de prototypage, où la source du problème peut être rapidement trouvée en comparant les résultats mesurés et simulés (élément réactif parasite, ligne de transmission planaire mal dimensionnée, ....).

Les données constructeur utilisent le VSWR (Voltage Standing Wave Ratio ou Taux d'Ondes Stationnaires), qui est lié au coefficient de réflexion  $\Gamma$  par

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} > 1$$
(3.3)

Le VSWR se note VSWR :1 et se représente en fonction de la fréquence en coordonnées cartésiennes. L'antenne panneau étudiée propose un VSWR maximal de 1.4 :1, ce qui correspond à  $|\Gamma| \approx 0.167$ . Sur l'abaque de Smith, cette valeur se représente par un cercle situé sur le centre de l'abaque, avec un rayon relatif de 0.167 (rayon maximal = 1). La figure 3.3 illustre l'impédance d'entrée d'une antenne (courbe rouge) dont le VSWR est également inférieur à 1.4 :1 sur une certaine plage de fréquence.

Le paramètre  $S_{11}$  (ou  $S_{nn}$  pour le n<sup>me</sup> accès), représente le coefficient de réflexion en puissance, exprimé en décibels (dB), et vaut

$$S_{11} = 10 \log_{10}(|\Gamma|^2) = 20 \log_{10}(|\Gamma|)$$
(3.4)

Cette valeur, négative, est représentée sur la figure 3.3 en parallèle avec l'abaque de Smith correspondant. Un VSWR inférieur à 1.4 :1 correspond à  $S_{11} < -15.56$  dB. On distingue bien les associations entre la courbe  $\Gamma$  et la courbe  $S_{11}$ , où les segments hors du cercle vert correspondent aux segments où  $S_{11} > -15.56$  dB.

### 3.1.2.3 L'isolation entre les voies de l'antenne

L'isolation entre les voies de l'antenne, exprimée en décibel (dB), traduit l'indépendance fonctionnelle d'une voie de l'antenne par rapport à l'autre. Concrètement, si une des voies est défaillante, les performances électriques de l'autre voie ne doivent pas changer. Cette propriété garantit les bénéfices de l'utilisation de la



Figure 3.3 – Abaque de Smith de l'impédance d'entrée (courbe rouge) d'une antenne qui propose VSWR < 1.4 :1 ( $|\Gamma|$  < 0.167, cercle vert) dans une gamme de fréquence et courbe S<sub>11</sub> correspondante (S<sub>11</sub> < -15.56 dB en vert).

double polarisation dans le traitement du signal en voie ascendante (du mobile vers la station de base). Les antennes de station de base doivent présenter une isolation supérieure à 30 dB, qui se mesure sur un analyseur de réseau, en même temps que l'impédance d'entrée de l'antenne, via le paramètre  $S_21$ .

# 3.1.2.4 Le Gain et la Directivité

Selon la définition de l'IEEE [159], le Gain G d'une antenne est lié à sa Directivité D, qui est définie, comme le ratio de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée sur l'intensité rayonnée moyenne. Le Gain est exprimé en décibels, et mesuré en comparaison d'une source idéale isotrope étalon (dBi) ou en comparaison d'une antenne dipole étalon (dBd). Concernant la directivité, il existe deux familles d'antennes. Les antennes omnidirectionnelles et les antennes directionnelles. Les antennes omnidirectionnelles, idéalement, rayonnent l'énergie électromagnétique dans toutes les directions, et ont par conséquent une Directivité faible, donc un Gain faible.

Plus l'antenne favorise une direction donnée pour le rayonnement électromagnétique, plus sa Directivité est élevée, et, sauf exceptions rares, plus son Gain est élevé. Toutefois, le Gain G n'est pas à relier directement à la Directivité D, car le Gain dépend aussi du rendement énergétique (ou efficacité) de l'antenne, notée  $\eta$ , tel que

$$G = \eta D = \eta_d \eta_c (1 - |\Gamma|^2) D \tag{3.5}$$

avec  $\eta_d$  l'efficacité du milieu diélectrique de la ligne de transmission et de l'antenne (dépend du facteur de pertes diélectriques tan  $\delta$ ),  $\eta_c$  l'efficacité des éléments conducteurs de la ligne de transmission et de l'antenne (dépend de la résistivité  $\rho$  et de l'épaisseur t des conducteurs par rapport à la longueur d'onde) et  $\Gamma$  le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne, défini par (3.2).

A titre de comparaison :

- un dipôle propose un Gain maximal (idéal) de 1.8 dBi, cette antenne est (quasiment) omnidirectionnelle,
- une antenne patch constituée d'un seul substrat propose un Gain qui excède rarement 6 dBi, elle est malgré tout plus directive qu'un dipôle,
- l'antenne panneau présentée ici propose un Gain compris entre 17.6 dBi et 18.3 dBi, ce qui signifie qu'elle est très directive en comparaison d'un dipôle et d'un patch.

### 3.1.2.5 Le diagramme de rayonnement et ses caractéristiques associées

Les diagrammes de rayonnement représentent la distribution de l'énergie rayonnée autour de l'antenne. Cette distribution est en 3 dimensions, mais elle est souvent représentée selon 2 plans orthogonaux, définis selon l'application. Ainsi, pour une antenne de position fixe, les plans Vertical et Horizontal sont souvent utilisés. En revanche, pour une antenne mobile, dont l'orientation peut varier au cours du temps, il est préférable d'utiliser les plans E et H (figure 3.4). Dans le cas des antennes planaires, le plan E est parallèle à la direction du segment de ligne d'alimentation planaire en contact (ou couplé) avec (à) l'élément rayonnant (sens de parcours des courants), et le plan H est orthogonal au Plan E (valable uniquement dans le cas d'une mesure en champ lointain [160]) et au plan de l'antenne. Les expressions "plan Vertical" et "plan Horizontal" sont utilisées pour les antennes panneaux car plus explicites et car les conditions d'utilisation sont spécifiées (installation de l'antenne selon un sens systématique).

Le Gain élevé de l'antenne panneau étudiée, compris entre 17.6 dBi et 18.3 dBi, signifie que l'antenne est très directive. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne présentés sur la figure 3.5 confirment cette hypothèse. Le faisceau généré par l'antenne panneau est très étroit dans le plan Vertical, large dans le plan Horizontal, et légèrement orienté vers le bas, dirigé vers les clients mobiles situés au sol.

Les caractéristiques permettant de décrire la géométrie du faisceau sont présentées ci-dessous :

Les ouvertures angulaires dans les plans Horizontal et Vertical  $\Theta_H$  et  $\Theta_V$ : Exprimées en degré (°), elles décrivent la largeur du faisceau dans les plans Horizontal et Vertical. La figure 3.6 met en évidence les points d'intérêts pour la mesure de  $\Theta_H$  et  $\Theta_V$ , définies ici à -3 dB (Half Power Beam Width, Ouvertures à mi-puissance ou Ouvertures à -3dB).



Figure 3.4 – Définition des plans E et H.



Figure 3.5 – Diagramme de rayonnement du panneau étudié dans les plans Vertical et Horizontal [161].



Figure 3.6 – Points d'intérêts pour la mesure des ouvertures à -3 dB  $\Theta_V$  et  $\Theta_H$ .

Dans le cas de l'antenne panneau,  $\Theta_H$  et  $\Theta_V$  sont choisis à -3 dB car une partie importante de l'énergie électromagnétique est concentrée dans ce secteur. Pour ce type d'antenne, il est possible d'estimer la directivité maximale  $D_0$  de l'antenne directement à partir du produit de ces ouvertures [160]

$$D_0 \approx \frac{40000}{\Theta_{H-3dB}\Theta_{V-3dB}} \tag{3.6}$$

Par exemple, avec  $\Theta_H = [67^\circ, 66^\circ, 64^\circ]$  et  $\Theta_V = [7^\circ, 6.6^\circ, 6.3^\circ]$ , nous obtenons  $D_0 \approx [85, 91, 99]$  soit [19.3 dBi , 19.6 dBi, 19.9 dBi]. La différence entre la Directivité estimée à partir de l'équation (3.6) et les Gains spécifiés (17.6, 18.0 et 18.3 dBi) correspond en partie aux pertes des lignes de transmission, mais également au domaine de validité de (3.6). Cette équation peut être étendue au cas des antennes non directives. Si on considère les diagrammes de rayonnement normalisés dans les plans Horizontal et Vertical (notés  $P_{NH}$  et  $P_{NV}$ ) en échelle linéaire ( $10^{\frac{P_{NH}}{10}}$ ) dans une représentation cartésienne (repères  $(0,\Theta,P_{NH})$  et  $(0,\Theta,P_{NV})$ ), le produit  $\Theta_{H-3dB}\Theta_{V-3dB}$  correspond approximativement au produit des intégrales des diagrammes de rayonnement, soit, dans un cas général, à une directivité estimée  $D_{0I}$  (I pour intégrale) telle que

$$D_{0I} \propto \frac{1}{\left[\int\limits_{\Theta=-180^{\circ}}^{+180^{\circ}} P_{NH}(\Theta) \,\mathrm{d}\Theta\right] \left[\int\limits_{\Theta=-180^{\circ}}^{+180^{\circ}} P_{NV}(\Theta) \,\mathrm{d}\Theta\right]}$$
(3.7)

Cette formulation est intéressante, car, dans le cas d'un prototypage avec cosimulation (diagrammes de rayonnement simulés et rayonnés disponibles), le rapport des  $D_0I$  obtenues en mesure et en simulation permet de déterminer la nature d'une éventuelle perte de Gain, si celle-ci est liée à une perte de Directivité ou bien à un rendement moins important que prévu (pertes diélectriques plus élevées ou désadaptation en impédance).

Pour les antennes panneaux, l'ouverture à mi-puissance dans le plan Horizontal est généralement comprise entre  $60^{\circ}$  et  $70^{\circ}$ , tandis que l'ouverture à -10 dB est typiquement de l'ordre de 120°: ainsi, 3 panneaux sont généralement utilisés pour couvrir un secteur de 360°, il s'agit de la configuration tri-sectorielle que l'on rencontre souvent sur les stations de base.

Le tilt électrique : Comme illustré en figure 3.7, ce paramètre définit l'angle (en degré) ou la plage d'angles  $\Phi_t$  d'inclinaison du faisceau vers le sol (downtilt) que peut proposer l'antenne. Cette caractéristique technique permet d'adapter la couverture selon la topologie géographique (front de mer, rase campagne, villages de montagne, zones urbaines, ....) et est implémentée en déphasant les antennes constituant le réseau entre elles. Ce déphasage peut être fixe, il est alors réalisé par des lignes de transmission planaires de longueur définie et variant d'un élément à un autre, mais le tilt électrique (electrical tilt) est implicitement variable, et est principalement réalisé par insertion d'éléments diélectriques mobiles. Le mouvement peut être manuel, ou bien commandé à distance à l'aide d'un moteur, ce module est couramment appelé RET (Remote Electrical Tilt). L'antenne présentée propose un tilt électrique vers le sol continu entre 0° et 8°.



Figure 3.7 – Tilt électrique  $\Phi_t$  d'une antenne panneau.

L'atténuation des premiers lobes supérieurs : Comme illustré en figure 3.8, ce paramètre, aussi appelé USLS (Upper Side-Lobe Suppression) et exprimé en

décibels (dB), définit, dans le plan vertical, l'atténuation minimale atteinte par les lobes secondaires situés au dessus du lobe principal. Cette caractéristique permet de minimiser les interférences entre cellules. En effet, ces lobes secondaires sont dirigés à l'horizontale, et ont une probabilité non négligeable d'être dirigés vers d'autres antennes de station de base. Si rien n'est fait, les antennes de station de base peuvent être "aveuglées". Les antennes de stations de base doivent présenter un USLS typiquement compris entre 18 dB sans tilt électrique et 14 dB pour un tilt électrique vers le sol de 8°. Ces niveaux peuvent être obtenus par un choix judicieux d'une alimentation différente entre les antennes constituant le panneau, ou en ajoutant des éléments métalliques qui vont créer des interférences destructives.



Figure 3.8 – Atténuation des lobes secondaires d'une l'antenne panneau.

Le Gain tracking : Cette caractéristique est propre au plan Horizontal. Les deux voies de l'antenne ont leur propre diagramme de rayonnement dans les plans Horizontal et Vertical. Quelle que soit l'implémentation, les deux diagrammes de rayonnement dans le plan Horizontal ne sont pas strictement identiques. Le tracking, exprimé en dB, exprime la différence maximale de Gain entre les deux voies pour une direction comprise dans un secteur angulaire spécifié, généralement un cône de  $\pm 60^{\circ}$  centré sur  $\Theta = 0^{\circ}$ .

La valeur du premier minimum supérieur : Cette caractéristique illustrée en figure 3.9, appelée également *First Null Fill* et exprimée en décibels (dB), est une réponse supplémentaire aux exigences de non aveuglement des stations de base voisines, en partie remplies par le USLS. Le First Null Fill correspond à la puissance relative obtenue au premier minimum observé au dessus du lobe principal dans le plan vertical, très proche de l'horizontale. Il peut être implémenté par un choix ju-



dicieux de déphasages entre les antennes constituant le panneau, ou en ajoutant des éléments métalliques qui vont créer des interférences destructives.

Figure 3.9 – Localisation dans le plan Vertical du First Null Fill de l'antenne panneau.

Le rapport avant-arrière : Cette caractéristique, appelée également *Front-to-Back Ratio*, illustrée en figure 3.10 et exprimée en décibels (dB), correspond à l'atténuation relative minimale réalisée à l'arrière de l'antenne, où les valeurs critiques sont généralement rencontrées dans le plan Horizontal, dans un cône de  $\pm 30^{\circ}$  centré sur  $\Theta = \pm 180^{\circ}$ . Le rapport avant-arrière peut être exprimé en tenant compte uniquement de la polarisation mesurée (CoPolar) ou en tenant compte également de la composante croisée générée par l'antenne (Total power) selon la configuration de la station de base (configuration uni-sectorielle, bi-sectorielle ou tri-sectorielle qui définit la présence ou non d'antennes à l'arrière). Pour atteindre le niveau minimal de 25 dB en puissance totale généralement spécifiée sur la catégorie d'antenne étudiée, il est nécessaire d'utiliser un plan réflecteur courbé pour façonner le diagramme de rayonnement dans le plan Horizontal. Un exemple est proposé en figure 3.11, où les éléments 37 et 38 sont prévus à cet effet.

La discrimination de la composante croisée : Cette caractéristique, appelée également XPD (Cross-Polarisation Discrimination) et exprimée en décibels (dB) correspond à l'atténuation relative de la composante croisée (XPol) générée par l'antenne, dont la polarisation est orthogonale à la polarisation de la composante que l'on souhaite émettre (CoPol). Idéalement, une antenne devrait uniquement rayonner une composante polarisée, et aucune composante croisée. Ce n'est jamais le cas en pratique, car tout élément présent dans et autour de l'antenne contribue à la géné-



Figure 3.10 – Localisation dans le plan Horizontal du rapport avant-arrière de l'antenne panneau dans un cône de  $\pm 30^{\circ}$ .



Figure 3.11 – Utilisation d'un plan de masse courbé (37 et 38) pour l'amélioration du rapport avant-arrière d'une antenne [163].

ration d'une composante croisée (câbles coaxiaux, châssis, éléments diélectriques, ...). La figure 3.12 illustre le diagramme de rayonnement d'une antenne mesurée avec les composantes principale (CoPol) et croisée (XPol), avec la XPD mise en évidence, généralement spécifiée dans un cône de  $\pm 60^{\circ}$  centré sur  $\Theta = 0^{\circ}$ . Généralement, une valeur minimale de 10 dB est acceptable. Des valeurs trop faibles peuvent entraîner un aveuglement d'une voie de l'antenne par l'autre voie, ce qui enlève tout bénéfice à l'utilisation de la double polarisation, et peut amener à des performances moindres que celles proposées par une antenne avec une polarisation simple.



Figure 3.12 – La discrimination de la composante croisée (XPD) d'une antenne.

Le squint : Exprimé en degré (°) et illustré sur la figure 3.13, le squint correspond à la variation angulaire  $\Theta_s$  maximale de la direction du faisceau dans le plan horizontal. Cette valeur, généralement inférieure à 1° pour les antennes panneaux, dépend de la symétrie géométrique de l'antenne. On comprend alors l'intérêt de coupler les 2 voies orthogonales sur un même élément rayonnant placé sur l'axe de symétrie verticale de l'antenne, comme illustré sur les figures 3.16 et 3.17.

# 3.1.2.6 Les produits d'intermodulation

Tout système réel communicant sur lequel un signal temporel x est appliqué à l'une de ses entrées délivre à sa sortie le signal f(x) tel que

$$f(x) = k_0 + k_1 x + k_2 x^2 + \dots + k_n x^n$$
(3.8)



Figure 3.13 – Mise en évidence du squint  $\Theta_s$  d'une antenne panneau.

Le signal de sortie est donc constitué d'une somme de termes, appelés harmoniques. Ces harmoniques sont classées selon un ordre déterminé par la puissance de x présente dans le terme. Le terme  $k_0$  est l'amplitude de l'harmonique de rang 0 et correspond dans notre cas à un signal continu (DC). Le terme  $k_1x$  est l'harmonique de rang 1 ou harmonique fondamentale. Cette harmonique est exploitée lorsque la fonction réalisée est linéaire, de gain  $k_1$ . Les autres termes en  $k_nx^n$  sont les harmoniques de rang n. Ces harmoniques sont sollicitées dans les applications de multiplication de fréquence, mais sont gênantes pour les applications linéaires. Il existe plusieurs grandeurs permettant de caractériser la linéarité d'un système, en fonction de l'application désirée. Pour les antennes de station de base, le cas de figure le plus problématique concerne l'émission de plusieurs signaux (porteuses) de fréquences différentes, lesquels sont modulés en fonction du signal utile. Si on considère simplement deux porteuses, de fréquences respectives  $f_1$  et  $f_2$  ( $f_2 - f_1 = \Delta f$ ), le signal x appliqué à l'antenne vaut, en négligeant l'occupation spectrale du signal utile.

$$x = \sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 t) \tag{3.9}$$

en insérant (3.9) dans (3.8), on obtient des harmoniques aux fréquences  $|mf_1 \pm nf_2|$ : ce sont les produits d'intermodulation d'ordre m+n. Les produits d'intermodulation (IM) d'ordre 3, 5 et 7 sont les plus difficiles à supprimer par filtrage, car ces produits ont des fréquences très proches du spectre utile, comme illustré sur la figure 3.14.

Malgré ce constat, seuls les produits d'intermodulation d'ordres 3 et 7 sont spécifiés pour l'antenne panneau présentée ici. La raison probable est que les produits d'intermodulation d'ordre 5 tombent dans les bandes de fréquences où les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont spécifiés. On en conclut que le test n'a pas été fait



Figure 3.14 – Produits d'intermodulation générés en sortie par un système excité par deux signaux de fréquences  $f_1$  et  $f_2$ .

dans la bande UMTS, le banc de test pouvant être onéreux, mais à des fréquences communes aux bandes de fréquence DCS 1800 et PCS 1900, par exemple deux raies d'une puissance de 43 dBm (décibel relatif au milliwatt) avec  $f_1 = 1865$  MHz et  $f_2$ = 1880 MHz : ce qui donne des produits d'intermodulation d'ordre 5 à 1835 MHz et 1910 MHz, et des produits d'intermodulation d'ordre 7 à 1820 MHz et 1925 MHz.

Les produits d'intermodulation sont exprimés par leurs niveaux relatifs à la puissance de la porteuse (carrier), ce qui explique l'unité dBc (décibel relative to carrier). Les antennes de stations de base proposent des niveaux typiquement inférieurs à -150 dBc, et sont principalement dus à des contacts métalliques non francs (par exemple, deux pièces métalliques qui se touchent ponctuellement, sans être soudées entre elles). On parle alors de produits d'Intermodulation Passifs (Passive InterModulation, ou PIM). En effet, au sein d'une antenne, toute surface métallique est parcourue par des courants, et ces derniers génèrent des champs électromagnétiques. Il se peut néanmoins que des éléments métalliques entrent en contact ponctuellement, et de manière purement mécanique, par exemple la tresse d'un câble coaxial sur le châssis. Ces contacts non parfaits d'un point de vue électrique sont équivalents à de petites commutations, qui modifient localement et très rapidement la distribution de courant, ce qui génère des signaux de petite amplitude mais riches d'un point de vue spectral. Ainsi, il est déconseillé de porter des bracelets ou colliers métalliques pendant ces mesures, car ces objets peuvent, le cas échéant, contribuer à l'élévation des niveaux des produits d'intermodulation mesurés. Aussi, il est conseillé de souder les éléments métalliques qui doivent être en contact ou de les isoler avec des gaines diélectriques dans le cas contraire.

Ainsi, un réseau d'antennes optiquement transparent pour station de base devra proposer des performances radioélectriques similaires à celles présentées. La section suivante décrit la géométrie d'une antenne de stations de base typiquement rencontrée dans notre environnement.

# **3.1.3** Description d'une antenne panneau pour stations de base

Une antenne panneau, également appelée antenne relais, se distingue dans l'environnement par son profil allongé, et son installation en altitude, comme le montre la figure 3.15. La figure 3.16 présente une antenne similaire, sans son radôme. Deux connecteurs sont placés en bas de l'antenne, ce sont des connecteurs 7/16 utilisés pour relier l'antenne à des lignes de transmission coaxiales, appelées *feeders*. Chaque connecteur correspond à une voie, qui va émettre une onde polarisée linéairement [160], les 2 polarisations étant orthogonales entre elles, à  $\pm 45^{\circ}$ .



Figure 3.15 – Vue d'une antenne panneau dans l'environnement [164].

La double polarisation permet d'améliorer la prise de décision lors du traitement du signal en voie ascendante (du mobile vers la station de base), très perturbée par le milieu de propagation (réflexions au sol, sur les façades des bâtiments, atténuation due à la végétation ...). L'orthogonalité des polarisations permet d'isoler électriquement les 2 voies : les performances d'une voie sont complètement indépendantes des performances de l'autre voie. Historiquement, les polarisations Verticale et Horizontale étaient utilisées, mais leur conditions de propagation ne sont pas identiques. Elles ont donc été remplacées par des polarisations à  $\pm 45^{\circ}$ . La propagation est identique, ce qui améliore le bénéfice de la double polarisation pour le traitement du signal.

Sur chaque voie, le signal est réparti entre 10 éléments identiques (figure 3.17) agencés de manière périodique dans l'espace. La présence d'une fente en croix dans le plan métallisé inférieur assure l'orthogonalité des polarisations sur le même élément rayonnant tout en garantissant une isolation électrique entre les 2 voies (dénomination X-Pol chez les fabricants d'antenne).



Figure 3.16 – Schéma dimensionnel d'une antenne panneau (a) et vue de l'antenne sans radôme (b).



Figure 3.17 – Vue d'un des 10 éléments de l'antenne panneau.
La principale caractéristique d'une antenne de station de base est la mise en réseau d'antennes élémentaires. La section suivante présente donc le principe de la mise en réseau.

# 3.2 La mise en réseau

Cette section présente le principe de la mise en réseau d'antennes élémentaires, dont l'objectif est de proposer des architectures dont les performances sont comparables à celles des antennes panneaux de stations de base actuelles. Nous détaillerons dans un premier temps les contraintes techniques qui motivent l'utilisation des réseaux, qui seront, pour notre besoin, des réseaux linéaires au sein des réseaux cellulaires, puis le principe de fonctionnement d'un réseau d'antenne. Il existe différentes méthodes de synthèse des réseaux linéaires qui permettent de proposer des réseaux d'alimentation répondant aux multiples spécifications des antennes panneaux. Enfin nous proposerons une démarche à suivre pour la réalisation de réseaux d'antennes optiquement transparents.

# 3.2.1 Problématique de couverture de zones géographiques dans les télécommunications cellulaires

Un certain nombre d'antennes élémentaires propose un diagramme de rayonnement qui convient pour la couverture en azimut d'une cellule. La couverture choisie pour les réseaux de télécommunications cellulaires est une couverture trisectorielle, comme l'illustre la figure 3.18, ce qui permet d'améliorer la distance de couverture (la Directivité et le Gain sont plus élevés) ainsi que la capacité totale de la cellule (le débit proposé devient plus important, ou, pour un débit donné, le nombre maximal d'utilisateurs augmente), qui est alors trois fois plus importante [165]. Comme évoqué dans la section 3.1.2, la contrainte de tri-sectorisation se traduit alors par une largeur de lobe horizontal à -3dB qui doit rester comprise entre 60° et 70°, et souvent, par extrapolation, par une largeur de lobe horizontal à -10dB de 120°.

Par contre, le diagramme de rayonnement d'une antenne élémentaire ne convient pas aux exigences de couverture en site. En effet, l'objectif est de maximiser le rayonnement de l'antenne vers le maximum de population, sans perturber les cellules voisines, ce qui nécessite :

- D'élever l'antenne, afin d'obtenir des conditions de propagation favorables (trajet direct).
- De diriger le maximum d'énergie rayonnée vers le sol pour éviter un rayonnement direct vers d'autres stations de base voisines. Les antennes de stations de base doivent donc être directives.



Figure 3.18 – Illustration de l'objectif de couverture en azimut demandé par une antenne de station de base [165].

Ces conditions sont résumées sur la figure 3.19.



Figure 3.19 – Illustration de l'objectif de couverture en site pour une antenne de station de base [166].

L'objectif de couverture en site d'une antenne de station de base se résume donc à une largeur de lobe vertical à -3dB de l'ordre de 7°, comme évoqué dans la section 3.1.2.

Afin de profiter des avantages des performances déjà proposées par certaines antennes élémentaires en azimut, les contraintes de couverture ne peuvent être respectées que par la mise en réseau de ces antennes élémentaires. Pour les exigences de couverture illustrées par les figures 3.18 et 3.19, une mise en réseau linéaire est suffisante. La section suivante en présente le principe.

#### 3.2.2 Principe de la mise en réseau

Considérons un réseau linéaire constitué de N antennes élémentaires uniformément espacées d'une distance d, comme illustré sur la figure 3.20. Chacune de ces antennes est excitée par une source complexe  $A_n$ , c'est à dire que chaque antenne reçoit, à une fréquence donnée, un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_n$  normalisé à une amplitude de référence, éventuellement déphasé d'un angle  $\beta$  par rapport au signal reçu par l'antenne précédente. Selon l'application, le signal de référence est soit celui appliqué à la première antenne du réseau ( $V_1 = 1$ ,  $\beta_1 = 0$ ), soit celui appliqué aux antennes situées au centre du réseau.



Figure 3.20 – Réseau linéaire d'antennes uniformément espacées [167].

Un tel arrangement génère un rayonnement constitué de la somme des contributions des différentes antennes du réseau. Dans certaines directions, la somme de ces contributions est constructive, avec une énergie rayonnée importante, et dans d'autres directions, les contributions de chaque antenne se compensent (contributions destructives), l'énergie rayonnée très alors faible voire nulle. La distribution angulaire, selon  $\theta$ , de la somme de ces contributions dans le plan contenant l'ensemble des éléments constituant le réseau est appelé facteur de réseau (Array Factor). Dans le cas du réseau illustré en figure 3.20 le facteur de réseau AF vaut :

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{N} V_n e^{j(n-1)\Psi_n}$$
(3.10)

avec

$$\Psi = \frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta + \beta \tag{3.11}$$

avec N le nombre d'antennes et  $\lambda$  la longueur d'onde d'intérêt. Pour le cas le plus simple, qui consiste à alimenter les antennes uniformément ( $V_n = 1$ ) et sans déphasage ( $\beta_n=0$ ), le facteur de réseau devient alors

$$AF(\theta) = \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\Psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\Psi\right)}\right]$$
(3.12)

Pour comparer les facteurs de réseaux de différents réseaux d'antennes, il peut être pratique d'utiliser le facteur de réseau normalisé  $(AF)_{norm}$ , qui vaut

$$(AF)_{\text{norm}}(\theta) = \frac{1}{N} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\Psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\Psi\right)} \right]$$
(3.13)

Dans le cas des antennes panneaux utilisées dans les stations de base pour les télécommunications cellulaires, si chaque antenne élémentaire a des diagrammes de rayonnement normalisés  $G_{\text{norm}}(\theta_H)$  et  $G_{\text{norm}}(\theta_V)$ , respectivement dans les plans Horizontal et Vertical, alors :

- Dans le plan Horizontal, comme ce sont des réseaux linéaires, aucune mise en réseau n'est réalisée, le diagramme de rayonnement normalisé reste inchangé.
- Dans le plan Vertical, un réseau est formé, le diagramme de rayonnement normalisé du réseau  $G_{\text{norm réseau}}(\theta_V)$  vaut alors  $G_{\text{norm}}(\theta_V).AF(\theta_V)$ .

L'augmentation de la Directivité  $D_0$  réalisée par le réseau dépend du degré de Directivité que propose le facteur de réseau. A titre d'exemple, en considérant N=10, comme dans l'antenne présentée dans la section 3.1.3, la figure 3.21 présente l'évolution de  $(AF)_n(\theta)$  pour 3 espacements d différents :  $0.9\lambda$ ,  $\lambda$ , ainsi que  $0.92\lambda$  choisie comme valeur intermédiaire. La Directivité est plus faible pour  $d = \lambda$ , puisque l'énergie est rayonnée non plus dans une, mais dans deux, directions principales, opposées. L'application de (3.7) confirme ce point. On ne peut donc plus se contenter de la formule de Balanis [160] pour laquelle :

$$D_0 = 2N\frac{d}{\lambda} \tag{3.14}$$

Concrètement, le Gain du réseau sera plus élevé en choisissant  $d = 0.9\lambda$  que  $d = \lambda$ .

En s'appuyant de la définition physique de la Directivité (section 3.1.2.4), Hansen [167] propose une formule exacte de la Directivité d'un réseau linéaire :

$$D_0 = \frac{N^2}{N + 2\sum_{n=1}^{N-1} (N-n) \operatorname{sinc}(2\pi n \frac{d}{\lambda})}$$
(3.15)

avec  $\operatorname{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$ .

La figure 3.22 illustre l'évolution de la Directivité  $D_0$  d'un réseau linéaire en fonction de N (nombre total d'antennes dans le réseau) et de l'espacement interéléments normalisé  $d/\lambda$ . La Directivité augmente avec le nombre d'éléments du réseau et la distance inter-éléments normalisée, jusqu'à une limite de l'ordre de  $0.9\lambda$  au delà de laquelle elle chute.



Figure 3.21 – Evolution de  $(AF)_n(\theta)$  en fonction de  $d/\lambda$  pour N=10.



Figure 3.22 – Evolution de la Directivité  $D_0$  d'un réseau linéaire en fonction de N et de l'espacement inter-éléments normalisé  $d/\lambda$  [167].

La section suivante présente les techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes linéaire.

#### 3.2.3 Alimentation d'un réseau linéaire

#### 3.2.3.1 Principes théoriques

Il existe deux principaux moyens d'alimenter un réseau d'antennes [167] : l'alimentation en série (figure 3.23 a) ), convenable pour des réseaux bande-étroite ou pour former un lobe principal dont la direction varie avec la fréquence, et l'alimentation en parallèle (figure 3.23 b) ), permettant par défaut de contraindre la direction du lobe principal dans une direction donnée et dans une bande passante théoriquement infinie.



Figure 3.23 – Alimentation (a) série ou (b) parallèle d'un réseau linéaire [167].

L'alimentation parallèle convient davantage à notre besoin. Il est, en principe, plus simple d'alimenter un réseau composé de N= $2^n$  éléments, car le réseau d'alimentation est symétrique : il n'est composé que que *n* étages, et de  $2^{(n-1)}$  diviseurs de puissance 3 ports.

Un diviseur de puissance de Wilkinson à deux sorties [168] est présenté en figure 3.24. Il figure parmi les plus couramment utilisés, car il allie simplicité de sa structure et bonnes performances. Il peut être également décliné en N sorties. L'inconvénient d'un diviseur de puissance de Wilkinson est qu'il nécessite l'utilisation de résistances d'équilibrage, ce qui n'est pas facile à intégrer discrètement sur des substrats optiquement transparents, sauf si les résistances sont directement réalisées avec des dépôts optiquement transparents, ces derniers pouvant être résistifs. La résistance d'équilibrage doit permettre d'absorber les réflexions dues aux désadaptations sur les sorties, et donc de proposer une isolation importante entre les sorties.



Figure 3.24 – Diviseur de Puissance de Wilkinson : (a) schéma de principe, (b) réponse fréquentielle sur une plage de fréquence normalisée  $f/f_0$  [169].

Comme il n'est pas nécessaire d'avoir une isolation importante entre les sorties, il est aussi possible d'utiliser de simples jonctions en T. Toutefois, comme illustré sur la figure 3.25 (a), la division d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$  résulte en deux lignes de transmission d'impédances caractéristiques  $2Z_0$ . Il peut donc être nécessaire d'utiliser des transformateurs d'impédance pour adapter l'impédance de sortie  $Z_0$  de ces lignes de transmissions aux impédances  $Z_L$ présentées par les antennes.

La solution la plus simple pour transformer une impédance réelle est d'utiliser un transformateur quart d'onde, de longueur idéale  $\lambda/4$  (en l'absence de réactances parasites). Ce transformateur doit présenter une impédance caractéristique  $Z_{\lambda/4}$  telle que

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_L Z_0} \tag{3.16}$$

Un transformateur d'impédance Binomial de N sections peut également être utilisé. L'impédance que doit présenter la section p = n + 1 (n = [0...N - 1]) vaut [183]

$$\ln Z_{n+1} = \ln Z_n + 2^{-N} C_n^N \ln \frac{Z_L}{Z_0}$$
(3.17)

Avec  $C_n^N$  le terme présent sur la N + 1 ième ligne et la n + 1 ième colonne du triangle de Pascal ( $C_0^3=1$ ,  $C_1^3=3$ ,  $C_2^3=3$ ,  $C_3^3=1$ ). La figure 3.25 (b) présente la bande passante proposée par les transformateurs multisections de type Binomial pour une transformation d'impédance 100 $\Omega$  vers 50 $\Omega$ , ou inversement. L'ajout de sections



Figure 3.25 – Diviseurs de puissances (a) utilisant des jonctions en T et des transformateurs d'impédance quart d'onde. Bande Passante des transformateurs d'impédance multisections (a) Binomial et (b) Chebyshev [160, 183].

permet d'élargir la plage de fréquences d'utilisation (bande passante) du transformateur d'impédance, par rapport à la bande passante un transformateur quart d'onde

Pour un nombre N de sections donnée, le transformateur d'impédance Chebyshev [183] permet d'obtenir une bande passante plus large que celle proposée par transformateur d'impédance Binomial. La conception d'un transformateur d'impédance Chebyshev passe par l'identification des termes de l'équation

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos (N-2)\theta + \dots + \Gamma_n \cos (N-2n)\theta + \dots]$$
  
=  $Ae^{-jN\theta} T_N (\sec \theta_m \cos \theta)$  (3.18)

avec  $T_N$  le polynôme de Chebyshev de première espèce et de degré N, tel que

$$T_{0}(x) = 1$$

$$T_{1}(x) = x$$

$$T_{n+1}(x) = 2xT_{n}(x) - T_{n-1}(x)$$
(3.19)

Pour réaliser l'identification, on précise que, dans les conditions d'utilisation des polynômes de Chebyshev pour réaliser la transformation d'impédance

$$A = \Gamma_m \tag{3.20}$$

$$\sec \theta_m = \frac{1}{\cos \theta_m} = \cosh \left[ \frac{1}{N} \cosh^{-1} \left( \frac{\ln Z_L / Z_0}{2\Gamma_m} \right) \right]$$
 (3.21)

$$T_n(\cos\theta) = \cos n\theta \tag{3.22}$$

 $\Gamma_m$  définit le coefficient de réflexion maximal obtenu dans la bande passante. L'identification des termes de l'équation (3.18) permet de déduire les coefficients de réflexion  $\Gamma_n$  entre chaque section, et donc les impédances caractéristiques de la section p = n + 1 (n = [0...N - 1])

$$\ln Z_{n+1} \approx \Gamma_n + \frac{\ln Z_n}{2} \tag{3.23}$$

La figure 3.25 (c) présente la bande passante proposée par les transformateurs multisections Chebyshev pour une transformation d'impédance 100 $\Omega$  vers 50 $\Omega$ , avec  $\Gamma_m = 0.05$ . Relâcher la contrainte sur  $\Gamma_m$  permet, avec un nombre de sections donné, d'assurer une transformation d'impédance sur une bande passante plus large que celle proposée par un transformateur d'impédance Binomial.

#### 3.2.3.2 Aspects pratiques

Après avoir réalisé un premier dimensionnement théorique à l'aide des outils présentés ci-dessus, il est nécessaire de valider leur fonctionnement par simulation électromagnétique. Les discontinuités entre deux sections peuvent entraîner des réactances parasites, se traduisant alors par un allongement de la longueur électrique de chaque section. En effet, la longueur totale des transformateurs d'impédance multisections est conditionnée par la minimisation des réactances parasites.

Dans la section 3.2.1, il a été précisé que le lobe principal du réseau devait être incliné vers le bas afin d'éviter la perturbation des stations de base voisines. Dans ce cadre, il est également nécessaire de minimiser les niveaux des lobes secondaires supérieurs, à -20 dB, comme indiqué dans les spécifications de conception des antennes pour stations de base, au lieu de -13dB comme illustré sur la figure 3.21). Cela se traduit techniquement par la mise en œuvre d'une alimentation non uniforme, avec une amplitude des signaux d'excitation minimale pour les éléments situés aux extrémités du réseau. Les jonctions T vont présenter des impédances de sorties différentes, donc des géométries différentes suivant leur positionnement dans le réseau. Toutes les contraintes sur le diagramme de rayonnement ont donc un impact sur le choix des excitations complexes  $A_n$  de chaque antenne du réseau.

La section suivante s'intéresse aux méthodes de synthèse permettant d'obtenir des valeurs  $A_n$  en fonction du diagramme de rayonnement voulu.

## 3.2.4 Synthèse des réseaux linéaires

Il existe de nombreuses méthodes de synthèse des réseaux linéaires, chacune répondant à un besoin plus ou moins spécifique. La méthode de Dolph-Chebyshev [160, 167] est très répandue : elle exploite l'amplitude constante des polynômes de Chebyshev de première espèce (voir (3.22)) pour proposer un facteur de réseau avec des lobes secondaires très bas et constants. La méthode de Taylor [160, 167] propose un facteur de réseau triangulaire, en spécifiant la valeur du premier lobe secondaire, les autres lobes secondaires présentent alors des niveaux de plus en plus faibles. Les méthodes de Villeneuve, Schelkunoff et Elliot [160, 167] sont également proposées.

Cependant, les méthodes mentionnées ci-dessus ne répondent pas complètement à notre besoin, ou bien répondent à notre besoin mais au prix d'une implémentation complexe.

Il existe néanmoins une méthode, qui n'est pas toujours optimale, mais qui présente l'avantage d'être simple, et peut être utilisée systématiquement, quel que soit le diagramme de rayonnement recherché pour le réseau. Il s'agit de la méthode de Woodward-Lawson [160], qui peut être vue comme une transformée de Fourier inverse discrète. La méthode de Woodward-Lawson est la suivante :

- Considérons le facteur de réseau objectif  $(AF)_v(\theta)$
- Considérons un réseau linéaire de N antennes espacées d'une distance d. La longueur l de ce réseau vaut  $l = Nd \approx K\lambda$  avec K entier.
- Nous disposons de N = 2M + 1 ou 2M points pour échantillonner le diagramme  $(AF)_v$ , avec M = K. L'emplacement  $\theta_m$  des échantillons  $b_m$  dépend de la parité de N:

$$\sin \theta_m = m\left(\frac{1}{K}\right), m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm M \quad \text{pour } N \text{ impair} \quad (3.24)$$

$$\sin \theta_m = \begin{cases} \frac{2m-1}{2} \left(\frac{1}{K}\right), m = +1, +2, ..., +M & \text{pour } N \text{ pair} \\ \frac{2m+1}{2} \left(\frac{1}{K}\right), m = -1, -2, ..., -M & \text{pour } N \text{ pair} \end{cases}$$
(3.25)

- Pour tenter de reproduire  $(AF)_v(\theta)$ , la n<sup>ième</sup> antenne, distante du centre du réseau de la distance normalisée  $x_n = x/\lambda$ , doit être excitée par le signal complexe  $A_n(x_n)$  tel que

$$A_n(x_n) = \frac{1}{N} \sum_{m=-M}^{M} b_m e^{-j2\pi x_n \sin \theta_m}$$
(3.26)

Il est proposé d'appliquer cette méthode pour tenter de synthétiser un réseau d'alimentation d'une antenne panneau pour station de base à tilt fixe, proposant un lobe principal orienté à -8° en site, avec une suppression des lobes secondaires de plus de 20 dB. Le nombre d'échantillons est dépendant du nombre d'antennes. Compte tenu ici de l'étroitesse du lobe principal, il est donc proposé, pour assurer d'un échantillonnage convenable :

- Dans un premier temps, de synthétiser le réseau à tilt nul en choisissant un nombre impair d'échantillons, ce qui permet d'assurer au moins un échantillon pour le lobe principal.
- Puis, de vérifier le résultat au tilt voulu en appliquant un déphasage  $\beta_n$  entre chaque antenne, selon (3.11).

Considérons un réseau de 8 antennes espacées de  $0.9\lambda$  afin d'obtenir le maximum de directivité (figure 3.22). Il est donc possible d'utiliser 15 échantillons, puisque  $M = K = \lfloor Nd/\lambda \rfloor = 7$ .

Le tableau 3.2 liste les échantillons prélevés sur le facteur de réseau voulu. Ici, les échantillons représentés sur les deux dernières lignes sont prépondérants, car ce sont ceux qui façonnent le lobe principal. Plus la valeur voulue pour  $b_{\pm 1}$  (avant dernière ligne du tableau 3.2) est faible, plus les niveaux des lobes secondaires seront faibles. La valeur linéaire correspondant à  $b_{\pm 1} = -12$  dB a été observée comme fournissant des niveaux de lobes secondaires de -20 dB, correspondant au besoin.

Le tableau 3.3 illustre les alimentations complexes à appliquer aux éléments

$\sin \theta_m$	$\theta_m(^\circ)$	$b_m$
$\pm 0.9722$	$\pm 76.4638$	0.1 (-20dB)
$\pm 0.8333$	$\pm 56.4427$	0.1
±0.6944	$\pm 43.9830$	0.1
$\pm 0.5556$	$\pm 33.7490$	0.1
±0.4167	$\pm 24.6243$	0.1
$\pm 0.2778$	$\pm 16.1276$	0.1
±0.1389	$\pm 7.9836$	0.2512 (-12 dB)
0	$\pm 0$	1

Tableau 3.2 – Échantillons utilisés pour la synthèse du réseau selon la méthode de Woodward-Lawson

rayonnants situés aux positions  $x_n$  par rapport au centre du réseau. Les valeurs obtenues sont réelles, puisque le lobe principal n'est pas incliné dans un premier temps. Ces valeurs réelles sont très proches de celles obtenues avec la synthèse de Dolph-Chebyshev, dans laquelle est spécifié un maximum des niveaux de lobes secondaires à -20dB.

$x_n$	$A_n$	$ A_n _{norm}$ Woodward-Lawson	$ A_n _{\text{norm}}$ Dolph-Chebyshev
$\pm 3.15\lambda$	0.0901 + 0i	0.5633	0.5799
$\pm 2.25\lambda$	0.1105 + 0i	0.6912	0.6603
$\pm 1.35\lambda$	0.1395 + 0i	0.8721	0.8751
$\pm 0.45\lambda$	0.1599 + 0i	1	1

Tableau 3.3 – Excitations à appliquer pour la synthèse de réseau, et comparaison avec le résultat de la synthèse de Dolph-Chebyshev selon [167].

La figure 3.26 illustre le tracé du facteur de réseau obtenu en regard de l'échantillonnage réalisé, et du facteur de réseau proposé par la méthode de Dolph-Chebyshev : les facteurs de réseaux sont quasiment identiques. Les niveaux de lobes secondaires du facteur de réseau obtenu par la méthode de Woodward-Lawson peuvent être ajustés en modifiant la valeur des échantillons  $b_{\pm 1}$  (avant dernière ligne du tableau 3.2), ce qui peut être fait de manière itérative et automatisée. On constate néanmoins la présence de deux lobes secondaires particulièrement importants aux sites  $\pm 90$ , qui invalide *a priori* la proposition, sans toutefois remettre en cause la Directivité du réseau.

Cette solution est malgré tout à retenir. Comme le diagramme de rayonnement normalisé est le produit du facteur de réseau par le diagramme de rayonnement unitaire normalisé, il est possible de choisir des éléments rayonnants proposant une bonne Directivité, afin de "filtrer" les lobes secondaires présents aux sites  $\pm 90^{\circ}$ .

Enfin, le tilt de -8° peut être obtenu en déterminant le déphasage progressif  $\beta_n$ entre chaque élément, en fixant  $\Psi_n = \Psi = -8^\circ$  dans (3.11), ce qui donne  $\beta_n \approx 45^\circ$ 



Figure 3.26 – Facteur de réseau obtenu par la méthode de Woodward-Lawson, en regard de l'échantillonnage, et comparaison avec la méthode de Dolph-Chebyshev.

ici. Pour le cas présenté, le lobe secondaire qui nous perturbe n'est jamais échantillonné.

En conséquence, on retiendra 3 façons pour diminuer l'influence du lobe secondaire :

- 1. Proposer des éléments rayonnants unitaires avec une directivité suffisante pour filter le lobe secondaire
- Selon (3.24), augmenter le pas d'échantillonnage, ce qui revient à diminuer K, et ainsi diminuer l'espacement inter-éléments d, au détriment d'une baisse de la Directivité.
- 3. Augmenter le nombre M d'échantillons, c'est à dire augmenter le nombre N d'antennes.

En conclusion, la méthode de Woodward-Lawson permet, de manière systématique, de trouver une solution pour synthétiser n'importe quel diagramme de rayonnement. Les exemples les plus cités dans la littérature pour illustrer cette méthode sont le diagramme de rayonnement rectangulaire [160], et le diagramme de rayonnement cosécant [167].

#### 3.2.5 Conclusion sur les réseaux linéaires

La mise en réseau d'antennes permet d'optimiser le rayonnement d'un système antennaire, dans le sens où l'énergie peut être rayonnée dans un secteur privilégié, ce qui permet d'assurer une bonne qualité de service. Les réseaux d'alimentation doivent permettre de maîtriser l'amplitude et le déphasage des signaux appliqués sur chaque antenne du réseau, obtenues par le biais d'une méthode de synthèse de réseau comme celle de Woodward-Lawson. L'implémentation du déphasage n'a pas été évoquée dans cette section. Le déphasage entre chaque élément du réseau est réalisé soit par la modification des longueurs des certaines lignes de transmission si le tilt est fixe, soit par l'insertion d'éléments diélectriques le long du réseau d'alimentation si le tilt est variable, la variation du tilt étant réalisée par déplacement mécanique des éléments diélectriques.

Enfin, les performances d'un réseau sont conditionnées par la maîtrise du couplage entre les éléments rayonnants. En effet, un couplage important peut amener l'énergie à se déplacer d'un élément à l'autre au lieu d'être rayonnée. Cela se traduit par une impédance d'antenne unitaire complètement différente de l'antenne unitaire isolée.

S'agissant du positionnement des travaux de recherche, il ne pouvait pas être envisageable d'appréhender des alimentations avancées pour proposer des diagrammes de rayonnements identiques aux antennes panneaux commercialisées. Nous le rappellerons ultérieurement, mais il semblait prioritaire de maîtriser la conception, la réalisation, l'amélioration des performances et de la fiabilité des antennes transparentes unitaires avant d'envisager une mise en réseau. L'exercice de mise en réseau a toutefois été réalisé, mais de la manière la plus simple, c'est à dire en utilisant une alimentation uniforme, sans déphasage.

Compte tenu des éléments présentés sur les performances radioélectriques attendues, et des contraintes technologiques liées aux matériaux conducteurs et diélectriques optiquement transparents, il est proposé de présenter quelques architectures d'antennes candidates pour le développement d'une antenne de station de base dont les performances seraient idéalement identiques à celles présentées précédemment. Il s'agirait en premier lieu d'une antenne en technologie microruban, dont les principaux aspects sont présentés dans la section suivante.

# 3.3 Solutions d'antennes élémentaires en technologie microruban

Une fois établis les principes de la mise en réseau, nécessaire pour aboutir aux performances radioélectriques proposées par une antenne de station de base, il est nécessaire de définir la technologie à utiliser pour la réalisation de l'élément rayonnant avant mise en réseau. Compte tenu des des contraintes technologiques liées aux matériaux conducteurs et diélectriques optiquement transparents (matériaux planaires), la technologie microruban semble convenir à notre besoin, d'autant qu'elle est couramment utilisée puisqu'elle présente un certain nombre d'avantages (entre autres, le faible facteur de forme et le faible coût de réalisation).

Dans un premier temps, un premier point d'étude concerne le dimensionnement des lignes de transmission microrubans, utilisées pour alimenter la fonction rayonnante de l'antenne. Un second point d'étude concerne l'influence des dimensions de la ligne microruban sur son impédance caractéristique et ses performances énergétiques.

Un troisième point d'étude concerne l'application de la technologie microruban à la conception d'antennes, en partant d'architectures simples mais peu performantes, puis en les faisant évoluer en réponse au besoin d'obtenir une antenne élémentaire double polarisation, large bande et à gain élevé, optiquement transparente, pouvant être agencée selon un réseau linéaire, lequel sera utilisé au sein d'une station de base.

#### 3.3.1 La technologie microruban

La ligne de transmission microruban est l'élément de base de cette technologie. Dans le cadre de ces travaux, elle est utilisée pour alimenter la fonction rayonnante de l'antenne en faisant le lien avec des lignes de transmission longues distances telles que les câbles coaxiaux ou les guides d'onde. La figure 3.27 illustre la géométrie d'une ligne microruban, composée d'un substrat diélectrique de permittivité relative complexe  $\varepsilon_r$ , de largeur  $W_S$ , de longueur  $L_S$  et d'épaisseur H. Un premier conducteur, appelé plan de masse, est déposé sur une des faces du substrat. Une ligne de largeur W, de longueur L et d'épaisseur T est déposée sur l'autre face du substrat.



Figure 3.27 – Géométrie d'une ligne microruban.

L'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne, doit être dimensionnée de manière à assurer l'adaptation d'impédance entre l'antenne, la ligne microruban mentionnée, et une autre ligne de transmission utilisée sur de longues distances (câble coaxial / guide d'onde), afin de maximiser le transfert d'énergie entre ces différents éléments.

#### 3.3.1.1 Impédance caractéristique d'une ligne microruban

L'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne microruban dépend de l'ensemble des paramètres mentionnés dans la figure 3.27. De nos jours,  $Z_0$  peut être calculée

simplement par les outils de simulation électromagnétique. Toutefois, cette dernière solution est assez récente, et requiert du temps pour fournir des résultats. Des expressions analytiques ont été développées pour pouvoir évaluer  $Z_0$  en utilisant une feuille de calcul ou à partir de quelques lignes de code. Les expressions de Hammerstad et Jensen publiées en 1980 constituent toujours une référence dans le domaine de l'ingénierie radiofréquence [170].

Les étapes de calcul sont les suivantes :

1. On définit le paramètre u, qui est la largeur W de la ligne microruban normalisée par rapport à l'épaisseur H du substrat, soit

$$u = \frac{W}{H} \tag{3.27}$$

2. On définit le paramètre t, qui est l'épaisseur T de la ligne microruban normalisée par rapport à l'épaisseur H du substrat, soit

$$t = \frac{T}{H} \tag{3.28}$$

3.  $Z_0$  peut être calculée en tenant compte ou non de l'épaisseur de métallisation T. Dans le cas où cette épaisseur est prise en compte, une correction  $\Delta u_1$  est définie, et vaut, dans un milieu homogène,

$$\Delta u_1 = \frac{t}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{4 \exp(1)}{t (\coth^2 \sqrt{6.517u})} \right)$$
(3.29)

avec coth(x) la cotangente hyperbolique, qui est le ratio inverse du sinus hyperbolique sinh(x) sur le cosinus hyperbolique cosh(x), soit

$$\coth(x) = \frac{\cosh(x)}{\sinh(x)} = \frac{\frac{1}{2}(e^x + e^{-x})}{\frac{1}{2}(e^x - e^{-x})}$$
(3.30)

4. La ligne microruban n'est généralement pas baignée dans un milieu homogène, car la métallisation supérieure est positionnée dans le même plan qu'une interface air-diélectrique. Un nouveau facteur de correction  $\Delta u_r$  doit être défini pour tenir compte de ce milieu hétérogène, et vaut

$$\Delta u_r = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{\cosh\sqrt{\varepsilon_r' - 1}} \right) \Delta u_1 \tag{3.31}$$

avec  $\varepsilon'_r$  la partie réelle de  $\varepsilon_r$  qui correspond à permittivité diélectrique mesurée du substrat.

5. Les largeurs  $u_1$  et  $u_r$  tenant compte de l'épaisseur t sont alors définies, respec-

tivement dans un milieu homogène et hétérogène (cas de la ligne microruban)

$$u_1 = u + \Delta u_1 \tag{3.32}$$

$$u_r = u + \Delta u_r \tag{3.33}$$

6. Une impédance caractéristique intermédiaire  $Z_{01}$  de la ligne microruban est ensuite définie dans un milieu homogène, sans tenir compte du milieu diélectrique

$$Z_{01}(u_1) = \frac{376.73}{2\pi} \ln\left[\frac{f(u_1)}{u_1} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u_1}\right)^2}\right]$$
(3.34)

$$f(u_1) = 6 + (2\pi - 6) \exp\left[-\left(\frac{30.666}{u_1}\right)^{0.7528}\right]$$
(3.35)

Le milieu microruban étant hétérogène, le problème doît être ramené à un problème homogène de permittivité diélectrique équivalente, appelée permittivité effective  $\varepsilon_e$ , avec

$$\varepsilon_e(u_r, t, \varepsilon_r') = \left[\frac{\varepsilon_r' + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r' - 1}{2}\left(1 + \frac{10}{u_r}\right)^{-\mathbf{a}(u_r)\mathbf{b}(\varepsilon_r')}\right] \left[\frac{Z_{01}(u_1)}{Z_{01}(u_r)}\right]^2 \quad (3.36)$$

$$a(u_r) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[ \frac{u_r^4 + \left(\frac{u_r}{52}\right)^2}{u_r^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[ 1 + \left(\frac{u_r}{18.1}\right)^3 \right]$$
(3.37)

$$\mathbf{b}(\varepsilon_r') = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r' - 0.9}{\varepsilon_r' + 3}\right)^{0.053} \tag{3.38}$$

7. L'impédance caractéristique estimée  $Z_0$  de la ligne microruban vaut finalement

$$Z_0(u_r, t, \varepsilon_r') = \frac{Z_{01}(u_1)}{\sqrt{\varepsilon_e(u_r, t, \varepsilon_r')}}$$
(3.39)

Il est parfois nécessaire de résoudre le problème inverse, c'est à dire déterminer une grandeur d autre que l'impédance caractéristique  $Z_0$ , à partir d'un jeu de paramètres fixé. La solution la plus simple consiste à utiliser les équations présentées de manière itérative, c'est à dire de faire varier automatiquement la dimension djusqu'à ce que  $Z_0(d)$  soit égal à la valeur cible, qui va dépendre en pratique de la résolution de d. Toutefois, le modèle présenté n'est valide que dans les conditions suivantes :

- La distribution des lignes de champs est celle associée au mode fondamental quasi-TEM qui se propage au sein d'une ligne microruban. La figure 3.28 illustre la distribution du champ électrique au sein d'une ligne microruban sur ce mode. Il est nécessaire d'avoir un tel mode pour pouvoir utiliser le modèle présenté, cette distribution découle des équations de Maxwell et se calcule à l'aide d'outils de simulation électromagnétique. Cette restriction concernant la distribution des champs se traduit concrètement par une règle empirique stipulant que la largeur du plan de masse (généralement égale à la largeur  $W_S$ du substrat) doit être au moins 5 fois supérieure à la largeur W de la ligne microruban [171], sous réserve que cette zone ne contienne que la ligne microruban.



Figure 3.28 – Distribution du champ électrique au sein d'une ligne microruban [173] (vue en coupe).

- La ligne microruban candidate est "monomode" dans la bande de fréquence d'utilisation. La fréquence de coupure  $f_c$ , au delà de laquelle d'autres modes de propagation existent vaut [172]

$$f_c = \frac{c}{4H\sqrt{\varepsilon_r' - 1}} \tag{3.40}$$

avec c la vitesse de la lumière dans le vide exprimée en m.s<sup>-1</sup> ( $c \approx 3.10^8$  m.s<sup>-1</sup>),  $\varepsilon'_r$  la permittivité diélectrique du substrat (sans dimension) et H l'épaisseur du substrat (m). Ainsi, pour un substrat d'épaisseur 3 mm, et de permittivité diélectrique 10, il est possible de définir  $Z_0$  jusqu'à 8 GHz. La permittivité diélectrique étant intrinsèque au matériau utilisé, il est donc recommandé de limiter l'épaisseur H du substrat au quinzième de la longueur d'onde dans le vide correspondant à la fréquence maximale d'utilisation, ou, dans le cas contraire, au dixième de cette longueur d'onde.

Les contraintes précédentes se mutualisent pour former une nouvelle contrainte : le rapport W/H doit être inférieur à 1000 [170].

Il est difficile au travers des équations présentées précédemment de mettre en

évidence l'influence des paramètres électrique et géométrique d'une ligne microruban sur la valeur de l'impédance caractéristique. Il est donc proposé ici d'illustrer l'influence de ces paramètres :

Influence de la permittivité relative ε'<sub>r</sub> du substrat : La figure 3.29 illustre l'influence de la variation de la permittivité relative ε'<sub>r</sub> du substrat sur la valeur de l'impédance caractéristique Z<sub>0</sub>. A paramètres constants, une baisse de la permittivité entraîne une hausse de l'impédance caractéristique. Pour limiter la variation de Z<sub>0</sub> de ±4%, similaire à ce qui est proposé sur certains câbles coaxiaux [174], il faut être capable de spécifier ε'<sub>r</sub> à ±10%.



Figure 3.29 – Influence de la variation de la permittivité diélectrique  $\varepsilon'_r$  du substrat sur la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne microruban.

- Influence de l'épaisseur H du substrat : La figure 3.30 illustre l'influence de la variation de l'épaisseur H du substrat sur la valeur de l'impédance caractéristique Z<sub>0</sub>. A paramètres constants, une hausse de l'épaisseur du substrat entraîne une hausse de l'impédance caractéristique, avec une variation relativement linéaire. Pour limiter la variation de Z<sub>0</sub> de ±4%, similaire à ce qui est proposé sur certains câbles coaxiaux, il faut être capable de spécifier H à ±6%.
- Influence de la largeur W de la ligne microruban : La figure 3.31 illustre l'influence de la variation de la largeur W de la ligne microruban sur la valeur d'impédance caractéristique  $Z_0$ . A paramètres constants, une ligne plus large présente une impédance caractéristique plus faible. Travailler avec des impédances caractéristiques faibles (W élevé) permet de limiter des variations d'impédance. En pratique, la technologie PCB spécifie une tolérance maxi-



Figure 3.30 – Influence de la variation de l'épaisseur H du substrat sur la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne microruban.

male sur la largeur W de  $\pm 10\%$  ou de  $\pm 50 \mu$ m sachant que la meilleure des valeurs obtenues est prise en compte.



Figure 3.31 – Influence de la variation de la largeur W de la ligne microruban sur la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne microruban.

- Influence de l'épaisseur de métallisation T de la ligne microruban : La figure 3.32 illustre l'influence de l'épaisseur de métallisation T de la ligne microruban sur la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_0$ . A paramètres constants, une ligne plus épaisse présente une impédance caractéristique plus faible. Les variations maximales d'impédance sont de l'ordre de  $\pm 5\%$  pour des variations d'épaisseurs de  $\pm 100\%$  : l'épaisseur a donc peu d'influence en comparaison de l'influence des autres paramètres.



Figure 3.32 – Influence de l'épaisseur de métallisation T de la ligne microruban sur la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_0$  de la ligne microruban.

Nous disposons maintenant des éléments permettant de dimensionner une ligne microruban en fonction de l'impédance caractéristique  $Z_0$  souhaitée. Généralement, les systèmes radiofréquences ont une impédance caractéristique de référence de 50  $\Omega$ , quelquefois 75  $\Omega$  selon les matériaux utilisés dans les câbles coaxiaux, et des exigences en termes de tenue en puissance et de pertes d'insertion. La section suivante s'intéresse donc au bilan énergétique d'une ligne microruban, c'est-à-dire à l'influence des caractéristiques électrique et géométrique des matériaux conducteurs et du diélectrique (dont tan $\delta$ ) sur l'atténuation du signal.

#### 3.3.1.2 Performances énergétiques d'une ligne microruban

Bien que les lignes microrubans soient plus simples à réaliser que les câbles coaxiaux, elles sont également moins efficaces sur le plan énergétique, c'est-à-dire qu'une partie plus importante de l'énergie incidente est perdue, dissipée sous forme de chaleur ou éventuellement stockée au sein du diélectrique. Toutefois, une compréhension de l'origine de ces pertes, appelées pertes d'insertion, permet d'optimiser la conception des lignes microrubans de manière à proposer, selon le besoin, une solution performante tout en étant plus économique et généralement plus compacte qu'un câble coaxial ou un guide d'onde.

Afin de montrer l'influence des différents phénomènes contribuant aux pertes, nous allons comparer les modèles proposés à une mesure typique réalisée sur un substrat Rogers RO4350B, dont les caractéristiques sont présentes dans [143].

Les premiers contributeurs aux pertes d'insertion d'une ligne microruban sont les paramètres électrique (conductivité) et géométrique des éléments conducteurs. L'influence de ces paramètres a déjà été présentée dans la section 2.1.1, mais les modèles présentés précédemment ne sont valables qu'en régime continu (DC), ou à des fréquences f très basses. Lorsque f augmente, le courant circulant dans les conducteurs n'est plus réparti dans toute la section des conducteurs, mais près des surfaces délimitant le conducteur, comme l'illustre la figure 3.33 pour 3 fréquences différentes. Ce phénomène, appelé effet de peau, est caractérisé par l'épaisseur de peau  $\delta$ , qui représente l'épaisseur contenant la majorité des courants circulant près d'une des 4 surfaces du conducteur, et vaut, dans le cas d'un conducteur non magnétique

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu\sigma f}} \tag{3.41}$$

avec  $\mu$  la perméabilité magnétique du conducteur, exprimée en Henry par mètre ( $\mu = \mu_0 \mu_r = 4\pi 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$  dans notre cas) et  $\sigma$  la conductivité du conducteur, exprimée en Siemens par mètre (S.m<sup>-1</sup>).



Figure 3.33 – Illustration de l'effet de peau [175].

Ainsi, l'évaluation des pertes propres à la géométrie et à la conductivité du conducteur tient compte, implicitement, du phénomène de pertes par effet de peau, car ce phénomène affecte la section utile du conducteur. Pour la ligne microruban, les pertes  $\alpha_c$  dues au conducteur et à l'effet de peau peuvent s'estimer de la manière suivante [175]

Pour  $W/H \leq 1$ 

$$\alpha_c = \frac{10R_s}{\pi \ln 10} \frac{\left(\frac{8H}{W} - \frac{W}{4H}\right) \left(1 + \frac{H}{W} + \frac{H}{W} \frac{\partial W}{\partial T}\right)}{HZ_0 e^{Z_0/60}}$$
(3.42)

Pour  $W/H \ge 1$ 

$$\alpha_c = \frac{Z_0 R_s}{720\pi^2 H \ln 10} \left[ 1 + 0.44 \frac{H^2}{W^2} + 6 \frac{H^2}{W^2} \left( 1 - \frac{H}{W} \right)^5 \right] \left[ 1 + \frac{W}{H} + \frac{\partial W}{\partial T} \right]$$
(3.43)

Le paramètre  $R_s$  est la résistance par carré du conducteur ( $R_{\Box}$  mesurée en régime continu) par rapport à l'épaisseur de peau, soit

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} = \sqrt{\pi f \mu \rho} = \frac{\rho}{\delta}$$
(3.44)

 $R_s$  n'est à prendre en compte que lorsque sa valeur est supérieure à  $R_{\Box}$ . Le paramètre  $\partial W/\partial T$  vaut, pour  $W/H \leq 1/2\pi$ 

$$\frac{\partial W}{\partial T} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{4\pi W}{T}$$
(3.45)

et pour  $W/H \ge 1/2\pi$ 

$$\frac{\partial W}{\partial T} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{2H}{T}$$
(3.46)

Le paramètre  $\alpha_c$  s'exprime en décibels par rapport à l'unité de longueur utilisée pour H (si H est exprimé en mètre, alors  $\alpha_c$  s'exprime en décibels par mètre). Cette estimation est valable si  $T \ll H$ ,  $\partial W/\partial T > 1$ , et si les conductivités de la ligne et du plan de masse sont identiques. Il est possible de prendre en compte le non respect du dernier cas, en exprimant la résistance surfacique  $R_g$  du plan de masse par

$$R_g = 0.55 R_{\Box} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\frac{T}{W}} \left[ 1 - \exp(-W/1.2\pi H) \right] \sqrt{2\mu\sigma f W T}$$
(3.47)

Avec W.T défini en mètre carré (m<sup>2</sup>). Les équations précédentes peuvent donc être utilisées en tenant compte des caractéristiques du plan de masse, c'est-à-dire en considérant  $R_t$  au lieu de  $R_s$ , avec

$$R_t = R_g + R_s \tag{3.48}$$

La géométrie microscopique du conducteur contribue également aux pertes d'insertion, au même titre que la géométrie macroscopique. Cette géométrie est caractérisée par la rugosité du conducteur  $\Delta$  exprimée en mètre RMS (Root Mean Square), c'est à dire la racine carrée de la moyenne des valeurs élevées au carré. Ces pertes peuvent être évaluées selon [176]

$$\alpha_{c\Delta} = \alpha_c \left( 1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left[ 1.40 \left( \frac{\Delta}{\delta} \right)^2 \right] \right)$$
(3.49)

On parle ici de géométrie microscopique car les valeurs de rugosité sont com-

prises entre 2 et 10  $\mu m$  [127]. Les pertes du conducteur  $\alpha_c$  estimées précédemment augmentent donc d'au moins 50% à partir de 4 GHz ( $\delta \approx 2 \mu m$ ) et sont quasiment doublées à partir de 10 GHz ( $\delta \approx 1.5 \mu m$ ).

Outre les conducteurs, le matériau diélectrique contribue aussi aux pertes d'insertion. Cette influence est caractérisée par la tangente de pertes tan $\delta$ , dépendante de la fréquence f.

La contribution du diélectrique aux pertes d'insertion est donnée par [177]

$$\alpha_d = 27.3 \frac{q \tan \delta}{\lambda} \tag{3.50}$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon'_{re}}} \tag{3.51}$$

$$\varepsilon_{re}' = \frac{\varepsilon_r' + 1}{2} + \frac{(\varepsilon_r' - 1)}{2F}$$
(3.52)

$$q = \frac{1}{1 + \frac{F-1}{\varepsilon'_r(F+1)}}$$
(3.53)

$$F = \sqrt{1 + 10\frac{H}{W}} \tag{3.54}$$

Enfin, en référence à la figure 3.28, une partie de la puissance transmise dans la ligne est rayonnée et définitivement perdue. Ces pertes par rayonnement  $\alpha_r$  peuvent être estimées par [178]

$$\alpha_r = 60 \left(\frac{2\pi H}{\lambda_0}\right)^2 F_0(\varepsilon_r', \varepsilon_{re}') \tag{3.55}$$

$$F_{0}(\varepsilon_{r}',\varepsilon_{re}') = \frac{\varepsilon_{re}'(\varepsilon_{r}'^{2}+\varepsilon_{re}'-2\varepsilon_{r}')}{\varepsilon_{r}'^{2}(\varepsilon_{re}'-1)}(1+|\Gamma|^{2})+|\Gamma|\cos(\arg\Gamma)\left(1-\frac{\varepsilon_{re}'}{\varepsilon_{r}'^{2}}\right)$$
$$-\frac{\sqrt{\varepsilon_{re}'}}{2\varepsilon_{r}'^{2}}\left[(\varepsilon_{r}'^{2}+\varepsilon_{re}'-2\varepsilon_{r}')(1+|\Gamma|^{2})\right]$$
$$+(\varepsilon_{r}'^{2}-\varepsilon_{re}')\left(1+\frac{1}{\varepsilon_{re}'}\right)|\Gamma|\cos(\arg\Gamma)\left]\log\frac{\sqrt{\varepsilon_{re}'}+1}{\sqrt{\varepsilon_{re}'}-1}\right]$$
(3.56)

Les pertes en rayonnement dépendent donc également de l'adaptation en impédance de la ligne microruban ( $\Gamma$  est le coefficient de réflexion en tension défini dans (3.2)). Une ligne microruban en circuit ouvert ( $|\Gamma| = 1$  et  $\arg\Gamma = \pi$ ) rayonnera donc davantage qu'une ligne microruban adaptée en impédance ( $|\Gamma| = 0$ ).

Pour vérifier la pertinence des modèles décrits précédemment pour la prédiction du bilan énergétique d'une ligne microruban, il est proposé de vérifier les pertes d'insertion d'une ligne microruban gravée sur substrat RO4350B présentées dans la documentation constructeur [143]. L'intérêt d'utiliser ces modèles est de pouvoir identifier les contributeurs des pertes d'insertion.

Le tableau 3.4 liste les paramètres électrique et géométrique de la ligne microruban, qui constituent les données d'entrée des modèles, et la figure 3.34 présente les pertes d'insertion obtenues pour 4 modèles de pertes différents : la prise en compte des pertes sur la ligne seule, le premier modèle avec l'ajout des pertes du plan de masse, le second modèle avec l'ajout des pertes dues à la rugosité des conducteurs, et le troisième modèle avec l'ajout des pertes diélectriques. Il existe une bonne corrélation avec les données expérimentales en proposant le profil de tangente de pertes tan $\delta$  illustré en figure 3.35.

Paramètre	Valeur(s)	Commentaires/Référence
$\mu$	$4\pi \ 10^{-7} \ \mathrm{H.m^{-1}}$	Conducteur non magnétique.
$\rho = 1/\sigma$	5.4 $10^{-8} \Omega.m$	Les traitements utilisés pour l'adhérence aug-
		mentent la résistivité [179].
Z <sub>0</sub>	50 Ω	Impédance caractéristique couramment utilisée.
Н	0.508 mm	[143]
Т	35 µm	Épaisseur nominale. Une épaisseur de 70 $\mu$ m
		peut être utilisée pour obtenir moins de pertes,
		mais cette configuration est rarement proposée
		par les sous-traitants PCB, car plus long à gra-
		ver.
$\Delta$	$10 \ \mu m RMS$	Valeur standard [127].
$\tan \delta$	0.0037 @ 10GHz	Selon [143]. Les autres valeurs sont déduites
		pour obtenir une bonne corrélation avec la me-
		sure.
$\varepsilon'_r$	3.48 @ 10GHz	Décroit légèrement en fonction de la fréquence
		[143].
W	1.08 mm	Selon les équations (3.27) à (3.39) en itératif
		jusqu'à obtenir $Z_0 = 50 \Omega$ .

Tableau 3.4 – Paramètres électrique et géométrique de la ligne microruban étudiée par modèle analytique.

Pour cette configuration, tous les contributeurs ont la même influence sur les pertes d'insertion aux fréquences basses, alors qu'à fréquence de plus en plus élevée, la rugosité et la tangente de pertes diélectrique deviennent les principaux contributeurs des pertes d'insertion. En choisissant un matériau diélectrique avec de faibles pertes, la rugosité devient alors le principal contributeur des pertes d'insertion. Il est à noter, dans ce cas d'étude, que les pertes par rayonnement sont négligeables par rapport aux autres mécanismes de pertes. Aussi, ces performances sont garanties uniquement si la ligne de transmission est bien adaptée en impédance, avec des pertes de retour généralement supérieures à 20 dB sur chaque accès (soit  $S_{11}$  et  $S_{22} < -20$  dB).

L'utilisation des modèles analytiques permet de conclure sur la nécessité de prendre en compte plusieurs facteurs dans la réalisation d'une ligne microruban.



Figure 3.34 – Rétro-simulation par modèle analytique des pertes d'insertion de la ligne microruban sur substrat RO4350B présentée par le constructeur [143].



Figure 3.35 – Profil de la tangente de pertes tan $\delta$  utilisée pour la rétro-simulation des pertes d'insertion de la ligne microruban sur substrat RO4350B présentée par le constructeur [143]. Les points représentent les valeurs spécifiées par le constructeur.

Les paramètres électriques du substrat sont importants, de même que la géométrie et la rugosité du conducteur.

Le modèle permet également d'estimer les pertes d'insertion dans le cas d'une ligne microruban optiquement transparente. Avec un verre Borofloat 33 d'épaisseur 3.3 mm à  $\pm$  6%, il est possible d'avoir les mêmes pertes d'insertion que la ligne microruban présentée précédemment si  $R_{\Box} < 0.1 \ \Omega/\Box$  tout en garantissant une impédance caractéristique à  $\pm$  4%. Ces estimations sont très encourageantes pour la suite des travaux de thèse.

La section suivante s'intéresse à l'utilisation de la technologie microruban pour la fabrication d'antennes optiquement transparentes. Compte tenu des contraintes de fabrication et de performances, les antennes patch sont naturellement privilégiées et sont donc présentées dans la section suivante.

#### **3.3.2** Principales caractéristiques d'une antenne patch simple

#### 3.3.2.1 Géométrie

Une antenne patch est seulement constituée d'un motif métallique de très faible épaisseur T (comprise typiquement entre 17 µm et 70 µm), déposé sur un substrat diélectrique métallisé entièrement sur sa face inférieure (figure 3.36).

Cet espacement est assuré par un substrat diélectrique, de constante diélectrique  $\varepsilon'_r$ , de tangente de pertes diélectrique  $\tan \delta_d$ , de perméabilité magnétique  $\mu'_r$  et de tangente de pertes magnétique  $\tan \delta_m$ .

Cette configuration permet d'obtenir un diagramme de rayonnement dont le maximum est situé dans la direction normale au plan du patch sous réserve que le mode excité par le patch le permette. Les caractéristiques du mode excité dépendent de la géométrie du patch (les géométries rectangulaire et circulaire sont les plus utilisées). Il existe principalement 4 configurations pour exciter le patch (figure 3.37) : l'alimentation par ligne micro-ruban dans le plan de métallisation supérieur, le couplage entre patch et ligne de manière capacitive ou à travers d'une fente réalisée dans le plan de masse ou l'alimentation par un câble coaxial.

#### 3.3.2.2 Dimensionnement de l'antenne

Il existe plusieurs modèles pour prédire les performances d'une antenne patch. Le modèle de la ligne de transmission, le modèle de cavité et les simulations électromagnétiques sont les méthodes les plus utilisées. Les 2 premiers modèles permettent de faire un pré-dimensionnement, mais restent limités à des géométries de patchs très simples et à des architectures sans couplage.

Ainsi, pour la configuration présentée en figure 3.36, où le patch est de longueur  $L \gg H$ , et de largeur  $W \gg H$  tel que W < L, la méthode de la ligne de transmis-



Figure 3.36 – Géométrie d'une antenne patch et répartition du champ électrique [160]



Figure 3.37 – Principales techniques d'alimentation d'une antenne patch [160]

sion permet d'évaluer la longueur effective  $L_{\text{eff}}$ , exprimée en mètre (m), nécessaire pour exciter le mode fondamental TM<sub>010</sub> à la fréquence de résonance  $(f_r)_{010}$  [160] [181]

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon'_{re}\mu_0\mu'_r}}$$
(3.57)

Toutefois,  $L_{eff}$  ne correspond pas à la longueur physique L, à cause des débordements de champs, notamment le champ électrique, sur les bords du patch (figure 3.38).



(a) Top view



(b) Side view

Figure 3.38 – Illustration de la longueur électrique d'une antenne patch [160]

Ce phénomène est responsable d'un allongement électrique du patch de  $2\Delta L$  par rapport à la longueur physique *L*, soit [160] [181]

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \tag{3.58}$$

$$\Delta L = 0.412 H \frac{\left(\varepsilon_{re}' + 0.3\right) \left(\frac{W}{H} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_{re}' - 0.258\right) \left(\frac{W}{H} + 0.8\right)}$$
(3.59)

avec  $\varepsilon'_{re}$  la permittivité effective du substrat telle que définie précédemment avec (3.36). Il est donc nécessaire de fixer W au préalable. Dans le cas où la valeur choisie correspond à une efficacité en rayonnement maximale [181]

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$$
(3.60)

La méthode de la ligne de transmission permet également d'estimer l'impédance d'entrée  $R_{in}$  ( $\Omega$ ) obtenue à la fréquence de résonance, dont la valeur est réelle, et vaut, pour la configuration présentée en figure 3.39, en négligeant les couplages mutuels entre les bords du patch [182]





Figure 3.39 – Antenne patch alimentée en ligne microruban avec ajustement du point d'alimentation pour l'adaptation d'impédance (Inset Feed) [160]

avec  $y_0$  la position longitudinale de la connexion ligne-patch. En complément, la méthode de la cavité permet une analyse modale. Elle permet d'évaluer des fréquences de résonance des modes d'excitation supérieurs :

- Si H < 0.5L < W < L, le mode fondamental est le mode TM<sub>010</sub>, et le premier mode d'ordre supérieur est le mode TM<sub>001</sub>
- Si H < W < 0.5L < L, le mode fondamental reste le mode TM<sub>010</sub>, mais le premier mode d'ordre supérieur est le mode TM<sub>020</sub>
- Si W > L > H, le mode fondamental est le mode TM<sub>001</sub>, et si W > 0.5W > L > H le premier mode d'ordre supérieur est le mode TM<sub>002</sub>

Les fréquences de résonances associées aux modes  $TM_{mnp}$  sont notées  $(f_r)_{mnp}$ , exprimées en Hz, et valent [160]

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r'}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{H}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}$$
(3.62)

Pour avoir des résultats précis avec (3.62), il est donc nécessaire de prendre en compte la longueur électrique  $2\Delta L$  supplémentaire définie en (3.59), ainsi qu'une permittivité relative effective, définie en (3.57).

Les méthodes de la ligne de transmission et de la cavité permettent également de prédire les performances en rayonnement d'une antenne, mais dans des cas simples seulement.

Compte tenu des architectures antennaires de plus en plus évoluées, il devient très vite nécessaire d'introduire les simulations électromagnétiques pour prendre en compte les caractéristiques des antennes dans leur globalité (dimensions, matériaux, mécanique associée). Cette analyse a été réalisée ici sur le cas d'une antenne patch.

### **3.3.2.3** Vérification du dimensionnement d'une antenne patch par simulation électromagnétique : Cas du substrat infini

Considérons un substrat faible coût de "type" FR-4, avec  $\varepsilon_r = 4.8$ ,  $\tan_{\delta} = 0.02$ , et H = 1.5 mm, que l'on veut utiliser pour réaliser une antenne Wi-Fi (bande passante centrée sur 2.45 GHz). En utilisant (3.60), on obtient W=35.95 mm. En utilisant (3.52) à (3.54) on obtient  $\varepsilon'_{re} = 4.5$  avec F=1.19. En utilisant (3.59),  $\Delta L$  vaut 0.684 mm. En utilisant (3.57),  $L_{eff} = 28.87$  mm, soit une longueur physique L = 27.5 mm selon (3.58).

L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale (figure 3.37), ce qui permet d'obtenir rapidement une bonne adaptation d'impédance à la fréquence de résonance, en ajustant la position de la sonde le long du patch. Selon [182], l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la position longitudinale  $y_0$  est différente du cas illustré en figure 3.39, avec

$$R_{\rm in} \approx \frac{90\lambda_0^2}{2W^2} \cos^2\left(\frac{\pi y_0}{L}\right) \tag{3.63}$$

Dans un premier temps, l'antenne est modélisée sous FEKO LITE (version gratuite et limitée de FEKO) (figure 3.40). Le substrat et le plan de masse sont de dimensions infinies.



Figure 3.40 – Modélisation sous FEKO d'un patch sur substrat infini, alimenté par sonde coaxiale

La valeur de  $y_0$  a été déterminée afin d'obtenir une bonne adaptation d'impédance sous 50  $\Omega$ . La sonde est placée initialement à 4mm du centre du patch, ce qui correspond à  $y_0 = 23.5$  mm. La Méthode des Moments nécessite le maillage des parties conductrices de l'antenne (figure 3.41). Le plan de masse conducteur n'est pas maillé car son comportement est modélisé de manière analytique.

Plus le maillage est dense, meilleure sera la précision. La figure 3.42 présente l'évolution du coefficient de réflexion, relevé dans le plan d'entrée de la structure, en fonction de la fréquence. Il est alors possible d'extraire la fréquence de résonance obtenue en fonction de la précision du maillage (longueurs de mailles  $\lambda/10$ ,  $\lambda/20$ 



Figure 3.41 – Aperçu sous FEKO du maillage ( $\lambda$ /10) des éléments conducteurs de l'antenne patch.

et  $\lambda/35$ ), avec  $\lambda$  la longueur d'onde dans le substrat à une fréquence supérieure à la fréquence d'étude (ici choisie à 3 GHz). La valeur de  $y_0$  a une influence sur le niveau des minima obtenus, mais l'influence sur la position fréquentielle de ces minima reste très faible.

Contrairement aux attentes, et malgré la faible résolution fréquentielle des courbes (limitation fonctionnelle de FEKO LITE) la fréquence de résonance du patch n'est pas exactement celle attendue. En effet, la fréquence de résonance retenue, obtenue pour le maillage le plus dense, est légèrement inférieure à 2.42 GHz, au lieu de 2.45 GHz. La variation est certes très faible (inférieure à 1.5%), mais les conséquences sur le Gain d'une telle antenne sont importantes. En effet, selon (3.5), le Gain à une fréquence donnée dépend de la valeur de  $\Gamma$  à cette même fréquence. En considérant la courbe bleue continue comme idéale, la perte de Gain associée au décalage en fréquence constaté sur la courbe rouge discontinue est comprise entre 1.65 dB et 3dB, ce qui correspond respectivement à S<sub>11</sub>=-5dB et S<sub>11</sub>=-3dB.

Les formules analytiques présentées permettent d'avoir une bonne indication sur un premier dimensionnement, mais une telle démarche n'est pas suffisante. En effet, pour le cas présenté, il aurait été nécessaire de retirer une partie de la surface conductrice, le long du plan E, pour obtenir une antenne adaptée à la fréquence de 2.45 GHz.

Aussi, ce résultat est conditionné au choix du circuit d'alimentation (éventuellement une ligne microruban, puis un connecteur, et enfin un câble coaxial) parfait, qui n'est pas pris en compte dans les formules analytiques présentées, mais aussi, et surtout, à la réalisation d'une antenne avec un substrat et un plan de masse infinis, ce qui correspond en pratique à des surfaces très importantes, souvent incompatibles avec les facteurs de forme actuels de la plupart des produits de radiocommunication.

Cet exemple illustré avec l'outil de simulation FEKO LITE permet de mettre en évidence l'importance de tels outils dans la conception de systèmes rayonnants. Cette thèse s'appuiera fortement sur l'utilisation de ces outils.



Figure 3.42 – Coefficients de réflexion obtenus sous FEKO pour l'antenne patch sur substrat infini, dimensionnée par les formules analytiques pour fonctionner à 2.45 GHz.

Cependant, comme la plupart des outils gratuits, FEKO LITE présente des limitations, et ne permet pas notamment d'évaluer la fréquence de résonance d'une antenne patch sur un substrat de taille finie pour vérifier la pertinence des formules analytiques de dimensionnement. L'outil Ansys HFSS est plus approprié ici pour l'analyse de cette antenne sur substrat fini.

# **3.3.2.4** Vérification du dimensionnement d'une antenne patch par simulations électromagnétiques : Cas du substrat fini

La principale méthode de résolution proposée par HFSS est la méthode des éléments finis (FEM, Finite Element Method). Cette méthode utilise un maillage en 3 dimensions, qui s'applique à tous les éléments, conducteurs ou non, contenus dans un volume défini par l'utilisateur.

La figure 3.43 illustre la modélisation sous HFSS de l'antenne patch, avec les dimensions précédentes, alimentée par une sonde coaxiale. La surface du substrat est de 13x13 cm<sup>2</sup>. Contrairement à la Méthode des Moments sous FEKO LITE, il faut définir une "boîte" de calcul, dans laquelle tout élément est maillé en 3 dimensions (figure 3.44).

La figure 3.45 présente l'évolution du coefficient de réflexion en entrée d'antenne en fonction de la fréquence. La précision de ce résultat a été améliorée par l'augmentation de la densité du maillage, en imposant explicitement une contrainte de convergence sur paramètres S. Ici, le calcul s'arrête lorsque la variation des paramètres S d'une passe de densification à une autre est inférieure à 0.1%. Avec les



Figure 3.43 – Modélisation sous HFSS d'un patch sur un substrat fini, alimenté par sonde coaxiale



Figure 3.44 – Aperçu sous HFSS du maillage de l'antenne patch et de son environnement proche.



Figure 3.45 – Coefficient de réflexion obtenu sous HFSS pour le patch sur substrat fini, dimensionnée par les formules analytiques pour fonctionner à 2.45 GHz.

paramètres d'entrée définis précédemment, la fréquence de résonance ne correspond pas non plus aux attentes, avec une valeur de 2.38 GHz au lieu de 2.45 GHz. La variation de la fréquence de résonance est inférieure à 3%, mais la perte de Gain à 2.45 GHz est proche de 3.3 dB, ce qui n'est pas négligeable.

La référence [160] ne donne pas d'informations sur l'origine de la formule (3.59) : il s'agit du résultat d'une démarche d'ajustement de courbes expérimentales (curve/data fitting) [181], avec par conséquent une plage de paramètres limitée et des géométries de substrat finies. D'autre part, il ne semble pas nécessaire de corriger à la fois la longueur du patch et la permittivité dans les formules (3.57) et (3.59), la seule correction de la longueur du patch semble suffire.

Cette réflexion fait suite au résultat illustré sur la figure 3.46, en remplaçant  $\varepsilon_{re}$  par  $\varepsilon_r$  dans (3.57) et (3.59), ce qui donne L=26.59 mm. Le résultat obtenu est non seulement conforme pour cette fréquence, avec un coefficient de réflexion très faible à 2.45 GHz, mais la similitude entre ces formules corrigées et les résultats sous HFSS a aussi été vérifiée pour d'autres fréquences et d'autres paramètres d'entrée.

L'antenne patch simple présente donc une bande passante très faible, généralement inférieure à 5% en valeur relative [181] (< 2% avec  $S_{11}$ < -10 dB pour les exemples illustrés), ce qui limite son utilisation en l'état à l'implémentation d'un seul protocole physique de communication de bande passante limitée (le Wi-Fi dans le cas illustré).

# **3.3.2.5** Prédiction des performances en rayonnement d'une antenne patch par simulation électromagnétique

La figure 3.47 illustre les diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne patch à alimentation coaxiale obtenus sous HFSS, à la fréquence de 2.45 GHz. Le rayonnement "broadside" (rayonnement unidirectionel, dans la direction orthogonale au



Figure 3.46 – Coefficient de réflexion obtenu sous HFSS pour l'antenne patch sur substrat fini, dimensionnée par les formules analytiques modifiées (L=26.59 mm) pour fonctionner à 2.45 GHz.

plan du substrat) est confirmé, et la polarisation peut être représentée dans le système de coordonnées sphériques  $(r, \theta, \Phi)$ , réduit au système  $(\theta, \Phi)$  en condition champ lointain, condition dans laquelle l'onde émise/incidente est plane. Les résultats dépendent alors très peu de la distance.



Figure 3.47 – Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne patch à 2.45 GHz, au format  $(\theta, \Phi)$ .

Dans le plan (cartésien) XZ ( $\Phi = 0^{\circ}$ ), le champ est polarisé principalement selon la composante  $\theta$ , et dans le plan YZ ( $\Phi = 90^{\circ}$ ), le champ est polarisé principalement selon la composante  $\Phi$ . Ainsi, le plan E de l'antenne, représentant la polarisation principale (CoPol) est parallèle au plan cartésien XZ, et le plan H de l'antenne, représentant la composante croisée (XPol) est parallèle au plan YZ.

On peut donc illustrer la polarisation majoritairement linéaire émise par l'antenne dans le système de coordonnées (X,Y) (figure 3.48). Gain X représente le Gain dans la polarisation principale (CoPol), et Gain Y représente le Gain dans la polarisation croisée (XPol).

La figure 3.49 présente les diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne patch (CoPol & XPol), respectivement dans le plan E, le plan H, et le plan  $\Phi = 45^{\circ}$ . Les


Figure 3.48 – Diagrammes de rayonnement 3D de l'antenne patch dimensionnée précédemment, à 2.45 GHz, au format (X,Y).

résultats obtenus ici confirment la théorie selon laquelle l'antenne patch telle que dimensionnée précédemment propose une polarisation linéaire, avec une bonne pureté de polarisation. Toutefois, cette pureté de polarisation n'est valable que dans les plans E et H, sous réserve que le circuit d'alimentation, et plus généralement l'environnement champ proche de l'antenne, ne viennent pas perturber le rayonnement de l'antenne, ce qui est malgré tout fréquent.



Figure 3.49 – Diagrammes de rayonnement 2D de l'antenne patch dimensionnée précédemment, à 2.45 GHz, au format (CoPol,XPol).

Enfin, le Gain obtenu par cette antenne est de 3.75 dBi. Ce Gain, qui ne tient compte ni des pertes d'alimentation (réseau d'alimentation non représenté), ni des pertes de désadaptation d'impédance (faibles ici car l'antenne est adaptée), est relativement faible, et est dû aux pertes de substrat ( $\tan_{\delta} = 0.02$ ) mais aussi à la permittivité élevée du substrat ( $\varepsilon_r = 4.8$ ), qui empêche partiellement le rayonnement du champ électromagnétique, ce dernier étant piégé dans le substrat. Pour cet exemple, l'efficacité de rayonnement est de l'ordre de 40%, puisque la simulation HFSS, en considérant des éléments sans pertes, donne un gain de 7.7 dBi, soit un différentiel de 4 dB.

L'efficacité de rayonnement d'une antenne patch est, entre autres, proportionnelle à l'épaisseur électrique du substrat, et inversement proportionnelle à la permittivité du substrat. On peut ainsi obtenir avec ce type d'antenne une efficacité très variable (de quelques % jusqu'à 95 %) [181].

# **3.3.2.6** Synthèse des caractéristiques géométriques et électrique d'une antenne patch simple

Une antenne patch propose un facteur de forme intéressant et une surface généralement inférieure à  $\lambda^2$ . Toutefois, ce facteur de forme limite la bande passante réalisable, généralement proche de 5%.

L'efficacité de rayonnement est proche de 50% et le Gain unitaire dépasse rarement 6 dBi. Il s'agit souvent d'un compromis sur le choix de la permittivité du substrat, celle-ci doit être élevée pour confiner le champ électrique au sein des lignes microrubans, mais faible quand il s'agit assurer une efficacité de rayonnement élevée.

Le champ rayonné bénéficie d'une bonne pureté de polarisation, dans les plans E et H, sous réserve que réseau d'alimentation ne perturbe pas le rayonnement de l'antenne, au point d'être systématiquement contraint de considérer les éléments mécaniques de l'antenne dans la prédiction des performances de rayonnement.

Enfin, des points de vue optique et mécanique, l'antenne patch présentée ici ne convient pas totalement pour la réalisation d'antennes transparentes. L'alimentation choisie ici nécessite en pratique de faire passer un câble coaxial au travers du substrat, puis de le souder au patch. En plus de dégrader la transparence optique avec la présence du câble coaxial et de la soudure, percer un substrat transparent n'est généralement pas simple. En effet, les substrats organiques risquent de se déformer sous l'effet de la chaleur dégagée par le foret de perçage, et les substrats inorganiques sont réputés pour être très difficiles à percer, au risque de casser. Il est donc nécessaire de réaliser une partie du réseau d'alimentation en technologie planaire.

Les sections suivantes présentent des architectures avancées d'antennes patchs permettant de répondre à notre besoin, notamment l'augmentation du Gain unitaire, et l'élargissement de la bande passante.

## 3.3.3 Augmentation du Gain unitaire

Il existe plusieurs techniques pour augmenter le Gain unitaire d'une antenne. Suite aux simulations réalisées précédemment, une première action peut consister à choisir un substrat de tangente de pertes tan $\delta$  plus faible, dans la limite des matériaux proposés répondant à notre besoin. Ainsi, en considérant l'antenne patch précédente, cette fois-ci réalisée sur verre Borofloat 33 d'épaisseur 1.5 mm (voir tableau 2.6), le Gain proposé est de 5.6 dBi contre 3.75 dBi précédemment.

Par extension, l'air peut également être utilisé, sous réserve de pouvoir proposer un support mécanique assez rigide pour supporter les matériaux conducteurs optiquement transparents. Enfin, d'autres solutions permettent d'augmenter le Gain unitaire, telles que la modification de la géométrie du plan de masse et l'utilisation de "l'effet radôme". Ces deux techniques sont présentées ci-dessous.

#### 3.3.3.1 La géométrie du plan de masse

L'élargissement du plan de masse peut permettre d'obtenir un Gain plus important, dans la mesure où il permet de minimiser le rayonnement arrière de l'antenne, et par conséquent de favoriser le rayonnement dans la direction voulue. Cependant, cette hypothèse présente une limite. En effet, un grand plan de masse ne permet pas toujours d'optimiser les performances, puisque l'utilisation d'une quantité importante de matériau faibles pertes peut s'avérer moins efficace que la réalisation d'une structure de plus petites dimensions sur un substrat de plus fortes pertes.

La figure 3.50 illustre l'évolution du Gain de l'antenne patch présentée précédemment (alimentation coaxiale), sur substrat Borofloat 33, en fonction de la largeur du plan de masse, donc du substrat. Dans une antenne patch, une partie de l'énergie rayonnée par l'antenne se propage au sein du substrat, comme l'illustre la figure 3.51. Ces ondes de surface ne contribuent au rayonnement de l'antenne qu'aux discontinuités, comme par exemple les bords du substrat. Ainsi, à la source principale de rayonnement vient s'ajouter un rayonnement parasite. Si ces sources sont suffisamment éloignées du patch (par rapport à la longueur d'onde  $\lambda$ ), leur contribution devient destructive. Cela se caractérise alors par la déformation du diagramme de rayonnement de l'antenne, avec l'apparition d'ondulations périodiques (figure 3.52). L'ouverture du lobe principal devient plus importante : la Directivité diminue, tout comme le Gain, ce qui fait d'une antenne à grand plan de masse plan une antenne non candidate pour les stations de base urbaines sectorielles.



Figure 3.50 – Influence de la dimension du plan de masse sur le Gain de l'antenne patch présentée précédemment.

Pour utiliser un substrat plus grand, il est nécessaire de concevoir des discontinuités pour forcer le rayonnement des ondes de surface au plus près de l'antenne, sans toutefois compromettre son adaptation en impédance. C'est précisément le rôle



Figure 3.51 – Mécanisme de rayonnement des ondes de surfaces au sein du substrat d'une antenne patch [181].



Figure 3.52 – Influence de la dimension du plan de masse sur le rayonnement avant de l'antenne patch présentée précédemment.

des matériaux à bande électromagnétique interdite (Electromagnetic Band Gap materials, ou EBG materials) [184] (figure 3.53). Le Gain peut être amélioré de 2 à 3 dB voire plus si le substrat est à fortes pertes. L'amélioration la plus importante concerne le rapport avant-arrière, où une augmentation de l'ordre de 10 dB est fréquente [184].



Figure 3.53 – Antenne entourée d'un environnement EBG pour le rayonnement des ondes de surfaces [184].

La bande interdite d'un tel matériau est liée à l'augmentation de l'impédance présentée par ce matériau. Cette propriété est également caractéristique des surfaces haute impédance (High-Impedance surfaces, ou HIS) [186], dont l'implémentation la plus courante reste la surface quart d'onde corruguée, déjà mentionnée en 1954 pour l'amélioration des performances des antennes cornets [186] (figure 3.54). Pour un parallélépipède conducteur de longueur L dont une extrémité à L=0 est connectée à une surface d'impédance nulle, l'autre extrémité, à L= $\lambda/4$ , présentera une impédance élevée à la fréquence déterminée par  $\lambda$ . Il reste ensuite à optimiser les performances générales d'une surface composée de plusieurs de ces parallélépipèdes [160].



Figure 3.54 – Surface haute impédance réalisée par corrugation [185].

D'une manière générale, l'augmentation du Gain unitaire d'une antenne par la modification du plan de masse nécessite que ce dernier ne soit pas plan : antennes

paraboliques, dont le Gain peut dépasser 30 dBi, ou plus généralement un plan de masse courbé/replié. Toutes ces propriétés sont néanmoins obtenues sur des bandes de fréquences limitées, avec une bande passante empirique de l'ordre de 25%, la valeur exacte dépend de l'environnement d'utilisation. De plus, le besoin de réaliser des matériaux conducteurs optiquement transparents limite *a priori* le choix de la géométrie des plans de masse à des formes planaires.

La figure 3.55 illustre l'évolution du rapport avant-arrière de l'antenne patch simulée en fonction de la largeur du plan de masse. Une attention particulière doit être portée à la dimension du plan de masse pour maîtriser la largeur du lobe principal (65° pour -3 dB, et à environ 120° pour -10 dB pour la réalisation d'antennes pour stations de base).



Figure 3.55 – Influence de la dimension du plan de masse sur le rayonnement arrière de l'antenne patch présentée précédemment.

#### 3.3.3.2 L'effet radôme

La dernière méthode présentée pour augmenter le Gain unitaire consiste à exploiter un mécanisme *a priori* découvert dans les années 1980 [188] [187], parfois appelé "l'effet radôme". Il s'agit d'exploiter la résonance entre le substrat supportant l'antenne patch et un ou plusieurs superstrats : cette solution est d'autant plus intéressante qu'au moins un superstrat peut être nécessaire pour protéger l'antenne patch de son environnement. Les conditions pour maximiser le Gain sont :

- D'utiliser un substrat d'épaisseur  $\lambda/4$  ou  $\lambda/2$ , et des superstrats d'épaisseur  $\lambda/4$
- D'alterner des substrats diélectriques ( $\varepsilon_r$  élevé) et magnétiques ( $\mu_r$  élevé)

Si les conditions sont réunies, les résonances obtenues peuvent en théorie mener à une augmentation du Gain pouvant aller jusqu'à 60 dB [188] [187], grâce à l'augmentation de la Directivité. Ces performances sont conditionnées à l'obtention de matériaux avec des tangentes de pertes diélectriques et magnétiques très faibles. La transparence optique ne semble pas problématique car il semble possible de réaliser des substrats magnétiques optiquement transparents en mélangeant des cristaux magnétiques avec un polymère [189].

En pratique, l'augmentation du Gain unitaire peut être assurée en utilisant seulement un ou plusieurs substrats diélectriques. La figure 3.56 illustre l'influence de la présence d'un superstrat ( $\varepsilon_r = 4.7$ , tan $\delta = 0.007$ ) sur le Gain de l'antenne patch présentée précédemment. Des substrats très épais permettent d'obtenir une augmentation importante de Gain avec un faible facteur de forme, mais cette configuration est très sensible aux tolérances mécaniques. Des substrats plus fins permettent une hausse de Gain modérée. La hausse du Gain est supérieure à 2 dB avec le superstrat choisi, de même surface que le substrat (13x13 cm<sup>2</sup>), avec une épaisseur de 7 mm, et placé à une distance de 10 mm du substrat. Le Gain résultant de 8 dBi rend l'antenne patch candidate pour une utilisation au sein d'une antenne de station de base urbaine.



Figure 3.56 – Influence de la présence d'un superstrat ( $\varepsilon_r = 4.7$ , tan $\delta = 0.007$ ) sur le Gain de l'antenne patch présentée précédemment, en fonction de son épaisseur et de sa distance par rapport au substrat.

On peut s'interroger sur la plage fréquentielle d'utilisation de l'effet radôme. En effet, tout mécanisme de résonance, qu'il soit mécanique ou électrique, est généralement exploitable sur une bande de fréquence réduite. Dans le cas présenté ici, la hausse de 2 dB est constatée en simulation entre 1.5 GHz et 2.5 GHz, soit une bande passante relative de 50%, ce qui convient à notre besoin.

Enfin, l'ajout du superstrat à une distance de 10 mm du substrat n'a pas eu d'impact substantiel sur la valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne.

#### 3.3.3.3 Synthèse sur l'augmentation du Gain unitaire

Toutes les méthodes présentées pour l'amélioration du Gain d'une antenne patch pourraient être utilisées pour la réalisation d'antennes optiquement transparentes. Certaines sont néanmoins plus simples à utiliser que d'autres dans ce cadre. L'ajout d'un radôme en verre, ou en un autre matériau transparent à forte permittivité diélectrique, semble pertinent, car il contribue aussi à la protection mécanique de l'antenne. L'antenne patch telle qu'elle a été présentée souffre toujours d'une bande passante très réduite, inférieure à 10%, ce qui reste en deçà des 20% requis par une antenne de station de base. La section suivante présente donc des solutions techniques permettant d'atteindre de telles bandes passantes.

# 3.3.4 Élargissement de la bande passante

Les antennes pour stations de base contiennent des éléments rayonnants pouvant proposer une bande passante supérieure à 20%, avec des pertes de retour supérieures à 15 dB, et des Gains unitaires de l'ordre de 8 dBi. Les principales méthodes, et probablement les seules, permettant de parvenir à de tels résultats sont :

- L'utilisation de l'air comme diélectrique
- Le couplage entre plusieurs éléments résonants

#### 3.3.4.1 L'utilisation de l'air comme diélectrique

Introduire une plus grande proportion d'air entre le plan de masse et le patch permet d'accroître la bande passante de manière non négligeable, en plus d'augmenter l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Une telle technique permet, à elle seule, d'obtenir des bandes passantes de 25%, voire plus [190]. Dans le cas d'une alimentation coaxiale, il reste cependant nécessaire de compenser l'inductance présentée par l'âme du câble d'alimentation. Pour ce faire, une solution peut être de graver des fentes dans le plan de masse [191, 192]. Une autre solution est d'utiliser des éléments, voire une alimentation, capacitifs [193, 194]. L'alimentation capacitive présente un certain intérêt ici, car elle peut être utilisée quel que soit le type de réseau d'alimentation utilisé (planaire ou coaxial).

#### 3.3.4.2 Le couplage entre plusieurs éléments résonants

En alternative ou en complément de l'utilisation de l'air, des éléments résonant dits "parasites" peuvent être placés à proximité du patch principal. La proximité est telle que des couplages existent, ce qui permet d'élargir la bande passante lorsque les fréquences de résonance des éléments parasites sont légèrement différentes de la fréquence de résonance du patch principal. La figure 3.57 illustre le principe de l'élargissement de la bande passante pour le cas d'un patch résonant à la fréquence  $f_1$  (respectivement  $f_2$ ) couplé à un élément résonant à la fréquence  $f_2$  (respectivement  $f_1$ ) : le Taux d'Ondes Stationnaires résultant est plus faible sur une gamme de fréquences élargie.



Figure 3.57 – Elargissement de la bande passante d'une antenne par l'utilisation de plusieurs éléments résonants (a) bande étroite ou (b) large bande [195].

Les éléments résonants peuvent être répartis sur un même plan (figure 3.58), au détriment de la surface occupée et de la difficulté d'alimenter l'ensemble directement par ligne microruban. Les éléments peuvent également être superposés (figure 3.59), ce qui s'avère intéressant lorsque des superstrats sont déjà présents. Cette solution peut être envisagée dans la mesure où il est déjà nécessaire de prévoir l'ajout de superstrats pour l'augmentation du Gain. Ce dernier agencement permet d'obtenir une bande passante plus importante, de par la présence d'une importante proportion d'air. En conséquence, on peut s'attendre à des bandes passantes supérieures à 25% ce qui est convenable pour notre besoin.

Enfin, en plus de bénéficier de l'augmentation du Gain grâce à l'effet radôme, la superposition d'un ou de plusieurs éléments résonants permet également d'augmenter le Gain unitaire de l'antenne [196]. Pour reprendre l'exemple de l'antenne patch + superstrat présentée précédemment, le Gain maximal obtenu avec l'ajout d'un patch de 3x3 cm<sup>2</sup>, sur la face inférieure du superstrat, atteint 9 dBi, et dépasse 8 dBi sur une bande passante de 27 %, ce qui est très encourageant pour la suite des travaux.

#### 3.3.4.3 Synthèse sur l'élargissement de la bande passante

Les techniques d'élargissement de la bande passante ont été présentées succinctement mais certaines d'entre elles seront mises en œuvre au sein des travaux de thèse. Afin d'élargir la bande passante d'une antenne patch, nous exploiterons la présence du radôme pour y intégrer un premier patch résonant, au dessus du patch principal. Si nécessaire, un deuxième patch résonant pourra être intégré.

Toutefois, les techniques d'augmentation de la bande passante ont pour inconvénient d'augmenter le niveau de composante croisée rayonnée par l'antenne, entraînant une dégradation de la discrimination de polarisation (section 3.1.2.5) [195]. Pour rappel, il est nécessaire de proposer une antenne pour station de base compacte, mais aussi sensible à deux polarisations orthogonales. La section suivante présente donc des solutions pour permettre le contrôle de la polarisation d'une antenne patch.



Figure 3.58 – Augmentation de la bande passante par une répartition planaire de plusieurs éléments résonants [195].



Figure 3.59 – Augmentation de la bande passante par superposition de plusieurs éléments résonants (a) sans ou (b) avec protection mécanique [195].

## 3.3.5 Contrôle de la polarisation

Dans le contexte des antennes pour stations de base, l'objectif du contrôle de la polarisation est de pouvoir proposer des éléments rayonnants sensibles à plusieurs polarisations, à raison d'un port d'alimentation par polarisation, avec un découplage idéalement infini entre ces ports d'alimentation. Ce découplage se traduit à la fois en champ proche avec les paramètres S, et en champ lointain avec la discrimination de polarisation (section 3.1.2.5).

Les antennes pour stations de base à double polarisation telles que celle présentée en figure 3.16 ont pour caractéristique de proposer des performances identiques quelle que soit la polarisation sollicitée, ce qui se caractérise par un Gain Tracking très faible (tableau 3.1). Ces caractéristiques ne peuvent s'obtenir que par des symétries géométriques au sein de l'antenne.

Par conséquent, la première modification que doit subir l'antenne patch est le changement de la géométrie du patch, qui devient carré voire rond, la première géométrie est privilégiée car elle est la plus simple à réaliser d'un point de vue mécanique.

Ensuite, le réseau d'alimentation doit s'adapter à la double polarisation (Isolation ( $S_{21}$ ) > 30 dB entre les ports d'alimentation 1 et 2, voir tableau 3.1) et respecter les contraintes de fabrication d'une antenne transparente (utilisation d'une technologie planaire, en particulier l'alimentation par ligne microruban), les contraintes sur le Gain (de l'ordre de 8 dBi), et la bande passante (bande passante supérieure à 20% par utilisation de l'air et d'éléments résonants supplémentaires).

De telles contraintes, en particulier l'isolation entre les accès en technologie planaire, ne peuvent être respectées que par une seule architecture d'antenne : les antennes patch superposées et couplées par ouverture. Cependant, il est à noter que les travaux de thèse illustreront aussi des antennes dont l'architecture est différente. Cette architecture, proposée sous contrainte industrielle, ne sera pas mentionnée dans cet état de l'art, car les performances proposées en isolation sont insuffisantes.

Le principe de l'antenne patch couplée par ouverture (Aperture-Coupled Patch Antenna) a été proposée pour la première fois par D. M. Pozar en 1985 [197]. Le principe, illustré en figure 3.60, consiste à séparer la ligne d'alimentation du patch, par l'intermédiaire du plan de masse. Les avantages de cette méthode d'alimentation sont multiples :

- L'antenne nécessitant 2 substrats, il est possible d'optimiser les paramètres électriques du substrat d'alimentation ( $\varepsilon_r$  élevé) et du substrat maintenant le patch ( $\varepsilon_r$  faible).
- Le plan de masse permet d'isoler le rayonnement parasite de la ligne microruban du rayonnement utile du patch. On peut idéalement atteindre un niveau composante croisée (XPol) nul dans les plans E et H [198], à condition

d'utiliser un substrat à haute permittivité (de l'ordre de 10) pour les lignes microrubans.

 L'espace est optimisé pour augmenter d'une part la densité d'intégration du réseau d'alimentation, et d'autre part la densité d'intégration des éléments rayonnants, ce qui permet d'envisager des éléments rayonnants à la fois fiables et performants.



Figure 3.60 – Principe de fonctionnement d'une antenne patch couplée par ouverture [197].

La communauté scientifique a rapidement contribué, et contribue encore, à l'amélioration des performances de cette structure d'antenne. En 1986, un modèle analytique de la structure est établi en remplaçant la fente circulaire par une fente rectangulaire [199] (figure 3.61), ce changement de géométrie a sans doute contribué à simplifier la démarche calculatoire présentée dans l'article. La principale conclusion de cette étude est que la fente rectangulaire doit être idéalement centrée par rapport au patch, et que le couplage avec le patch s'ajuste principalement avec la largeur de la fente, la longueur de la fente étant négligeable. Enfin, la ligne microruban s'arrête généralement au-delà de la fente (la longueur  $\lambda/4$  est souvent mentionnée mais elle n'est pas systématique) pour compenser la réactance présentée par la fente.

Le niveau de couplage s'observe facilement sur l'abaque de Smith (figure 3.62). Il est proportionnel à la largeur de la "boucle" observée sur l'abaque de Smith. En considérant l'exemple illustré, pour une impédance caractéristique de référence  $Z_0$  et une adaptation voulue sur  $Z_0$ , une longueur de fente de 14 mm entraîne un couplage trop important, une longueur de fente de 9 mm ne permet pas un couplage suffisant, tandis qu'une longueur de fente de 12 mm permet d'obtenir un bon compromis pour réaliser une adaptation d'impédance pour VSWR < 2 :1. Cependant, la

bande passante résultante reste très faible, inférieure à 2%.



Figure 3.61 – Antenne patch couplée par une fente rectangulaire [199].



Figure 3.62 – Niveau de couplage entre ligne et patch d'une antenne couplée par ouverture rectangulaire, en fonction de la largeur de l'ouverture [199].

L'élargissement de la bande passante ne semblait pas encore être une priorité pour les chercheurs de l'université d'Amherst, Massachussetts, puisque l'amélioration suivante, présentée en 1987, a concerné la capacité à appréhender deux polarisations orthogonales [200]. Pour ce faire, deux fentes rectangulaires partagent la même antenne, comme illustré en figure 3.63. Cet agencement des fentes rectangulaires est souvent caractérisé "d'agencement en L". Un tel agencement ne permet pas d'arriver à une isolation suffisante, cette dernière atteignant au mieux 18 dB, et uniquement aux fréquences proches de la résonance du patch.



Figure 3.63 – Antenne double polarisation couplée par des ouvertures placées en "L" [200].

A la même période, une équipe de la Ford Aerospace Corporation breveta 2 architectures avancées, désormais omniprésentes dans la littérature scientifique et dans l'industrie lorsqu'il s'agit de réaliser des antennes planaires large-bande doublement polarisées. La première architecture [201], illustrée en figure 3.64 combine les avantages de l'invention de Pozar et les avantages de la superposition de plusieurs éléments résonants, déjà connus à l'époque pour élargir la bande passante [202].

Quelques semaines plus tard, la même équipe dépose une variante doublement polarisée de l'antenne large bande couplée par ouverture, illustrée en figure 3.65[203]. La démarche utilisée pour l'implémentation de la double polarisation est différente de celle présentée précédemment : la symétrie est privilégiée, en utilisant un couplage parallèle au plan E, et un couplage parallèle au plan H, par l'intermédiaire de 2 fentes rectangulaires croisées. Puisqu'il n'est plus possible d'exciter chaque fente au centre, chaque ligne microruban est excentrée. Cependant, utiliser une seule ligne microruban décalée entraine une dissymétrie de l'alimentation, ce qui créé des cou-



Figure 3.64 – Antenne couplée par ouverture large-bande par superposition d'éléments résonants [201].

rants asymétriques circulant sur éléments conducteurs, donc une augmentation du niveau de composante croisée. Une alimentation en "fourche" (fork-fed) est donc utilisée, ce qui contraint la plus simple des réalisations à utiliser un pont métallique pour éviter la connexion électrique directe entre les deux réseaux d'alimentation. L'élément illustré en figure 3.17 utilise cette architecture.

L'utilisation de ce pont métallique semble constituer le seul inconvénient de cette architecture, qui propose des performances encore inédites à l'époque : une bande passante supérieure à 20% (VSWR < 2 :1), et surtout une isolation entre les voies au moins égale à 25 dB, grâce au principe consistant à placer les points de couplage le long des 2 plans principaux de l'antenne (plan E et plan H). En effet, il devient difficile à ces emplacements d'avoir un couplage entre les courants induits par une fente vers l'autre fente, contrairement à l'agencement en "L" décrit précédemment.



Figure 3.65 – Antenne couplée par ouverture large-bande doublement polarisée [203].

La stratégie de placement des points de couplage le long des plans E et H permet d'envisager d'autres configurations, en particulier celles ne nécessitant pas l'utilisation d'un pont métallique, ce qui est intéressant dans le cadre de la réalisation d'antennes optiquement transparentes. Il est nécessaire, dans un premier temps, de réduire la taille des fentes, afin de bénéficier d'une plus grande marge de manœuvre pour leur placement. Réduire la taille des fentes nécessite de modifier leur géométrie afin de proposer le même niveau de couplage d'une grande fente rectangulaire. Pozar propose une fente en "H" illustrée en figure 3.66 [204]. Pour une longueur *L* donnée, la distribution des champs sur la largeur de la fente est un peu plus uniforme pour une fente H que pour une fente rectangulaire. Ce comportement est réciproque, dans le sens du principe de Babinet étendu [160], de celui d'un dipôle/monopole à toit capacitif (Capacitive / Top-Loaded Antenna ), étudié pour la première fois dans les années 60 [205], et illustré en figure 3.67. Le chargement capacitif modifie la distribution des courants le long du dipôle, ce qui est analogue à la modification de la distribution des champs illustrée en figure 3.66. Pour le dipôle, ou le monopôle, ce changement de distribution de courant augmente la résistance de rayonnement de l'antenne, donc son Gain.

Les fentes en H étant plus compactes que les fentes rectangulaires pour un même niveau de couplage, il devient possible de les placer parallèlement aux plans E et H sans aucun contact entre elles, comme illustré en figure 3.68. Les performances de cette antenne sont présentées en figure 3.69.

Les 2 voies présentent une bande passante supérieure à 20% (pour VSWR < 2 :1 ou S<sub>11</sub> < -10 dB), avec une isolation supérieure à 36 dB dans cette bande passante. Pour chaque voie la discrimination de polarisation est supérieure à 20 dB au maximum de rayonnement, et semble supérieure à 10 dB pour la gamme d'angle [-60°; +60°]. Malgré un rapport avant-arrière juste supérieur à 20 dB, cette architecture d'antenne est candidate pour la réalisation d'antennes optiquement transparentes pour stations de base, puisqu'elle permet de bénéficier d'une bonne isolation entre les voies, d'une bande passante élargie, tout en évitant la soudure de composants opaques au milieu des substrats optiquement transparents. L'amélioration du rapport avant-arrière pourra être envisagée via la mise en œuvre d'une des solutions présentées dans la section 3.3.3.

#### 3.3.5.1 Synthèse sur le contrôle de la polarisation

Seules les architectures couplées par ouverture peuvent répondre à notre besoin. Le croisement des ouvertures ne peut pas être envisagé car cela nécessite d'utiliser un pont métallique à souder au milieu des substrats optiquement transparents. Une solution consiste à modifier la géométrie des ouvertures, pour les rendre plus compactes, et de placer ces ouvertures respectivement dans les plans E et H, afin de bénéficier d'une bonne isolation entre les voies. De la même manière que pour une antenne patch classique, il faudra s'attendre à une dégradation de la discrimination de polarisation hors des plans principaux (E et H).



Figure 3.66 – Comparaison entre une fente rectangulaire et une fente H de même longueur *L* : (a) géométrie, (b) distribution des champs sur la largeur de la fente, (c) niveaux de couplage obtenus sur une même antenne [204].



Figure 3.67 – Antennes à toits capacitifs, constituant la réciproque, selon le principe de Babinet, des fentes en H : (a) monopôle à toit capacitif [205], (b) dipôle à toit capacitif [206].



Figure 3.68 – Antenne large bande, doublement polarisée couplée par des fentes en H : (a) vue du réseau d'alimentation, (b) vue en coupe de l'antenne [207].



Figure 3.69 – Performances de l'antenne présentée en figure 3.68 : (a) Bande Passante de chaque voie, (b) Isolation entre voies, Diagramme de rayonnement dans les plans (c) E et (d) H. [207].

## 3.3.6 Conclusion sur les antennes en technologie microruban

Les antennes microrubans, au travers de l'exemple de l'antenne patch, peuvent à la fois répondre aux contraintes de réalisation de conducteurs optiquement transparents et aux contraintes de performances radioélectriques. Des formules de dimensionnement des lignes microrubans et d'une antenne patch rectangulaire ont été présentées et vérifiées au travers d'exemples concrets. Ces exemples ont également permis d'estimer les performances liées à l'utilisation d'une ligne microruban optiquement transparente sur un substrat optiquement transparent. Ces prédictions sont suffisamment encourageantes pour choisir la ligne microruban comme architecture de ligne de transmission. Des techniques d'amélioration des performances d'une antenne patch ont été présentées, elles permettent d'aboutir à une architecture planaire candidate pour nos antennes : celle des antennes patch superposées couplées par deux ouvertures isolées, qui répondent aux contraintes suivantes :

- Utilisation de substrats planaires pour le dépôt du matériau conducteur optiquement transparent
- Utilisation de patchs superposés pour l'élargissement de la bande passante (> 20%), et l'augmentation du Gain, cette dernière étant également réalisée via les superstrats supports, pour un Gain > 8dBi.
- Couplage par ouverture pour permettre l'utilisation de deux polarisations, à raison d'une polarisation par voie, avec une isolation importante entre les voies (> 25 dB) et une bonne discrimination de polarisation dans les plans

principaux (10 dB pour la gamme d'angle [-60°; +60°])

Par conséquent, cette architecture d'antenne sera utilisée pour la réalisation d'une partie des travaux de thèse.

L'architecture retenue semble convenir pour l'appréhension des fréquences inférieures à 3000 MHz, avec une bande passante de 30% par élément unitaire. Toutefois, il existe d'autres architectures antennaires, quasi-planaires, pouvant être présentées succinctement pour leurs performances potentielles pour des fréquences supérieures à 3000 MHz. Les architectures alternatives présentées par la suite sont les antennes à résonateurs diélectriques et les antennes lentilles.

# **3.4** Architectures d'antennes alternatives

La section précédente a permis d'aboutir à un choix d'architecture d'antenne compatible avec nos besoins en termes de transparence optique et de performances radioélectriques. D'autres architectures pourraient être candidates, en particulier pour des fréquences supérieures à quelques GHz : il s'agit des antennes à résonateurs diélectriques et des antennes lentilles.

#### 3.4.1 Les antennes à résonateurs diélectriques

Le principe de fonctionnement d'une antenne à résonateur diélectrique repose sur l'existence d'une cavité résonante délimitée par des parois "magnétiques" (Perfect Magnetic Conductors) (figure 3.70). L'impédance présentée et les performances en rayonnement dépendent de la géométrie du matériau diélectrique (cylindrique, hémisphérique, rectangulaire, ...).

Une telle cavité ne peut s'obtenir qu'avec des diélectriques de permittivités élevées, mais tout réside sur la signification du mot "élevé". Selon [209] une permittivité minimale de 6 semble nécessaire, et dans [210], l'auteur mentionne une liste de matériaux candidats, dont un de permittivité de 3. L'utilisation du verre semble donc envisageable.

Les techniques d'améliorations de performances présentées dans les sections précédentes peuvent aussi être utilisées sur des antennes à résonateur diélectrique (antennes à résonateur diélectrique couplées par ouverture [211, 212, 213] des antennes à résonateur diélectrique superposées [214, 215, 216], ...).

Cependant, ces antennes ne semblent pas recommandées pour des fréquences trop basses. Une étude recensée dans l'ouvrage de K.-M. Luk [210] mentionne une fréquence de fonctionnement de 1.8 GHz [217], ce qui semble être la fréquence la plus faible enregistrée dans l'état de l'art. Toutes les autres études référencées dans l'ouvrage ont été réalisées à des fréquences plus élevées, souvent autour de 15 GHz, et jusqu'à 40 GHz [218].



Figure 3.70 – Géométrie d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique [208].

En dessous de quelques GHz, la technologie planaire propose de bonnes performances et une intégration mécanique simple. Au-delà de ces fréquences, dans les limites liées à la réalisation mécanique, les antennes à résonateurs diélectriques restent de bons candidats à la réalisation d'antennes optiquement transparentes, tant que les tolérances d'usinage permettent une précision suffisante dans la réalisation. A plus haute fréquence (vers 15 GHz) les antennes lentilles, présentées ci-après, semblent prendre le relais technologique, car elles deviennent peu encombrantes (avec toutefois un volume suffisant pour envisager une réalisation simple) et présentent de bonnes performances radioélectriques.

#### 3.4.2 Les antennes lentilles diélectriques

Une antenne lentille est généralement utilisée pour remettre en phase des ondes rayonnées par une source, ou en provenance d'une antenne [219]. Comme illustré en figure 3.71, la correction de phase est un moyen de convertir une onde sphérique en une onde plane, et vice-versa, ce qui permet entre autres d'améliorer la Directivité de l'antenne. Par exemple [220], une antenne patch adaptée à 29 GHz, de Gain unitaire 6 dBi, illuminant une lentille permet d'obtenir un élément rayonnant dont le Gain est de 19 dBi, avec une efficacité supérieure à 60%.



Figure 3.71 – Principe d'une antenne lentille [219].

Toutefois, les dimensions de la lentille et sa distance par rapport à la source ou au récepteur, doivent être très supérieures à la longueur d'onde. En reprenant l'exemple cité, la lentille a un volume d'environ  $4\lambda_0 \ge 4\lambda_0^2$ . Par homothétie, dans le cas d'une application aux antennes de station de base dans les réseaux de téléphonie mobile, la lentille devrait occuper une largeur et une profondeur d'environ 70 cm pour fonctionner autour de 1.7 GHz, un tel facteur de forme n'est pas acceptable dans ce contexte. Utiliser des matériaux à haute permittivité et/ou perméabilité pour réduire le volume va se faire au détriment du poids et du coût. Dans ce cas, réduire le volume revient à changer de principe de fonctionnement, et à revenir sur le principe d'une antenne à résonateur diélectrique.

La figure 3.72 est un exemple d'antenne lentille [220]. Un autre inconvénient de cette structure est l'existence d'une mécanique imposante qui ne peut pas être remplacée par des solutions à base de verre technologique (trop fragile, trop coûteux), ni d'autres matériaux transparents plastiques car ceux-ci supportent difficilement les températures nécessaires au processus de métallisation.



Figure 3.72 – Aspect visuel de l'antenne lentille fonctionnant à 29 GHz [220].

Toutefois, il semblerait possible d'arriver à un résultat esthétiquement surpre-

nant, sans utiliser le moindre matériau conducteur, grâce à l'utilisation des guides d'ondes diélectriques [223, 224, 225].

La figure 3.73 illustre les caractéristiques géométrique et électrique d'un guide d'onde conçu puis réalisé dans la bande 10.5-19 GHz, et la figure 3.74 présente les résultats obtenus, qui sont très encourageants compte tenu de la présence des discontinuités. La permittivité du diélectrique est de 10, nous verrons par la suite que des matériaux optiquement transparents proposent une permittivité du même ordre de grandeur.



Figure 3.73 – Caractéristiques géométrique et électrique du guide d'onde diélectrique conçu dans la bande 10.5-19 GHz [225].

Les guides d'ondes diélectriques sont donc pressentis pour se substituer aux lignes de transmission planaires dès lors que la réalisation de ces dernières devient difficile et/ou très coûteuse.

# 3.4.3 Conclusion sur la "faisabilité fréquentielle"

Des architectures antennaires alternatives ont été présentées en réponse à d'éventuels besoins de réalisation d'antennes optiquement transparentes à des fréquences typiquement supérieures à quelques GHz. Au fur et à mesure que la fréquence de fonctionnement augmente, les solutions technologiques changent. Entre quelques GHz et 20 GHz, les antennes à résonateurs diélectriques sont privilégiées. Pour des fréquences supérieures, les antennes lentilles diélectriques semblent de meilleurs candidats.



Figure 3.74 – Pertes d'insertion mesurées pour le guide d'onde diélectrique conçu dans la bande 10.5-19 GHz [225].

La problématique du réseau d'alimentation a aussi été évoquée. Dès lors que la réalisation des lignes de transmission planaires optiquement transparentes devient compliquée et/ou coûteuse, il est proposé d'étudier le principe des guides d'ondes diélectriques optiquement transparents.

Les trois technologies présentées (antennes micro-ruban, antennes à résonateurs diélectriques, antennes lentilles diélectriques) permettent d'envisager la réalisation d'antennes optiquement transparentes à coût optimal à partir de la bande HF (3-30 MHz, sous réserve de place pour l'intégration) jusqu'au proche infrarouge (fréquences de l'ordre du THz, sous réserve de proposer un environnement mécanique optiquement transparent). A l'exception des antennes lentilles diélectriques, les technologies d'antennes présentées proposent des Gains unitaires limités à 8 dBi. Les antennes panneaux pour stations de base nécessitent un Gain bien plus élevé, que seule une mise en réseau d'antennes peut permettre.

La section suivante est consacrée à la présentation des productions scientifiques les plus pertinentes sur les antennes optiquement transparentes à rayonnement directif, qui correspondent à notre besoin. Les premiers travaux référencés datent de 1991, les derniers travaux datent de 2012, après quoi les travaux de thèse, présentés dans les chapitres suivants, ont été concrétisés et protégés.

# 3.5 Antennes transparentes directives publiées dans l'état de l'art

Un certain nombre de travaux constituent le préalable aux travaux de thèse faisant l'objet de ce mémoire. Cette section présente les productions scientifiques qui semblent les plus pertinentes sur les antennes optiquement transparentes à rayonnement directif, qui correspondent à notre besoin.

## 3.5.1 Wu et Ito (1991 & 1992)

En 1991, Wu et Ito [226] présentent une antenne microruban maillée alimentée par une sonde coaxiale. Le patch et le plan réflecteur sont tous les deux maillés et disposés entre trois substrats transparents acryliques (figure 3.75), chacun de permittivité relative égale à 2.6, et de dimensions 200 mm x 300 mm x 2 mm. Les conducteurs réalisant le maillage ont une section de 100  $\mu$ m x 200  $\mu$ m.



Figure 3.75 – Antenne microruban entièrement maillée, alimentée par une sonde coaxiale [226].

Une étude paramétrique sur le pas du maillage est réalisée autour de la fréquence de 1 GHz. Les conclusions extraites de cet article indiquent qu'un maillage large favorise la transparente optique (75% pour un pas de maillage 6 mm), ainsi que l'élargissement de la bande passante (6% contre 1% pour une structure opaque (VSWR < 2 :1)). En contrepartie, le Gain est dégradé, 5 dBi pour un pas de maillage de 1 mm contre un gain de 8 dBi en absence de maillage, ainsi que le rapport avantarrière (baisse de 5 dB pour un espacement de 1 mm).

En 1992, Wu et Ito [227] proposent une antenne microruban alimentée par une ligne de transmission planaire, tous les éléments planaires (antenne, ligne, plan de masse) sont maillés. Les conducteurs élémentaires ont une section identique à ceux mentionnés dans l'article précédent (100  $\mu$ m x 200  $\mu$ m) et sont espacés périodiquement de 5 mm (figure 3.76). Le substrat support utilisé est du verre de permittivité relative 8.7, et de dimensions 200 mm x 300 mm x 5 mm. La bande passante obtenue pour un VSWR < 2 :1 est de 1.5%, centrée sur 925 MHz, plus faible que la bande passante obtenue précédemment, sans doute à cause du choix d'une alimentation différente. Le Gain ne dépasse pas 5 dBi (2.5 dBd), identique à celui obtenu dans la précédente publication [226].



Figure 3.76 – Antenne microruban et sa ligne d'alimentation, maillées sur un substrat en verre [227].

#### **3.5.2** Turpin et Baktur (2008 & 2009)

En 2008, Turpin et Baktur [108] présentent l'analyse théorique d'une antenne patch rectangulaire maillée alimentée par sonde coaxiale (figure 3.77). Le substrat utilisé pour la modélisation, non illustré par les auteurs, a une épaisseur de 1.588 mm, et une permittivité de 2.2. L'influence de la transparence optique du patch sur la fréquence de résonance, le Gain, la bande passante, et l'efficacité de rayonnement est analysée. Les résultats (figure 3.78) confirment qu'une amélioration de la transparence du matériau conducteur de l'antenne dégrade ses performances, y compris la bande passante. Les auteurs réussissent malgré tout à optimiser les performances globales de l'antenne patch, en modifiant la largeur q des fils constituant la grille, et en déplaçant le point d'alimentation.



Figure 3.77 – Antenne patch rectangulaire maillé, alimenté par sonde coaxiale [108].



Figure 3.78 – Influence de la transparence optique d'une antenne patch : (a) sur la fréquence de résonance, (b) sur la bande passante, (c) sur l'efficacité de rayonnement, (d) sur le Gain [108].

On retrouve au sein de cette étude le compromis systématique à réaliser entre performances radioélectriques de l'antenne et transparence optique. Le paramètre le plus influent dans cette optimisation est la largeur des conducteurs : Des conducteurs plus fins améliorent les performances, notamment le Gain. Les meilleures performances obtenues sont celles d'une antenne patch possédant une transparence optique de 60% et un Gain de 7.1 dBi, alors que l'antenne de référence opaque (patch non maillé) présente un Gain de 7.7 dBi.

En 2009, Turpin et Baktur proposent une application innovante pour les antennes maillées, en les intégrant sur des cellules photovoltaïques [228] (3.79). Une transparence de l'antenne de 90% est nécessaire pour assurer la fonction photovoltaïque. Les performances électriques et optiques, sont identiques à celles présentées précédemment, avec le même compromis.



Figure 3.79 – Intégration d'antennes maillées sur des cellules photovoltaïques [228].

# 3.5.3 Hautcoeur, Himdi, Colombel et Motta Cruz (2010)

Hautcoeur, Himdi, Colombel et Motta Cruz [1] ont proposé deux antennes élémentaires utilisant un matériau conducteur en couche épaisse maillé réalisé par les mêmes auteurs [117]. A la différence des antennes précédentes, les lignes de transmission choisies reposent sur une superposition air-verre, dans laquelle la présence de l'air, diélectrique faibles pertes, peut contribuer à améliorer l'efficacité énergétique des antennes. L'apport de ces travaux a été de valider l'utilisation du matériau conducteur optiquement transparent pour la conception d'un réseau d'antennes.



Figure 3.80 – Vue en coupe du doublet replié symétrique transparent [1].

La première antenne réalisée est inspirée d'un doublet replié symétrique intégré dans un plan de masse [229, 230, 231]. La figure 3.80 présente une vue en coupe de l'élément. L'antenne est composée de 3 substrats de verre Corning 1737, chacun d'épaisseur 1.1 mm, épaisseur maximale pouvant être choisie avec ce substrat. Ce choix d'épaisseur répond au besoin de maximiser la résistance mécanique de l'antenne. Le verre inférieur supporte, sur toute sa face supérieure, un plan conducteur

maillé de pas de maillage 300 µm et de largeur des rubans conducteurs 10 µm. Le plan conducteur est utilisé comme plan de masse inférieur d'une ligne de transmission stripline, qui alimente l'élément rayonnant, et comme plan réflecteur pour l'élément rayonnant. Le verre intermédiaire est espacé du verre inférieur par un gap d'air fixé arbitrairement à 8 mm. Sa face supérieure accueille une ligne d'alimentation maillée de pas de maillage 90 µm et de largeur des rubans conducteurs 10 µm. Cette ligne constitue le conducteur central de la ligne stripline. Le verre supérieur est espacé du verre intermédiaire par un gap d'air, également choisi arbitrairement à 8 mm. La face inférieure de ce verre accueille l'élément rayonnant maillé et un plan de masse maillé, qui constitue le plan de masse supérieur de la ligne stripline. Le maillage utilisé sur cette couche de métallisation est de pas 300 µm, et de largeur 10 µm. Le maillage de la ligne de transmission est plus dense pour tenter de minimiser les pertes de transmission, au détriment de la transparence optique.

La figure 3.81 illustre la géométrie obtenue.



Figure 3.81 – Géométrie du doublet replié symétrique transparent [1].

Le matériau conducteur maillé a été réalisé avec une technologie microélectronique. Ce matériau, composé d'une couche "d'accroche" de Titane de 5 nm d'épaisseur et de la couche conductrice d'Argent de 6 µm d'épaisseur, a été déposé sur les substrats par pulvérisation cathodique. Un tel procédé permet d'obtenir un excellent résultat visuel (figure 3.82). Le choix du nombre de verres permet d'utiliser les deux substrats extérieurs comme radômes, pour protéger les éléments conducteurs de l'environnement extérieur.

Alors que les performances optiques sont difficilement perfectibles, il existe des



Figure 3.82 – Aspect visuel du doublet replié symétrique transparent réalisé par Hautcoeur *et al.*[1].

axes d'améliorations sur les performances antennaires. Le VSWR, présenté en figure 3.83, est satisfaisant en simulation (faite avec des conducteurs opaques pour limiter les temps de simulation), avec une bande passante de l'ordre 13% pour un VSWR < 1.5 :1, mais la mesure est éloignée de la simulation. Enfin, il apparaît de la diffraction, comme illustré en figure 3.84 pour la fréquence de 2170 MHz. Malgré les précautions prises sur les pertes des lignes de transmission (configuration stripline, avec une largeur de piste conductrice de l'ordre de 10 mm), et l'utilisation d'une quantité importante d'air comme diélectrique, le design présente une Directivité faible, donc un Gain faible, dépassant difficilement les 5 dBi.



Figure 3.83 – Taux d'ondes stationnaires proposé en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne discontinue) par le doublet replié symétrique transparent [1].

Un deuxième élément rayonnant a été proposé [1], qui est en fait une modification géométrique du doublet replié symétrique transparent, mais son développement n'a pas permis d'améliorer des performances, ni en impédance, ni en rayonnement. Les travaux de Hautcoeur ont servi de point de départ aux travaux présentés



Figure 3.84 – (a) Définition des plans V et H et (b) diagrammes de rayonnement du doublet replié symétrique transparent à la fréquence de 2170 MHz [1].

dans ce mémoire. Ils ont en majorité contribué à l'élaboration d'un nouveau matériau conducteur optiquement transparent. Les compétences acquises sont en majorité en lien avec la technologie microélectronique. La performance optique obtenue ne peut être améliorée (figure 3.82). En conséquence, les axes d'améliorations porteront plutôt sur le développement et l'industrialisation d'antennes hautes performances. Le matériau développé est performant [1], mais il est difficile de l'exploiter à l'échelle industrielle.

# **3.5.4** Fang et Leung (2012)

Pour terminer, Fang et Leung [232] présentent des travaux alliant performance et surtout esthétisme. L'antenne (3.85) a été réalisée avec du verre K-9 (verre Borosilicate probablement d'origine Chinoise, pas de référence pertinente trouvée). La bande passante de 36% pour VSWR < 2 :1 (2.48 GHz - 3.59GHz), et le Gain maximal de 5.15 dBi, ce qui est plutôt remarquable étant donné que l'antenne présente un diagramme de rayonnement propre à celui d'un monopole sur plan de masse, dont la Directivité est *de facto* moins élevée qu'une antenne patch.



Figure 3.85 – Antenne à résonateur diélectrique optiquement transparent [232].

## **3.5.5** Conclusion sur les antennes présentées

Au travers des travaux considérés comme les plus pertinents, il existe toujours un compromis entre performance optique et performance radioélectrique. Les travaux de Hautcoeur ont permis de reprendre l'état de l'art et ont montré l'intérêt de déposer, en technologie microélectronique, des matériaux conducteurs maillés sur substrats planaires, pour tenter de réduire la résistivité du matériau, donc les pertes, tout en assurant de bonnes performances optiques.

Toutefois, l'utilisation des conducteurs optiquement transparents n'est pas une solution systématique. Les antennes à résonateurs diélectriques ou les antennes lentilles, couplées à des lignes de transmission diélectriques, peuvent également être envisagées, comme présenté dans la section 3.4.

L'objectif de performance optique a été atteint par les travaux de Hautcoeur, les axes d'amélioration portent maintenant sur la proposition d'architectures antennaires avancées pour répondre au besoin d'antennes de station de base optiquement transparentes. Il s'agit donc d'assurer une certaine Directivité, des Gains unitaires proches de 8dBi, avec une bande passante supérieure à 20% pour VSWR < 1.5 :1. Les travaux de thèse suivront ces axes d'amélioration, avec éventuellement un relâchement des contraintes optiques.

Les travaux de thèse présentés par la suite se sont beaucoup appuyés sur l'utilisation d'outils de simulation électromagnétiques. Cette démarche a permis de prédire les résultats obtenus avant même la réalisation des antennes, avec, nous le verrons ultérieurement, de bonnes similitudes entre les résultats prédits et mesurés. Paradoxalement, ces outils peuvent s'avérer contre-productifs s'ils ne sont pas utilisés correctement, le rédacteur en ayant fait sa propre expérience. Il semblait donc important de consacrer une section à la présentation (succincte) des principales méthodes de résolution des problèmes électromagnétiques, afin d'orienter le choix d'une méthode en fonction des besoins.

# 3.6 Les outils de modélisation électromagnétique

Agilent ADS, AWR Microwave Office, CST Microwave Studio, FEKO, Ansys HFSS, .... Il existe beaucoup d'outils capables de résoudre un problème électromagnétique, mais ces outils n'utilisent pas tous les mêmes méthodes pour y parvenir. Diverses méthodes de résolution ont été développées pour répondre à des besoins bien identifiés et distincts. Ce chapitre est une synthèse des méthodes de résolution les plus courantes qui peuvent être utilisées dans le cadre de ces travaux de thèse et de manière plus générale pour la conception radiofréquence.

#### 3.6.1 La modélisation haut-niveau

On entend par modélisation de haut niveau la résolution analytique d'un problème, c'est-à-dire par l'utilisation d'équations. Le principal avantage de ce type de modélisation réside dans le temps de calcul, très rapide. Toutefois, une telle méthode n'est applicable que dans un périmètre bien défini (domaine de validité).

On peut prendre l'exemple du périmètre d'application des équations d'Hammerstad et Jensen (présentées en section 3.3.1.1) qui permettent d'estimer l'impédance caractéristique des lignes microrubans et dont le modèle n'est valide que pour un ratio W/H inférieur à 1000, W étant la largeur de métallisation et H l'épaisseur du substrat diélectrique. Par ailleurs, une telle méthode n'est pas applicable pour l'étude des systèmes rayonnants, dont les performances dépendent de l'environnement champ proche, parfois très complexe à modéliser de manière analytique.

La modélisation de haut niveau convient pour la conception de systèmes non rayonnants, sans prise en compte des couplages éventuels avec les systèmes voisins, et sans prise en compte de géométries atypiques.

Les outils utilisant ce type de modélisation sont par exemple ceux exploitant le langage de simulation SPICE [233] en basse fréquence, ou des outils plus performants (et coûteux) comme AWR Microwave Office [234] ou Agilent ADS [235].

Dans les configurations pour lesquelles ce type de modélisation ne suffit pas, d'autres méthodes de résolution peuvent être proposées. Leur utilisation tient compte des matériaux et de la dynamique spatio-fréquentielle de l'étude. Ces méthodes ont un point commun, elles fournissent des solutions à un problème systématiquement formulé par les équations de Maxwell.

# 3.6.2 Rappel des équations de Maxwell

Afin de pouvoir différencier les méthodes présentées par la suite, il convient de rappeler l'expression des équations de Maxwell, utilisées pour formuler tout problème d'ordre électromagnétique [238]. Lorsqu'une onde électromagnétique de pulsation  $\omega$  se propage dans un milieu défini par sa permittivité  $\varepsilon$  et sa perméabilité  $\mu$ , les relations entre le vecteur champ électrique E et le vecteur champ magnétique H constituant cette onde sont :

$$\nabla \times E = -M - j\omega\mu H$$
 Loi de Faraday (3.64)

$$\nabla \times H = J + j\omega\varepsilon E$$
 Loi d'Ampère (3.65)

$$\nabla .(\varepsilon E) = q_e \qquad \text{Loi de Gauss } E \tag{3.66}$$

$$\nabla .(\mu H) = q_m \qquad \text{Loi de Gauss } H \tag{3.67}$$

M et J sont respectivement les vecteurs densités de courant magnétiques (en V.m<sup>-2</sup>) et électriques (en A.m<sup>-2</sup>),  $q_e$  et  $q_m$  sont respectivement les charges électriques (en Coulombs, C) et magnétiques (en Weber, Wb). Bien que conservés pour la résolution des problèmes électromagnétiques, M et  $q_m$  n'existent pas en pratique.

Les opérateurs  $\nabla$ ,  $\nabla \times$  et  $\nabla$ . sont respectivement les opérateurs gradient (grad U, U est un scalaire), rotationnel (rot  $\vec{a}$ ,  $\vec{a}$  est un vecteur) et divergence (div  $\vec{a}$ ), à considérer dans le repère géométrique le plus adéquat au problème à étudier.

On rappelle également les identités relatives à ces opérateurs, portant sur un seul champ [238] :

$$\nabla . (\nabla U) = \nabla^2 U \tag{3.68}$$

$$\nabla \times (\nabla U) = \vec{0} \tag{3.69}$$

$$\nabla . (\nabla \times \vec{a}) = \vec{0} \tag{3.70}$$

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{a}) = \nabla (\nabla . \vec{a}) - \nabla^2 \vec{a}$$
(3.71)

Les équations de Maxwell peuvent également être écrites dans le domaine temporel, ce qui donne :

$$\nabla \times E = -M - \frac{\partial \mu H}{\partial t} \tag{3.72}$$

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial \varepsilon E}{\partial t}$$
(3.73)

$$\nabla .(\varepsilon E) = q_e \tag{3.74}$$

$$\nabla.(\mu H) = q_m \tag{3.75}$$

Les différentes méthodes de résolution utilisent l'une ou l'autre de ces deux représentations, avec des formulations différentes selon le besoin.
#### 3.6.3 La Méthode des Moments (MoM)

#### 3.6.3.1 Principe de la Méthode des Moments

La Méthode des Moments (Method of Moments) est utilisée pour résoudre les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel [236, 237] en formulant E à partir des équations (3.64), (3.65), (3.71) et (3.70), pour donner

$$\nabla^{2}E + k^{2}E = j\omega\mu J - \frac{1}{j\omega\varepsilon}\nabla(\nabla J)$$
(3.76)

le champ H est formulé de manière identique. Il s'agit de la formulation vectorielle de l'équation de Helmoltz scalaire [238]. Le calcul des champs E et H se fait par calcul intégral, faisant intervenir les fonctions de Green et les *Potentiels Vecteurs* électrique et magnétique [236, 237]. Une telle formulation est adaptée aux problèmes de rayonnement.

La Méthode des Moment désigne en fait une technique de résolution d'intégrale. Il s'agit d'exprimer le problème sous la forme

$$L(f) = g \tag{3.77}$$

avec L un opérateur linéaire (c'est une dérivée triple si le problème est en 3 dimensions), g connu (il s'agit du courant J, selon (3.76)), et f inconnu, qui représente le champ E ou H. Le résultat f peut être exprimé par des combinaisons linéaires de fonctions  $f_n$ , c'est-à-dire :

$$f = \sum_{n} \alpha_n f_n \tag{3.78}$$

Les fonctions  $f_n$  sont appelées *fonctions de base*, et définies sur chaque maille utilisée pour discrétiser l'antenne, comme illustré en figure 3.41. La suite de la Méthode des Moments consiste à trouver les coefficients  $\alpha_n$ .

Si l'opérateur L est linéaire, on peut donc écrire

$$L(f) = L(\sum_{n} \alpha_n f_n) = \sum_{n} \alpha_n L(f_n) = g$$
(3.79)

La suite de la résolution du problème réside dans la définition d'un produit interne  $\langle f, g \rangle$  (appelé également *moment*), et dans la définition de fonctions de tests  $w_m$ . En procédant ainsi, l'équation 3.79 est équivalente à

$$\sum_{n} \alpha_n < w_m, Lf_n > = < w_m, g >$$
(3.80)

Il existe un choix particulier pour la fonction de test : le choix  $w_m = \alpha_n$ , qui représente la *méthode de Galerkin* [236, 237]. L'équation 3.80 peut se mettre sous forme matricielle :

$$[\langle w_m, Lf_n \rangle][\alpha_n] = [L_{mn}][\alpha_n] = [\langle w_m, g \rangle] = [g_m]$$
(3.81)

Si la matrice  $[L_{mn}]$  n'est pas singulière, et que sa matrice inverse existe, ce qui nécessite une étape dite de *conditionnement* [236, 237], alors il est possible de trouver les coefficients  $[\alpha_n]$  par

$$[\alpha_n] = [L_{mn}^{-1}][g_m] \tag{3.82}$$

La Méthode des Moments exploite le théorème d'équivalence surfacique (Surface Equivalence Principle), également appelé Principe de Huygens, qui repose sur le fait que chaque point placé dans la direction du front d'onde est lui même une source rayonnante. Ainsi, cette méthode considère un problème de rayonnement comme le calcul des champs électrique et magnétique issus de l'intégration des courants J et M, non pas au sein d'un volume, mais sur une surface. Lorsqu'il s'agit d'un problème de rayonnement, les courants J et M sont déjà connus, ce sont les courants issus de l'alimentation et circulant sur la surface de antennes. Lorsqu'il s'agit d'un problème de propagation (dans le sens du terme "scattering"), les courants en surface de l'objet illuminé sont calculés à partir du champ incident, puis le nouveau champ est calculé à partir de l'intégration des courants précédemment calculés sur les surfaces de l'objet illuminé.

La résolution du problème électromagnétique repose donc sur la résolution de deux intégrales surfaciques, respectivement l'EFIE (Electric Field Integral Equation) et la MFIE (Magnetic Field Integral Equation).

#### 3.6.3.2 Avantages et limitations de la Méthode des Moments

La résolution surfacique du problème constitue à la fois un avantage et un inconvénient. Le principal avantage est que la discrétisation n'est réalisée qu'à la surface des éléments métalliques et diélectriques (différents de l'air), ce qui donne un nombre d'inconnues relativement faible, des temps de calculs courts et une consommation mémoire limitée.

L'inconvénient est qu'il devient difficile de résoudre des problèmes volumiques. Par ailleurs, alors que la seule formulation EFIE convient aux antennes exclusivement conductrices (par exemple les dipôles et les cornets), la simple présence d'un volume fermé, qu'il soit conducteur ou, plus fréquemment, diélectrique, complique le processus calculatoire (la matrice  $[L_{mn}]$  devient singulière). L'EFIE et la MFIE sont alors combinés, ce qui donne la CFIE (Combined Field Integral Equation). La présence de volumes diélectriques entraine soit l'utilisation de plans infinis (via les fonctions de Green, on parle alors de résolution en 2.5D), soit, pour des volumes finis, l'utilisation du théorème d'équivalence surfacique. Cela permet de considérer un problème surfacique, mais au prix d'approximations puisqu'aucun volume n'est discrétisé.

## **3.6.3.3** Systèmes et plages de fréquences candidats à l'étude par la Méthode des Moments

La Méthode des Moments est vivement conseillée pour l'étude d'antennes élémentaires purement métalliques, comme les dipôles et les cornets. La simulation d'antennes électriquement plus grandes (surface totale de l'ordre de  $10x10\lambda^2$  ou plus) n'est pas adaptée au sens strict. En effet, cette méthode nécessite une inversion matricielle, qui est d'autant plus gourmande en ressources que le nombre de fonctions de base (mailles) est important. Des formulations avancées de la méthode comme la MLFMM (MultiLevel Fast Multipole Method), ou l'utilisation de méthodes asymptotiques décrites ultérieurement, deviennent alors plus adéquates.

Les antennes microrubans identifiées dans l'état de l'art pour la réalisation d'antennes optiquement transparentes peuvent être étudiées avec la Méthode des Moments, d'autant plus que les substrats ont une géométrie relativement simple et homogène. En revanche, l'étude d'antennes contenant des milieux fortement hétérogènes est vivement déconseillée, à cause des limitations du théorème d'équivalence surfacique.

Par ailleurs, la Méthode des Moments étant une méthode fréquentielle, elle est mieux adaptée aux antennes fortement résonantes, et plus généralement aux études de circuits/antennes sur de faibles plages de fréquence. Une plage relative de 30% apparait comme une limite, mais elle peut être repoussée si les antennes ont des géométries simples.

#### **3.6.3.4** Outils proposant la Méthode des Moments

FEKO [239] et HFSS [240] sont les principaux outils proposant la méthode MoM. CST, référencé ultérieurement, propose la méthode MLFMM, adaptée pour de plus grandes structures (surfaces supérieures à  $10x10\lambda^2$ ) métalliques et diélectriques. ADS propose une résolution 2.5D, via l'outil Momentum, utile pour l'étude de circuits planaires, à condition que les bords du substrat réalisé soient suffisamment éloignés du circuit (approximation d'un substrat infini).

#### **3.6.4** La Méthode des Eléments Finis (FEM)

#### 3.6.4.1 Principe de la Méthode des Eléments Finis

La Méthode des Eléments Finis (Finite Element Method) [241] s'appuie sur la résolution des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Cette méthode diffère de la méthode MoM sur deux principaux aspects :

- Elle ne réalise pas d'équivalence surfacique : on peut donc appréhender des problèmes linéiques, surfaciques et volumiques (figure 3.44) sans les limitations de la méthode MoM.
- C'est une méthode de discrétisation adaptée pour résoudre les problèmes aux limites (Boundary-Value Problems). Ce type de problème est gouverné par une équation différentielle dont on cherche une solution, sachant que des valeurs sont imposées à certaines limites du domaine de résolution. L'équation (3.76) s'inscrit dans le contexte, et peut être résolue par la méthode variationnelle de Ritz, ou la méthode de Galerkin [241].

La formulation générale des problèmes FEM n'est pas proposé ici, car elle demande beaucoup de temps et d'équations en comparaison de la méthode MoM [241].

La méthode FEM nécessite l'utilisation de conditions aux limites (Boundary Conditions). Ainsi, pour un problème antennaire :

- L'excitation des lignes de transmission est réalisée par des pseudo guides d'onde (conducteur électriquement parfait (PEC) aux limites du guide d'onde)
- Pour modéliser un problème de rayonnement, des conditions aux limites absorbantes sont utilisées (Absorbing Boundary Conditions, ABC).

#### 3.6.4.2 Avantages et limitations de la Méthode des Elements Finis

La méthode FEM permet de résoudre des problèmes volumiques finis avec une grande précision, car, contrairement à la méthode MoM, tout élément inclus dans le volume de calcul est discrétisé. Aussi, le caractère général de la méthode FEM permet son utilisation dans plusieurs domaines physiques, ce qui permet d'observer des interactions très réalistes, comme par exemple l'influence de la température ou d'une accélération sur la déformation d'un substrat [242].

Pour l'étude de systèmes antennaires, que l'on peut qualifier de problèmes "ouverts", le principe d'utilisation des conditions aux limites constitue le principal inconvénient de la méthode FEM. Par défaut, l'efficacité des conditions aux limites absorbantes est conditionnée par le maillage d'un volume d'air suffisamment important autour de l'antenne. Cette démarche ne pose pas de problème lors de l'étude d'une antenne unitaire, où le volume de calcul ne dépasse pas  $\lambda^3$ . En revanche, elle semble rédhibitoire lors de l'étude de réseaux ou d'antennes nécessitant un volume de calcul plus important, une inversion de matrice étant nécessaire au même titre que la méthode MoM. Par retour d'expérience, un volume de  $5\lambda^3$  pourrait constituer une limite d'utilisation, si d'autres méthodes ne permettent pas déjà de résoudre le problème plus efficacement. Au delà de ce volume, il est vivement conseillé de changer de méthode.

Il existe des conditions aux limites absorbantes avancées, comme les PML (Perfectly Matched Layer [243][244]), permettant de réduire le volume de calcul, au détriment d'un temps calcul parfois plus important, puisqu'il est malgré tout nécessaire de mailler les PML.

## **3.6.4.3** Systèmes et plages de fréquences candidats à l'étude par la Méthode des Eléments Finis

La méthode FEM est conseillée pour d'étude de petites antennes (volume de calcul  $< 5\lambda^3$ , contraintes des conditions aux limites absorbantes incluses), contenant des volumes diélectriques finis et hétérogènes, sur des plages de fréquences réduites (idéalement des plages de fréquences inférieures à 10%, bien que des plages de fréquences plus large puissent être envisagées).

#### 3.6.4.4 Outils proposant la Méthode des Eléments Finis

HFSS [240] est l'outil de référence concernant l'exploitation de la méthode FEM. CST Microwave Studio [245] et FEKO [239] proposent également cette méthode. Pour l'étude d'interactions multiphysiques, des plate-formes logicielles telles que ANSYS [246] et COMSOL [248] peuvent être utilisées.

ADS, à proprement parler, ne propose pas la méthode FEM à usage général. Mais, depuis 2010, il est possible de coupler ADS à un environnement de simulation, le W2342 FEM Simulator Element [247].

#### 3.6.5 La méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD)

#### 3.6.5.1 Principe de la méthode FDTD

La méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (Finite Differences in Time Domain, FDTD), permet de résoudre les équations de Maxwell en tant que problème aux limites dans le domaine temporel [249].

En considérant l'équation d'onde scalaire en une dimension :

$$\frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial t} = c^2 \frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x}$$
(3.83)

Les dérivées partielles peuvent être remplacées par des différences finies, à l'aide d'un développement limité de Taylor :

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial t} \Big|_{x_i, t_n} &= \left[ \frac{u(t_n + \Delta t) - 2u(t_n) + u(t_n - \Delta t)}{(\Delta t)^2} \right]_{x_i} + O[(\Delta t)^2] \\ &= \frac{u_i^{n+1} - 2u_i^n + u_i^{n-1}}{(\Delta t)^2} + O[(\Delta t)^2] \end{aligned}$$
(3.84)

et, par analogie

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x}\Big|_{x_i,t_n} = \left[\frac{u(x_i + \Delta x) - 2u(x_i) + u(x_i - \Delta x)}{(\Delta x)^2}\right]_{t_n} + O[(\Delta x)^2] 
= \frac{u_{i+1}^n - 2u_i^n + u_{i-1}^n}{(\Delta x)^2} + O[(\Delta x)^2]$$
(3.85)

 $O[(\Delta t)^2]$  et  $O[(\Delta x)^2]$  sont les résidus de l'approximation, permettant d'écrire l'égalité entre termes. Cette formulation permet de réécrire (3.83) sous la forme suivante, en considérant la dernière valeur temporelle de u à la position i:

$$u_i^{n+1} = (c\Delta t)^2 \left[ \frac{u_{i+1}^n - 2u_i^n + u_{i-1}^n}{(\Delta x)^2} \right] + 2u_i^n - u_i^{n-1} + O[(\Delta t)^2] + O[(\Delta x)^2]$$
(3.86)

Le choix d'un pas temporel  $\Delta t$  adapté ( $c\Delta t/\Delta t = 1$ ) permet de simplifier (3.86) sans avoir de résidus. Ce pas temporel, appelé *magic time step*, permet d'obtenir

$$u_i^{n+1} = u_{i+1}^n + u_{i-1}^n - u_i^{n-1}$$
(3.87)

Dans le contexte de l'électromagnétisme, la discrétisation spatiale ( $\Delta x$ ) est réalisée avec une cellule élémentaire : la cellule de Yee [250], inventée en 1966 (figure 3.86). La mise à jour des champs E et H directs et réfléchis est réalisée sur chaque cellule, pour chaque pas temporel  $\Delta t$ , à partir des conditions aux limites fixées par les sources présentes (alimentation ou onde incidente).

Des traitements sont nécessaires pour assurer entre autres la stabilité numérique des résultats et la consommation mémoire.

#### 3.6.5.2 Avantages et limitations de la méthode FDTD

La méthode FDTD permet également de résoudre des problèmes volumiques avec une grande précision, puisque tout le volume d'étude est discrétisé. De plus, la méthode FDTD permet d'envisager des volumes très détaillés, hétérogènes, et



Figure 3.86 – Cellule élémentaire de Yee pour la résolution par FDTD [250].

beaucoup plus importants que ceux envisageables pour la méthode FEM. Ceci est dû au fait que la méthode FDTD n'utilise pas d'inversion matricielle, la consommation mémoire augmente donc moins rapidement avec le volume de calcul que pour les méthodes fréquentielles.

A titre d'exemple pour un grand volume, la méthode FDTD peut être utilisée pour étudier la propagation des courants issus de la foudre sur un avion de 25m de long et 25m d'envergure. Une telle simulation dure 15 mn sur un ordinateur cadencé à 3GHz disposant de 2Go de mémoire vive (RAM) seulement [251].

Cette aptitude à la gestion de volumes importants est relatif à la durée du signal d'excitation. Dans l'exemple précédent, l'excitation est modélisée par une double exponentielle d'une durée totale de 30 µs. Ces courtes durées d'excitation impliquent, par transformée de Fourier, une plage de fréquence d'étude beaucoup plus large que celles pouvant être appréhendées par les méthodes fréquentielles pour un même temps de simulation. La méthode FDTD est donc naturellement largebande du point de vue fréquentiel.

La méthode FDTD présente les inconvénients liés à l'utilisation des conditions aux limites dans le cas de l'étude d'antennes, à savoir que la qualité du résultat réside dans la maîtrise de ces conditions aux limites. Toutefois, pour avoir mentionné les PML précédemment dans la méthode FEM, celles-ci semblent davantage rencontrées dans les études FDTD, peut être parce qu'elles sont plus simples à implémenter, et donc potentiellement plus performantes. [225, 252].

## **3.6.5.3** Systèmes et plages de fréquences candidats à l'étude par la méthode FDTD

La méthode FDTD est conseillée pour l'étude d'antennes (volume de calcul <  $5\lambda^3$ ), contenant des volumes diélectriques finis et hétérogènes, sur de larges bandes de fréquences. Les antennes UWB (Ultra-Wide Band, 3.1 GHz - 10.6 GHz, largeur relative  $\approx 110\%$ ) sont des candidates.

Compte tenu de la faible consommation mémoire, les réseaux sont également envisageables, à condition de connaître à l'avance leur caractère large bande. Si l'antenne est fortement résonante, la méthode ne pourra pas converger, ou convergera difficilement, puisque la période transitoire est très longue. En revanche, cette méthode n'est pas appropriée si le réseau ou les antennes sont purement métalliques. En effet, la méthode MoM peut produire des résultats avec un temps et une consommation beaucoup plus réduites, même si la méthode est fréquentielle. Toutefois, il existera une limite de volume pour laquelle la méthode MoM atteindra la limite de mémoire système plus rapidement que la méthode FDTD.

#### 3.6.5.4 Outils proposant la méthode FDTD

CST Microwave Studio[245] est l'outil de référence concernant l'exploitation de la méthode FDTD. Remcom XFdtd [253] est également disponible.

#### 3.6.6 Les méthodes haute fréquence

#### 3.6.6.1 Principe des méthodes Haute-Fréquence

Les méthodes MoM, FEM et FDTD introduites précédemment peuvent être regroupées dans une famille de méthodes dite "Basse-Fréquence", dans la mesure où ces méthodes sont appropriées pour l'étude d'antennes petites ou très petites devant la longueur d'onde  $\lambda$ , et éventuellement, grâce à des formulations avancées de la méthode MoM, pour l'étude d'antennes à géométrie complexe pouvant atteindre une surface supérieure à  $10 \times 10 \lambda^2$ .

Pour des systèmes antennaires faisant intervenir des surfaces encore plus importantes, les méthodes "Hautes-Fréquences" peuvent devenir intéressantes. Elles reposent toutes sur le principe du tracé de rayon, issus de l'optique géométrique et généralisé à l'électromagnétisme. Quatre méthodes sont mentionnées ici, certaines étant difficiles à référencer :

- La méthode GO (Geometrical Optics) [220]
- La méthode PO (Physical Optics), qui complète la méthode GO par une approche un peu plus physique [220]. Le principe de résolution est de compléter les fonctions de base (coefficients α<sub>n</sub>), non par l'inversion d'une matrice (méthode MoM), mais à l'aide d'une approximation directe.
- La méthode PTD (Physical Theory of Diffraction) [254]
- La méthode UTD (Universal Theory of Diffraction), qui est une généralisation de la GTD (General Theory of Diffraction) [255]

Ces méthodes sont classées par priorité d'utilisation selon la complexité géométrique et la taille de l'antenne. Ainsi les méthodes GO, PO et PTD peuvent être utilisées pour des antennes lentilles diélectriques [220], sous réserve que le matériau soit uniforme (résolution surfacique), et pour les antennes paraboliques, dont le réflecteur est métallique. La méthode UTD est souvent utilisée pour prendre en compte l'effet de grandes structures de géométrie simple et uniforme (plaques rectangulaires, parallélépipèdes, cylindres ...).

#### 3.6.6.2 Avantages et limitations des méthodes Haute-Fréquence

L'avantage des méthodes Haute-Fréquence est de pouvoir caractériser de grandes structures en très peu de temps, avec une consommation mémoire réduite. L'inconvénient de ces méthodes est que, sauf cas particulier de l'évaluation des signatures radar (Radar Cross-Section, RCS), ces méthodes seules ne suffisent pas pour concevoir une antenne, puisque la seule excitation unitaire disponible par défaut est un rayon, c'est à dire une onde plane qui, rigoureusement, n'est pas réalisable par une antenne. Il est donc nécessaire d'utiliser ces méthodes en complément des méthodes "Basse-Fréquence" : les méthodes résultantes sont appelées méthodes hybrides.

#### **3.6.7** Les méthodes hybrides

#### 3.6.7.1 Principe des méthodes hybrides

Les méthodes hybrides associent les caractéristiques des méthodes basse fréquence (MoM, FEM, FDTD), et des méthodes haute frequence (PO, GO, PTD, UTD), pour permettre l'étude de systèmes rayonnants volumineux tout en optimisant les ressources de simulation.

#### 3.6.7.2 Limitations des méthodes hybrides



Figure 3.87 – Exemple de précaution à prendre pour l'utilisation de la méthode PO-MoM en cas de zone d'ombre [256].

La principale limitation des méthodes hybrides réside dans la confiance pouvant être donnée au résultat. En prenant l'exemple d'un monopôle  $\lambda/4$  au dessus d'un plan de masse étudié avec la méthode hybride MoM-PO (figure 3.87), l'auteur [256] recommande de découper le plan de masse en fonction des zones plus ou moins illuminées par l'antenne. Ainsi, la méthode PO sera utilisée sur les surfaces fortement illuminées par l'antenne, et la méthode MoM sera utilisée sur les surfaces faiblement illuminées par l'antenne. Pour le cas illustré, le plan de masse est illuminé de manière quasi-uniforme par le monopôle, ce que reconnait l'auteur [256]. Cette recommandation serait donc davantage applicable au cas d'une antenne patch au dessus d'une plaque, où une zone d'ombre peut apparaître sous le patch.

Les simulations hybrides sont donc souvent vérifiées par une dernière simulation complète, si celle-ci est réalisable.

#### 3.6.7.3 Outils proposant des méthodes hybrides

Actuellement, les outils leaders du marché des solutions de simulation électromagnétique (HFSS, CST et FEKO), proposent des méthodes hybrides. FEKO reste cependant précurseur de ce principe, et semble garder un avantage technologique, au regard du nombre important de publications de U. Jakobus, dont les travaux de recherche furent à l'origine de FEKO et de son développement [257, 258].

Les sites internet des 3 éditeurs recensent beaucoup d'exemples de simulations hybrides, avec des mises à jour régulières [239, 240, 245].

#### 3.6.8 Conclusion sur les outils de modélisation électromagnétique

Les outils de simulations électromagnétiques disponibles sur le marché s'appuient sur des formulations mathématiques différentes, ce qui limite *de facto* leur périmètre d'utilisation.

Les méthodes analytiques nécessitent beaucoup d'efforts de calcul pour proposer des formules simples d'utilisation, permettant de fournir des résultats instantanés, mais avec une précision limitée à l'environnement d'utilisation. La Méthode des Moments est dédiée à la résolution de problèmes antennaires, avec cependant des limitations sur la prise en compte des volumes hétérogènes. Les méthodes FEM et FDTD permettent d'appréhender des volumes hétérogènes, dans des bandes de fréquence respectivement étroites et larges, mais dans un volume total de calcul limité selon la méthode (inversion de matrice, maillage complet de l'environnement autour de l'antenne). Les méthodes hybrides permettent d'envisager l'étude de structures plus importantes. Dans tous les cas, chaque méthode présente des limitations, que seule la comparaison entre outils et mesures permettent de constater. Dans cette thèse, la version 12 de HFSS a été utilisée sur un ordinateur disposant de 8 threads (4 coeurs cadencés à 3GHz + multithreading) et de 32 Go de RAM, sur un système d'exploitation Windows 64 bits. Les méthodes FEM et MoM proposées conviennent *a priori* pour l'étude d'antennes élémentaires.

### **Chapitre 4**

## Synthèse de l'état de l'art et positionnement

L'état de l'art proposé a permis de découvrir plusieurs technologies pouvant être appréhendées dans le cadre de la conception et de la réalisation d'antennes optiquement transparentes pour station de base urbaines. Ce chapitre synthétise l'état de l'art réalisé, et présente le positionnement des travaux de recherche présentés ultérieurement dans cette thèse.

Une technique intéressante des **antennes optiquement transparentes** dans les gammes de fréquence HF (3-30 MHz), VHF(30-300 MHz) et UHF (300-3000 MHz) consiste à déposer un matériau conducteur optiquement transparent sur un substrat optiquement transparent.

Un **conducteur optiquement transparent** (section 2.1) se caractérise à la fois par sa conductivité (ou résistivité faible, section 2.1.1) et par sa transmittance optique élevées (section 2.1.2).

Les conducteurs optiquement transparents qui peuvent être implémentés sont soit des Oxydes Transparents Conducteurs (OTC, section 2.1.3), soit des films métalliques ultraminces (section 2.1.4), soit des multicouches métal-OTC et métalmétal (section 2.1.5) ou encore les couches épaisses métalliques maillées (section 2.1.6). Les couches épaisses permettent d'obtenir le meilleur compromis entre conductivité élevée et transmittance optique élevée. Le choix qui a été fait est donc d'utiliser une technologie de dépôt de couches épaisses métalliques maillées sur substrat optiquement transparent (section 2.1.7).

Un **substrat optiquement transparent** (section 2.2) se caractérise par sa transmittance optique, selon les mêmes méthodes que celles utilisées pour les conducteurs optiquement transparents (section 2.1.2), et par ses caractéristiques diélectriques (section 2.2.2). Il est possible de trouver des substrats optiquement transparents dont les caractéristiques diélectriques sont semblables à celles proposées par les substrats opaques couramment utilisés en électronique (section 2.2.3). Les substrats optiquement transparents ont une composition qui est soit organique (section 2.2.4.1), soit inorganique (section 2.2.4.2), chacun présentant des avantages et des inconvénients sur les plans électrique, mécanique et thermique.

Dans la continuité des travaux de Hautcoeur, en tenant compte des arguments présentés, les antennes présentées dans le cadre de ces travaux de thèse reposent sur le principe du dépôt de couches épaisses maillées sur des substrats inorganiques, et plus particulièrement du verre technologique en Borosilicate (section 2.2.5).

Ces antennes doivent proposer des performances identiques aux **antennes de station de base** déjà existantes (section 3.1).

Ces dernières (section 3.1.1) proposent des caractéristiques électriques (section 3.1.2) et visuelles (section 3.1.3) bien spécifiques.

La mise en **réseau linéaire** d'antennes (section 3.2) permettra de répondre aux exigences de couverture des réseaux cellulaires (section 3.2.1) tout en profitant des avantages des antennes élémentaires. La mise en réseau consiste à choisir la répartition des antennes élémentaires dans l'espace (section 3.2.2), l'alimentation chaque antenne (section 3.2.3) de manière à obtenir un diagramme de rayonnement répondant au besoin. La répartition est contrainte par la directivité et le niveau de lobes secondaires souhaités. Une répartition uniforme est souvent utilisée, associée à un schéma d'alimentation pouvant être obtenue à l'aide de méthodes de synthèse de réseaux, comme la méthode de Woodward-Lawson (section 3.2.4).

Pour obtenir des antennes proposant les mêmes caractéristiques que les antennes panneaux, il est proposé dans un premier temps de réaliser des antennes élémentaires en **technologie microruban** (section 3.3), puis de constituer un réseau linéaire à partir de ces antennes. Pour minimiser l'impact visuel, le réseau d'alimentation est également optiquement transparent (section 3.3.1), et ses performances doivent être proches de celles des lignes de transmission opaques. L'antenne patch, dans sa forme la plus simple, ne permet pas de proposer les performances (impédance et rayonnement) voulues. Des solutions sont proposées en réponse au besoin d'augmenter le Gain unitaire (section 3.3.3) et la bande passante (section 3.3.4), et de maîtriser plusieurs polarisations (section 3.3.5).

Des antennes à patchs superposés et couplés par ouverture seront proposées en réponse au besoin technique (section 3.3.6). Toutefois, **d'autres solutions existent** (section 3.4) : pour des fréquences supérieures à 3 GHz, les antennes à résonateurs diélectriques peuvent être utilisées (section 3.4.1), et, pour des fréquences typiquement supérieures à 15 GHz, les antennes lentilles diélectriques peuvent être utilisées (section 3.4.2). Dans les deux cas, il peut s'avérer nécessaire de changer le mode d'alimentation, en utilisant plutôt des guides d'onde diélectriques par exemple. L'ensemble de ces technologies permet d'envisager une réalisation simplifiée et à coût objectif d'antennes transparentes quelle que soit la fréquence d'étude.

Les réalisations ciblées ici sont innovantes vis-à-vis de l'état de l'art (section

3.5). Les travaux de thèse présentés par la suite reprennent les conclusions des travaux de Julien Hautcoeur (section 3.5.3), avec pour principal objectif l'amélioration des architectures antennaires pour répondre au besoin d'antennes de station de base optiquement transparentes, c'est à dire assurer une certaine Directivité, des Gains unitaires proches de 8dBi, avec une bande passante supérieure à 20% pour un VSWR < 1.5 :1. Les travaux de thèse suivront ces axes d'amélioration, avec éventuellement un relâchement des contraintes optiques pour permettre une validation plus rapide des résultats.

Il est possible de **modéliser les antennes** pour prédire leurs performances en impédance et en rayonnement avant même leur fabrication (section 3.6). Il existe un certain nombre d'outils de modélisation et de simulation. Ils n'utilisent pas les mêmes méthodes de résolution (sections 3.6.3, 3.6.4, 3.6.5, 3.6.6 et 3.6.7) et s'utilisent dans des périmètres d'applications bien définis et distincts. Le logiciel HFSS a été largement utilisé dans le cadre de cette étude. Les méthodes proposées par HFSS (MoM et FEM) conviennent à notre application, mais cette adéquation n'est pas systématique selon l'antenne étudiée (section 3.6.8).

Nous vous invitons maintenant à découvrir les travaux réalisés au sein de cette thèse dans les chapitres suivants.

### Chapitre 5

# Antennes double polarisation à couplage capacitif

L'objet de ce chapitre est de montrer la faisabilité d'une antenne élémentaire optiquement transparente présentant des performances identiques à celles des antennes classiques, opaques, et la possibilité de réaliser des antennes de stations de base optiquement transparentes par la mise en réseau de ces antennes élémentaires. La technologie retenue tout au long de ce chapitre est identique à celle utilisée par J. Hautcoeur pour la réalisation des dernières antennes présentées dans sa thèse [1]. Les caractéristiques et les contraintes apportées par cette technologie sont présentées dans la section 5.1.

Ce chapitre présente également deux structures antennaires partiellement transparentes, proposant de bonnes performances :

- Une antenne unitaire doublement polarisée à couplage capacitif, décrite dans la section 5.2. Cette antenne est large bande et propose un Gain compatible avec nos besoins.
- Un réseau de 8 antennes identiques à l'antenne unitaire, présenté dans la section 5.3. Ce réseau linéaire permet de proposer un diagramme de rayonnement et un Gain compatibles avec les performances attendues pour une antenne de station de base.

Ces résultats démontrent la possibilité de réaliser des antennes presque optiquement transparentes, proposant des performances proches de celles d'une antenne complètement opaque. Le fait d'avoir gardé certains éléments opaques a permis d'affirmer que de bonnes performances antennaires peuvent être obtenues avec une antenne optiquement transparente, sous réserve d'être vigilant sur la maîtrise des différents composants de la réalisation, en particulier les caractéristiques géométriques et diélectriques de certains éléments mécaniques.

## 5.1 Caractéristiques et contraintes imposées par la technologie retenue

Suite aux premiers travaux menés lors de la thèse de Julien Hautcoeur [1] sur la faisabilité de systèmes antennaires optiquement transparents, un certain nombre de contraintes concernant l'utilisation du verre ont été mises en évidence. Celles-ci dépendent, entre autres, du choix de la technologie de réalisation. Le choix qui a été fait ici a mis en évidence les contraintes suivantes :

- L'utilisation de verres plats de grandes dimensions, avec des longueurs minimales de l'ordre de 30cm, quelle que soit la géométrie d'antenne à réaliser. Dans le cas contraire, le verre devient difficile à découper avec la méthode de découpe classique, avec une molette, que ce soit manuellement ou de manière automatisée. Les autres méthodes de découpes proposées dans l'état de l'art [259] n'étaient pas envisageables.
- L'assemblage des plaques de verre se fait quasi-exclusivement par le biais d'intercalaires métalliques, très souvent en aluminium (figure 5.1), dont l'épaisseur standard est comprise entre 6 mm et 20 mm par pas de 2 mm. L'assemblage est solidarisé avec du Butyl, une pâte adhésive noire et très visqueuse, dont la solidité après séchage empêche toute reprise du système antennaire.
- Comme il s'agit au préalable d'un sous-traitant verrier, l'assemblage est limité à la réalisation de doubles ou triples vitrages. Le nombre de substrats est donc limité à 3.
- Le ré-usinage du verre n'est pas possible pendant la réalisation des antennes.



Figure 5.1 – Aperçu des intercalaires utilisés pour l'assemblage des doubles/triples vitrages en verre plat [260].

Une fois ces contraintes prises en compte, il est alors nécessaire de pouvoir déposer des matériaux conducteurs optiquement transparents sur les surfaces vitrées. La première solution expérimentée au cours de ces travaux de thèse est le dépôt en technologie microélectronique d'un matériau conducteur en couche épaisse maillée sur un film plastique optiquement transparent. Ce film plastique est ensuite reporté sur le verre à l'aide d'un film adhésif, composé d'EVA (Ethylène-Acétate de Vinyle) ou de PVB (PolyVinyle de Butyral), suivant une technologie qui se rapproche de celle utilisée pour les vitrages feuilletés [261].

Ce procédé nécessite l'utilisation d'une autoclave, qui peut être décrite comme un four dans lequel le feuilletage est placé sous pression mécanique, la chaleur aide alors à faire fondre le film adhésif entre les verres sous pression, pour qu'ils puissent adhérer entre eux. Cette solution de dépôt apporte une contrainte supplémentaire : les dépôts ne peuvent pas être exposés à l'environnement extérieur, car les films adhésifs peuvent alors se dégrader rapidement, via les bords du verre.

Cette technologie a été utilisée pour la réalisation d'une antenne unitaire, puis d'un réseau de 8 éléments permettant de valider ainsi la faisabilité de la mise en réseau de ce type de structure. Ces antennes étaient destinées à répondre au cahier des charges présenté dans le tableau 5.1. Le nombre d'éléments choisi pour le réseau permet d'obtenir le Gain voulu tout en simplifiant la conception du réseau d'alimentation. Ces antennes, présentées dans les sections suivantes, ont fait l'objet d'un dépôt de brevet [GarciaB01].

#### 5.2 L'antenne élémentaire

#### 5.2.1 Dimensionnement de l'antenne

Dans cette section, nous proposons de détailler le dimensionnement de l'antenne, en commençant par le choix des lignes de transmission, puis celui d'une antenne élémentaire de dimension  $\lambda \times \lambda$ , pour une première évaluation des performances. Les performances sont ensuite évaluées pour un dimensionnement de l'antenne en réponse aux contraintes de fabrication. Pour améliorer ses performances, dispositif de contrôle de rayonnement a été ajouté (section 5.2.1.2). Enfin, les mesures de l'antenne sont présentées (section 5.2.2), une partie de ces mesures a été rétro-simulée pour mettre en évidence l'impact de la mécanique sur les performances radioélectriques.

Le modèle de simulation de l'antenne unitaire utilisé pour la conception est présenté en figure 5.2. Les éléments conducteurs ne sont pas maillés. En effet, aux fréquences d'étude, les performances électriques d'un conducteur maillé semblent identiques à celles d'un conducteur opaque. Cette hypothèse a été vérifiée dans le cadre de la thèse de J. Hautcoeur [1], pour l'une des technologies mises en oeuvre.

L'antenne élémentaire s'appuie sur une structure à deux accès. Chaque accès, au travers du réseau d'alimentation, va permettre de générer un rayonnement polarisé linéairement avec une orientation de  $\pm 45^{\circ}$ .

Caractéristiques	Performance attendue (valeur spécifique au réseau			
Impédance nominale	$50\Omega$			
Bande de fréquence	1900-2170 MHz, soit 13.2%			
VSWR	<1.5 :1, soit S <sub>11</sub> < 14 dB			
Polarisation	Doublement linéaire $\pm 45^{\circ}$			
Isolation entre les voies	> 25 dB			
Gain	> 7 dBi (> 15 dBi) 60°< <70° (7°< < 9°)			
Ouverture Verticale à -3 dB				
Ouverture Horizontale à -3 dB	60°< <70°			
Tracking ( $\pm 60^{\circ}$ plan Horizontal)	< 1 dB			
XPD (0° plan Horizontal)	> 20 dB			
XPD ( $\pm 60^{\circ}$ plan Horizontal)	> 10 dB			

Tableau 5.1 – Cahier des charges pour l'antenne unitaire large bande et pour le réseau de 8 éléments.



Figure 5.2 – Vue d'ensemble de l'antenne large bande doublement polarisée à couplage capacitif.

Les restrictions consistant à n'utiliser que 3 verres, avec des dépôts uniquement sur les faces non exposées à l'environnement extérieur, va contraindre la géométrie finale de l'antenne, et, en particulier, ne permettra pas de réaliser l'architecture d'antenne présentée en section 3.3.5, à savoir une antenne à patchs superposés et couplés par double ouverture. La priorité a donc été dans un premier temps de vérifier la possibilité de réaliser des antennes optiquement transparentes large bande et à Gain élevé. Par conséquent :

- Deux patchs sont nécessaires pour maximiser le Gain (section 3.3.3) et pour couvrir la bande de fréquence cible 1900-2170 MHz (section 3.3.4).
- Du fait de l'empilement des verres, les accès sont formés par des lignes microrubans inversées [262], dont la géométrie est présentée en figure 5.3.



Figure 5.3 – Géométrie de la ligne microruban inversée.

La valeur a est déjà connue : il s'agit de l'épaisseur des verres technologiques utilisés lors de la réalisation des travaux de thèse de Julien Hautcoeur [1]. Les verres utilisés sont donc des verres (Borosilicate) Borofloat [152] d'épaisseur 3.3 mm. L'utilisation d'intercalaires en aluminimum ne permet pas de bien maîtriser l'espacement b. Nous avons donc choisi de réaliser l'espacement b avec des baguettes en verre Borofloat, d'épaisseur standard 3.3 mm  $\pm 0.1$  mm.

Les patches sont alimentés par couplage capacitif (également appelé couplage par proximité). En conséquence, nous obtenons la vue en coupe et la vue de dessus de l'antenne, respectivement illustrées en figures 5.4 et 5.5. Le verre inférieur n'a pas besoin de présenter de bonnes performances diélectriques, puisque celui-ci supporte le plan de masse de la ligne microruban inversée. Le verre Borosilicate intermédiaire (n° 1) supporte à la fois les rubans de la ligne de transmission et le premier patch résonant. Le verre Borosilicate supérieur (n° 2) supporte le deuxième patch résonant.

Les figures 5.4 et 5.5 ne représentent que l'épaisseur de métallisation. A ce stade de la conception, nous ne connaissions pas l'épaisseur totale des couches supportant le dépôt métallique, composés d'un film plastique et d'un film adhésif, le sous-traitant ne souhaitant pas communiquer ces valeurs par souci de protection industrielle. Par conséquent, nous avons émis comme hypothèse que l'insertion d'un intercalaire de 3.3 mm de verre, avec sa propre tolérance [152], entraînait effectivement un espacement b de 3.3 mm, accompagné de la même tolérance.



Figure 5.4 – Vue en coupe du modèle élémentaire de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif.



Figure 5.5 – Vue de dessus du modèle élémentaire de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif.

## 5.2.1.1 Antenne élémentaire (dimension $\lambda \times \lambda$ ) : Méthodologie générale de dimensionnement

Les performances en rayonnement des antennes planaires directives dépendent notamment de la géométrie du plan de masse. On montre qu'il est préférable de le limiter à une taille de  $\lambda \times \lambda$  (section 3.3.3). De telles dimensions permettent donc un premier dimensionnement de l'antenne, même si les contraintes imposées par la technologie de réalisation choisie ici imposent des dimensions *a priori* plus importantes.

Le dimensionnement de l'antenne est principalement contraint par le souhait d'obtenir une large bande passante, ici supérieure à 13%. En fonction de la largeur de bande requise, une solution à plusieurs résonateurs peut être utilisée. C'est le cas ici, deux patchs superposés permettent d'obtenir la bande passante voulue. Chaque résonance peut être repérée sur l'abaque de Smith grâce à la formation d'une boucle (figure 3.62 pour l'exemple des antennes couplées par ouverture). Par conséquent, avec la technique des multi-résonateurs, le caractère large bande sera détecté sur l'abaque de Smith par la formation de plusieurs boucles [263].

Partant de cette représentation, il est proposé de retenir la méthodologie utilisée pour le dimensionnement de cette antenne, en lieu et place d'une étude paramétrique exhaustive :

- Chaque patch est un résonateur, et forme donc une boucle sur l'abaque de Smith, plus ou moins grande en fonction du niveau d'énergie reçu. Cette caractéristique est clairement décrite dans le cadre des antennes couplées par ouverture (section 3.3.5), mais elle est valable pour toutes les antennes.
- 2. La taille de chaque patch ( $W_{pi}$  et  $W_{ps}$ ) permet non seulement de placer ces boucles sur une gamme de fréquence particulière (fréquences de résonances), mais également d'ajuster le niveau de couplage.
- 3. L'espacement  $E_i$  permet essentiellement de maîtriser le couplage du patch supérieur avec le reste de la structure. Suivant le principe de conservation de l'énergie, si un premier patch est fortement couplé, le niveau de couplage du deuxième patch est fortement réduit.
- 4. L'objectif est d'obtenir une impédance d'entrée de l'antenne  $Z_L$  la plus constante possible sur la bande de fréquence (section 3.1.2). Il est souvent explicité  $Z=50\Omega$ , mais cette impédance peut prendre une valeur quelconque.
- 5. Enfin, le groupe de boucles est, dans un premier temps, placé autour de l'axe réel de l'abaque de Smith par un ajustement du délai électrique (longueur  $L_{msi}$  pour proposer une impédance réelle), puis dans un deuxième temps, centré sur l'abaque de Smith avec un transformateur d'impédance, d'une impédance réelle vers une impédance de 50 $\Omega$  (section 3.2.3).

En suivant ces points, il est possible de proposer une impédance plus ou moins constante sur une bande de fréquence compatible avec notre besoin (> 13%).

En retenant le jeu de paramètres présenté dans le tableau 5.2, nous obtenons l'impédance illustrée sur l'abaque de Smith en figure 5.6 pour une impédance de référence  $Z_0=50\Omega$ . Le groupe de boucles est quasiment placé sur l'axe réel, mais il n'est pas centré, ce qui sera réalisé par le biais d'une transformation d'impédance.

Nom	Description	Valeur (mm)		
$E_i$	Epaisseur intercalaire	20		
$E_{msi}$	Gap ligne microruban	3.3		
$E_{vs}$	Epaisseur verre Sodocalcique	8 (peu d'influence)		
$E_{vt1/2}$	Epaisseur verres Borosilicate	3.3		
L <sub>msi0</sub>	Ajustement impédance réelle	38		
$L_{msi45}$	Longueur ligne couplage	16		
$W_{msi}$	Largeur ligne microruban	7		
$W_{pi}$	Largeur patch inférieur	44		
$W_{ps}$	Largeur patch supérieur	33		
$W_{vs/vt1/vt2}$	Largeur substrats	130		

Tableau 5.2 – Dimensions de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élémentaire (taille  $\lambda$ ).



Figure 5.6 – Résultats de simulation en impédance de l'antenne double polarisation à couplage capacitif dans sa version élémentaire (taille  $\lambda \times \lambda$ ) (Z<sub>0</sub>=50 $\Omega$ ).

En observant le coefficient de réflexion (paramètre  $S_{11}$ ) correspondant (figure 5.7), on ne peut pas s'apercevoir que l'antenne est potentiellement large bande pour un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB). En adaptant cette antenne sur  $Z_0 = 70\Omega$ , nous obtenons le paramètre  $S_{11}$  et l'abaque de Smith correspondant en figure 5.8. L'antenne propose un VSWR < 1.5 :1 dans la bande 1.8 GHz - 2.3 GHz, soit une bande passante relative proche de 25%.



Figure 5.7 – Résultats de simulation du paramètre  $S_{11}$  correspondant à l'abaque de Smith de la figure 5.6 ( $Z_0$ =50 $\Omega$ ).



Figure 5.8 – Résultats de simulation en impédance de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élémentaire (taille  $\lambda \times \lambda$ ) avec  $Z_0=70\Omega$ .

La figure 5.9 présente les coefficients de réflexion obtenus au niveau de chaque accès  $\pm 45^{\circ}$  (paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) et l'isolation entre ces deux accès (paramètre  $S_{21}$ ). Les deux voies présentent des impédances identiques du fait de la symétrie géométrique de l'antenne, et une adaptation d'impédance sur une bande de fréquence plus large que celle retenue dans le cahier des charges (25% contre 13% requis). En revanche, cette méthode d'alimentation ne permet pas d'assurer une isolation suffisante, c'est-à-dire supérieure à 25 dB sur toute la bande de fréquence.



Figure 5.9 – Paramètres S de l'antenne en considérant  $Z_0=70\Omega$ .

Les performances en rayonnement sont présentées en figure 5.10 (voie 1), en figure 5.11 (voie 2) et en figure 5.12 (Gain voies 1 et 2).

Le diagramme de rayonnement dans le plan Vertical sera par la suite pondéré par le facteur de réseau (section 3.2), seuls les diagrammes de rayonnement dans le plan Horizontal sont donc présentés (figure 5.5). Pour les polarisations  $\pm 45^{\circ}$ (notées respectivement P45 et M45), les diagrammes de rayonnement simulés sur HFSS sont obtenus par les formules suivantes

$$P45 = \frac{E_{\theta} + E_{\phi}}{\max(E_{tot})\sqrt{2}} \tag{5.1}$$

$$M45 = \frac{E_{\theta} - E_{\phi}}{\max(E_{tot})\sqrt{2}}$$
(5.2)

avec  $E_{\theta}$  et  $E_{\phi}$  les valeurs vectorielles du champ électrique E selon les coordonnées sphériques  $\theta$  et  $\phi$ , et  $E_{tot}$  la valeur maximale du champ E obtenue sur la sphère de calcul du diagramme de rayonnement.

La similitude des diagrammes de rayonnement proposés sur chaque voie est due à la symétrie géométrique de l'antenne. Le niveau de polarisation croisé (XPol) est élevé, car les lignes de transmission ne sont pas isolées de la partie rayonnante et interviennent donc *a priori* dans le rayonnement. Ce comportement était attendu (section 3.3.5) mais n'a pas été considéré comme préoccupant dans un premier



Figure 5.10 – Diagrammes de rayonnement normalisés en polarisation principale (CoPol, en rouge) et en polarisation croisée (XPol, en bleu) dans le plan Horizontal de la voie 1 de l'antenne.



Figure 5.11 – Diagramme de rayonnement normalisé en polarisation principale (CoPol, en bleu) et en polarisation croisée (XPol, en rouge) dans plan Horizontal de la voie 2 de l'antenne.



Figure 5.12 – Gain dans l'axe présenté par les deux voies de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élémentaire, entre 1.6 GHz et 2.3 GHz.

temps, les objectifs étant d'abord de pouvoir proposer une antenne large bande, avec un Gain élevé. Concernant le Gain, chacun des deux accès présente un Gain d'antenne presque toujours supérieur à 7dBi dans la bande de fréquence d'intérêt (1900 MHz -2170 MHz pour cette antenne). La combinaison de l'effet radôme et de la superposition de plusieurs patchs, telle que décrite dans l'état de l'art (section 3.3.3), semble présenter des résultats encourageants.

Pour respecter les contraintes technologiques du sous-traitant, l'antenne a été élargie, ce qui devrait dégrader le rayonnement. Il a donc été nécessaire de proposer un dispositif permettant de contrôler le rayonnement sans dépendre des dimensions du plan de masse.

#### 5.2.1.2 Antenne élargie : Contrôle du rayonnement

Les figures 5.13 et 5.14 présentent les vues d'ensemble et de dessus de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif, dans sa version élargie. Le tableau 5.3 présente les dimensions, supplémentaires et complémentaires au tableau 5.2, de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élargie.

Nom	Description	Valeur (mm)		
$L_c$	Longueur de découpe pour connexion	3		
$L_t$	Longueur transformateur	40		
$W_{50}$	Largeur ligne $50\Omega$	12		
$W_c$	Largeur d'accueil connexion	2		
$W_{msi}$	Largeur ligne microruban	7		
$W_s/t2$	Largeur substrats externes	310		
$W_{t1}$	Largeur substrat interne	270		

Tableau 5.3 – Dimensions mises à jour (en gras) et complémentaires au tableau 5.2 pour l'antenne élargie.



Figure 5.13 – Vue d'ensemble de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élargie pour respecter les contraintes de fabrication.



Figure 5.14 – Vue de dessus de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élargie pour respecter les contraintes de fabrication.

Afin de présenter une impédance nominale de  $50\Omega$  conformément au cahier des charges, l'ajout d'un transformateur d'impédance large bande est nécessaire. Lorsqu'il y a peu d'espace disponible, une variation de la largeur du transformateur selon les profils de type Binomial ou Chebyshev peut être appropriée (section 3.2.3). L'espace disponible ici ( $L_t$ =40mm) a permis d'envisager malgré tout une variation linéaire de la largeur du transformateur (figure 5.15), plus simple à concevoir.



Figure 5.15 – Etage de transformation d'impédance  $70\Omega$  vers  $50\Omega$ .

Comme illustré en figure 5.16, ce dimensionnement permet de conserver la bande passante de l'antenne élémentaire, sur une impédance caractéristique  $Z_0=50\Omega$  et un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  &  $S_{22}$  < -14 dB) dans la bande 1.82 - 2.3 GHz. En revanche (figure 5.17 - exemple de la voie 2), conformément à l'état de l'art, le rayonnement de la polarisation principale est dégradé, ce qui se traduit par un Gain plus faible que dans de la version initiale, comme illustré en figure 5.18.



Figure 5.16 – Paramètres S de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élargie en considérant  $Z_0=50\Omega$ .



Figure 5.17 – Diagrammes de rayonnement normalisés en polarisation principale (CoPol, en bleu) et en polarisation croisée (XPol, en rouge) dans le plan Horizontal de la voie 2 de l'antenne élargie.



Figure 5.18 – Gain proposé par l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élargie, entre 1.9 GHz et 2.2 GHz, et comparaison avec l'antenne élémentaire (en pointillé).

Il est recommandé, dans l'état de l'art, d'utiliser des plans de masse en 3 dimensions pour l'amélioration du rayonnement. Le plan de masse planaire a donc été prolongé par le biais de l'intercalaire en aluminium, normalement utilisé, seulement, pour l'assemblage des plaques de verre, et d'une couronne métallique déposée sur la même face que le patch supérieur. Le principe est illustré en figures 5.19 et 5.20. La couronne est spécifiée par 2 paramètres, son *Ouverture* et sa *Largeur*.



Figure 5.19 – Vue d'ensemble du dispositif d'amélioration du rayonnement (intercalaire + couronne) de l'antenne élargie.

Le tableau 5.4 synthétise l'étude paramétrique de la couronne et met en évidence l'impact des dimensions de cette couronne sur l'amélioration du Gain. Les dimensions finalement retenues sont une *Ouverture* de 190 mm et une *Largeur* de couronne de 40 mm, car ces paramètres, par extrapolation, fournissent *a priori* de bons résultats.



Figure 5.20 – Vue de dessus du dispositif d'amélioration du rayonnement (intercalaire + couronne) de l'antenne élargie

	Largeur Couronne (mm)	G G G	Gain >= 7 dBi dans [1.9 - 2.2 GHz] Gain >= 8 <u>dBi</u> dans [1.9 - 2.2 GHz] Gain < 7 <u>dBi</u> dans [1.9 - 2.2 GHz]				
Largeur Ouverture (mm)		120	140	160	180	200	220
	20			6.7 ; 7.2 ; 7.2	7.3 ; 7.6 ; 7.6	7.6 ; 8.2 ; 9.4	8 ; 10.2 ; 10.7
	40		6.9 ; 7.6 ; 8.2	7.9 ; 8.7 ; 8.7	8.8 ; 9.9 ; 11.1	9.4 ; 11 ; 10	10.5 ; 8.9 ; 5.8
	60	2.8 ; 8.1 ; 8.4	8.2 ; 9.3 ; 9	9.3 ; 9.3 ; 7.4	9.8 ; 7.4 ; 4	9.4 ; 4.8 ; 6.1	7.6 ; 7.6 ; 7.5
	80						
	100			5.4 ; 9 ; 9.6	7.9 ; 8 ; 10.7	9.1 ; 10.4 ; 9.6	9.5 ; 8.6 ; 9.5
	120		Non simulé	9.2 ; 10.1 ; 8.2	9.5 ; 8.9 ; 9.1	10.1 ; 8.6 ; 10.2	9.5 ; 10 ; 8.1

Tableau 5.4 – Résultat de l'étude paramétrique concernant l'influence de la géométrie de la couronne (*Ouverture* et *Largeur*) sur le Gain obtenu à 1.9 GHz, 2 GHz et 2.2 GHz.

Les diagrammes de rayonnement prédits sont présentés en figure 5.21 pour quelques fréquences : on constate une amélioration de la Directivité par rapport à la configuration d'antenne sans couronne + intercalaire (figure 5.17), surtout à haute fréquence. Dans ce contexte, le Gain est par conséquent plus élevé par rapport au cas précédent, comme illustré en figure 5.22.

Enfin, la présence de la couronne a une légère influence sur l'impédance de l'antenne. L'ensemble de boucles (figure 5.23) n'est plus sur une impédance réelle de 50 $\Omega$ , mais plus proche de 30 $\Omega$ . Malgré ce point, l'antenne propose un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11} \& S_{22} < -14$  dB) sur une bande plus large ([1.82-2.38] GHz) en comparaison de la bande [1.82 - 2.3 GHz] proposée précédemment.

L'ensemble des étapes de dimensionnement décrites ici ont permis de spécifier la géométrie des couches épaisses maillées déposées sur les films plastiques, et assemblées sur le verre avec une résine (EVA ou PVB). Les principales étapes d'assemblage de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif, et les mesures radioélectriques réalisées sur cette antenne sont présentées dans la section suivante.

#### 5.2.2 Réalisation et Mesures

Une première étape importante concerne la réalisation mécanique de l'antenne. Chaque verre est découpé aux bonnes dimensions, afin d'accueillir les films plastiques supportant les dépôts métalliques optiquement transparents. Ces films adhèrent au verre à l'issue de l'étape d'autoclave. Les verres transformés sont ensuite assemblés pour former l'antenne.

La figure 5.24 illustre l'antenne unitaire en cours de solidarisation. Cette étape est réalisée à l'aide du Butyl déposé sur le pourtour de l'antenne. Le Butyl prend du temps à durcir (de l'ordre de 12 heures), ce qui explique le maintien de la structure avec des pinces. Il est possible d'apercevoir les entretoises en verre (près des intercalaires en aluminium) découpées autour des zones d'interconnexion et nécessaires pour assurer les performances en impédance. Les dimensions des ouvertures, qui n'ont pas été évaluées spécifiquement en simulation ont été ajustées pendant la phase de réalisation par la mesure des paramètres S avant l'application du Butyl.

Dans cette première version d'antenne, tous les conducteurs de l'antenne ne sont pas optiquement transparents. Le choix qui a été fait en première approche a été de considérer que seuls les conducteurs de grandes dimensions sont visuellement pénalisants. Le maillage utilisé est de pas 300  $\mu$ m, avec des conducteurs de largeur 30  $\mu$ m (une largeur de 10  $\mu$ m, comme proposé dans les travaux de J. Hautcoeur, n'était pas possible à réaliser). A l'inverse, mailler des éléments conducteurs de dimensions plus réduites peut conduire à une mauvaise représentation des conducteurs alors qu'ils sont relativement peu visibles.



Figure 5.21 – Diagramme de rayonnement normalisé en polarisation principale (CoPol, en bleu) et en polarisation croisée (XPol, en rouge) dans le plan Horizontal de la voie 2 de l'antenne élargie avec le dispositif d'amélioration du rayonnement.


Figure 5.22 – Gain présenté par l'antenne élémentaire dans sa version élargie avec le dispositif d'amélioration du rayonnement, en comparaison des cas précédents en pointillés (antenne initiale (Bleu) et antenne élargie (Rouge) ).



Figure 5.23 – Paramètres S de l'antenne doublement polarisée à couplage capacitif dans sa version élargie en présence de la couronne, en considérant  $Z_0=50\Omega$ .



Figure 5.24 – Antenne élémentaire finale en cours de solidarisation.

Ce choix a donc été fait pour permettre de démontrer la possibilité de réaliser des conducteurs optiquement transparents (plan de masse et couronne), sans pour autant risquer de remettre en question ce conducteur en cas de résultats très différents de ceux simulés. Cette hypothèse a dû être faite car il n'a pas été possible de le vérifier en simulation, trop gourmande en temps (de l'ordre de quelques jours) et en mémoire de calcul (plusieurs dizaines de Go de mémoire vive).

La figure 5.25 illustre le connecteur réalisé pour alimenter l'antenne. Il s'agit d'un berceau métallique destiné à accueillir un câble coaxial. La base du connecteur est reliée au plan de masse de la ligne microruban inversée, et l'âme du câble coaxial est connectée à la ligne microruban inversée. A ce titre, comme illustré en figure 5.26, il a été nécessaire de reprendre la découpe de la ligne microruban inversée en bord de verre, la géométrie proposée en figure 5.15 n'étant pas optimale (courtcircuit âme-blindage). Cependant, la méthode de métallisation proposée par le soustraitant ne permettait pas d'envisager de telles reprises aisément.



Figure 5.25 – Vue d'ensemble du connecteur réalisé pour assurer l'interconnexion entre un câble coaxial et une ligne microruban inversée.

Les figures 5.27 et 5.28 présentent les paramètres S mesurés pour cette antenne. La mesure a eu lieu dans une chambre anéchoïde compatible avec la bande de fréquence d'intérêt.

La bande passante obtenue est très satisfaisante : 1.75 - 2.1 GHz pour un VSWR <  $1.5 :1 (S_{11} \& S_{22} < -14 \text{ dB})$ , soit 18%. A titre indicatif, pour un VSWR <  $2 :1 (S_{11} \& S_{22} < -10 \text{ dB})$ , la bande passante obtenue est proche de 26% (proche de 1.7 GHz - 2.2 GHz).

L'isolation mesurée entre les voies est du même ordre de grandeur que les valeurs simulées, avec une isolation supérieure à 15 dB dans les bandes de fréquence d'intérêt.

Les résultats de mesure des paramètres S démontrent une amélioration des performances par rapport aux travaux de J. Hautcoeur [1]. En effet, la bande passante



Figure 5.26 – Illustration de la connexion de l'âme du câble coaxial, et de la reprise de découpe de la ligne microruban inversée.



Figure 5.27 – Résultats des mesures de la bande passante présentée par l'antenne, et comparaison avec les simulations



Figure 5.28 – Résultats des mesures de l'isolation entre les voies de l'antenne, et comparaison avec les simulations.

obtenue était de l'ordre de 17%, pour un VSWR < 2:1: elle passe à près de 26% dans les mêmes conditions, et à 18% pour un VSWR < 1.5:1. Cette différence de performances est due au changement d'architecture d'antenne : les antennes à résonateurs superposés semblent plus simples à dimensionner que doublet replié utilisé précédemment, et semblent proposer une bande passante intrinsèquement plus large.

Une attention particulière a également été apportée à la maîtrise de la géométrie de l'antenne, par exemple en utilisant des intercalaires en verre dont l'épaisseur est bien maîtrisée (tolérance  $\pm 0.1$  mm) en comparaison de l'épaisseur des intercalaires en aluminium, ou encore en s'assurant, en simulation, que la variation de l'épaisseur des intercalaires S.

Nous constatons cependant une différence entre mesures et simulations. Il s'avère que chaque film, incluant l'épaisseur de la résine EVA/PVB, présente une épaisseur de l'ordre de 0.425 mm, ce qui n'est pas négligeable.

Une étape de rétro-simulation a donc été conduite en tenant compte des films plastiques (épaisseur 0.425 mm, permittivité 3 selon les meilleurs résultats obtenus), mais également de la géométrie des intercalaires en aluminium et de la connectique. Le modèle résultant, illustré en figure 5.2, propose les résultats présentés en figure 5.29, très proches de ceux mesurés.

Les mesures en rayonnement ont été réalisées dans la base de mesure champ proche "STARGATE" de l'INSA Rennes. Les mesures réalisées sur une des voies (voie 2) sont présentées en figure 5.30 pour quelques fréquences. En analysant conjointement les paramètres S en figure 5.27, nous constatons, lorsque l'antenne est bien adaptée en impédance, une bonne similitude entre mesures et simulations



Figure 5.29 – Paramètres S obtenus après rétro-simulation.

sur la composante principale (CoPol), et, plus surprenant, un niveau de composante croisée (XPol) très bas. Dès que l'impédance présentée par l'antenne évolue vers une désadaptation, la similitude entre mesures et simulations se dégrade, avec une directivité moindre, ce qui va *a priori* se traduire par une perte de Gain.



Figure 5.30 – Diagramme de rayonnement mesuré sur la voie 2 de l'antenne unitaire pour quelques fréquences.

En plus de la désadaptation d'impédance, il existe d'autres raisons probables de cette dégradation de directivité en fin de bande :

- Les ouvertures réalisées sur les intercalaires en aluminium, qui permettent un rayonnement en dehors du secteur angulaire désiré.
- La présence des câbles coaxiaux, qui participent probablement au rayonnement
- La connexion électrique entre le plan de masse, les intercalaires en aluminium et la couronne, qui n'est pas idéale, contrairement au modèle utilisé en simulation.

La figure 5.31 présente le Gain mesuré sur chaque voie, en comparaison des Gains prédits précédemment (antenne initiale de taille élémentaire  $\lambda \times \lambda$ , antenne élargie sans et avec contrôle du rayonnement). La comparaison permet de constater que la présence de l'intercalaire et de la couronne n'est pas inutile, car les Gains obtenus sont *a priori* meilleurs que ceux d'une antenne sans ce dispositif d'amélioration du rayonnement. L'antenne propose un Gain supérieur à 7 dBi dans la bande 1.65 GHz - 2.15 GHz (> 26%), et un Gain supérieur à 7.75 dBi dans la bande 1.68 GHz - 2.1 GHz (> 22%). L'obtention de ces valeurs de Gain sur de larges bandes de

fréquence constitue également une amélioration des travaux précédents [1], où un Gain de 7 dBi n'a jamais été atteint. Certes, tous les conducteurs ne sont pas maillés. Nous montrerons par la suite que les maillages utilisés, même de faible résolution, ne dégradent pas le Gain de plus de 0.2 dB, ce qui porterait le Gain maximal atteint ici à 8.55 dBi au lieu de 8.75 dBi, enregistré à la fréquence de 1.8 GHz.



Figure 5.31 – Gain mesuré sur chaque voie de l'antenne unitaire doublement polarisée à couplage capacitif.

Pour l'étude de cette antenne unitaire, il a été rapidement vérifié que la méthode de résolution MoM proposée par HFSS n'apportait pas de bénéfice vis à vis de la méthode FEM. La consommation de la mémoire vive (RAM) était certes réduite de l'ordre de 25% (<1 Go contre 4Go), mais les temps de simulation étaient plus longs d'environ 50%, principalement à cause de l'étape de maillage adaptatif, où le maillage est densifié jusqu'à ce que la différence entre les paramètres S calculés entre deux étapes de densification soit inférieure à une certaine tolérance. Cette étape pourrait donc être supprimée.

En synthèse, l'antenne unitaire doublement polarisée à couplage capacitif réalisée dans le cadre de ces travaux de thèse présente une bande passante de l'ordre de 18% (1.75 GHz - 2.1 GHz) pour VSWR < 1.5 :1, et de l'ordre de 26% (1.7 GHz - 2.2 GHz) pour VSWR < 2 :1, avec une isolation entre voies supérieure à 15 dB dans la première bande de fréquence mentionnée. L'antenne propose également un Gain supérieur à 7 dBi dans la bande 1.65 GHz - 2.15 GHz (> 26%), ainsi qu'un Gain supérieur à 7.75 dBi dans la bande 1.68 GHz - 2.1 GHz (> 22%). Ces performances sont très satisfaisantes vis à vis des attentes liées à cette antenne, qui étaient principalement de valider la possibilité de réaliser des antennes optiquement transparentes (ou à défaut, sur une grande proportion de l'antenne, ce qui est le cas ici) en proposant des performances (Largeur de bande et Gain) comparables aux performances d'une antenne opaque.

Un réseau linéaire de 8 antennes a ensuite été réalisé pour évaluer la faisabilité d'une telle structure, et pour vérifier l'apport de la mise en réseau sur les diagrammes de rayonnement et le Gain. Le réseau réalisé, ainsi que ses performances, sont présentés dans la section suivante.

#### 5.3 Réseau linéaire de 8 antennes

Le réseau d'alimentation a été intégralement réalisé en technologie planaire, avec comme principal inconvénient le couplage entre les lignes d'alimentation et les éléments rayonnants. Nous ne détaillerons pas la phase de dimensionnement du réseau d'alimentation, dont les principes reposent sur ceux présentés dans la section 3.2.3.

Le réseau de 8 éléments est présenté en figure 5.32. Le réseau mesure 1m27 de haut, 31 cm de large, 3.1 cm d'épaisseur, et pèse environ 15 kg. Les antennes sont espacées d'une distance de  $0.92\lambda_{2.2GHz}$ , soit 125 mm. Les dimensions de la couronne (*Ouverture* et *Largeur*) sont identiques dans le plan Horizontal, et dans le plan Vertical (distante de *Ouverture*/2 par rapport au centre des antennes placées aux extrémités). D'un point de vue qualitatif, l'aspect visuel de l'antenne est tel qu'il est possible de distinguer l'environnement situé derrière l'antenne. L'antenne est colorée de la même couleur que le cuivre qui la compose, mais cette coloration est relativement légère.

La figure 5.33 présente les paramètres S mesurés sur les voies du réseau : l'adaptation en impédance est moins bonne qu'attendu, ce qui n'est pas étonnant puisque nous avons vu précédemment que l'épaisseur des films plastiques, ainsi que leur permittivité supposée, avaient une influence non négligeable sur les performances (figure 5.27). Or, ce réseau a été réalisé en même temps que l'antenne unitaire, pour limiter l'impact des délais de réalisation importants (entre 4 et 6 mois). L'isolation entre voies est alors supérieure à 20 dB dans la bande 1.7GHz-2.1 GHz.

Les performances en rayonnement du réseau ont ensuite été mesurées sur une base extérieure, près de Lannion. La figure 5.34 présente le réseau installé sur un mât pour la mesure en rayonnement selon deux configurations : la première configuration est utilisée pour les mesures dans le plan Horizontal, la deuxième configuration, nécessitant un mât supplémentaire, est utilisée pour les mesures dans le plan Vertical. Ces installations ne sont cependant pas adéquates pour profiter pleinement de la transparence optique proposée par le réseau.

Les figures 5.35 et 5.36 présentent les diagrammes de rayonnement dans les plans Horizontal et Vertical pour quelques fréquences. Aux fréquences où l'antenne unitaire est adaptée, il y a, dans les deux plans, une bonne corrélation entre les résultats mesurés et simulés, et des niveaux de polarisation (XPol) acceptables (compatibles avec le cahier des charges) dans le plan Horizontal. En fin de bande, on constate une dégradation de l'ouverture à -10dB, passant d'environ 120° à environ



Figure 5.32 – Réseau linéaire partiellement transparent constitué de 8 éléments.



Figure 5.33 – Paramètres S mesurés sur le réseau linéaire de 8 éléments.



Figure 5.34 – Installation du réseau d'antenne sur un mât pour la mesure en base extérieur des diagrammes de rayonnement (a) dans le plan horizontal et (b) dans le plan vertical.

160°, l'antenne est alors moins Directive, on s'attend donc à obtenir un Gain moins important en fin de bande.

Enfin, la figure 5.37 présente les Gains mesurés et simulés pour chaque voie. Ce réseau d'antennes double polarisation propose un Gain supérieur à 15.5 dBi dans la bande 1.77-2.09 GHz (16.5%) et un Gain maximal de 16.5 dBi, dans un format de 1m27 de haut et 31 cm de large, avec un poids d'environ 17 kg. A titre comparatif, les travaux antérieurs de J. Hautcoeur, non référencés, avaient permis d'évaluer un réseau de 8 antennes de 1m42 de haut et 40 cm de large, pesant 25 kg. La double polarisation n'avait pas pu être implémentée car l'élément rayonnant n'est pas prévu pour cela. Le Gain obtenu était supérieur à 11 dBi dans la bande 1.79-2.1 GHz (15.9%) avec un maximum de 14.2 dBi. Ces mesures sont disponibles, même si elles n'apparaissent pas dans le manuscrit.

La réalisation présentée dans ces travaux de thèse apporte donc beaucoup d'améliorations par rapport à l'état de l'art antérieur :

- Réduction du volume (-15 cm en hauteur, -13 cm en largeur, +1 mm d'épaisseur, avec 31 mm), et donc du poids (-8 kg)
- Augmentation du Gain (+4.5 dB pour des bandes de fréquences similaires, et +1.3 dB pour la valeur maximale)
- Augmentation de la densité d'intégration (antenne à double polarisation avec plus de 20 dB d'isolation entre les voies)



Figure 5.35 – Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sur une des deux voies, dans le plan horizontal, pour quelques fréquences.



Figure 5.36 – Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sur une des deux voies, dans le plan vertical, pour quelques fréquences.



Figure 5.37 – Gains mesurés et simulés sur chaque voie du réseau de 8 antennes entre 1.7 GHz et 2.2 GHz.

## 5.4 Conclusion

La conception et la réalisation de ces deux systèmes antennaires démontrent la possibilité de réaliser des antennes presque optiquement transparentes proposant des performances similaires à une antenne complètement opaque, avec un aspect visuel tel qu'il est possible de voir à travers la structure, malgré une légère coloration. Comme les conducteurs les plus critiques n'ont pas été maillés, il est possible d'affirmer que la similitude entre les performances mesurées et prédites est essentiellement conditionnée par la maîtrise des composants mécaniques de l'antenne, principalement les caractéristiques géométriques et diélectriques des films plastiques supportant les motifs conducteurs optiquement transparents, mais également la géométrie des entretoises, des connecteurs, et des ouvertures dans les intercalaires en aluminium.

Les performances obtenues sont :

- Pour l'antenne unitaire double polarisation à couplage capacitif : une bande passante de l'ordre de 18% (1.75 GHz 2.1 GHz) pour un VSWR < 1.5 :1, et de l'ordre de 26% (1.7 GHz 2.2 GHz) pour un VSWR < 2 :1, avec une isolation entre voies supérieure à 15 dB dans la première bande de fréquence. L'antenne propose également un Gain supérieur à 7 dBi dans la bande 1.65 GHz 2.15 GHz (> 26%), ainsi qu'un Gain supérieur à 7.75 dBi dans la bande 1.68 GHz 2.1 GHz (> 22 %).
- Pour le réseau de 8 antennes similaires à l'antenne unitaire : un Gain maximal de 16.5 dBi, et supérieur à 15.5 dBi dans la bande 1.77 GHz - 2.09 GHz (16.5%).

Ces premiers travaux ont été prometteurs, mais ils ont mis en avant des difficultés en terme de réactivité dans la réalisation des antennes (4 mois pour l'antenne unitaire, 6 mois pour le réseau), du fait de la technologie choisie, dont la soustraitance était délocalisée pour la réalisation et le report des structures conductrices maillées.

Fort de ces apprentissages et du savoir faire acquis par Bouygues Telecom au travers des travaux de Julien Hautcoeur et des premiers résultats présentés ici, il a été décidé de changer de technologie de réalisation de ces antennes. Le chapitre suivant présente donc une nouvelle méthode de réalisation d'antennes optiquement transparentes, avec la mise en œuvre de deux architectures antennaires : une antenne simplement polarisée à couplage capacitif, et une antenne doublement polarisée couplée par ouvertures.

# **Chapitre 6**

# Antennes réalisées selon un nouveau procédé technologique

Suite aux conclusions précédentes, une méthode de réalisation rapide (délai typique de 2 semaines), fiable et peu coûteuse des antennes transparentes a été développée. Cette nouvelle méthode de réalisation s'appuie sur les compétences, parfois éloignées de l'électronique, de Petites et Moyennes Entreprises (PMEs) implantées dans les régions Bretagne et Pays de la Loire.

Les performances optiques obtenues sont légèrement dégradées par rapport aux réalisations précédentes, au profit d'une meilleure maîtrise technologique, ce qui a permis de réaliser une antenne de transparence optique théorique supérieure à 80%, dont la bande passante dépasse 30% (2.08 GHz - 2.82 GHz) pour un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB), et dont le Gain dépasse 7dBi.

Compte tenu d'un dépôt de brevet en cours, nous ne présenterons que les principales caractéristiques de la nouvelle méthode de fabrication, dans la section 6.1. Cette nouvelle méthode de réalisation a été utilisée pour proposer une antenne large bande simplement polarisée à couplage capacitif, présentée en section 6.2. Une telle architecture a été choisie pour sa simplicité dans l'évaluation de ses performances, ce qui a permis de mieux identifier les sources des différences entre performances mesurées et simulées.

### 6.1 Description du procédé technologique

Afin de pouvoir poursuivre les travaux de recherche sur la conception d'antennes optiquement transparentes, l'initiative a été prise de proposer une nouvelle méthode de réalisation des antennes transparentes, en s'appuyant sur 3 axes d'amélioration en comparaison des expériences précédentes :

1. **Proximité des réalisations**. Les antennes précédentes étaient en partie réalisées en Asie, ce qui ne permettait pas un échange facile quant au besoin, aux 232

contraintes et aux difficultés de réalisation rencontrées. Aussi a-t-il été décidé d'envisager une solution dans laquelle les antennes sont réalisées en France, si possible dans les régions Bretagne et/ou Pays de la Loire, en fonction des prestations industrielles proposées et disponibles.

- Rapidité des réalisations. Le délai de réalisation des antennes précédentes était compris entre 3 mois et 6 mois, ce qui est conséquent, notamment pour la réalisation de nouveaux prototypes. Nous souhaitions réduire nettement ces délais.
- 3. Accessibilité des réalisations. Les antennes précédentes ont été évaluées à un prix unitaire de l'ordre de 30k€. Nous souhaitions également envisager une solution faible coût. Il a donc été porté une attention particulière au coût des réalisations, en ciblant les choix techniques selon le savoir-faire proposé.
- 4. Maîtrise du choix des filières technologiques. Les réalisations précédentes reposaient essentiellement sur les compétences d'un verrier. Nous souhaitions envisager de choisir plusieurs filières technologiques en fonctions des étapes à réaliser. Ainsi, chaque étape de la réalisation d'une antenne est confié à la filière technologique proposant les compétences et l'outillage les plus adaptés au besoin.

La nouvelle méthode de réalisation proposée repose sur 5 étapes, tenant compte de l'influence de certaines étapes sur les performances antennaires :

- 1. Réalisation d'un *flan* en technologie PCB, qui regroupe en un seul ensemble, tous les éléments conducteurs utilisés pour réaliser l'antenne.
- 2. Découpe du flan pour l'extraction des éléments utiles.
- 3. Pré-Assemblage des antennes (faible tenue mécanique) et Tests unitaires (Paramètres S, Rayonnement).
- 4. Finition, destinée à améliorer l'aspect visuel des antennes.
- 5. Assemblage Final (tenue mécanique renforcée) et Tests unitaires (Paramètres S, Rayonnement).

Cette méthode de réalisation donnant lieu à un dépôt de brevet [GarciaB02], il n'est pas possible de la détailler davantage. Néanmoins, certaines étapes clés de cette méthode seront évoquées au travers de la description de la conception et de la réalisation d'une antenne simple polarisation à couplage capacitif.

# 6.2 Antenne simple polarisation à couplage capacitif

#### 6.2.1 Géométrie de l'antenne et dimensionnement

La réalisation de cette antenne avait pour but de répondre aux objectifs suivants :

- Valider la nouvelle méthode de réalisation d'antennes proposée ici, en évaluant les performances radioélectriques mais également visuelle (appréciation à l'œil nu).
- Evaluer l'impact d'un maillage en comparant les performances radioélectriques (impédance et rayonnement) d'une antenne maillée avec celles d'une antenne non maillée.
- Proposer une antenne large bande permettant de couvrir des bandes de fréquence différentes de la bande DCS-UMTS (1710-2170 MHz). A ce titre, nous avons essayé de couvrir simultanément les bandes de fréquence UMTS 2100,WiFi,WiMax et LTE 2700, soit une bande passante de 1920-2700 MHz (environ 34% en valeur relative). Aussi, pour bien identifier les sources des différences entre performances mesurées et simulées, nous avons choisi de proposer une architecture simple et reproductible : l'antenne dispose donc d'un seul accès (simple polarisation), réalisé en technologie microruban classique (en comparaison de la ligne microruban inversée présentée dans le chapitre précédent).

L'antenne proposée est réalisée à partir de couches épaisses maillées déposées sur du verre Borofloat 33 [152] d'épaisseur 3.3 mm. Un échantillon de ce verre a été utilisé pour la caractérisation diélectrique, avec les méthodes du stub résonant et la méthode en espace libre (section 2.2.2). Ces deux méthodes ont permis d'estimer, avec un bon niveau de confiance, la permittivité  $\varepsilon_r$  à 4.7, et la tangentes de pertes tan $\delta$  à 0.007 dans les fréquences d'intérêt.

La figure 6.1 présente la vue d'ensemble et la vue en coupe de l'architecture choisie pour l'antenne : la méthode utilisée pour adapter l'antenne sur une large bande de fréquence est identique à celle présentée dans la section 5.2.1.1, dont les étapes sont résumées dans la figure 6.2.

L'interconnexion entre le câble coaxial et la ligne microruban est non seulement différente de l'interconnexion précédente, présentée en figure 5.25, mais également différente d'un connecteur SMA classique, qui n'est pas compatible avec de telles épaisseurs de substrat. L'étage de transformation d'impédance est placé dans la continuité de l'accès microruban, lequel alimente, par couplage capacitif, un ensemble de patchs superposés. Les dimensions du patch d'alimentation aident à la maîtrise du transfert d'énergie vers les patchs résonants (taille des boucles sur l'abaque de Smith) tout en modifiant l'accord des patchs en fréquence (espacement fréquentiel des boucles sur l'abaque de Smith).



Figure 6.1 – Modèle de l'antenne simple polarisation choisie : (a) vue d'ensemble et (b) vue en coupe.



Figure 6.2 – Étapes clés du dimensionnement de l'antenne simple polarisation à couplage capacitif : (a) obtention du groupe de boucles, (b) placement du groupe de boucles sur l'axe réel et transformation d'impédance, (c) ajout de la connectique et des éléments mécaniques.

Élément	Épaisseur (mm)	Dimensions $(L \times W)$ (mm)
Substrats Borosilicate	3.3	91 × 91
Transformateur	0.017	$25 \times 3$
Section microruban	0.017	9 × 9
Patch d'alimentation	0.017	$21 \times 20$
1 <sup>er</sup> gap d'air	3.3	
1 <sup>er</sup> patch résonant	0.017	37 × 37
2 <sup>e</sup> gap d'air	8	
2 <sup>e</sup> patch résonant	0.017	21 × 21

Le tableau 6.1 présente les dimensions de l'antenne proposées pour la réalisation.

Tableau 6.1 – Dimensions de l'antenne simple polarisation à couplage capacitif.

#### 6.2.2 Réalisation de l'antenne

La figure 6.3 a) présente une partie du flan PCB réalisé (étape 1 de la méthode de réalisation). Nous avons également intégré des antennes destinées à nous servir de référence, réalisées à partir de motifs conducteurs opaques. Pour les antennes optiquement transparentes, le maillage est réalisé à partir de lignes de 50  $\mu$ m de largeur, espacées de 450  $\mu$ m, ce qui donne en théorie une transparence optique légèrement supérieure à 80% selon (2.38). Le choix d'une largeur de 50  $\mu$ m correspond à la plus petite dimension pouvant être garantie à l'époque par le sous-traitant en technologie PCB. L'espacement des lignes du maillage de la ligne de transmission est réduit arbitrairement à 250  $\mu$ m, afin de limiter les pertes de transmission, au détriment de la transparence optique. Ce n'est probablement pas un choix optimal : si possible, des simulations pourront être envisagées par la suite pour optimiser la géométrie de la ligne de transmission.

La figure 6.3 b) présente l'étape de découpe (étape 2 de la méthode de réalisation) pour l'extraction des éléments utiles. Etant données les faibles surfaces des verres utilisées, ces derniers ne peuvent être obtenus qu'à partir d'une découpe d'une plaque de verre au jet d'eau, technologie qui n'était pas disponible chez le sous-traitant des réalisations précédentes. Le principe de la découpe au jet d'eau est d'expulser un mélange d'eau et de poudre abrasive à très haute pression (de l'ordre de 4000 bars), ce qui permet de découper n'importe quel matériau, à l'exception du verre trempé qui explose au moindre impact.

On constate qu'à ce stade de réalisation les antennes ne sont pas encore transparentes. Ceci est dû à l'altération de l'état de surface des couches présentes sur le verre après l'étape de gravure. Ce phénomène est l'analogie optique du phénomène électronique illustré en figure 2.29. L'étape de finition consiste donc à restaurer cet



Figure 6.3 – Les deux premières étapes de la réalisation d'une antenne transparente : a) réalisation du flan en technologie PCB, b) découpe du flan pour l'extraction des éléments utiles.

état de surface. Plusieurs couches de vernis sont déposées, ce qui donne le résultat obtenu en figure 6.4 a) pour un seul substrat et en figure 6.4 b) pour l'antenne complète. Dans ce dernier cas, la transparence de l'antenne est altérée, probablement à cause d'un mauvais séchage du vernis déposé sur le plan de masse. On constate également une légère coloration, qui peut être réduite en utilisant un métal de couleur neutre, ou simplement en recouvrant le métal coloré d'une finition en étain voire éventuellement en nickel (figure 2.33).



Figure 6.4 – Aspect visuel d'un a) patch optiquement transparent sur un substrat optiquement transparent et b) d'une antenne optiquement transparente, obtenus avec la nouvelle méthode de réalisation.

L'interconnexion utilisée entre le câble coaxial et la ligne microruban repose sur l'utilisation d'une pièce en laiton, dont la première réalisation, faite à la main, est présentée en figure 6.5. La figure 6.6 illustre l'utilisation de cette pièce en laiton pour la réalisation de l'interconnexion. Cette pièce rappelle la structure des connecteurs SMA standards mais ces dimensions sont ajustées aux épaisseurs des verres. Cette démarche a permis de s'affranchir de l'achat de connecteurs SMA standards, plus chers et difficiles à assembler sur des substrats épais (c'est-à-dire épaisseur > 1.5 mm).



Figure 6.5 – Aperçu de la première pièce en laiton, faite à la main, pour assurer la connexion entre un câble coaxial et une ligne microruban sur substrat épais.



Figure 6.6 – Vue d'ensemble d'une interconnexion entre un câble coaxial et une ligne microruban épaisse à l'aide de la pièce en laiton illustrée en figure 6.5

#### 6.2.3 Mesures de l'antenne

Des mesures d'impédances ont été réalisées sur l'antenne optiquement transparente simple polarisation à couplage capacitif, avant (*unvarnished*) et après vernissage (*varnished*), et comparées aux mesures de l'antenne de référence, dont les motifs conducteurs sont opaques. Les résultats sont présentés en figure 6.7.



Figure 6.7 – Coefficient de réflexion mesuré pour l'antenne simple polarisation à couplage capacitif, avant et après vernissage, en comparaison de l'antenne de référence et du résultat simulé.

On constate une bonne maîtrise technologique, puisque les résultats mesurés sont très proches de ceux prédits. Les résultats obtenus après l'étape de vernissage présentent des niveaux de réflexion un peu supérieurs. Ceci étant, l'étape de vernissage n'est pas forcément directement responsable de la modification des résultats. En effet, les différences de résultats peuvent aussi résulter d'une légère modification mécanique liée au désassemblage pour le vernissage puis au ré-assemblage de l'antenne après vernissage. L'antenne propose néanmoins une bande passante dépassant 30% (2.08 GHz - 2.82 GHz) pour un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB).

La bande passante absolue est plus faible que celle visée (740 MHz contre 780 MHz pour la bande 1920-2700 MHz). Cependant, la bande passante relative obtenue dépasse 30%, ce qui constitue une amélioration des résultats en impédance présentés dans la section 5.2.2 (18% pour VSWR < 1.5 :1 et 26% pour VSWR < 2 :1).

Des mesures en rayonnement ont également été réalisées, avec la base de mesures champ proche Stargate réalisée par SATIMO [264] pour l'INSA Rennes, illustrée en figure 6.8. Les résultats en champ lointain sont obtenus après une transformation champ proche-champ lointain réalisé par l'outil d'automatisation de la base de mesures.

Le Gain mesuré pour l'antenne simple polarisation à couplage capacitif, le Gain de l'antenne de référence et le Gain simulé sont comparés sur la figure 6.9. Le premier résultat à retenir est que l'utilisation conjointe d'une ligne microruban maillée,



Figure 6.8 – Base de mesures champ proche de l'INSA Rennes, utilisée pour la mesure des diagrammes de rayonnement d'antennes.

d'un plan de masse maillé, et de patchs maillés ne modifie pas le Gain de manière substantielle, puisque la perte de Gain n'excède pas 0.3 dB.

Le second résultat à retenir est que, malgré la simplicité de l'antenne, les pertes sur le Gain atteignent 2.5 dB par rapport au résultat prédit, ce qui n'est pas négligeable. Le premier réflexe est de remettre en question les performances énergétiques des substrats de verre, seul point commun entre les antennes mesurées. Cependant, il s'avère que les pertes ne sont pas liées ici à l'efficacité énergétique des substrats, mais à une perte de Directivité. Ce point est argumenté par l'analyse des diagrammes de rayonnement dans les plans H et E, respectivement présentés pour quelques fréquences en figures 6.10 et 6.11.



Figure 6.9 – Gains mesuré pour l'antenne simple polarisation à couplage capacitif, en comparaison du Gain de l'antenne de référence et du résultat simulé.



Figure 6.10 – Diagrammes de rayonnement, mesurés et simulés, de l'antenne simple polarisation à couplage capacitif, dans le plan H, pour quelques fréquences. Légende selon un tri décroissant de la valeur à Theta = 180°.



Figure 6.11 – Diagrammes de rayonnement, mesurés et simulés, de l'antenne simple polarisation à couplage capacitif, dans le plan E, pour quelques fréquences. Légende selon un tri décroissant de la valeur à Theta = 180°.

242

Alors que, dans le plan H, les résultats mesurés sont très similaires aux résultats simulés, il apparaît clairement une dégradation dans le plan E par rapport aux prédictions. Ce constat mène à la conclusion que le câble est probablement responsable de la dégradation de la Directivité de l'antenne, puisqu'il n'est présent que dans le plan E, comme illustré en figure 6.12. En tenant compte des pertes de Directivité avec (3.7) et des pertes par désadaptation avec (3.5), nous arrivons à reproduire la courbe de Gain mesurée à partir des résultats simulés (figure 6.9).



Figure 6.12 – Illustration du placement du câble coaxial, *a priori* responsable de la dégradation de la directivité dans le plan E.

L'étude de cette antenne a donc permis de souligner l'influence du placement du câble coaxial sur la dégradation des diagrammes de rayonnement. Il se peut que le placement du câble coaxial soit également à l'origine de la dégradation des performances constatées dans l'étude précédente (figure 5.30).

Il n'a pas été possible de reproduire l'impact du placement du câble coaxial en simulation, d'une part parce que la méthode FEM proposée par HFSS ne permet pas la prise en compte efficace d'importantes longueurs de câble (maillage d'un volume d'air important, section 3.6.4), d'autre part parce que la méthode MoM permet difficilement de prendre en compte de petits volumes diélectriques (contenus dans le cable coaxial) pour le principe d'équivalence surfacique (section 3.6.3).

En même temps, la non prise en compte d'un grand câble coaxial en simulation peut expliquer pourquoi les niveaux de composante croisée (XPol) mesurés au cours des études précédentes (sections 5.2.2 et 5.3) ont toujours été plus faibles que prévus, en tous cas hors des plans principaux, E et H.

#### 6.2.4 Conclusion sur les premiers résultats obtenus

Les résultats obtenus ont permis de valider une méthode de réalisation des antennes transparentes. Les performances optiques semblent dégradées par rapport aux réalisations précédentes, au profit d'une meilleure maîtrise technologique, ce qui a permis de réaliser une antenne de transparence optique théorique supérieure à 80%, dont la bande passante dépasse 30% (2.08 GHz - 2.82 GHz) pour un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB), et dont le Gain dépasse 7dBi. Après analyse des mesures réalisées, il semble que le Gain aurait *a priori* pu être plus élevé en minimisant l'influence du rayonnement parasite lié au câble coaxial.

Cette méthode permet de réaliser plus d'une dizaine d'antennes fonctionnelles en 2 semaines, avec un coût inférieur à  $2k \in /m^2$ , soit une économie de 85% par rapport aux méthodes de réalisations microélectroniques utilisées précédemment. Elle permet un prototypage rapide avant d'envisager des réalisations technologiquement plus avancées mais également plus coûteuses.

Cette antenne, présentée au symposium PIERS 2013 à Stockholm [GarciaP01], a permis d'enrichir nos connaissances concernant l'influence du maillage sur les performances d'une antenne. Nous apprenons au travers de cette antenne qu'un maillage dont la résolution est compatible avec des exigences optiques (section 2.1.6) a très peu d'impact sur les performances radioélectrique de l'antenne. Autrement dit, si une différence des performances est constatée par rapport aux simulations, celle-ci ne vient pas du maillage des couches épaisses, mais plus généralement d'une différence de l'environnement mesuré par rapport à l'environnement simulé.

La méthode de réalisation présentée ici a été également utilisée pour proposer une antenne élémentaire répondant plus précisément à notre besoin opérationnel. L'état de l'art a permis d'identifier une famille d'architectures permettant de répondre à notre besoin : les antennes à patchs superposés couplés par ouverture (sections 3.3 et 3.3.5 en particulier). Cette réalisation, en partenariat partiel avec un industriel antenniste, est présenté ci-après.

# 6.3 Antenne double polarisation à haute isolation

#### 6.3.1 Capitalisation et orientation des travaux

Les connaissances issues des précédents travaux ont été capitalisées afin de proposer une antenne élémentaire dont les spécifications, présentées dans le tableau 6.2 pour une antenne unitaire, permettent de répondre aux besoins opérationnels. Les performances déjà atteintes par les réalisations précédentes sont également mentionnées dans ce tableau.

Caractéristiques	Performances attendues	Déjà atteint ?
Impédance nominale	$50\Omega$	
Bande de fréquence	1710-2170 MHz (24%)	
VSWR	<1.5 :1	OUI (6.2)
Polarisation	Double ( $\pm 45^{\circ}$ )	OUI (5.2.2)
Isolation entre voies	> 25 dB	NON
Gain	> 7 dBi	OUI (5.2.2)
Ouvert. Hor. à -3 dB	60°< <70°	En partie
Tracking, plan Hor. $\pm 60^{\circ}$	< 1 dB	NON
XPD 0°	> 20 dB	En partie (5.2.2)
$XPD \pm 60^{\circ}$	> 10 dB	En partie (5.2.2)

Tableau 6.2 – Performances attendues avec l'antenne élémentaire optiquement transparente pour station de base urbaine.

Afin de dissocier les problèmes, nous avons émis l'hypothèse que les caractéristiques supplémentaires souhaitées, notamment dans le plan Vertical, seront assurées par :

- La mise en réseau d'éléments unitaires identiques à celui présenté au sein de ce chapitre,
- Une installation dans un environnement adéquat. En effet, les performances d'une antenne de station de base sont spécifiées pour des conditions d'installations spécifiques. Ainsi, un rapport avant-arrière supérieur à 27 dB en puissance totale semble nécessaire dans une installation tri-sectorielle (figure 3.18), mais cette performance n'est pas nécessairement pertinente dans le contexte des antennes transparentes, où aucune autre antenne ne serait à proximité du réseau proposé, au risque de compromettre la discrétion visuelle par les éléments mécaniques.

Compte tenu du besoin de capitaliser les connaissances, les principales améliorations attendues pour cette réalisation se résument à :

 Proposer une antenne doublement polarisée avec deux accès suffisamment isolés (isolation > 30 dB),  Maîtriser les performances en rayonnement dans la bande de fréquence d'intérêt.

Cette partie est donc dédiée à ces deux axes d'amélioration, en faisant évoluer l'alimentation des éléments rayonnants par l'utilisation d'un couplage par ouverture entre la ligne d'accès et les patchs. Cette antenne élémentaire, présentée en section 6.3.2, remplit les objectifs en termes d'impédance et d'isolation.

Les travaux présentés montrent qu'il est nécessaire de contrôler le rayonnement de chaque antenne élémentaire dans un environnement champ proche, avec des dispositifs en trois dimensions, optiquement transparents. Le concept est présenté en section 6.3.4.

Enfin, un réseau linéaire de 11 antennes, présenté en section 6.4, a été réalisé. Sa méthode de réalisation se veut plus accessible et plus modulaire que la méthode précédente.

#### 6.3.2 Géométrie de l'antenne et dimensionnement

#### 6.3.2.1 Dimensionnement de l'antenne

Le modèle de simulation de l'antenne unitaire utilisé pour la conception est présenté en figure 6.13.



Figure 6.13 – Vue d'ensemble du modèle de simulation de l'antenne double polarisation à haute isolation.

La structure de l'antenne nouvelle version est constituée :

 De l'antenne unitaire proprement dite, pour laquelle les patchs superposés sont reportés sur des substrats verre de petites dimensions, de même que le plan de masse contenant les fentes de couplage et la ligne d'accès. D'éléments "larges", représentatifs de l'environnement dans lequel l'antenne unitaire peut évoluer lorsqu'elle est intégrée dans un réseau. Ces éléments sont principalement le substrat arrière optiquement transparent de grandes dimensions supportant un plan de masse optiquement transparent, et le substrat supérieur servant de protection pour l'ensemble de la structure vis-à-vis des conditions météorologiques notamment. L'espacement entre les éléments de l'antenne unitaire et les éléments "larges" est maîtrisé par le biais de 4 entretoises. On suppose que ces deux seuls éléments (l'encadrement n'est pas pris en compte ici), sont suffisamment représentatifs de l'environnement dans lequel l'antenne est susceptible d'évoluer, sachant, de plus, que leur réalisation est facilement reproductible.

Les figures 6.14 et 6.15 présentent l'antenne unitaire vue de dessus. La figure 6.15 présente en particulier la géométrie les lignes microrubans et des ouvertures couplées aux patchs Pi et Ps. Chacun des deux accès va permettre, au travers du réseau d'alimentation, de générer un rayonnement polarisé linéairement avec une orientation de  $\pm 45^{\circ}$ . Le rayonnement est issu du couplage entre les patchs et les lignes microrubans par l'intermédiaire d'ouvertures prenant la forme d'un "H".



Figure 6.14 – Vue de dessus du modèle de simulation de l'antenne double polarisation à haute isolation.

L'état de l'art a permis de montrer que cette forme d'ouverture permet de réduire la taille des ouvertures pour un niveau de couplage donné. Il est également possible de déplacer les ouvertures sous les patchs sans dégrader substantiellement les performances en rayonnement, ce qui permet ainsi d'envisager un réseau d'alimentation purement planaire (pas d'utilisation de ponts ou de crossovers). Toutefois, certains types de positionnements d'une ouverture par rapport à l'autre, comme le



Figure 6.15 – Géométrie de l'alimentation utilisée pour l'antenne double polarisation à haute isolation.

placement en "L" décrit dans l'état de l'art, dégradent l'isolation entre les accès. Le placement en "T", illustré en figure 6.15, est celui qui répond le mieux à la contrainte sur l'isolation (supérieure à 25 dB).

Le principe du placement en "T" consiste simplement à restreindre le positionnement relatif des ouvertures parallèlement à un seul et unique plan : soit le plan E, soit le plan H. Comme mentionné dans l'état de l'art, les antennes couplées par ouverture ont des niveaux de composante croisée (XPol) très faibles dans les plans E et H. Il est alors physiquement difficile pour les courants issus d'un premier accès, à l'origine du rayonnement dans une première polarisation, d'accéder au deuxième accès utilisé pour faire rayonner l'antenne selon une polarisation orthogonale à la première.

Enfin on retrouve comme précédemment :

- Deux patchs superposés permettant d'obtenir une bande passante supérieure à 24%.
- Des accès microrubans couplés aux patchs par ouvertures et intégrant des transformateurs d'impédance qui permettent l'adaptation entre  $Z_r$ , l'impédance de pied d'antenne, et l'impédance nominale que doit proposer l'antenne sur ses deux accès, qui est  $Z_0 = 50\Omega$

La figure 6.16 illustre la vue en coupe (plan YZ) de l'antenne unitaire intégrée entre le plan de masse supporté par le grand substrat arrière et le grand substrat frontal (non représentés sur la figure, voir figure 6.13). Cette antenne est composée de 3 substrats de taille réduite ( $\langle \lambda \times \lambda \rangle$ ), ce qui est devenu possible suite au changement de la méthode de réalisation.



Figure 6.16 – Vue en coupe de l'antenne double polarisation à haute isolation.

Cette méthode de réalisation permet de déposer des couches métalliques épaisses maillées, optiquement transparentes, sur les deux faces d'un substrat, avec une erreur d'alignement entre les couches inférieure à 50 µm selon les axes X et Y. Cette précision d'alignement est exploitée sur le premier substrat : la face inférieure, orientée vers le bas, supporte le dépôt des lignes microrubans, la face supérieure, orientée vers le haut, supporte le dépôt du plan de masse dans lequel les ouvertures sont réalisées.

Le premier patch Pi est déposé sur un deuxième substrat, celui ci est solidaire du premier substrat grâce à 4 petits intercalaires. L'ensemble s'insère dans les encoches réalisées dans les entretoises.

Enfin, le deuxième patch Ps est déposé sur un dernier substrat, à peine plus grand que le patch, ce substrat est maintenu par le verre frontal.

Cette proposition d'assemblage permet, contrairement à la technologie de réalisation précédente, de limiter la consommation des matériaux de haute technologie au juste besoin, et ainsi de limiter le poids de la structure, et de réutiliser les éléments unitaires dans des structures antennaires modulaires. Ainsi, des réseaux de 4, 8, 10 antennes voire plus, peuvent être réalisés sur des surfaces de verres de différentes dimensions, seuls les substrats inférieur et supérieur seront à redécouper.

Ce point est toutefois conditionné par l'utilisation éventuelle d'une autre technologie pour la réalisation du grand plan de masse. C'est le cas ici, où le grand plan de masse peut être réalisé avec un tissu métallique, car sa géométrie est simple.

Le tableau 6.3 présente les dimensions des éléments constituant l'antenne mo-

Nom	Description	Valeur (mm)
Douv	Décalage des ouvertures / centre des patchs	16
$E_{t1}$	Epaisseur du 1 <sup>er</sup> verre	3.3
$E_{t1tsup}$	Gap premier verre - verre frontal	27
$H_{co}$	Hauteur colonnes Plexiglas	53
$L_{50V1}$	Longueur ligne 50 $\Omega$ voie 1	5.3
$L_{50V2}$	Longueur ligne 50 $\Omega$ voie 2	4.2
$L_c$	Long. ligne pour connexion	2
$L_{HeV1}$	Long. externe ouverture H voie 1	13
$L_{HeV2}$	Long. externe ouverture H voie 2	12
$L_{HiV1}$	Long. interne ouverture H voie 1	4
$L_{HiV2}$	Long. interne ouverture H voie 2	2
$L_{ms0}$	Long. horizontale ligne MS fine	1.8
$L_{ms1V1}$	Long. ligne MS jusqu'à ouverture voie 1	18.2
$L_{ms1V2}$	Long. ligne MS jusqu'à ouverture voie 2	16.7
$L_{ms2V1}$	Long. ligne MS après ouverture voie 1	10
$L_{ms2V2}$	Long. ligne MS après ouverture voie 2	11
$L_{t1}$	Long. transition ligne $50\Omega$ - transformateur	1
$L_{t2}$	Long. transition transformateur - ligne MS	0.5
$L_{tr}$	Long. transformateur d'impédance	18
$L_{tsup}$	Long. verre technologique frontal	300
$W_{50}$	Largeur ligne 50 $\Omega$	7
$W_c$	Largeur ligne pour connexion	2
$W_{co}$	Largeur base colonne	10
$W_{HeV1}$	Larg. externe ouverture H voie 1	8
$W_{HeV2}$	Larg. externe ouverture H voie 2	8
$W_{HiV1}$	Larg. interne ouverture H voie 1	10.5
$W_{HiV2}$	Larg. interne ouverture H voie 2	10.5
$W_i$	Larg. intercalaire entre le 1 <sup>er</sup> et le 2 <sup>e</sup> verre	< 10
$W_{pdm}$	Largeur plan masse	300
$W_{pi}$	Largeur patch inférieur	43
$W_{ps}$	Largeur patch supérieur	35
$W_{t1}$	Larg. 1 <sup>er</sup> verre (lignes + ouvertures)	100
$W_{t2}$	Larg. 2 <sup>e</sup> verre (patch inférieur)	70
$W_{t3}$	Larg. 3 <sup>e</sup> verre (patch supérieur)	40
$L_{tsup}$	Larg. verre technologique frontal	210

délisée puis réalisée. Du verre borosilicate Borofloat 33 [152] est utilisé pour les substrats supportant des dépôts conducteurs optiquement transparents.

Tableau 6.3 – Dimensions de l'antenne double polarisation à haute isolation.

Avec ces dimensions, nous obtenons les paramètres S simulés sous HFSS présentés en figure 6.17. La bande passante commune aux deux accès est de 1.66-2.24 GHz, soit 29.7%, pour un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB), ce qui couvre le besoin (1.71- 2.2 GHz, 24%). La principale amélioration concerne l'isolation entre les accès, qui est supérieure à 24 dB dans la bande de fréquence d'intérêt.



Figure 6.17 – Paramètres S prédits pour l'antenne unitaire double polarisation à haute isolation.

S'agissant des performances en rayonnement, les conclusions des chapitres précédents orientent vers la conformation du plan de masse sur le contour de l'antenne pour le contrôle du rayonnement. Ceci étant, il a été fait le choix, dans un premier temps, de réaliser une maquette fidèle au modèle pour vérifier si les performances en réflexion et en isolation étaient atteignables. La section suivante présente donc les résultats des mesures des paramètres S de l'antenne unitaire dans l'environnement considéré.

#### 6.3.3 Réalisation et mesure des paramètres S

La figure 6.18 présente les antennes qui ont été réalisées : une antenne destinée à être optiquement transparente et une antenne opaque comme structure de comparaison des performances radioélectriques et visuelles. Le jaunissement des substrats est un défaut de fabrication, l'origine de ce défaut, corrigé par la suite, est connue mais n'est pas mentionnée ici pour des raisons de propriété industrielle (dépôt du brevet [GarciaB02] en cours). Ce jaunissement est tel qu'il est inutile de réaliser l'étape de finition, qui ne permet pas d'améliorer l'aspect visuel. Pour l'antenne en version "transparente", le maillage est réalisé à partir de lignes de 50 µm de largeur, espacées de 450 µm, ce qui donne en théorie une transparence optique légèrement supérieure à 80% selon (2.38). Les lignes microrubans n'ont pas été maillées dans un premier temps pour les raisons évoquées précédemment dans ce mémoire.

Les entretoises, réalisées en plexiglas, étaient également défectueuses, la hauteur  $H_{co}$  était correcte mais l'espacement  $E_{t1tsup}$ , entre le verre supportant les ouvertures et le verre supérieur, n'était pas suffisant. Leur hauteur a donc été réduite, et des morceaux de verre borosilicate de 3.3 mm ont été utilisés pour obtenir l'espacement  $E_{t1tsup}$  de 27 mm.



Figure 6.18 – Antennes unitaires réalisées : (a) version optiquement transparente sans étape de finition et (b) version opaque.

Des connecteurs SMA plats ont été utilisés pour permettre l'alimentation des antennes avec des câbles coaxiaux. Cette solution a été choisie pour la réalisation des prototypes, mais elle reste très fragile sur le plan mécanique. La connectique présentée précédemment est mieux adaptée et plus solide.

Les paramètres S mesurés pour cette antenne et la comparaison avec les paramètres S simulés, sont présentés en figure 6.19.



Figure 6.19 – Paramètres S mesurés pour l'antenne double polarisation à haute isolation dans sa version "transparente", et comparaison avec les résultats simulés.

Pour VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB), la première voie propose une bande passante de 1.66-2.26 GHz (30.6%) et la deuxième voie propose une bande passante de 1.65-2.23 GHz (29.8%). Ces résultats sont conformes aux résultats prédits en simulation. Les différences sont *a priori* dues aux erreurs d'alignement entre les substrats composant l'antenne. Toutefois, ces erreurs n'entraînent pas une modification substantielle des performances, nous n'avons donc pas mené d'études supplémentaires pour évaluer l'influence de l'alignement sur les performances.

Le résultat le plus intéressant ici concerne l'isolation entre voies, supérieure à 27 dB dans les bandes passantes d'intérêt, et supérieure à 30 dB entre 1.6 GHz et 2.12 GHz. Deux explications peuvent être avancées :

- Les pertes en transmission sont plus importantes que prévues. Cette explication est peu probable, car nous avons vu précédemment que les principaux paramètres influant sur les pertes en transmission peuvent être pris en compte en simulation. Cette prise en compte a également été faite ici.
- La présence nécessaire des câbles coaxiaux, non pris en compte dans leur intégralité en simulation, a une influence positive sur l'isolation entre voies. Cependant, cette présence va dégrader les performances en rayonnement de l'antenne.
Les résultats des mesures de paramètres S confirment l'efficacité de l'utilisation de plusieurs patchs résonants pour obtenir une large bande passante, et également l'efficacité du couplage par ouvertures placées en "T" pour obtenir une isolation entre voies importante, même avec des ouvertures proches l'une de l'autre.

La section suivante s'intéresse aux performances en rayonnement et présente des propositions pour l'amélioration de ces performances.

#### 6.3.4 Amélioration du rayonnement

La figure 6.20 présente un modèle de simulation plus complet utilisé pour la simulation des diagrammes de rayonnement de l'antenne réalisée. L'environnement est représentatif de celui des réseaux optiquement transparents, avec la présence d'un grand plan de masse et d'un substrat diélectrique supérieur, auxquels nous avons ajouté les connecteurs et des câbles coaxiaux de longueur 50 mm, plus courts, malgré tout, que les câbles utilisés en pratique. Les diagrammes de rayonnement sont présentés dans le plan Horizontal (plan XZ selon la figure 6.20).



Figure 6.20 – Modèle initial pour les simulations des diagrammes de rayonnement.

Les figures 6.21 et 6.22 présentent les diagrammes de rayonnement prédits pour ce premier modèle, en composante principale (CoPol) et en composante croisée (XPol), sur chaque voie et pour quelques fréquences.

Le rayonnement est fortement diffracté, avec des ouvertures trop larges (ouverture à -10 dB comprise entre 140° et 160° au lieu des 120° admissibles), et des niveaux de composante croisée (XPol) élevés, ne permettant pas d'atteindre la discrimination de polarisation (XPD) voulue. Ces résultats dégradés, incompatibles avec nos besoins, sont dus *a priori* :



Figure 6.21 – Diagrammes de rayonnement, dans le plan Horizontal, de la voie 1 du modèle de rayonnement initial, en composante principale (CoPol, Rouge) et en composante croisée (XPol, Bleu).



Figure 6.22 – Diagrammes de rayonnement, dans le plan Horizontal, de la voie 2 du modèle de rayonnement initial, en composante principale (CoPol, Bleu) et en composante croisée (XPol, Rouge).

- A la présence du grand plan de masse arrière, destiné à minimiser le rapport avant-arrière.
- Plus généralement, à la présence de grands plans, conducteurs ou diélectriques, car un fort gradient d'impédance peut aussi entraîner la réflexion des champs incidents.
- A la position des câbles coaxiaux autour de l'antenne.

Afin de confirmer ou infirmer ces hypothèses, trois simulations ont été réalisées pour améliorer les performances en rayonnement et évaluer qualitativement l'effet de chaque élément sur les performances en rayonnement.

La première modification a consisté à enlever le plan de masse, sachant qu'un verre supporte ce plan de masse, et qu'il doit maintenant être pris en compte. Le modèle correspondant est présenté en figure 6.23, le verre arrière est un verre so-docalcique, de mêmes dimensions que le plan de masse ( $W_{pdm} \times W_{pdm}$ ), dont la permittivité est évaluée à 6.9 [1]. Le retrait du plan de masse (figures 6.24 et 6.25) n'améliore pas les performances en rayonnement. Les diagrammes de rayonnement restent déformés (par la présence du verre arrière ?).



Figure 6.23 – Etape 1 : Retrait du plan de masse, et conservation du verre sodocalcique arrière.



Figure 6.24 – Etape 1 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie 1, en composante principale (CoPol, Rouge) et en composante croisée (XPol, Bleu).



Figure 6.25 – Etape 1 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie 2, en composante principale (CoPol, Bleu) et en composante croisée (XPol, Rouge).

Une deuxième modification a consisté à enlever le verre arrière, ce qui amène au modèle illustré en figure 6.26. On constate alors, au travers des figures 6.27 et 6.28, une amélioration de la forme des diagrammes de rayonnement en composante principale (CoPol), avec une diminution de la diffraction et des largeurs de lobes à -10 dB (de l'ordre de 120° à 2 GHz et 2.2 GHz, contre 160° auparavant). En revanche, le lobe principal à 1.7 GHz en voie 1 est dégradé (asymétrique, avec un rapport avantarrière de 15 dB), ce qui n'est pas le cas pour la voie 2 pour cette même fréquence, dont le diagramme de rayonnement en composante principale est plus symétrique, avec un rapport avant-arrière de 20 dB. D'un point de vue géométrique, la seule différence entre les deux voies est le point de connexion du câble coaxial. En effet, sur la voie 1, le câble coaxial n'est pas connecté au milieu du substrat, ce qui est le cas sur la voie 2, laquelle propose un rayonnement convenable en composante principale.



Figure 6.26 – Etape 2 : Retrait du verre arrière.



Figure 6.27 – Etape 2 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie 1, en composante principale (CoPol, Rouge) et en composante croisée (XPol, Bleu).



Figure 6.28 – Etape 2 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie 2, en composante principale (CoPol, Bleu) et en composante croisée (XPol, Rouge).

Pour évaluer, de manière qualitative, l'influence de la position des câbles coaxiaux sur le rayonnement, une dernière modification consiste à réduire la longueur des câbles coaxiaux dans le modèle de simulation, en passant d'une longueur câble de 50 mm à 5mm. Le modèle de simulation est celui présenté en figure 6.29. On constate effectivement, au travers des figures 6.30 et 6.31, une amélioration du rayonnement en composante principale, en particulier une augmentation du rapport avant-arrière, supérieur à 20 dB dans des cônes de l'ordre de 40°, pour les deux voies, entrainant ainsi une augmentation de la Directivité, donc du Gain.



Figure 6.29 – Etape 3 : Réduction de la longueur des câbles coaxiaux.



Figure 6.30 – Etape 3 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie 1, en composante principale (CoPol, Rouge) et en composante croisée (XPol, Bleu).



Figure 6.31 – Etape 3 : Diagrammes de rayonnement (plan Horizontal) de la voie 2, en composante principale (CoPol, Bleu) et en composante croisée (XPol, Rouge).

Ces résultats confirment que la solution d'utiliser un grand plan de masse arrière n'est pas systématiquement efficace, et que cela peut aussi dégrader les performances. Ces modifications proposées en simulation vont permettre d'augmenter le Gain de l'antenne par rapport à la configuration initiale, comme illustré sur la figure 6.32.

Malgré cette première amélioration du rayonnement, le Gain reste faible et dépasse tout juste 7 dBi, ce qui s'explique par un rapport avant-arrière important. En effet, le niveau maximal en composante croisée à  $\pm$  180° n'est atténué au mieux que de 10 dB, ce qui est insuffisant au regard d'une valeur objectif à 25 dB.



Figure 6.32 – Simulation du Gain minimal obtenu sur chaque voie, pour la configuration initiale (Rouge), et pour la configuration issue de l'étape 3 (Vert).

En plus du besoin d'améliorer le rapport avant-arrière, il est nécessaire d'améliorer la polarisation croisée dans l'intervalle d'azimut [-60°; +60°]. Dans cette plage angulaire, la discrimination de polarisation (XPD) doit rester supérieure à 10 dB, ce qui n'est pas le cas, en particulier pour les fréquences les plus élevées.

Enfin, cette antenne est destinée à être utilisée au sein d'un réseau. Le couplage mutuel entre les éléments du réseau dégrade également l'isolation entre la voie +45° et la voie -45°. La figure 6.33 illustre différentes définitions d'isolations entre voies pouvant être mesurées dans un réseau. Nous retiendrons celle indiquée par les points rouges, où chacune des 2 voies est la voie d'accès du réseau complet, c'est-à-dire ici une combinaison uniforme (même amplitude, aucun déphasage) des voies élémentaires. La figure 6.34 présente les niveaux d'isolation estimés en simulation : le niveau d'isolation est effectivement dégradé en comparaison de l'isolation élémentaire (indiquée par les points verts, voir aussi les mesures figure 6.19), malgré un espacement entre antennes de centre à centre de  $0.84 \lambda_{02.2GHz}$ .

Une solution pouvant être utilisée pour augmenter l'isolation entre voies au sein d'un réseau consiste à placer des parois verticales entre les éléments du réseau comme illustré en figure 6.35 [265].



Figure 6.33 – Isolation entre les voies  $\pm 45^{\circ}$  au sein d'un réseau de 3 éléments : sur une même antenne (Vert), entre deux antennes voisines (Orange), entre toutes les combinaisons selon une alimentation uniforme sans déphasage (Rouge)



Figure 6.34 – Comparaison des niveaux d'isolation obtenus en simulation au sein du réseau de 3 éléments présenté en figure 6.33.



Figure 6.35 – Insertion de parois verticales au sein d'un réseau [265].

Cette option a été mise en oeuvre dans un premier temps au niveau de l'élément unitaire du réseau pour tenter d'améliorer les caractéristiques en rayonnement. Il en résulte la proposition illustrée en figures 6.36 (vue d'ensemble) et 6.37 (vue de dessus). Ce dispositif a été qualifié de *beamformer* afin de souligner son aptitude à former le diagramme de rayonnement de l'antenne unitaire. Le principe est d'entourer l'élément unitaire d'une cavité réalisée par des parois conductrices, qui peuvent être optiquement transparentes. Ce principe, appliqué aux antennes optiquement transparentes, a fait l'objet d'un dépôt de brevet [GarciaB03]. Sur les figures 6.36 (vue d'ensemble) et 6.37, les surfaces du beamformer illustré sont volontairement opaques, afin de montrer que, sur le plan électrique, "on ne voit" que le rayonnement issu des patchs dans la direction principale du rayonnement. Cette représentation opaque est également utilisée en simulation, suite aux conclusions des chapitres précédents.

Les figures 6.38 et 6.39 présentent les diagrammes de rayonnement obtenus sur chaque voie de l'antenne unitaire, en présence du *beamformer*. De tels diagrammes de rayonnement sont convenables pour envisager la réalisation d'une maquette. Toutefois, le design mécanique du *beamformer* nécessite d'être revu pour y intégrer facilement les substrats de l'antenne, ce qui améliorera la reproductibilité des réalisations et des performances.

La cavité ainsi formée par le *beamformer* permet d'améliorer substantiellement les diagrammes de rayonnement. Toutefois, ses dimensions (Largeur 140 mm  $\times$ Longueur 110 mm  $\times$  Hauteur  $H_{co}$  = 53 mm) l'amènent à résonner à des fréquences



Figure 6.36 – Vue d'ensemble d'un *beamformer* optiquement transparent proposé pour l'amélioration des performances en rayonnement.



Figure 6.37 – Vue de dessus du *beamformer* proposé.

268



Figure 6.38 – Diagrammes de rayonnement, dans le plan Horizontal, de la voie 1 avec le *beamformer*, en composante principale (CoPol, Rouge) et en composante croisée (XPol, Bleu).



Figure 6.39 – Diagrammes de rayonnement, dans le plan Horizontal, de la voie 2 avec le *beamformer*, en composante principale (CoPol, Bleu) et en composante croisée (XPol, Rouge).

situées dans la bande de fréquence d'intérêt, ce qui dégrade la bande passante et l'isolation (figure 6.40). Les deux fréquences de résonances, proches respectivement de 1.9 GHz et 2.2 GHz, correspondent aux fréquences des deux premiers modes de résonance de la cavité formée, dont les valeurs sont directement liées aux dimensions (Largeur et Longueur) du *beamformer* (équation (3.62)).



Figure 6.40 – Dégradation des paramètres S due à la résonance du beamformer.

Il existe 3 solutions pour obtenir les paramètres S souhaités en présence du *beamformer* :

- Utiliser un matériau absorbant. La figure 6.41 présente une vue en coupe d'un modèle utilisé pour vérifier l'efficacité de l'utilisation d'un absorbant. L'absorbant, dont le modèle propose les mêmes propriétés électriques que la référence ECCOSORB MCS [266], est placé au fond de la cavité, avec une dimension de 10 cm × 10 cm × 1 mm. Les paramètres S obtenus en simulation sont présentés en figure 6.42, une nette amélioration est constatée. La référence d'absorbant choisie ici n'est pas optiquement transparente, une solution pour retrouver des caractéristiques de transparence optique pourrait être réduire l'absorbant selon une poudre fine, puis mélanger cette poudre dans une matrice polymère optiquement transparente, selon le principe utilisé dans [189] pour créer des matériaux magnétiques transparents.
- Réduire les dimensions de la cavité. L'antenne peut être utilisée dans la bande 1.64-1.86 GHz sans utiliser d'absorbant (6.40). Pour pouvoir utiliser l'antenne jusqu'à 2.2 GHz, il faudrait que la largeur du *beamformer* n'excède pas 10 cm. Ce design devient alors problématique, car de telles dimensions ne permettent pas en même temps de contrôler correctement les diagrammes de rayonnement.
- 3. Modifier la géométrie du *beamformer*, en disposant à la fois d'une cavité aux dimensions réduites, et d'une grande surface conductrice au niveau des

patchs pour contrôler la largeur du lobe principal pour le rayonnement. Suite aux premières consultations pour la réalisation d'un prototype, ce type de géométrie ne semblait pas envisageable.



Figure 6.41 – Ajout d'un matériau absorbant pour atténuer la résonance du *beamformer*.



Figure 6.42 – Paramètres S simulés en présence d'un matériau absorbant.

La figure 6.43 présente le Gain unitaire obtenu en simulation pour la solution antenne unitaire + *beamformer* en présence de l'absorbant ECCOSORB MCS, en comparaison des scénarios précédents (figures 6.20 et 6.29). Grâce au contrôle du rayonnement, en particulier du rayonnement avant-arrière, il serait possible d'atteindre un Gain unitaire supérieur à 7.5 dBi dans la bande de fréquence 1.7-2.2 GHz, avec une valeur maximale de 9 dBi à 2.2 GHz.

Ces performances en simulation, encourageantes, viennent conclure la proposition d'ajouter un *beamformer* près de l'élément unitaire pour obtenir les performances en rayonnement souhaitées. En plaçant un tel dispositif dans la zone champ proche de l'antenne, il est possible d'obtenir des performances en rayonnement



Figure 6.43 – Simulation du Gain minimal obtenu sur chaque voie pour l'antenne double polarisation, en présence du *beamformer* et d'un absorbant (Bleu), en comparaison des Gains obtenus pour les configurations précédentes (figure 6.32).

compatibles avec le besoin, d'une manière plus efficace qu'en plaçant un grand plan réflecteur arrière.

Toutefois, de telles performances sont conditionnées par la mise en place d'un environnement ne perturbant pas le rayonnement. Ainsi, les câbles coaxiaux, fixations mécaniques et réseaux d'alimentations, tous métalliques, doivent être placés judicieusement afin d'éviter toute dégradation du diagramme de rayonnement. Des simulations, non présentées ici, ont été réalisées pour tenir compte de tous ces aspects. En conclusion, même si les simulations permettent de gagner du temps et de limiter les dépenses, elles ne doivent ni remplacer ni retarder les phases de mesures.

La dernière section de ce chapitre présente la réalisation d'un réseau linéaire de 11 antennes unitaires.

### 6.4 Réseau linéaire de 11 antennes

Cette section présente les étapes de réalisation d'un réseau linéaire de 11 antennes unitaires. Les éléments rayonnants unitaires sont ceux présentés dans la section précédente. En revanche, cette réalisation n'inclut pas les recommandations d'amélioration des performances en rayonnement, le réseau ayant été réalisé un peu avant l'étude ayant permis d'aboutir à ces recommandations.

Le but de cette section est de présenter la méthode proposée pour la réalisation de réseaux d'antennes optiquement transparentes, avec des délais et des coûts plus faibles que la méthode de réalisation mentionnée dans le chapitre 5.

La première étape a consisté à réaliser le flan PCB, illustré en figure 6.44, comme pour l'antenne unitaire. Le maillage des couches métalliques épaisses est réalisé à partir de lignes de 50 µm de large, espacées de 450 µm, ce qui donne en

théorie une transparence optique légèrement supérieure à 80% selon (2.38). Les lignes microrubans n'ont pas été maillées dans cette version, ce qui pourra être fait par la suite.



Figure 6.44 – Flan PCB destiné au réseau linéaire de 11 antennes.

Suite à la phase d'extraction des éléments par découpe au jet d'eau, seule méthode convenable pour la découpe de verres de petites dimensions, une finition est nécessaire pour restaurer la transparence optique du substrat et du dépôt conducteur. La figure 6.45 présente le rendu visuel de deux substrats, dont l'un a subi l'étape de finition. Cette étape est donc indispensable.



Figure 6.45 – Différence de transparence optique en fonction de la finition des substrats.

Chaque antenne est ensuite assemblée, puis intégrée dans une structure longiligne de largeur de l'ordre de 30 cm, conformément aux conclusions du chapitre 5, afin de former un réseau linéaire de 11 antennes (figure 6.46). Un nombre réduit d'entretoises en Plexiglas a été utilisé (12 contre 44 prévues initialement) afin d'alléger l'impact visuel. Il est à noter que les antennes sont davantage translucides que transparentes, ce qui est dû à un séchage inadéquat des substrats pendant l'étape de finition.

Par ailleurs, la superposition des couches maillées entraîne l'apparition de "tâches" colorées au centre de chaque antenne. En effet, la superposition de 2 couches de transparence optique proche de 80 % n'entraîne pas forcément une transparence optique globale de 80% dans tous les angles de vue. Cette coloration peut être minimisée en choisissant des feuilles métalliques de couleur neutre ou en déposant un alliage de couleur neutre sur les feuilles de cuivre initiales.

Enfin, contrairement à la première méthode de fabrication, il est possible de remplacer facilement, au cas par cas, tout ou partie des éléments rayonnants au sein de la structure antennaire.



Figure 6.46 – Conception du réseau de 11 éléments.

Les câbles coaxiaux d'alimentation (figure 6.47) sont insérés de part et d'autre du réseau d'antennes, et permettent, via le réseau d'alimentation intégrant un déphaseur, de piloter le déphasage variable entre chaque élément du réseau. Il est alors possible d'orienter le lobe principal dans le plan Vertical.



Figure 6.47 – Intégration des réseaux d'alimentation à l'arrière du réseau optiquement transparent.

La figure 6.48 présente le réseau à l'issue de la phase d'assemblage. Les câbles coaxiaux restent visuellement très discrets, malgré leur influence sur la dégradation des performances en rayonnement. A terme, en utilisant le principe du *beamformer*, le réseau devrait pouvoir être élargi afin de minimiser encore l'impact visuel de l'encadrement. Les antennes constituant le réseau ont ainsi été réalisées en moins de 2 semaines, avec un coût total inférieur à  $2k \in$ .

Nous avons réalisé des mesures afin d'évaluer les performances en bande passante, en isolation et en rayonnement, en comparaison des mesures réalisées sur l'élément unitaire.



Figure 6.48 – Aperçu du réseau linéaire de 11 antennes, optiquement transparent, après assemblage.

La figure 6.49 présente le VSWR obtenu sur chaque voie du réseau. Le VSWR évolue en fonction de la loi de déphasage entre les antennes du réseau. La configuration la plus défavorable correspond à un déphasage devant donner un tilt de 0°, sachant que le tilt effectif a été mesuré à  $\pm$  1° (pas de courbes associées). Pour cette configuration, VSWR < 1.5 :1 entre 1710 MHz et 2150 MHz. La bande passante est donc légèrement plus faible que celle désirée (1710-2170 MHz). Deux explications peuvent être avancées :

- Des variations de géométrie (variation de l'alignement entre les substrats, entretoises plus ou moins grandes, ...) entre les différents substrats composant chaque antenne : l'antenne réalisée devient donc différente de celle modélisée, et ses performances varient en conséquence.
- L'influence du couplage (mutuel) entre les antennes du réseau. Cette explication semble la plus probable, puisqu'on constate que le VSWR est dépendant du déphasage entre les éléments : modifier le déphasage revient, d'une certaine manière, à modifier le couplage entre les antennes.



Figure 6.49 – Mesure du VSWR sur chaque voie du réseau de 11 antennes.

La figure 6.50 présente l'isolation obtenue entre chaque voie du réseau. L'isolation dépend également du déphasage appliqué entre les antennes. Lorsque ce déphasage est celui d'un tilt de 0°, l'isolation peut devenir inférieure à 20dB. L'isolation est meilleure pour les tilts 6° et 12°, ce qui semble confirmer l'influence du couplage mutuel au sein du réseau sur la bande passante et l'isolation.



Figure 6.50 – Mesure de l'isolation entre les voies du réseau de 11 antennes.

Comme indiqué précédemment, le réseau réalisé n'inclut pas les recommandations d'amélioration des performances en rayonnement. Des mesures en rayonnement ont, malgré tout, été réalisées, mais des performances dégradées étaient prévues. Le banc de mesure utilisé pour ce réseau est le même que celui présenté dans le chapitre 5. La figure 6.51 présente une superposition des diagrammes de rayonnement en composante principale et en composante croisée obtenus sur chaque voie du réseau dans le plan Horizontal, pour des fréquences comprises entre 1.7 GHz et 2.22 GHz.



Figure 6.51 – Diagrammes de rayonnement, en composante principale et en composante croisée, du réseau dans le plan Horizontal.

Il existe des fréquences pour lesquelles les diagrammes de rayonnement en composante principale sont bien formés, ce sont ceux correspondant aux fréquences basses (entre 1.7 et 1.9 GHz). Pour les fréquences plus élevées (2 GHz et au delà), les diagrammes de rayonnement sont davantage déformés : dissymétrie par rapport à 0°, ouverture à -3dB faible ; mais l'ouverture, définie par exemple à -7dB, est plus large, laissant entrevoir une perte de Directivité, donc de Gain. Les niveaux de composantes croisées sont très élevés, avec des discriminations parfois nulles voire négatives, ce qui ne permet pas de répondre au besoin. Ceci étant, le rapport avantarrière global supérieur à 25 dB constaté sur ces mesures est très encourageant.

La figure 6.52 présente une superposition des diagrammes de rayonnement en composante principale et en composante croisée obtenus sur chaque voie du réseau dans le plan Vertical, pour un tilt de  $0^{\circ}$ .



Figure 6.52 – Diagrammes de rayonnement, en composante principale et en composante croisée, du réseau dans le plan Vertical (tilt 0°).

Le niveau des lobes secondaires est plus ou moins maîtrisé selon la fréquence. Deux explications peuvent être avancées :

282

- Un espacement électrique trop important entre les centres des antennes. En effet, l'espacement a été choisi proportionnellement à la longueur d'onde dans le vide à la fréquence maximale d'utilisation. Or, la présence des verres et des entretoises plexiglas peut allonger l'espacement électrique entre antennes.
- L'influence des réseaux d'alimentation, étant donné qu'en leur absence, nous n'avons constaté aucun problème (voir résultats chapitre 5).

La fonction tilt électrique a également été testée (figures 6.53 et 6.54). On constate effectivement la variation de l'inclinaison du lobe principal en site, cette fonctionnalité permet d'optimiser la couverture radioélectrique selon la topologie du terrain.



Figure 6.53 – Diagrammes de rayonnement, en composante principale et en composante croisée, du réseau dans le plan Vertical (tilt 6°).



Figure 6.54 – Diagrammes de rayonnement, en composante principale et en composante croisée, du réseau dans le plan Vertical (tilt 12°).

Le Gain proposé par le réseau est présenté en figure 6.55. Les valeurs maximales obtenues sont légèrement inférieures à 16.5 dBi, ce qui est cohérent en regard des résultats obtenus en simulation (Gain élémentaire de 7 dBi maximum), du Gain de réseau attendu (= $10.\log_{10}11=10.4$  dB) et des pertes (ohmiques ou de désadaptation) le long des réseaux d'alimentation, dont l'estimation de 1 dB ne semble pas pessimiste.



Figure 6.55 – Gain proposé par le réseau de 11 antennes.

Le Gain relevé sur la voie 2 est supérieur à celui de la voie 1 car la voie 2 est globalement plus directive que la voie 1 (figure 6.51) dans la direction supposée du rayonnement (azimut  $0^{\circ}$ ).

Quelle que soit la voie, le Gain du réseau s'effondre en fonction de la fréquence, pour des fréquences élevées. Ce phénomène semble être lié :

- Dans le plan Vertical, au franchissement de la distance inter-éléments maximale permettant d'obtenir le maximum de Directivité. Ainsi, à 2.06 GHz, la distance inter-éléments effective serait supérieure à celle donnée par l'équation (3.15), soit environ 0.95λ. Cette hypothèse apporte également un élément de réponse quant à l'origine des niveaux de lobes secondaires importants à certaines fréquences (exemple en 6.52).
- 2. A la dégradation des diagrammes de rayonnement dans le plan Horizontal, qui peut être très accentué pour des fréquences élevées.

Enfin, le Gain obtenu pour un tilt de 12° est très faible en comparaison des Gains obtenus pour les autres tilts. La raison est due à un tilt effectif de 10° : la variation de 2° est donc suffisante pour obtenir une mesure de Gain erronée de 1 dB par rapport à la valeur vraie, qui est finalement du même ordre de grandeur que les Gains obtenus pour les autres tilts.

Ce réseau, réalisé un peu avant l'étude ayant permis d'aboutir aux recommandations d'amélioration des performances en rayonnement, a fait l'objet d'une présentation privée au GSM Mobile World Congress 2013, tenu à Barcelone.

### 6.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter une solution technologique alternative à la solution proposée dans le chapitre 5. Elle a été validée au préalable par la réalisation d'un élément unitaire simplifié (simple polarisation) choisie pour sa simplicité dans l'évaluation de ses performances, ce qui a permis de mieux identifier les sources des différences entre performances mesurées et simulées. Cette antenne propose une transparence optique théorique supérieure à 80%, une bande passante de l'ordre 30% (2.08 GHz - 2.82 GHz) pour un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB), et un Gain supérieur à 7dBi.

Cette méthode a ensuite été utilisée pour réaliser un élément unitaire répondant au besoin, c'est-à-dire double polarisation, large bande, et avec une isolation entre voies élevée. La bande passante commune aux deux voies est de 1.66-2.23 GHz (29.3 %) pour un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB). Grâce au couplage par ouverture, et en positionnant les ouvertures selon en "T", l'isolation entre voies est supérieure à 27 dB dans la bande de fréquence utile, et dépasse 30 dB entre 1.6 GHz et 2.12 GHz. Toutefois, cette isolation se dégrade lors de la mise en réseau.

Les performances en rayonnement de l'antenne unitaire, une fois réalisée, sont dégradées tant qu'il existe un (grand) plan réflecteur, métallique ou diélectrique, sous l'antenne. Une antenne de petites dimensions présente ainsi un meilleur Gain. Ce Gain peut malgré tout être encore amélioré en augmentant, entre autres, le rapport avant-arrrière, ce qui revient également à réduire la discrimination de composante croisée. Un dispositif, nommé *beamformer* [GarciaB03], a été proposé pour atteindre de bonnes performances en rayonnement, mais cela reste néanmoins à vérifier en mesures. Compte tenu des travaux de simulation et des mesures réalisées, nous pouvons dresser le bilan des performances obtenues à l'issue des travaux réalisés sur l'antenne double polarisation à haute isolation. Ce bilan est présenté dans le tableau 6.4.

286

Caractéristiques	Performances attendues	Atteint?	Références
Impédance nominale	$50\Omega$		
Bande de fréquence	1710-2170 MHz (24%)	OUI	6.3.3
VSWR	<1.5 :1	OUI	6.2
Polarisation	Double ( $\pm 45^{\circ}$ )	OUI	5.2.2
Isolation entre les voies	> 25 dB	OUI	6.3.3
Gain	> 7 dBi	OUI	5.2.2
Ouvert. Hor. à -3 dB	60°< <70°	A vérifier	6.3.4
Tracking, plan Hor. $\pm 60^{\circ}$	< 1 dB	A vérifier	6.3.4
XPD 0°	> 20 dB	A vérifier	6.3.4
$ m XPD \pm 60^\circ$	> 10 dB	A vérifier	6.3.4

Tableau 6.4 – Performances obtenues à l'issue des travaux sur l'antenne double polarisation à haute isolation.

Enfin, ces travaux ont permis de développer une nouvelle méthode pour la réalisation d'antennes optiquement transparentes, en l'appliquant à la réalisation d'un réseau linéaire de 11 antennes, optiquement transparent, destiné à être utilisé dans une station de base urbaine [GarciaB04].

L'impact visuel de ce réseau est encourageant, il est possible de l'améliorer, en déposant une finition métallique de couleur neutre, en Nickel ou en Etain, sur les couches métalliques afin d'obtenir une discrétion visuelle comparable aux câbles coaxiaux.

Le principe du *beamformer* permet de contrôler le rayonnement et ainsi de s'affranchir de l'encadrement métallique, ce qui peut permettre d'envisager son agrandissement pour que son impact visuel soit moins important.

Ce réseau a fait l'objet d'une présentation privée au GSM Mobile World Congress 2013, tenu à Barcelone.

# **Chapitre 7**

# **Conclusion Générale et Perspectives**

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés dans le cadre d'une collaboration entre Bouygues Telecom et l'IETR. Ils se rapportent à :

- La réalisation d'une antenne et d'un réseau de 8 antennes selon la méthode de réalisation utilisée précédemment par J. Hautcoeur [1].
- La proposition d'une nouvelle méthode de réalisation des antennes optiquement transparentes
- La réalisation de deux antennes et d'un réseau de 11 antennes selon la nouvelle méthode de réalisation proposée.

Dans un premier temps, nous avons réalisé une synthèse bibliographique aussi exhaustive que possible, répartie sur deux chapitres.

Le chapitre 2 a permis de répertorier les différents matériaux transparents et conducteurs disponibles actuellement.

Les conducteurs optiquement transparents qui peuvent être implémentés sont soit des Oxydes Transparents Conducteurs (OTC), soit des films métalliques ultraminces, soit des multicouches métal-OTC et métal-métal ou encore des couches épaisses métalliques maillées (section 2.1.6). Les couches épaisses permettent d'obtenir le meilleur compromis entre conductivité et transmittance optique. Le choix qui a été fait est donc d'utiliser une technologie de dépôt de couches épaisses métalliques maillées sur substrat optiquement transparent.

Il est possible de trouver des substrats optiquement transparents dont les caractéristiques diélectriques sont semblables à celles proposées par les substrats opaques couramment utilisés en électronique. Les substrats optiquement transparents ont une composition qui est soit organique, soit inorganique, chacun présentant des avantages et des inconvénients sur les plans électrique, mécanique et thermique. Dans la continuité des travaux de Hautcoeur [1], en tenant compte des arguments mis en avant, les antennes présentées dans le cadre de ces travaux de thèse reposent sur le principe du dépôt de couches épaisses maillées sur des substrats inorganiques, et plus particulièrement du verre technologique en Borosilicate (section 2.2.5). Le chapitre 3 a permis de présenter des architectures antennaires candidates.

Pour obtenir des antennes proposant les mêmes caractéristiques que les antennes panneaux, il est proposé dans un premier temps de réaliser des antennes élémentaires en technologie microruban, puis de constituer un réseau linéaire à partir de ces antennes. Pour minimiser l'impact visuel, le réseau d'alimentation doit être également optiquement transparent, et ses performances doivent être proches de celles des lignes de transmission opaques.

L'antenne patch, dans sa forme la plus simple, ne permet pas de proposer les performances (impédance et rayonnement) voulues. Des solutions sont proposées en réponse au besoin d'augmenter le Gain unitaire et la bande passante, et de maîtriser plusieurs polarisations : Des antennes à patchs superposés et couplés par ouverture seront proposées en réponse au besoin technique. Toutefois, d'autres solutions existent : pour des fréquences supérieures à 3 GHz, les antennes à résonateurs diélectriques peuvent être utilisées, et, pour des fréquences typiquement supérieures à 15 GHz, les antennes lentilles diélectriques peuvent être utilisées. Dans les deux cas, il peut s'avérer nécessaire de changer le mode d'alimentation, en utilisant plutôt des guides d'onde diélectriques par exemple. L'ensemble de ces technologies permet d'envisager une réalisation simplifiée et à coût objectif d'antennes transparentes quelle que soit la fréquence d'étude.

Il est possible de modéliser les antennes pour prédire leurs performances en impédance et en rayonnement avant même leur fabrication. Il existe un certain nombre d'outils de modélisation et de simulation. Ils n'utilisent pas les mêmes méthodes de résolution et sont utilisés dans un périmètre d'application bien défini. Le logiciel HFSS a été largement utilisé dans le cadre de cette étude. En effet, les méthodes proposées par HFSS (MoM et FEM) conviennent à notre application, mais cette adéquation n'est pas systématique selon l'antenne étudiée.

Le chapitre 4 a permis de synthétiser l'état de l'art et le positionnement des travaux de recherche.

Le chapitre 5 a permis de présenter les travaux réalisés, une antenne et un réseau de 8 antennes, selon la méthode de réalisation utilisée précédemment par J. Hautcoeur [1].

La conception et la réalisation de ces deux systèmes antennaires démontrent la possibilité de réaliser des antennes presque optiquement transparentes proposant des performances similaires à celles d'une antenne complètement opaque, avec un aspect visuel tel qu'il est possible de voir à travers la structure, malgré une légère coloration. Comme les conducteurs les plus critiques n'ont pas été maillés, il est possible d'affirmer que la similitude entre les performances mesurées et pré-
dites est essentiellement conditionnée par la maîtrise des composants mécaniques de l'antenne, principalement les caractéristiques géométriques et diélectriques des films plastiques supportant les motifs conducteurs optiquement transparents, mais également la géométrie des entretoises, des connecteurs et des ouvertures dans les intercalaires en aluminium.

Les performances obtenues sont :

- Pour l'antenne unitaire double polarisation à couplage capacitif : Une bande passante de l'ordre de 18% (1.75 GHz 2.1 GHz) pour un VSWR < 1.5 :1, et de l'ordre de 26% (1.7 GHz 2.2 GHz) pour un VSWR < 2 :1, avec une isolation entre voies supérieure à 15 dB dans la première bande de fréquence. L'antenne propose également un Gain supérieur à 7 dBi dans la bande 1.65 GHz 2.15 GHz (> 26%), ainsi qu'un Gain supérieur à 7.75 dBi dans la bande 1.68 GHz 2.1 GHz (> 22 %).
- Pour le réseau de 8 antennes similaires à l'antenne unitaire : Un Gain maximal de 16.5 dBi, et supérieur à 15.5 dBi dans la bande 1.77 GHz - 2.09 GHz (16.5%).

Ces premiers travaux ont été prometteurs, mais ils ont mis en avant des difficultés en terme de réactivité dans la réalisation des antennes (4 mois pour l'antenne unitaire, 6 mois pour le réseau), du fait de la technologie choisie, dont la soustraitance était délocalisée pour la réalisation et le report des structures conductrices maillées.

Fort de ces apprentissages et du savoir faire acquis à l'issue de ces premiers travaux, il a été décidé de changer de technologie de réalisation de ces antennes.

Le chapitre 6 présente les travaux réalisés, deux antennes et un réseau de 11 antennes, selon une nouvelle méthode de réalisation proposée.

Cette nouvelle méthode de réalisation a été validée au préalable par la réalisation d'un élément unitaire simple polarisation, qui propose une transparence optique théorique supérieure à 80%, une bande passante de l'ordre 30% (2.08 GHz - 2.82 GHz) pour VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB), et un Gain supérieur à 7dBi.

Cette méthode a ensuite été utilisée pour réaliser un élément unitaire double polarisation large bande dont l'isolation entre voies répond à notre besoin. La bande passante commune aux deux voies est de 1.66-2.23 GHz (29.3 %) pour un VSWR < 1.5 :1 ( $S_{11}$  < -14 dB). Grâce au couplage par ouverture, et en positionnant les ouvertures en "T', l'isolation entre voies est supérieure à 27 dB dans la bande de fréquence utile, et dépasse 30 dB entre 1.6 GHz et 2.12 GHz. Toutefois, cette isolation se dégrade lors d'une mise en réseau.

Les simulations montrent que les performances en rayonnement de l'antenne réalisée sont dégradées tant qu'il existe un (grand) plan réflecteur, métallique ou diélectrique, sous l'antenne. Une antenne de petites dimensions présente ainsi un meilleur Gain. Ce Gain peut malgré tout être amélioré en augmentant, entre autres, le rapport avant-arrrière, ce qui revient également à réduire la discrimination de composante croisée.

Un dispositif, nommé *beamformer*, a été proposé pour atteindre de bonnes performances en rayonnement, mais cela reste néanmoins à vérifier en mesures. Compte tenu des travaux de simulation et des mesures réalisées, nous pouvons dresser le bilan des performances obtenues à l'issue des travaux réalisés sur l'antenne double polarisation à haute isolation.

Enfin, ces travaux ont permis de développer un nouveau procédé technologique pour la réalisation d'antennes optiquement transparentes, en l'appliquant à la réalisation d'un réseau linéaire de 11 antennes, optiquement transparent, destiné à être utilisé dans une station de base urbaine.

L'impact visuel de ce réseau est encourageant, il est possible de l'améliorer encore, en déposant une finition métallique de couleur neutre, en Nickel ou en Etain, sur les couches métalliques afin d'obtenir une discrétion visuelle comparable aux câbles coaxiaux.

Le principe du *beamformer* permet de contrôler le rayonnement et ainsi de s'affranchir de l'encadrement métallique, ce qui peut permettre d'envisager son agrandissement pour que son impact visuel soit moins important.

L'ensemble de ces travaux a été mené en collaboration avec des industriels. Les travaux accomplis ont permis de proposer des solutions performantes, qui répondent aux principales contraintes de l'industrialisation : les délais et les coûts de réalisation. Cependant, il existe beaucoup d'axes d'amélioration, les deux principaux sont présentés ici :

- Le choix d'autres matériaux en remplacement du verre. En effet, la manipulation de ce dernier demande la mise en place de protocoles de sécurité stricts, propres aux fabricants de verre. De plus, l'utilisation d'autres matériaux peut permettre l'amélioration de certaines performances, en particulier mécaniques (entre autres des matériaux faciles à percer et à assembler), ces dernières conditionnent les performances radioélectriques de manière non négligeable.
- Envisager, d'une manière générale, la réalisation d'architectures antennaires volumiques, suite au constat de l'efficacité du *beamformer* en simulation. A ce titre, le développement rapide des imprimantes 3D pourrait être judicieusement exploité.

# Bibliographie de l'auteur

## **Publications Internationales**

[GarciaP01] P.-A. Garcia, T. Razban, A. Chousseaud, E. Motta Cruz, "Broadband, High Gain, See-Through Antenna for WiFi, WiMax and LTE 2600 Radio Networks", *PIERS Proceedings*, ISSN 1559-9450, Aug. 2013. Lien Internet. 243

## **Conférences Internationales**

[GarciaC01] P.-A. Garcia, T. Razban, A. Chousseaud, E. Motta Cruz, 'Broadband, High Gain, See-Through Antenna for WiFi, WiMax and LTE 2600 Radio Networks', *PIERS Symposium*, Stockholm, 12-15 Aug. 2013.

## Brevets

- [GarciaB01] E. M. Cruz, P.-A. Garcia, A. Chousseaud, T. Razban, "Antenne Imprimée Optiquement Transparente et Réseau d'Antennes Optiquement Transparentes", *Brevet WO 2013092821 A1*, déposé le 20 décembre 2011, publié le 21 juin 2013. 199
- [GarciaB02] E. M. Cruz, P.-A. Garcia, J.-P. Harel, D. Cornec, E. Martinez, "Méthode de fabrication d'antennes optiquement transparentes" (nom provisoire), Brevet en cours de dépôt. 232, 250
- [GarciaB03] E. M. Cruz, P.-A. Garcia, J.-P. Harel, D. Cornec, J. Thomas, "Optically Transparent Panel Antenna Assembly Comprising with a Shaped Reflector", *European Patent Application 13306092.1-1811*, déposé le 20 septembre 2013. 267, 285
- [GarciaB04] E. M. Cruz, P.-A. Garcia, A. Chousseaud, T. Razban, "Systeme Antennaire Optiquement Transparent avec une Structure Rayonnante Interchangeable", *Brevet WO 2014006177 A1*, déposé le 6 juillet 2012, publié le 10 janvier 2014. 286

## **Références Bibliographiques**

- J. Hautcoeur, Conception d'un matériau transparent et conducteur efficace. Application aux antennes-panneaux transparentes pour les réseaux radio cellulaires mobiles, Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2011. 11, 14, 24, 47, 71, 84, 85, 86, 88, 173, 174, 175, 176, 177, 197, 198, 199, 201, 218, 223, 256, 287, 288
- [2] P.-A. Garcia, Caractérisation de la résistivité des nanofils de titane pour la réalisation de transistors monoélectroniques, Rapport de Stage, Université de Sherbrooke, 2009. 9, 10, 29, 60
- [3] L. Migaux, "Biographie de Conrad Schlumberger", Annales des Mines, 13<sup>e</sup> série, Tome XVII/XVIII, 1941. Lien Internet. 30
- [4] F. Wenner, "A method of measuring earth resistivity", *Bulletin of the Bureau of Standards*, Vol. 12, pp. 469-478, 1916. 30
- [5] L. B. Valdes, "Resistivity Measurements on Germanium for Transistors", Proceedings of the IRE, Vol. 42, pp. 420-427, 1954. 9, 30, 31
- [6] F. M. Smits, "Measurement of Sheet Resistivities with the Four-Point Probe", *The Bell System Technical Journal*, May 1958. 31
- [7] L. J. van der Pauw, "A method of measuring specific resistivity and Hall effect of discs of arbitrary shape", *Philips Research Reports*, Vol. 13, No. 1, 1958.
   32
- [8] "Four-Probe Resistivity and Hall Voltage Measurements with the Model 4200-SCS", *Application Note 2475*, Keithley Instruments Inc., 2011. Lien Internet. 9, 32
- [9] Profilomètres Dektak, Brucker, 2013. Lien Internet. 33
- [10] Spectroscopic Ellipsometry Turorial, J.A. Woolam Co. Inc., 2013. Lien Internet. 33
- [11] J.H. Lambert, "Photometria sive de mensura et gradibus luminis colorum et umbrae", Eberhardt Klett, Germany, 1760. Lien Internet. 34

- [12] A. Beer, "Bestimmung der Absorption des rothen Lichts in farbigen Flüssigkeiten", Annalen der Physik und Chemie, vol. 86, pp. 78–88.
- [13] Spectrophotometry Handbook, GE Healthcare Life Sciences, October 2012. Lien Internet. 9, 34
- [14] Image Wikipédia, 2013. Lien Internet. 9, 35
- [15] M.W. Davidsson, "Tungsten-Halogen Incandescent Lamps", Carl Zeiss Microscopy Online Campus, 2013. Lien Internet. 9, 36, 37
- [16] M. Planck, "Zur Theorie des Gesetzes der Energieverteilung im Normalspektrum", Verhandlungen der Deutschen Physikalischen Gesellschaft, Vol. 2, pp. 237-245, 1900. 36, 50
- [17] Msscientific Chromatographie-Handel GmbH, January 2013. Lien Internet. 36, 38
- [18] Super-Quiet Xenon and Mercury-Xenon Lamps, Hamamatsu Photonics K.K, September 2012. Lien Internet. 9, 37, 39
- [19] Deuterium Lamps, Hamamatsu Photonics K.K, July 2011. Lien Internet. 9, 37, 38
- [20] Deuterium Lamps, Photron Pty. Ltd., 2013. Lien Internet. 37, 38
- [21] "QUV Accelerated Weathering Tester", Q-Labs, 2013. Lien Internet. 38, 89
- [22] I. Sahl, On Burning Mirrors and Lenses, 984. 39
- [23] R. Descartes, *Discours de la méthode pour bien conduire sa raison, et chercher la vérité dans les sciences*, Imprimerie Ian Maire, La Haye, 1637. 39
- [24] Image Encyclopaedia Britannica, 2006. Lien Internet. 9, 40
- [25] S. N. Kasarovaa, N. G. Sultanovaa, C. D. Ivanovb and I. D. Nikolovb, "Analysis of the dispersion of optical plastic materials", *Optical Materials*, Volume 29, Numero 11, pp. 1481-1490, July 2007. 9, 40
- [26] "N-BK7 Glass", Schott North America Inc., 2007. Lien Internet. 9, 40
- [27] P. Courbin, "Éléments de Mathématiques et de Physique", 1998. Lien Internet.9, 41
- [28] C. Palmer, E. Loewen, *Diffraction Grating Handbook*, Newport Corporation, 2005. Lien Internet. 41, 42, 44

- [29] M. Radin, "Diffractive Wavefront Control", University of Wisconsin REU Program, Summer 2008. Lien Internet. 9, 43
- [30] "Introduction to Diffraction Gratings", Thorlabs Inc., 2013. Lien Internet. 9, 43
- [31] Image Wikipédia du monochromateur de Czerny-Turner, 2013. Lien Internet.9, 44
- [32] "Monochromators & Spectographs", Horiba Ltd., 2013. Lien Internet. 44
- [33] "Getting Light into a Monochromator", Newport Corporation, 2013. Lien Internet. 44
- [34] H. Hertz, "Über sehr Schnelle Elektrische Schwingungen", Wiedemanns Annalen der Physik und Chemie, Vol. 31, pp. 421-448, 1887. 44
- [35] *Photomultiplier Tubes, Basics and applications, Third Edition*, Hamamatsu Photonics K.K., 2006. Lien Internet. 9, 44, 45, 46
- [36] L. Mastin, "Quanta and Wave-Particle Duality", Physics of the universe.com, 2009. Lien Internet. 9, 45
- [37] D. Rouede, "Travaux Pratiques sur la Photodiode", Université de Rennes 1, 2005. Lien Internet. 10, 46
- [38] R. W. Waynant, M. N. Ediger, *Electro-Optics Handbook*, McGraw-Hill, 2000.46
- [39] K. Bädeker, "Über die elektrische Leitfähigkeit und die thermoelektrische Kraft einiger Schwermetallverbindungen", Annalen der Physik, Vol. 327, pp. 749–766, 1907. 47, 48, 50
- [40] K.-J. Appenroth, "Definition of "heavy metals" and their role in biological systems", In : I. Sherameti, A. Varma, *Soil heavy metals*, Springer, Berlin 2010.
   47
- [41] "Le tableau périodique des éléments de Mendeleïev", Ministère de l'Education Nationale, France, 2012. Lien internet. 47
- [42] A.F. Holleman, E. Wiberg, *Inorganic Chemistry*, Academic Press, San Diego, 2001. 48
- [43] J.J. Thomson, "Cathode rays", *Philosophical Magazine*, Vol. 44, p. 293, 1897.48

- [44] J. Koenigsberger, J. Weiss, Uber die thermoelektrischen Effekte (Thermokrafte, Thomsonwarme) und die Warmeieitung in einigen Elementen und Verbindungen und iber die experimentelle Priifung der Elektronentheorie, Konigsberger & Weiss, 1911. 48
- [45] M. Faraday, "Experimental Researches in Electricity" *Philosophical Transla*tions of the Royal Society, Vol. 123, 1833. 48
- [46] W. Smith, "Effect of Light on Selenium During the Passage of an Electric Current", *Nature*, Vol. 7, p. 303, 1873. 48
- [47] F. Braun, "Uber die Stromleitung durch Schwefelmetall", Poggendorff's Annalen der Physik und Chemie, Vol. 3, p. 556, 1874. 48
- [48] A. Schuster, "On Unilateral Conductivity", *Philosophical Magazine*, Vol. 48, 1874. 48
- [49] J. C. Bose, "Detector for Electrical Disturbances" U.S. Patent 755840, Issued on 1904. 48
- [50] G. W. Pickard, "Means for receiving intelligence communicated by electric waves", U.S. Patent 836531, Issued on 1906. 48
- [51] "What Was The Unsolved Mystery Of The 'cat's Whisker Crystal Set ?", *The Montreal Gazette*, 20 décembre 1955. 49
- [52] "Cat whisker Detector Stands", Tom Kipgen's Designer Radios, Lien internet. 10, 49
- [53] R. S. Ohl, "Light-sensitive electric device", U.S. Patent 2402662, Issued on 1941. 49
- [54] J. R. Woodyard, "Nonlinear circuit device utilizing germanium", U.S. Patent 2530110, Filed on June 1944, Issued on 1950. 49
- [55] J. Bardeen, "Three-electrode circuit element utilizing semiconductive materials", U.S. Patent 2524033, Filed on February 1948, Issued on October 1950.
  49
- [56] B. H. Vine, R. J. Maurer, "The electrical properties of cuprous Iodide", Zeitschrift für Physik, Vol. 198, pp. 147-156, 1951. 49, 50
- [57] D.A. Neamen, *Semiconductor physics and devices, Third Edition*, pp. 127-128, McGraw-Hill, 2003. 50
- [58] A. Sleight, Chemistry of Band Structure Engineering, p. 299, In : D. S. Ginley, Handbook of Transparent Conductors, Springer, 2010. 50

- [59] A. Einstein, "Über einen die Erzeugung und Verwandlung des Lichtes betreffenden heuristischen Gesichtspunkt", Annalen der Physik, Vol. 17, pp. 132–148, 1905. 50
- [60] M. Planck, "Über das Gesetz der Energieverteilung im Normalspektrum", Annalen der Physik, Vol. 4, pp. 553–563, 1901. 51
- [61] L. de Broglie, *Recherches sur la théorie des quanta*, Thèse de Doctorat, Université de Paris, 1924. 51
- [62] F. Trouillet, Les spectres d'absorption Institut Français de l'Education, Ecole Normale Supérieure de Lyon, 2010. Lien internet. 10, 51, 53
- [63] N. Bohr, "On the Constitution of Atoms and Molecules", *Philosophical Ma-gazine*, Vol. 26, 1913. 51
- [64] E. Schrödinger, "An Undulatory Theory of the Mechanics of Atoms and Molecules", *The Physical Review*, Vol. 28, pp. 1049-1070, 1926. 51
- [65] J. C. Slater, "Atomic Shielding Constants", *The Physical Review*, Vol. 36, pp. 57-64, 1930. 51
- [66] R. Jahier, Travaux Pratiques sur l'étude du spectre solaire, Lycée Marie Curie, Cours de 1<sup>re</sup> S. Lien internet. 10, 52
- [67] F. Bloch, "Uber die Quantenmechanik der Elektronen in Kristallgittern", Zeitschrift für Physik, Vol. 52, pp. 555-600, 1929. 53
- [68] W. Pauli, "Über den Zusammenhang des Abschlusses der Elektronengruppen im Atom mit der Komplexstruktur der Spektren", *Zeitschrift für Physik*, Vol. 31, pp. 765–783, 1925. 53
- [69] F. Hund, "Zur Deutung der Molekelspektren", *Zeitschrift für Physik*, Vol. 36, p. 657 (1926); Vol. 40, p. 742 (1927); Vol. 42, p. 93 (1927). 53
- [70] E. Madelung, *Die Mathemaitschen Hilfsmittel des Physikers (Third Edition)*, Springer, Berlin, 1936. 53
- [71] N. Servagent, Semiconductor sensors and applications. Fundamentals of Semiconductor physics, Cours en ligne de l'Ecole des Mines de Nantes, 2007. Lien internet. 10, 54
- [72] I. Arditi, L. Banoun, D. Naouri, ONCONANO, les nanotechnologies au service de la lutte contre le cancer, Travaux Personnels Encadrés, Lycée Georges Leven, Paris, 2013. Lien internet. 10, 55

- [73] A. Stadler, "Transparent Conducting Oxides An Up-To-Date Overview", Materials, Vol. 5, pp. 681-683, 2012. 55
- [74] Hui Wu , Liangbing Hu, Thomas Carney, Zhichao Ruan, Desheng Kong, Zongfu Yu, Yan Yao, Judy J. Cha, Jia Zhu, Shanhui Fan, Yi Cui "Low Reflectivity and High Flexibility of Tin-Doped Indium Oxide Nanofiber Transparent Electrodes", *Journal of the American Chemical Society*, Vol. 133, pp. 27–29, 2011.
- [75] M.D. Stoev, J. Touskova, J. Tousek, "X-ray photoelectron spectroscopy, scanning electron microscopy and optical transmittance studies of indium tin oxide and cadmium sulphide thin films for solar cells", *Thin Solid Films*, Volume 299, pp. 67-71, 1997. 55
- [76] J.S. Kim, M. Granstroën, R.H. Friend, N. Johansson, W.R. Salaneck, R. Daik,
   W.J. Feast, F.Cacialli, "Indium tin oxide treatments for single and double layer polymeric light-emitting diodes", *Journal of Applied Physics*, Vol. 84, pp. 6859-6870, 1998. 55
- [77] B.G. Lewis, D.C. Paines, "Applications and processing of transparent conductions oxides", *MRS Bulletin*, Vol. 25, pp. 22-27, 2000. 55, 56
- [78] H.L. Byung, G.K. Lee, W.C. Sung, S.H. Lee, "Effect of process parameters on the characteristics of indium tin oxide thin film for flat panel display application", *Thin Solid Films*, Vol. 302, pp. 25-30, 1997. 55
- [79] N. Outaleb, "Etudes et réalisations technologiques de lignes microruban en Silicium Polycristalin et en Oxyde d'Indium dope à l'Etain et d'antennes planaires transparentes", *Thèse de Doctorat*, Université de Rennes 1, 1999. 55
- [80] R. G. Gordon, Criteria for choosing transparent conductors, MRS Bulletin, Vol. 25, pp. 52.57, August 2000. 21, 56
- [81] T. Minami, *New n-type transparent conducting oxides*, MRS Bulletin, Vol. 25, pp. 38-44, August 2000. 56
- [82] S. Vigneron, Elaboration et caractérisation de couches minces d'oxyde d'indium dopé à l'étain déposées par pulvérisation cathodique à température ambiante, Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 2005. 56
- [83] R. Swanepoel, "Determination of the thickness and optical constants of amorphous silicon", *Journal of Physics E : Scientific Instruments*, Vol. 16, pp. 1214-1222, 1983. 56

- [84] S. Boycheva, A. K. Sytchkova, M. L. Grilli, A. Piegari, "Structural, optical and electrical peculiarities of r.f. plasma sputtered indium tin oxide films", *Thin Solid Films*, Vol. 515, pp. 8469–8473, 2007. 10, 57
- [85] Groupe Sigma-Aldrich. Lien internet. 57, 69, 73
- [86] Nanocs Inc. Lien internet. 57, 69, 73
- [87] S. Giurgola, P. Vergani, F. Lucchi, V. Pruneri, "Ultra thin metal films for transparent conductive layers", *European Conference on Lasers and Electro-Optics* (CLEOE-IQEC), June 17-22 2007. 58
- [88] D. S. Ghosh, L. Martinez, S. Giurgola, P. Vergani, and V. Pruneri, "Widely transparent electrodes based on ultrathin metals", *Optics Letters*, Vol 34., No. 3, February 2009 58, 62
- [89] L. Martinez, D.S. Ghosh, S. Giurgola, P. Vergani, V. Pruneri, "Ultrathin metal film : an emerging transparent electrode for the optoelectronics industry", *4th International Conference on Advanced Optoelectronics and Lasers (IEEE CAOL)*, September 22 2008. 10, 58, 62
- [90] F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, G. Legeay, S. Vigneron, and E. Motta Cruz, "Ultrathin metal layer, ITO film and ITO/Cu/ITO multilayer towards transparent antenna", *IET Science, Measurement and Technology*, Vol. 3, pp. 229-234, 2009. 10, 58, 59, 60, 61
- [91] K. Fuchs, "The conductivity of thin metallic films according to the electron theory of metals", *Proceedings of the Cambridge Philosophical Society*, Vol. 34, pp. 100-108, 1938. 58
- [92] E.H. Sondheimer, "The mean free path of electrons in metals", Advances in Physics, Vol. 1, p. 1, 1952. 58
- [93] J.-W. Lim, K. Mimura, M. Isshiki, "Thickness dependence of resistivity for Cu films deposited by ion beam deposition", *Applied Surface Science*, no. 217, pp. 95-99, 2003. 58
- [94] A. F. Mayadas, M. Shatzkes, "Electrical-Resistivity Model for Polycrystalline Films : the Case of Arbitrary Reflection at External Surfaces", *Physical Review B*, Vol. 1, pp. 1382-1389, 1970. 59
- [95] W. Steinhoegl, G. Schindler, G. Steinlesberger, M. Traving, M. Engelhardt, "Scaling laws for the resistivity increase of sub-100 nm interconnects", *International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices* (*IEEE SISPAD*), 2003. 59, 60

- [96] A. Matthiessen, C. Vogt, "On the influence of temperature on the electric conductive-power of alloys", *Philosophical Transactions of the Royal Society* of London, Vol. 154, pp. 167–200, 1864. 60
- [97] Wikimedia Commons, Lien internet. 10, 62
- [98] Instrument Plastics Limited. Lien internet. 62, 63, 69, 73
- [99] A. Klöppel, W. Kriegseis, B.K. Meyer, A. Scharmann, C. Daube, J. Stollenwerk, J. Trube, "Dependence of the electrical and optical behaviour of ITO/silver/ITO multilayers on the silver properties", *Thin Solid Films*, Vol. 365, pp. 139-146, 2000. 63
- [100] D.R. Sahu , J.-L. Huang, "The properties of ZnO/Cu/ZnO multilayer films before and after annealing in the different atmosphere", *Thin Solid Films*, Vol. 516, pp. 208–211, 2007. 63
- [101] A. Klöppel, B. Meyer, J. Trube, "Influence of substrate temperature and sputtering atmosphere on electrical and optical properties of double silver layer systems", *Thin Solid Films*, Vol. 392, pp. 311-314, 2001. 63
- [102] K.H. Choi, J.Y. Kim, Y.S. Lee, H.J. Kim, "ITO/Ag/ITO multilayer films for the application of a very low resistance transparent electrode", *Thin Solid Films*, Vol. 341, pp. 152-155, 1999. 63
- [103] D.R. Sahu, J.-L. Huang, "High quality transparent conductive ZnO/Ag/ZnO multilayer films deposited at room temperature", *Thin Solid Films*, Vol. 515, pp. 876–879, 2006. 63
- [104] E.J.J. Martin, M. Yan, M. Lane, J. Ireland, C.R. Kannewurf, R.P.H. Chang, "Properties of multilayer transparent conducting oxide films", *Thin Solid Films*, Vol. 46, pp. 309–315, 2004. 63
- [105] J.C. Bernède, L. Cattin, M. Morsli, Y. Berredjem, "Ultra-thin metal layer passivation of the transparent conductive anode in organic solar cells", *Solar Energy Materials & Solar Cells*, Vol. 92, pp. 1508–1515, 2008. 10, 63, 64
- [106] D. S. Ghosh, T. L. Chen, and V. Pruneri, "High figure-of-merit ultrathin metal transparent electrodes incorporating a conductive grid", *Applied Physics Letters*, Vol. 96, 041109, 2010. 10, 64, 65
- [107] G. Clasen, R. J. Langley, "Gridded circular patch antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 21, No. 5, pp. 311-313, 1999. 66

- [108] T. W. Turpin, R. Baktur, "See-through Microstrip Antennas and their Optimization", *Proceedings of the General Assembly of International Union of Radio Scientists*, Chicago, Aug. 2008 14, 66, 171, 172
- [109] Gantois Industries Lien Internet. 10, 21, 66, 69, 70, 73
- [110] J.P. Pérez, Optique Fondements et applications, Editions Masson, Paris, 1996. 67, 85
- [111] Fratelli Mariani SPA. Lien Internet. 69
- [112] Mougel SAS. Lien Internet. 69
- [113] Société Luxon. Lien Internet. 69
- [114] Haver & Boecker OHG. Lien Internet. 69
- [115] Saulas SA. Lien Internet. 69
- [116] H. R. Khaleel, H. M. Al-Rizzo, A. I. Abbosh, Design, Fabrication, and Testing of Flexible Antennas, In : A. Kishk, Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications, InTech, 2013. Lien internet. 10, 70
- [117] J. Hautcoeur, F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, E. Motta Cruz, "Optically transparent monopole antenna with high radiation efficiency manufactured with silver grid layer (AgGL)", *Electronics Letters*, Vol. 45 No. 20, 2009. 10, 71, 72, 73, 74, 173
- [118] Industry Agrees on first 450-mm wafer standard, EETimes.com, 2008. Lien internet. 72
- [119] Intel® Core<sup>™</sup> i7-3940XM Processor Extreme Edition Specifications, Intel Corporation Website, 2013. Lien internet. 73
- [120] Circuits Imprimés de Bellême, ZI Rue des Cytises, 61130 Bellême Lien internet. 74
- [121] Lithos, Grouve Elvia PCB, ZAC de la Goulgatière, 20 rue Joliot Curie CS 80011, 35538 Châteaubourg. Lien internet. 74
- [122] Groupe GTID, 2 rue Charles Jourde, BP223, 29804 Brest Cedex 9. 74
- [123] Atlantec, Groupe ACB, ZI de la Croix Blanche, 44260 Malville. Lien internet. 74
- [124] ELCO PCB, 347 Avenue du Général Patton, 49000 Angers. Lien internet. 74

- [125] CAO concept, 152 Avenue du Général Patton, 49000 Angers. Lien internet.74
- [126] Eurocir France, 58 Boulevard de Strasbourg, 49000 Angers. Lien internet. 74
- [127] Circuit Foil Corporation. Lien internet 74, 132, 133
- [128] Copper Foils for High Frequency Materials, Rogers Corporation, 2011. Lien internet 74
- [129] Centre Commun de Microélectronique de l'Ouest Lien internet. 74
- [130] "Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials", Application Note, Agilent Technologies, 2006. Lien Internet 10, 75, 76, 79
- [131] A. R. von Hippel, "Pressure Broadening and Debye's Relaxation Equation", *Dielectrics and Waves, Section 22, pp. 174-178*, Chapman & Hall, Ltd., New-York, 1954. 77
- [132] "Permittivity Measurements of PC Board and Substrate Materials using the HP 4291B and HP 16453A", *Application Note 1300-3*, Hewlett Packard, 1997. Lien Internet. 77
- [133] D. Liu, U. Pfeiffer, J. Grzyb, B. Gaucher, Advanced Millimeter-wave Technologies, Antennas, Packaging and Circuits, Wiley, March 2009 11, 77, 78, 79
- [134] "3680 Series Universal Test Fixture Operation and Maintenance Manual", Anritsu Company, 1998. 11, 80
- [135] G. L. Friedsam, E. M. Biebl, A Broadband Free-Space Dielectric Properties Measurement System at Millimeter Wavelengths, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 46, No. 2, pp 515–518, 1997. 81
- [136] "Free Space Measurement Systems", Microwave Measurement Systems LLC., 2011. Lien internet. 81
- [137] I. Choia, J.G. Kima, D.G. Leea, I. S. Seob, "Aramid/epoxy composites sandwich structures for low-observable radomes", *Composites Science and Technology*, Vol. 71, pp. 1632–1638, 2011. 11, 82
- [138] Acculam Epoxyglas G10/ FR4 Product Data Sheet, Accurate Plastics Inc.Lien Internet. 82
- [139] RS Components SAS, Rue Norman King, BP 40453, 60031 Beauvais. Lien Internet. 82

- [140] Conrad, 4 rue Colbert, 59800 Lille. Lien Internet. 82
- [141] Farnell France SAS, 81-83 rue Henri Depagneux, BP 60426 Limas, 69654Villefranche sur Saône. Lien Internet. 82
- [142] Digi-Key Corporation, 701 Brooks Avenue South, Thief River Falls, MN 56701 USA. Lien Internet. 82
- [143] "RO4000 Series High Frequency Circuit Materials Datasheet", Rogers Corporation, 2011. Lien Internet. 12, 83, 129, 132, 133, 134
- [144] "RF-35 Laminate Datasheet", Taconic. Lien Internet. 83
- [145] "RO3000 Series Circuit Materials, RO3003, RO3006 and RO3010 High Frequency Laminates Datasheet", Rogers Corporation, 2011. Lien Internet. 83
- [146] "TLA-6 Laminate Datasheet", Taconic, 2010. Lien Internet. 83
- [147] "RT/duroid 5870 /5880 High Frequency Laminates Datasheet", Rogers Corporation, 2011. Lien Internet. 83
- [148] "TLP Laminate Datasheet", Taconic. Lien Internet. 83
- [149] Goodfellow, matériaux pour la recherche et l'industrie, 2013. Lien Internet.84
- [150] M. Himdi, Specific Millimeter Wave Antenna Realisation Technology, European School of Antennas, Rennes, May 2012. 83, 84
- [151] "La transformation du verre plat Le verre feuilleté PVB", Verre Online, 2004. Lien Internet. 85
- [152] "Borofloat 33 Glass product brochure", Schott Glas GmbH. Lien Internet. 11, 87, 88, 201, 233, 249
- [153] N. P. Mellott, S. L. Brantley, J. P. Hamilton, C. G. Pantano, "Evaluation of surface preparation methods for glass", *Surface and Interface Analysis*, Vol. 31, pp. 362–368, 2001. 86
- [154] "Corning 1737 AMLCD Glass Substrates Material Information", Corning Inc., 2002. Lien Internet. 87, 88
- [155] "Corning EAGLE XG Glass Substrates Material Information", Corning Inc., 2010. Lien Internet. 87, 88
- [156] "MgO Material Propertires", CrysTec GmbH, 2013. Lien Internet. 88

- [157] "Be on the Safe Side with PLEXIGLAS", Evonik Industries, 2013. Lien Internet. 89
- [158] " Makrolon AR, Fiche Technique du Produit", Bayer AG, 2012. Lien Internet. 89
- [159] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas (Std 145-1983 & Std 145-1993), The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1993. 92, 96
- [160] C. A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, Wiley, New-York, 1997.
   11, 12, 92, 97, 99, 107, 112, 116, 118, 121, 136, 137, 138, 143, 149, 161
- [161] "5721.00 High Broadband Cross Polarized Base Station Antenna", Powerwave Technologies, 2011. 11, 21, 93, 98
- [162] Wikimedia Commons, 2013. Lien Internet. 11, 94
- [163] X. Ai, A. Teillet, I. Timofeev, "Dual polarized three-sector base station antenna with variable beam tilt", *United States Patent 7196674 B2*, Issued on 2007. 11, 103
- [164] "Refus d'installation d'une antenne-relais dans le 13<sup>e</sup> arrondissement de Paris", Association Nationale pour la Sécurité Sanitaire dans les Technologies sans fils, 2009. Lien Internet. 11, 107
- [165] T. Farely, K. Schmidt, "Cellular Telephone Basics Cell and Sector Terminology", Privateline Telecommunications Expertise, 2006. Lien Internet. 11, 109, 110
- [166] J. J. García Cabezas, C. Orobitg Morin, F. Dominguez Romero, "Setting the radiation pattern of an antenna", *European Patent EP 2 299 749 A2*, Filed on 21 september 2010, Published on 23 march 2011. 11, 110
- [167] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, John Wiley & Sons, 2009. 11, 12, 21, 111, 112, 113, 114, 118, 120, 121
- [168] E.J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider", *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 8, Issue 1, January 1960 114
- [169] "Wilkinson Power Splitters", Microwaves 101, 2001. Lien Internet. 12, 115
- [170] E. Hammerstad, O. Jensen, "Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1980. 124, 126

- [171] "Microwave Rules of Thumb", Microwaves 101.com, 2013. Lien Internet.126
- [172] B. C. Wadell, Transmission Line Design Handbook, Artech House, 1991. 126
- [173] L. Wang, Modeling of High Speed Metal-Insulator-Semiconductor Interconnections : The Effect of ILD on Slow-Wave Attenuation, Master Thesis, Rensselaer Polytechnic Institute, 1998. 12, 126
- [174] "SUCOFORM 141 CU PE coaxial cable datasheet", Huber+Suhner, 2013.127
- [175] J. C. Rautio, "An Investigation of Microstrip Conductor Loss", *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 1, No. 4, December 2000. 12, 130
- [176] E. O. Hammerstad, F. Bekkadal, *A Microstrip Handbook*, ELAB Report, STF 44 A74169, University of Trondheim, Norway, 1975, pp 98-110. 131
- [177] M. V. Schneider, "Dielectric Loss in Microwave Integrated Circuits", *The Bell System Technical Journal*, pp. 2325-2332, 1969. 132
- [178] M. D. Abouzahra, "On the Radiation from Microstrip Discontinuities", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 29, No. 7, 1981. 132
- [179] "Foire aux Questions : Propriétés physiques des feuilles de cuivre", Circuit Foil Corporation, 2013. Lien Internet. 133
- [180] E.O. Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design", *Proceedings* of the fifth European Microwave Conference, pp. 268-272, September 1975.
- [181] I.J. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, Dedham, MA, 1980. 13, 137, 143, 145, 148
- [182] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. T. Williams, S. A. Long, "The Dependence of the Input Impedance on Feed Position of Probe and Microstrip Line-Fed Patch Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, No. 1, January 2001. 138, 139
- [183] D. M. Pozar, *Microwave Engineering 2nd Edition*, J. Wiley & Sons, 1998.12, 115, 116, 117
- [184] D. Sievenpiper, L. Zhang, R.F. Jimenez Broas, N. G. Alexopoulos, E. Yablonovitch, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band", *IEEE Transactions on Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 11, November 1999. 13, 149

- [185] N. C. Karmakar, M. N. Mollah, "Potential Applications of PBG Engineered Structures in Microwave Engineering : Part I", *Microwave Journal*, July 2004. 13, 149
- [186] R.S. Elliott, "On the theory of Corrugated Plane Surfaces", *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-2, No. 2, pp. 71-81, April 1954. 149
- [187] H. Y. Yang, N. G. Alexopoulos, "Gain Enhancement Methods for Printed circuit Antennas Through Mulitple Superstrates", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol AP-35, No. 7, July 1987. 150
- [188] N. G. Alexopoulos D. R. Jackson, "Fundamental Superstrate (Cover) Effects on Printed Circuit Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol AP-32, No. 8, July 1984. 150
- [189] R. Dagani, "New Material is Optically Transparent, Magnetic at Room Temperature", *Chemical & Engineering News*, Vol. 70, Issue 29, pp. 20-21, July 1992. 151, 271
- [190] K.-L. Wong, Compact and Broadband Microstrip Antennas, John Wiley & Sons, 2002. 152
- [191] P. S. Hall, "Probe compensation in thick microstrip patches", *Electronics Letters*, Vol. 23, pp. 606–607, May 21, 1987. 152
- [192] T. W. Chiou, H. C. Tung, K. L. Wong, "A dual-polarization wideband circular patch antenna with hybrid feeds", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 26, pp. 37–39, July 5, 2000. 152
- [193] G. A. E. Vandenbosch and A. R. Van de Capelle, "Study of the capacitively fed microstrip antenna element", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 42, pp. 1648–1652, Dec. 1994. 152
- [194] C. L. Mak, K. M. Luk, and K. F. Lee, "Microstrip line-fed L-strip patch antenna", *IEE Proceedings on Microwaves Antennas and Propagation*, Vol. 146, pp. 282–284, Aug. 1999. 152
- [195] G. Kumar, K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Artech House, 2003. 13, 153, 154
- [196] H. Legay , L. Shafai, "New Stacked Microstrip Antenna with Large Bandwidth and High Gain", *IEE Proceeding on Microwaves, Antennas and Propagation*, Pt. H, Vol. 141, No. 3, June 1994, pp. 199–204. 153
- [197] D. M. Pozar, "Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstripline", *Electronics Letters*, Vol.21, No. 2, 17th January 1985 13, 155, 156

- [198] D. M. Pozar, "A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas : History, Operation, Development, and Applications", University of Massachusetts, Amherst, May 1996. 155
- [199] P. L. Sullivan, D. H. Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-34, No. 38, August 1986. 13, 156, 157
- [200] A. Adrian, D. H. Schaubert, "Dual Aperture-Coupled Microstrip Antenna for Dual or Circular Polarisation", *Electronics Letters*, Vol. 23, No. 23, 5th November 1987. 13, 157, 158
- [201] F. J. Dietrich, Y. Hwang, F. J. Kilburg, C.-H. A. Tsao, "Wideband, Aperture-Coupled Microstrip Antenna", U.S. Patent 4847625 A, Filed on 16 February 1988, Issued on 11 July 1989. 13, 158, 159
- [202] J. S. Yee, "Microstrip Antenna Structure Having Stacked Microstrip Elements", U.S. Patent 4329689 A, Filed on 10 October 1978, Issued on 11 May 1982. 158
- [203] F. J. Dietrich, Y. Hwang, F. J. Kilburg, C.-H. A. Tsao, "Planar Dual Polarization Antenna", U.S. Patent 4903033, Filed on 1 April 1988, Issued on 20 February 1990. 13, 158, 160
- [204] D. M. Pozar, "Improved Coupling for Aperture Coupled Microstrip Antennas", *Electronics Letters*, Vol. 27 No. 13, 20th June 1991. 13, 161, 162
- [205] A. F. Gangi, S. Sensiper, G. R. Dunn, "The Characteristics of Electrically Short, Umbrella Top-Loaded Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol AP-13, No. 6, November 1965. 14, 161, 163
- [206] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design (Third Edition)*, John Wiley & Sons, 2013. 14, 163
- [207] S. C. Gao, L. W. Li, P. Gardner, P. S. Hall, "Wideband Dual-Polarised Microstrip Patch Antenna", *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 20, 27 September 2001. 14, 163, 164
- [208] S. A. Long, M. W. McAllister, L. C. Shen, "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 31, pp. 406-412, May 1983 14, 166
- [209] R. Gillard, "Dielectric Resonator Antennas, Millimeter Wave Antenna Design and Technologies Course" - EurAAP European School of Antennas, IETR Rennes, 21-25 May 2013 165

- [210] K. M. Luk, K. W. Leung, *Dielectric Resonator Antennas*, Research Studies Press Ltd., 2003 165
- [211] A. Ittipiboon, R.K. Mongia, Y.M.M. Antar, P. Bhartia, M. Cuhaci, "Aperture Fed Rectangular and Triangular Dielectric Resonators for Use as Magnetic Dipole Antennas", *IEE Electronics Letters*, Vol. 29, No. 3, 1993, pp. 2001-2002. 165
- [212] A.A. Kishk, A. Ittipiboon, Y.M.M. Antar, M. Cuhaci, "Dielectric Resonator Antenna Fed by a Slot in the Ground Plane of a Microstrip Line", *Proceedings of the Eighth International Conference on Antennas and Propagation*, *ICAP'93*, Part 1, pp. 540-543, April 1993. 165
- [213] K.W. Leung, K.Y.A. Lai, K.M. Luk, D. Lin, "Input Impedance of Aperture Coupled Hemispherical Dielectric Resonator Antenna", *IEE Electronics Letters*, Vol. 29, pp. 1165-1167, 1993. 165
- [214] R.N. Simons and R.Q. Lee, "Effect of Parasitic Dielectric Resonators on CPW/Aperture-Coupled Dielectric Resonator Antennas", *IEE Proceedings-H* , *Microwaves Antennas and Propagation* Vol. 140, No. 5, pp. 336-338, October 1993. 165
- [215] A.A. Kishk, B. Ahn, D. Kajfez, "Broadband Stacked Dielectric Resonator Antennas", *IEE Electronics Letters*, Vol. 25, No. 18, pp. 1232-1233, August 1989. 165
- [216] S.M. Shum and K.M. Luk, "Stacked Annular Ring Dielectric Resonator Antenna Excited by Axi-Symmetric Coaxial Probe", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 43, No. 8, August 1995, pp. 889-892. 165
- [217] K. W. Leung, S. K. Mok, "Circularly polarized dielectric resonator antenna excited by a perturbed annular slot with a backing cavity", *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 15, pp. 934-936, July 2001. 165
- [218] M. G. Keller, M. B. Oliver, D. J. Roscoe, R. K. Mongia, Y. M. M. Antar, A. Ittipiboon, "EHF dielectric resonator antenna array", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 17, No. 6, pp. 345-349, 1998. 165
- [219] R. Sauleau, "Lens, Reflector, SIW and Periodic-based Antennas, Millimeter Wave Antenna Design and Technologies Course" - EurAAP European School of Antennas, IETR Rennes, 21-25 May 2013 14, 166, 167
- [220] N. T. Nguyen, A. Rolland, A. V. Boriskin, G. Valerio, L. Le Coq, R. Sauleau, "Size and Weight Reduction of Integrated Lens Antennas Using a Cylindrical

Air Cavity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 12, December 2012. 14, 166, 167, 188

- [221] C. G. Someda, *Electromagnetic Waves*, CRC Press, 2006.
- [222] C.R. Doerr, H. Kogelnik, "Dielectric Waveguide Theory", Journal of Lightwave Technology, Vol.26, No.9, pp.1176-1187, May 1 2008
- [223] D. V. Lioubtchenko, S. N. Dudorov, J. A. Mallat, A. V. Räisänen, "Dielectric Rod Waveguide Antenna for W Band with Good Input Match", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 1, January 2005. 168
- [224] D. V. Lioubtchenko, S. N. Dudorov, J. A. Mallat, A. V. Räisänen, "Low-Loss Sapphire Waveguides for 75–110 GHz Frequency Range", *IEEE Microwave* and Wireless Components Letters, Vol. 11, No. 6, June 2001. 168
- [225] R. Elio, E.-B. El-Sharawy, "Reducing Losses in Dielectric Waveguide Discontinuities", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 8, August 1998. 14, 168, 169, 187
- [226] K. Ito, M.S. Wu, "See-through Microstrip Antennas constructed on a Transparent Substrate", *Proceedings of 7th International Conference on Antennas* and Propagation, York, U.K., pp. 133-136, Apr. 1991 14, 170, 171
- [227] M.-S. Wu, K. Ito, "Basic Study on See-trough Microstrip Antennas constructed on a Window Glass", Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.1, 18-25, pp. 499-502, Jul. 1992. 14, 171
- [228] T. W. Turpin, R. Baktur, "Meshed Patch Antennas Integrated on Solar Cells", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 8, 2009, pp. 693-696. 14, 172, 173
- [229] J. R. James, P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, Volume 2, Peter Peregrinus, 1989. 173
- [230] G. Dubost, Flat Radiating Dipoles and Applications to Arrays, Research Studies Press, 1981. 173
- [231] A. Rabba, Analyse et synthèse de l'antenne plaque à double fente ; application aux réseaux, Thèse de Doctorat, Université de Rennes 1, 1986. 173
- [232] X. S. Fang, K. W. Leung, "Aesthetic Transparent Dielectric Resonator Antenna with Omnidirectional Radiation Pattern", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Chicago, 8-14 July 2012. 14, 177

- [233] LTSPICE IV, Linear Technology, 2014. Lien Internet. 179
- [234] Microwave Office, AWR Corporation, 2014. Lien Internet. 179
- [235] Advanced Design System, Agilent Technologies, 2014 Lien Internet. 179
- [236] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, IEEE Press, 1993.181, 182
- [237] W. C. Gibson, *The Method of Moments in Electromagnetics*, Chapman & Hall CRC, 2008. 181, 182
- [238] C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley and Sons, 1989. 179, 180, 181
- [239] FEKO, EM Software & Systems, 2014. Lien Internet. 183, 185, 190
- [240] HFSS, ANSYS Inc., 2014. Lien Internet. 183, 185, 190
- [241] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, Second Edition, John Wiley & Sons, 2002. 184
- [242] W. B. J. Zimmerman, *Multiphysics Modelling with Finite Element Methods*, World Scientific Publishing, 2006. 184
- [243] J. P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves", *Journal of Computational Physics*, vol. 114, pp. 185-200, 1994.
   185
- [244] F. Nataf, "Absorbing boundary conditions and perfectly matched layers in wave propagation problems", Laboratoire Jacques-Louis Lions, UPMC -CNRS, Paris, France. Lien Internet. 185
- [245] CST Microwave Studio, Computer Simulation Technology AG., 2014. Lien Internet. 185, 188, 190
- [246] ANSYS Multiphysics, ANSYS Inc., 2014. Lien Internet. 185
- [247] "W2342EP Agilent FEM Simulator Element", Agilent Technologies, 2010. Lien Internet. 185
- [248] COMSOL Multiphysics, COMSOL Inc, 2014. Lien Internet. 185
- [249] A.Taflove, Computational Electrodynamics : The Finite-Difference Time-Domain Method, Artech House Inc., 1995. 185

- [250] K.S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-14, No. 3, May 1966. 14, 186, 187
- [251] "The Modelling of Lightning Strikes", Computer Simulation Technology AG., 2012. Lien Internet. 187
- [252] B. Chen, D.G. Fang, B.H. Zhou, "Modified Berenger PML absorbing boundary condition for FD-TD meshes", *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 5, pp. 399-401, Nov. 1995. 187
- [253] XFdtd, REMCOM, 2014. Lien Internet. 188
- [254] P. Y. Ufintsev, Method of Edge Waves in the Physical Theory of Diffraction, US Air Force - Foreign Technology Division, Sept. 1971. 188
- [255] F. Molinet, I. Andronov, D. Bouche, Asymptotic and Hybrid Methods in Electromagnetics, The Institution of Engineering and Technology, 2008. 188
- [256] U. Jakobus, F.J.C Meyer, "A Hybrid Physical Optics Method of Moments Numerical Technique : Theory, Investigation, and Application", University of Stuttgart & EMSS, 1996. Lien Internet. 14, 189, 190
- [257] U. Jakobus, Extended Method of Moments for the Treatment of Complicated and Electrically Large Electromagnetic Scattering Problems (in German), Thèse de Doctorat, Universität Stuttgart, 1994. 190
- [258] U. Jakobus, Intelligent Combination of Different Computational Methods for the Efficient Analysis of Electromagnetic Scattering Problems with Special Consideration of Parallel Processing (in German), Habilitation, Universität Stuttgart, 1999. 190
- [259] O. Gaume, "Découpe du verre plat", Techniques de l'ingénieur, 2004.Lien Internet. 198
- [260] Lien Internet de l'image 14, 198
- [261] H. Zeroub, M. Larbi, *Le verre dans le bâtiment*, Université M'hamed BOU-GARA, Boumerdès, Algérie, 2000. Lien Internet. 199
- [262] D. Mirshekar-Syahkal, B.J. Davies, "Accurate Solution of Microstrip and Coplanar Structures for Dispersion and for Dielectric and Conductor Losses", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.27, No.7, pp.694-699, Jul .1979 201

- [263] K.L. Targonski, R.B. Waterhousen D.M. Pozar, "Design of Wide-Band Aperture-Stacked Patch Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas & Propagation*, Vol. 46, No. 9, pp. 1245-1251, 1998. 203
- [264] SATIMO, Fast Antenna Measurement, Radome Test and Scanner Systems, The Microwave Vision Group, 2014. Lien Internet. 238
- [265] "Un monde sans fil : les ondes en question", Exposition de l'Association Bretonne pour la Recherche et la Technologie (ABRET), Rennes, 27 octobre 2012. 18, 265, 267
- [266] "ECCOSORB MCS, Permittivity and Permeability Data", Laird Technologies (anciennement Emerson & Cuming Microwave Products, Inc.), 2007. Lien Internet. 271





# Thèse de Doctorat

## **Pierre-Antoine GARCIA**

**Conception d'antennes optiquement transparentes pour stations de base** Design of optically transparent antenna for base stations

## Résumé

Le nombre sans cesse croissant de normes utilisées conjointement pour la téléphonie mobile entraîne l'augmentation du nombre d'antennes de stations de base. Cette situation devient difficile à gérer dans les zones urbaines, à cause du manque de place pour installer de nouveaux sites et de la pollution visuelle engendrée. Les antennes transparentes peuvent répondre à une partie de cette problématique. En effet, ces antennes sont plus discrètes et elles peuvent être installées à des endroits encore inexploités, comme par exemple au sein des surfaces vitrées des bâtiments ou le long des façades.

Un état de l'art des matériaux transparents et conducteurs utilisables pour réaliser de telles antennes est présenté. Une solution peut consister à utiliser un matériau conducteur épais maillé, avec une résolution de maillage fonction de l'acuité visuelle humaine, déposé sur un substrat de verre.

Un état de l'art des antennes transparentes maillées est également présenté. La plupart de ces antennes sont réalisées en technologie microruban. La bande passante étroite et le gain qu'elles proposent sont insuffisants pour stations de base. Toutefois, des architectures avancées permettent d'aboutir à d'excellentes performances sous réserve de pouvoir les réaliser sur verre.

Ce mémoire présente des structures d'antennes et de réseaux d'antennes réalisés suivant deux procédés différents ce qui a permis d'aboutir à une antenne transparente à double polarisation, de bande passante 30%, de Gain 7dBi pour un VSWR<1.5:1, et dont l'isolation entre voies > 30dB est compatible avec une utilisation en station de base.

#### Mots clés

Antennes, réseaux d'antennes, stations de base, transmittance optique, matériaux diélectriques transparents, conducteurs maillés.

## Abstract

The amount of coexisting norms in cellular networks is responsible for increasing the number of base-station antennas. There is no more space to add antennas, especially in urban zones due to the resulting visual pollution. Therefore, optically transparent radiating devices become an attractive alternative. They can be integrated in structures such as buildings glazed surfaces or along the facades still not used for antenna support.

A state-of-the-art of optically transparent materials suitable for radiating devices is presented. One solution is to use thick meshed conductors mounted on a glass substrate. A high resolution meshing gives conductors with good electrical performances, however nearly invisible regarding human visual acuity. Therefore, they can be used to design high performance devices.

Some optically transparent antennas, based on meshed conductor technology are also presented. Most are made in microstrip technology. Their narrow bandwidth and poor Gain are not compatible with requirements of base-station antennas. However, advanced antenna designs may help to achieve good performances but they must be adapted to use glass substrates.

This thesis presents antennas and antenna arrays designed using two different processes enabling the achievement of a dual-polarized see-through antenna, with 30% bandwidth, and 7dBi Gain for VSWR<1.5:1, along with more than 30dB isolation between two polarizations.

## **Key Words**

Antennas, antenna arrays, base stations, optical transmittance, transparent dielectric materials, meshed conductive materials.