

Université de Limoges - Faculté des Sciences et Techniques
Ecole Doctorale n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information
XLIM - RF Front-end/Antennes et signaux, UMR CNRS 6172

Thèse n° [XX-2016]

THESE

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et
Systèmes"

Présentée et soutenue publiquement par

Romain NÉGRIER

le 8 septembre 2016

**Contribution à la conception de radars
impulsionnels : maîtrise de la rapidité de balayage
et traitement de signal associé**

Directeurs de thèse : **Michèle Lalande** et **Joël Andrieu**

Jury :

Mr Philippe Ferrari	Professeur, IMEP-LAHC, Université de Grenoble Alpes	Rapporteur
Mr Laurent Ferro-Famil	Professeur, IETR, Université de Rennes	Rapporteur
Mr Joël Andrieu	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examinateur
Mr Christian Carel	Ingénieur, Thalès, Gennevilliers	Examinateur
Mr Vincent Couderc	Directeur de Recherche CNRS, XLIM, Université de Limoges	Examinateur
Mr Laurent Desrumaux	Ingénieur, Direction Générale de l'Armement, Balard	Examinateur
Mme Michèle Lalande	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examinatrice
Mr Raymond Quéré	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examinateur
Mr Bernard Jecko	Professeur émérite, XLIM, Université de Limoges	Invité
Mr Serge Mazen	Ingénieur de recherche, XLIM, Université de Limoges	Invité
Mr Laurent Pécastaing	Professeur, SIAME, Université de Pau et des pays de l'Adour	Invité



Droits d'auteurs / Copyright



Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « Paternité - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de modification 3.0 France » disponible en ligne à l'adresse suivante : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de Modification 3.0 France License. To view a copy of this license, visit <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/> or send a letter to Creative Commons, PO Box 1866, Mountain View, CA 94042, USA.

« La valeur d'un homme tient dans sa capacité à donner et non dans sa capacité à recevoir »

Albert Einstein

*A mon épouse,
A ma famille,
A mes amis,*

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier les responsables du laboratoire XLIM pour m'avoir permis d'effectuer mes trois années de doctorat au sein du Département Ondes et Système Associés.

Je voudrais également exprimer mes remerciements à Mr Philippe Ferrari, de l'Université de Grenoble et Mr Laurent Ferro-Famil, de l'Université de Rennes, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mon manuscrit de thèse et pour le temps consacré à lire mes travaux.

Je souhaiterais également remercier Mr Raymond Quéré pour m'avoir permis d'élargir mon domaine de recherche en m'impliquant dans des projets annexes tout en me permettant de découvrir avec joie l'enseignement.

Je remercie également la Direction Générale de l'Armement (DGA), qui a cofinancé cette thèse. Et je remercie plus personnellement Mr Philippe Pouliguen et Mr Laurent Desrumaux pour avoir suivi mes travaux. J'espère qu'ils vous seront utiles pour les problématiques de détection radar courte et moyenne portée.

J'aimerais également exprimer mes sincères remerciements à Mme Michèle Lalande et à Mr Joël Andrieu, co-directeurs de thèse, pour avoir dirigé mes travaux de recherches. Je les remercie vivement pour leurs confiances, leurs disponibilités et pour les nombreux échanges qui m'ont permis de progresser scientifiquement. Plus qu'un banal encadrement, vous avez su m'assister dans la réalisation de mon doctorat en me faisant profiter de votre savoir faire tant sur le plan technique que dans le quotidien. Merci du fond du cœur.

Je remercie Mr Vincent Couderc pour m'avoir fait bénéficier de son savoir, pour sa patience et sa disponibilité, notamment pour la mise au point du modèle.

Je remercie également Mr Badr M. Shalaby, Mr Laurent Pécastaing et Mr Antoine de Ferron pour m'avoir permis de mener à bien les phases de mesures.

Mes remerciements vont également à l'ensemble des doctorants, de l'équipe pédagogique de l'IUT GEII de Brive et du personnel qui a contribué de près ou de loin à mon doctorat. Je commence tout d'abord par mes collègues de bureau Houda, Frank et Gwénaél pour leur convivialité et leur bonne humeur, toujours appréciables dans les moments difficiles. Je tiens également à souhaiter bon courage pour la suite aux doctorants C2S2, Anthony, Frédérique, Julien, Ahmed, Nandha et Karim.

Je remercie Sylvain et Frédéric pour tous les moments sympathiques à échanger autour des bons petits plats du restaurant universitaire.

Je remercie également Régis pour les débats entre le transitoire et le fréquentiel et pour les incroyables paris rugbystique.

Je remercie Valérie pour son aide précieuse dans la partie simulation et la rédaction des rapports qui m'ont été d'une grande utilité pour le manuscrit.

Je remercie tout particulièrement Mr Olivier Halluin et Mme Nadia Teillac pour m'avoir donné l'opportunité de participer à des activités d'enseignement.

Je remercie également ma famille et mes amis pour leurs encouragements et pour leurs attachements à essayer de comprendre l'objet de mes recherches et je termine ces remerciements avec une pensée toute particulière pour ma femme Pauline, sans qui, je ne serais certainement pas arrivé à atteindre mes objectifs.

Merci à tous !

Table des matières

Table des figures	v
Liste des tableaux	ix
Introduction générale	1
Chapitre I - Contexte et objectifs de l'étude : vers un système radar impulsif ULB	5
1 Les systèmes et signaux impulsifs ULB	6
1.1 Définition et intérêt des systèmes et signaux impulsifs ULB	6
1.1.1 Introduction	6
1.1.2 Un peu d'histoire	7
1.1.3 Définition des systèmes ULB	7
1.1.4 Les signaux impulsifs ULB	8
1.1.5 La réglementation	10
1.2 Les systèmes impulsifs ULB du point de vue applicatif	12
1.2.1 Les systèmes ULB dans les télécommunications	12
1.2.2 La guerre électronique	13
1.2.3 La détection électromagnétique	15
1.2.4 Les applications biomédicales	16
2 Introduction aux radars ULB	18
2.1 L'essentiel des paramètres caractéristiques des radars ULB impulsifs	18
2.1.1 Les résolutions radar	18
2.1.2 La surface équivalente radar (SER)	18
2.1.3 L'équation radar et la portée	19
2.1.4 L'ambiguïté en distance	20
2.2 Etat de l'art dans le domaine des radars ULB	21
2.2.1 Le radar impulsif	21
2.2.2 Le radar à onde continue modulée en fréquence	25
2.2.3 Le radar à bruit	27
2.2.4 Comparaison des différents types de radars ULB	29
2.3 Les apports de l'optoélectronique sur les systèmes ULB impulsifs	30
3 Concepts généraux sur les antennes impulsives ULB	32
3.1 Caractéristiques usuelles	32
3.1.1 Puissance rayonnée	32
3.1.2 Directivité et gain	32
3.1.3 Diagramme de rayonnement	34

3.1.4	Polarisation	34
3.1.5	Adaptation et coefficient de réflexion	36
3.2	Caractéristiques spécifiques	37
3.2.1	Bilan de puissance d'une liaison	37
3.2.2	Facteurs d'antennes et fonctions de transferts	39
3.2.3	Paramètres de dispersion	40
3.3	Comparatif d'antennes impulsionnelles ULB	42
4	Introduction aux techniques d'imagerie radar	43
4.1	L'imagerie radar	43
4.2	Introduction à l'imagerie SAR	43
4.2.1	Principe du radar SAR	43
4.2.2	Le phénomène de migration radiale	44
4.2.3	Techniques d'imagerie associées	47
4.3	Le renforcement d'image	49
5	Démarche de l'étude	51
Chapitre II - Conception d'un réseau d'antennes d'émission à balayage autonome 53		
1	Un mode de balayage innovant	54
1.1	Principe du balayage autonome	54
1.2	Conséquences sur le système	59
2	Le générateur optoélectronique	60
2.1	La commutation haute tension	60
2.1.1	Les semi-conducteurs de puissance	60
2.1.2	Les éclateurs à gaz	61
2.1.3	Les composants optoélectroniques	62
2.1.4	Comparatif des technologies de générateurs haute tension	64
2.2	Le générateur optoélectronique développé	65
2.2.1	Principe de la commutation à base de photocommutateurs	65
2.2.2	Représentation schématique du générateur optoélectronique	66
2.2.3	Temps de recombinaison des porteurs	67
2.2.4	Le système de commande optique	68
2.2.5	Résultats obtenus	70
2.3	Le générateur de haute tension pulsée	72
2.3.1	Objectifs visés	72
2.3.2	Topologie choisie	73
2.3.3	Résultats obtenus	74
2.4	Mesures du générateur optoélectronique polarisé en pulsé	75
2.4.1	Polarisation sans illumination	76
2.4.2	Polarisation avec illumination pour la génération de trains à 33.8MHz	77
2.4.3	Discussion sur les performances du système de génération d'impulsions	78
3	Conception et caractérisation de la source élémentaire de rayonnement	80
3.1	Présentation de l'antenne	80
3.2	Intégration du générateur optoélectronique dans l'antenne K	80
3.2.1	Modélisation du photocommutateur sous CST MWS	80

3.2.2	Résultat de la modélisation du générateur optoélectronique	82
3.3	Comparaisons théoriques des caractéristiques des antennes intégrant ou non le générateur optoélectronique	84
3.3.1	Adaptation	84
3.3.2	Diagrammes de rayonnement	85
3.3.3	Gain dans l'axe	86
3.3.4	Rayonnement transitoire dans l'axe de l'antenne	86
3.3.5	Comparaison du rayonnement transitoire avec prise en compte de l'intégration ou non du générateur optoélectronique	88
3.3.6	Prise en compte du câble haute tension	89
3.3.7	Conclusion	90
3.4	Caractérisation expérimentale de la source élémentaire	92
3.4.1	Configuration expérimentale	92
3.4.2	Résultats de mesures	95
3.4.3	Champ rayonné à 1 mètre	98
3.4.4	Conclusions	100
4	Dimensionnement du réseau	101
4.1	Caractéristiques harmoniques	101
4.1.1	Paramètres S_{ij}	101
4.1.2	Facteur de réseau	102
4.1.3	Influence du couplage entre antennes	104
4.2	Caractéristiques transitoires	106
4.2.1	Facteur de réseau dans le domaine temporel	107
4.2.2	Diagrammes de rayonnement énergétiques	110
4.3	Comparaison des deux approches et architecture du réseau envisagée	112

Chapitre III - Développement d'outils adaptés au traitement du signal pour l'imagerie radar à balayage et à la maîtrise des formes d'ondes rayonnées 113

1	Développement d'un algorithme d'imagerie adapté au balayage autonome	114
1.1	Introduction	114
1.1.1	Contexte de l'étude	114
1.1.2	Problématique de la fréquence de répétition	114
1.2	Présentation de l'outil de corrélation	115
1.2.1	Description de la scène	115
1.2.2	Pixélisation de la scène	116
1.2.3	Calcul de la réponse impulsionnelle	117
1.2.4	Stockage de la matrice d'apprentissage	118
1.2.5	Calcul du coefficient de corrélation et cartographie	120
1.2.6	Pseudo-code	121
1.3	Retour de balayage	121
1.3.1	Principe de fonctionnement	121
1.3.2	Interprétation par l'algorithme	123
1.3.3	Répercussion sur la position des antennes d'émission	125
1.3.4	Influence du nombre d'antennes de réception	125

1.4	Nettoyage par déconvolution itérative	126
1.4.1	Introduction à l'algorithme CLEAN	126
1.4.2	Principe de fonctionnement	126
1.4.3	Filtrage de l'image brute	127
1.5	Résultats obtenus en simulation	128
1.5.1	Configuration de la scène et de l'image	128
1.5.2	Simulation avec une cible	128
1.5.3	Simulation avec trois cibles	129
1.5.4	Comparaison SAR - Corrélation/CLEAN	130
1.6	Résultats expérimentaux	132
1.6.1	Configuration expérimentale	132
1.6.2	Scène mono-cible	133
1.6.3	Scène multi-cibles présentant une SER importante	135
1.6.4	Scène multi-cibles présentant une SER faibles	136
2	Outils numérique d'optimisation de formes d'ondes	138
2.1	Les métaheuristiques pour l'optimisation complexe	138
2.1.1	Complexité du problème	138
2.1.2	Cadre et choix des métaheuristiques	139
2.2	Introduction sur les algorithmes génétiques	139
2.2.1	Concept de base	139
2.2.2	Les opérateurs et les limites	141
2.3	Application à l'optimisation de formes d'ondes pour réaliser un façonnage spectral	142
2.3.1	Présentation du problème	142
2.3.2	Calcul de la fonction coût	143
2.3.3	Réglages de l'AG et résultats obtenus	145
2.3.4	Modélisation du générateur optoélectronique	147
2.3.5	Intégration du modèle du générateur optoélectronique dans l'AG	150
2.3.6	Perspectives sur la conception de générateurs complexes	152
	Conclusion générale	153
	Bibliographie	155
	Annexe A - Comparatif antennes ULB	161
1	Antenne Discône	162
2	Antenne Cornet Ridgé	164
3	Antenne LPDA	166
4	Antenne Valentine	168
5	Antenne K	170
	Annexe B - Mesures complémentaires et documentation	173
1	Diagrammes de rayonnement	173
2	Caractéristiques du câble haute tension	177
	Publications et communications	179

Table des figures

I.1	Indice de popularité des technologies ULB dans la communauté scientifique	6
I.2	Représentations temporelles (bleu) et fréquentielles (vert) de différentes impulsions ULB	10
I.3	Gabarits fréquentiels réglementaires suivant l'ETSI (bleu) et la FCC (rouge et vert)	11
I.4	Matériels de pointe du 44ème régiment de transmissions	14
I.5	Matériels de pointe du 54ème régiment de transmissions	15
I.6	Principe de l'ambiguïté en distance	21
I.7	Principe de fonctionnement d'un radar ULB impulsionnel	22
I.8	Le système radar PULSAR	23
I.9	Le système radar BOOMSAR	23
I.10	Système d'émission muti-antennes	24
I.11	Système d'émission optoélectronique multi-sources	25
I.12	Principe de fonctionnement d'un radar FMCW	25
I.13	Schéma bloc d'un radar FMCW	26
I.14	Radar FMCW : Radar d'acquisition basse altitude 76N6	27
I.15	Schéma bloc d'un radar à bruit	28
I.16	Architecture électronique	30
I.17	Différentes représentations de diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi	34
I.18	Propagation d'un champ électrique suivant la direction z, polarisation rectiligne ($\phi_x = \phi_y \pm \pi$)	35
I.19	Les différentes types de polarisation	36
I.20	Exemple de paramètre S_{11} d'un antenne	37
I.21	Chaîne d'émission-réception	38
I.22	Modes d'acquisition des données SAR	44
I.23	Vue de dessus et angle de squint θ_s	45
I.24	Principe de fonctionnement d'un radar SAR	45
I.25	Cartographie en distance $I(Y_n, d)$	47
I.26	Image de la scène après sommation cohérente $I_{0n}(Y_n, d)$	48
I.27	Masque gaussien bidimensionnel	49
I.28	Résultats images filtrées $I_{0f}(Y_n, d)$	50
II.1	Principe du réseau d'antennes à commande de phase	54
II.2	Principe du balayage autonome	55
II.3	Calcul du retard Δt avec la distance l_d	56
II.4	Train d'impulsions permettant un balayage autonome	58
II.5	Principe de la génération d'impulsions courtes	60
II.6	Gigue au déclenchement	62

II.7	Principe de fonctionnement d'un générateur à base de photocommutateur	62
II.8	Représentation schématique du principe de fonctionnement du générateur optoélectronique	65
II.9	Représentation schématique du générateur optoélectronique développé .	66
II.10	Principe de mesure du temps de recombinaison des porteurs	67
II.11	Mesure de la réponse du photocommutateur pour un composant de 4kV en fonction de la quantité d'énergie optique par impulsion	68
II.12	Temps de recombinaison des porteurs pour un composant supportant une polarisation à 4kV en fonction de l'énergie par impulsion	69
II.13	Schéma de la source laser (33.8MHz, 80 ps, 20 μ J/imp, 1-20 impulsions) - exemple de train optique	70
II.14	Schéma représentatif de la génération d'une impulsion monopolaire . . .	71
II.15	Résultats en configuration monopolaire	71
II.16	Schéma représentatif de la génération d'une impulsion bipolaire	72
II.17	Résultats en configuration bipolaire	72
II.18	Schéma de principe du générateur de haute tension pulsée	73
II.19	Prototype du générateur de haute tension pulsée	75
II.20	Schéma de principe des mesures réalisées	76
II.21	Résultats obtenus pour la génération de train d'impulsions	78
II.22	Antenne K d'origine	81
II.23	Modèle 3D du générateur optoélectronique	81
II.24	Représentation schématique du modèle du générateur optoélectronique .	82
II.25	Comparaison entre la mesure et la simulation des signaux générés par le dispositif optoélectronique	83
II.26	Générateur optoélectronique intégré dans l'antenne K	84
II.27	Mode d'alimentation des deux antennes	85
II.28	Paramètre de réflexion S11	85
II.29	Gain réalisé dans l'axe	86
II.30	Caractéristiques du signal d'alimentation	87
II.31	Champ lointain ramené à 1m	87
II.32	Intégration et association du générateur optoélectronique à l'antenne K	88
II.33	Tension relevée sur le générateur et en pied d'antenne	89
II.34	Champs électriques avant et arrière ramenés à 1m	90
II.35	Implantation du câble haute tension dans l'antenne	90
II.36	Coefficient de réflexion S11 avec et sans câble	91
II.37	Tension générée à l'entrée de l'antenne	91
II.38	Représentation schématique de la configuration expérimentale	92
II.39	Photographies des différents éléments de la configuration expérimentale	94
II.40	Mesures 1 et 2	95
II.41	Mesures 3 et 4	96
II.42	Mesure 6	97
II.43	Mesure 7	98
II.44	Champs rayonnée à 1m	99
II.45	Coefficient de réflexion pour différentes valeurs d'espacement entre antennes	102
II.46	Principe d'un réseau linéaire 1D	102
II.47	Influence du nombre d'éléments sur le facteur de réseau	103

II.48	Diagramme de rayonnement pour $f=300\text{MHz}$	105
II.49	Diagramme de rayonnement pour $f=1\text{GHz}$	105
II.50	Diagramme de rayonnement pour $f=3\text{GHz}$	106
II.51	Comparatifs des cartographies de champs électriques	108
II.52	Comparatifs des formes d'ondes	109
II.53	Influence du nombre d'antennes sur la couverture du réseau pour différentes distances inter-antennes	110
II.54	Diagrammes en énergie sans dépointage pour plusieurs valeurs d'espacement	111
II.55	Diagrammes en énergie avec dépointage pour plusieurs valeurs d'espacement	112
III.1	Description de la scène, 1 cible positionnée à $(2, 15)m$	115
III.2	Pixélisation de la scène avec une résolution de $(20, 20)px$	116
III.3	Trains d'impulsions permettant le balayage autonome	117
III.4	Construction de la matrice d'apprentissage	119
III.5	Représentation de la matrice d'apprentissage	119
III.6	Définition du coefficient de corrélation α	120
III.7	Pseudo-code de l'algorithme de corrélation	121
III.8	Train d'impulsion positif à 40MHz	122
III.9	Réponse induite par le train d'impulsion positif à 40MHz	122
III.10	Train d'impulsion négatif à 40MHz	123
III.11	Réponse induite par le train d'impulsion négatif à 40MHz	123
III.12	Visualisation des courbes de présence	124
III.13	Balayage aller et retour	124
III.14	Illustration de l'effet du retour de balayage	124
III.15	Configuration à une antenne en réception, $\text{PRF}=140\text{MHz}$, cible $(-1, 6)m$	125
III.16	Configuration à plusieurs antennes en réception	126
III.17	Vue synoptique de l'algorithme de nettoyage - CLEAN	127
III.18	Cartographie corrélation	128
III.19	Cartographie nettoyée	129
III.20	Cartographie corrélation multicibles	130
III.21	Cartographie nettoyée multicibles	130
III.22	Comparaison SAR - Corrélation/CLEAN	131
III.23	Instrumentation ULB	133
III.24	Train d'impulsions généré par l'AWG	133
III.25	Vue schématique	134
III.26	Photographie de la manipulation	134
III.27	Signal de mesure pour une cible	135
III.28	Cartographie issue de l'algorithme de nettoyage	135
III.29	Signal de mesure pour deux cibles	136
III.30	Cartographie issue de l'algorithme de nettoyage	136
III.31	Scène avec deux cibles de SER faibles	137
III.32	Cartographie issue de l'algorithme de nettoyage	137
III.33	Principe général d'un algorithme génétique	140
III.34	Signaux de calage de l'AG	142
III.35	Exemple de construction du spectre avec 3 impulsions sino-gaussiennes	143

III.36	Mise en évidence de la fonction coût sur un individu choisi aléatoirement	144
III.37	Signal sino-gaussien dont la limite basse du gabarit est -40dB	145
III.38	Signal sino-exponentiel dont la limite basse du gabarit est -40dB	145
III.39	Signal sino-gaussien dont la limite basse du gabarit est -52dB	146
III.40	Signal sino-exponentiel dont la limite basse du gabarit est -52dB	146
III.41	Signaux sino-gaussiens résultant de l'optimisation	146
III.42	Modèle du générateur optoélectronique	147
III.43	Modèle du générateur optoélectronique	148
III.44	Platine de mesure avec différentes longueurs de ligne	149
III.45	Comparaisons simulations et mesures expérimentales pour différentes longueurs de lignes	149
III.46	Résultat de l'optimisation du modèle	151
III.47	Convergence de la simulation	151
III.48	Résultats du profilage d'impulsions issus de l'AG	152
A.1	Antenne Discône	162
A.2	Résultats de simulation 2D de l'antenne Discône	163
A.3	Résultats de simulation 3D de l'antenne Discône	163
A.4	Antenne Cornet Ridgé	164
A.5	Résultats de simulation 2D de l'antenne Cornet Ridgé	165
A.6	Résultats de simulation 3D de l'antenne Cornet Ridgé	165
A.7	Antenne LPDA	166
A.8	Résultats de simulation 2D de l'antenne LPDA	167
A.9	Résultats de simulation 3D de l'antenne LPDA	167
A.10	Antenne Valentine	168
A.11	Résultats de simulation 2D de l'antenne Valentine	169
A.12	Résultats de simulation 3D de l'antenne Valentine	169
A.13	Antenne K	170
A.14	Résultats de simulation 2D de l'antenne K	171
A.15	Résultats de simulation 3D de l'antenne K	171
B.1	Orientation des plans E et H sur l'antenne K	173
B.2	Diagrammes de rayonnement à f=0.3GHz	174
B.3	Diagrammes de rayonnement à f=0.5GHz	174
B.4	Diagrammes de rayonnement à f=1.0GHz	174
B.5	Diagrammes de rayonnement à f=1.5GHz	175
B.6	Diagrammes de rayonnement à f=2.0GHz	175
B.7	Diagrammes de rayonnement à f=2.5GHz	175
B.8	Diagrammes de rayonnement à f=3.0GHz	176
B.9	Caractéristiques du câble haute tension	177

Liste des tableaux

I.1	Classification des terminologies relatives à la largeur de bande d'un système	8
I.2	Formules de SER pour différents objets de grandes dimensions	19
I.3	Tableau comparatif de différents types de radars ULB	29
I.4	Exemples de puissances rayonnées et directivités pour des cas simples d'antennes	33
I.5	Tableau comparatif de quelques antennes ULB dont la fréquence basse d'adaptation est 300MHz	42
II.1	Valeurs des PRF pour une distance $d = 12cm$	57
II.2	Angle visé θ et retard Δt en fonction du numéro de tir	57
II.3	Comparatif technologies de générateurs haute tension	64
II.4	Tension de destruction du composant sans illumination	76
II.5	Evaluation des performances du dispositif	77
II.6	Paramètres des interrupteurs commandés en tension	82
II.7	Caractéristiques des signaux générés	82
II.8	Principales caractéristiques des mesures de rayonnement	93
III.1	Comparaison SAR vs. Correlation/CLEAN	131
III.2	Paramètres du modèle de générateur optoélectronique	148
III.3	Solution optimale trouvée par l'AG pour une limite à -20dB	150

Introduction générale

Depuis la fin de la guerre froide et encore de nos jours, les relations internationales sont en constante évolution et génèrent de l'incertitude sur la sécurité de la France. Un enjeu majeur est donc de garantir la défense des territoires et des populations face aux nouvelles menaces visant à porter atteinte à la vie de la nation.

Dans ce contexte de sécurité nationale, le livre blanc pour la Défense, rédigé en 2008, puis révisé en 2013, met l'accent sur les trois priorités des stratégies de défense de la France que sont la protection, la dissuasion et l'intervention. Cet effort national, mobilisant les énergies du pays, a pour vocation à s'inscrire dans un cadre plus large de construction d'une défense européenne efficace. Les nouvelles technologies de détection active telles que les radars impulsions large bande, permettant de détecter des personnes (éventuellement dissimulées derrière des obstacles) ou de caractériser des milieux, sont pressenties comme étant des technologies de ruptures stratégiques à développer en matière de recherche.

Depuis le début des années 90, l'Ultra Large Bande (ULB) impulsionnelle se place parmi les technologies les plus novatrices pour répondre favorablement à cette stratégie. L'intérêt de l'ULB par rapport aux dispositifs bande étroite est incontestable pour différentes applications. Ainsi, par exemple, la majorité des moyens de détection électromagnétique actuellement disponibles sont des systèmes fonctionnant à une fréquence donnée. Ce choix d'une fréquence de fonctionnement permet, en optimisant les caractéristiques des composants du radar à cette fréquence, d'obtenir des systèmes d'une grande performance. L'inconvénient est que la présence d'obstacles matériels peut empêcher la propagation de la fréquence choisie, et donc empêcher (ou à minima fortement perturber) toute détection. Une solution pour résoudre ce problème est d'utiliser des systèmes Ultra Large Bande qui, grâce à leur capacité à rayonner sur l'ensemble d'une bande de fréquence donnée, sont

performants pour effectuer des opérations de détection au travers d'obstacles. L'aspect ultra large bande des ondes émises a déjà montré son efficacité dans le cadre d'applications diverses et variées (GPR : Ground Penetrating Radars par exemple pour la détection à travers la végétation, les murs, le sol, les gravats, en zone urbaine, etc. . .).

Le laboratoire XLIM et plus particulièrement les département Ondes et Systèmes Associés (OSA) et Photonique ont précédemment démontré la faisabilité d'un système associant n antennes à n sources optoélectroniques commandées par flash laser. Les puissances rayonnées par chaque source élémentaire se cumulent dans une direction donnée dépendante des instants d'éclairement des photocommutateurs, avec une gigue ne dépassant pas 2 picosecondes (PEA RUGBI et REI). La maîtrise des sources lasers a permis la mise au point de générateurs miniatures possédant des fréquences de répétition de plusieurs kilohertz et délivrant une onde photogénérée de forme prédéfinie.

Le principal inconvénient de ces systèmes multisources réside dans la vitesse de balayage de la zone à scruter. En effet, cette visualisation dynamique est réalisée grâce à des retards optiques contrôlés par des systèmes mécaniques lents. Dans ces conditions, il sera montré qu'un temps d'attente de quelques secondes est nécessaire entre deux tirs successifs. L'utilisation d'oscillateurs lasers couplés asynchrones permettra une réduction forte du temps entre deux tirs et l'obtention d'un balayage autonome ultrarapide. Ce temps ultra-bref garantit également une forte furtivité à ce nouveau système de détection optoélectronique.

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans le cadre du projet ANR ASTRID BALADE (BALayage Autonome pour la Détection Electromagnétique) ayant donc pour objectif de proposer une alternative aux précédents travaux en vue d'obtenir un système de balayage ultrarapide et présentant un caractère plus opérationnel dû à une forte furtivité.

Dans ce cadre, la thèse a donc vocation à dimensionner un système radar optoélectronique multisources de détection, ultrarapide et discret à partir de la conception et de la réalisation d'une source élémentaire.

Le première chapitre, intitulé **Contexte et objectifs de l'étude : vers un système radar impulsif ULB**, expose différents concepts nécessaires à la bonne compréhension des chapitres suivants. Les systèmes et les signaux impulsifs ULB sont introduits d'un point de vue théorique et normatif avant d'être présentés d'un point de vue applicatif. Les notions relatives aux radars ULB impulsifs y sont ensuite mises en exergue au regard des systèmes radars ULB conventionnels. S'en suit un rapide état

des lieux sur les antennes ULB fonctionnant en régime impulsionnel. Les caractéristiques, usuelles ou spécifiques aux antennes ULB, sont ensuite discutées avant de conclure sur le choix d'une antenne particulière utilisée dans la suite des travaux. Les techniques d'imagerie sont brièvement introduites notamment pour des systèmes radars à synthèse d'ouverture tout en précisant la notion de renforcement par un traitement d'image adapté. Une démarche de l'étude, expliquant l'approche générale du sujet ainsi que les différentes méthodes employées pour lever les verrous technologiques et ainsi répondre à la problématique, conclut ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre, intitulé **Conception d'un réseau d'antennes d'émission à balayage autonome**, présente une méthode théorique pour dimensionner un réseau d'antennes d'émission autorisant un balayage ultra-rapide du faisceau électromagnétique généré. Le générateur optoélectronique utilisé pour s'affranchir des contraintes de gigue temporelle et de niveau généré y est présenté. La conception et la caractérisation de la source élémentaire de rayonnement est ensuite décrite en présentant les étapes de simulation et d'expérimentation visant à valider le principe de fonctionnement. Le dimensionnement théorique du réseau est alors discuté en comparant la pertinence de l'approche transitoire vis-à-vis de l'approche harmonique.

Le troisième chapitre, intitulé **Développement d'outils adaptés au traitement du signal pour l'imagerie radar à balayage et à la maîtrise des formes d'ondes rayonnées**, détaille des outils numériques visant à construire une image à l'aide des signaux issus du système radar à balayage présenté au deuxième chapitre. En effet, il est nécessaire de concevoir un traitement des signaux reçus par le système de réception, adapté aux trains d'impulsions rayonnées pour ne pas limiter la distance maximale de détection engendrée par une forte fréquence de répétition. Une solution pour maîtriser les formes d'ondes générées par le dispositif optoélectronique est également proposée. Une optimisation par algorithme génétique sur le spectre de l'impulsion est réalisée par profilage temporel. L'objectif de ces derniers travaux est d'ouvrir une nouvelle voie sur la possibilité de maîtriser le spectre de rayonnement électromagnétique d'un système radar multisources impulsionnel ULB.

Contexte et objectifs de l'étude : vers un système radar impulsionnel ULB



Heinrich R. Hertz (1857-1894)

Sommaire

1	Les systèmes et signaux impulsionnels ULB	6
1.1	Définition et intérêt des systèmes et signaux impulsionnels ULB	6
1.2	Les systèmes impulsionnels ULB du point de vue applicatif	12
2	Introduction aux radars ULB	18
2.1	L'essentiel des paramètres caractéristiques des radars ULB impulsionnels	18
2.2	Etat de l'art dans le domaine des radars ULB	21
2.3	Les apports de l'optoélectronique sur les systèmes ULB impulsionnels	30
3	Concepts généraux sur les antennes impulsionnelles ULB	32
3.1	Caractéristiques usuelles	32
3.2	Caractéristiques spécifiques	37
3.3	Comparatif d'antennes impulsionnelles ULB	42
4	Introduction aux techniques d'imagerie radar	43
4.1	L'imagerie radar	43
4.2	Introduction à l'imagerie SAR	43
4.3	Le renforcement d'image	49
5	Démarche de l'étude	51

1 Les systèmes et signaux impulsifs ULB

1.1 Définition et intérêt des systèmes et signaux impulsifs ULB

1.1.1 Introduction

De nos jours, les technologies Ultra-Large Bande (ULB) sont solidement implantées dans le paysage scientifique avec pour objectifs de transporter de l'information à des débits toujours plus élevés en consommant le moins possible. Pourtant, ces technologies prometteuses sont restées dans l'ombre des systèmes à bande étroite pendant près de 60 ans. Avec les développements récents des microprocesseurs et des semi-conducteurs à commutation ultra rapide, les activités de recherche autour des systèmes et signaux ULB se sont intensifiées depuis le début des années 2000. L'ULB est désormais identifiée par certains magazines et journaux spécialisés comme « l'une des technologies qui changera le monde ». La figure I.1 illustre l'émergence des technologies ULB à partir du début du XXIème siècle. En effet, ce graphique présente l'évolution sur les 65 dernières années du nombre d'occurrences IEEE trouvées, que ce soient des publications dans des journaux et magazines (en bleu) ou des actes de conférences (en rouge), pour la recherche du terme ULB dans les méta-données des archives.

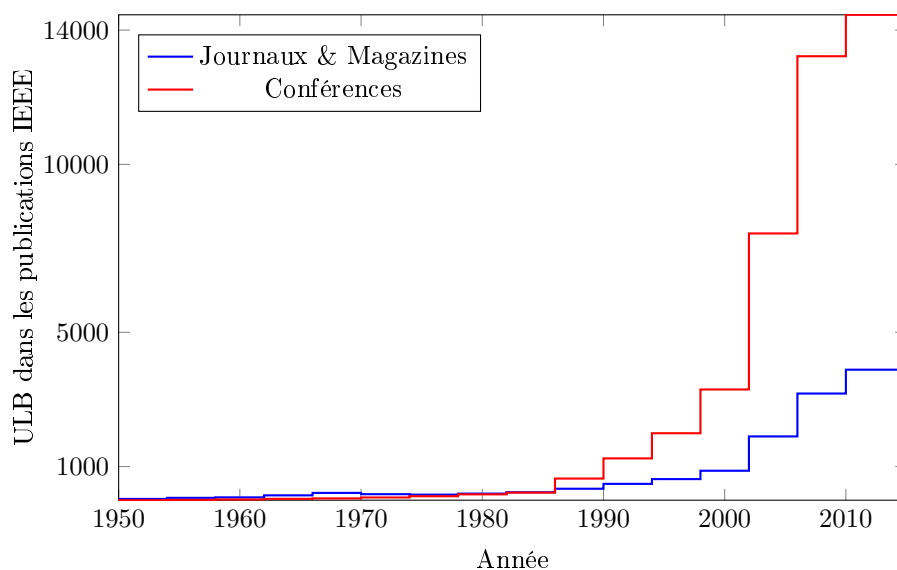


Fig. I.1 – Indice de popularité des technologies ULB dans la communauté scientifique

1.1.2 Un peu d'histoire

En 1901, l'italien G. Marconi (1874-1937), connu pour ses contributions au développement de la télégraphie sans fil, utilise des émetteurs impulsifs d'ondes radioélectriques pour transmettre des séquences Morse entre Poldhu (Angleterre) et Terre-Neuve. Il s'agit des premiers essais de communications sans fil transatlantiques. Cependant, à cette époque, les avantages d'un large spectre n'ont pas été exploités. A l'instar d'Internet et de bien d'autres technologies novatrices, l'ULB a d'abord été expérimentée par l'armée. En effet, de 1960 à 1990, l'utilisation de la technologie ULB ainsi que de quelques bandes de fréquences était réservée à un usage militaire dans le but de sécuriser les communications et notamment d'éviter les interférences inter-utilisateurs. Ce problème constituant un frein au développement des technologies ULB, a été élué dans le début des années 90 avec l'apparition des impulsions radio à saut temporel (*Time Hopping Impulse Radio* - THIR) et des travaux de Win et Scholtz qui ont permis de montrer qu'une impulsion pouvait supporter un grand nombre d'utilisateurs en assignant pseudo-aléatoirement des plages temporelles de transmission [Sch93 ; WS98 ; WS00]. En 1989, le ministère de la Défense des États-Unis d'Amérique décide de créer un nouveau standard, l'ULB, pour regrouper sous une même désignation les termes de bande de base, sans porteuse ou encore impulsif [Ksh09].

Un obstacle supplémentaire à l'ouverture et à la commercialisation des technologies ULB a été l'attribution des canaux de fréquences par les instances officielles. En effet, par nature, ces technologies empiétaient sur plusieurs canaux déjà utilisés. Les partisans et utilisateurs de ces technologies ont donc eu la mission délicate de démontrer que l'émission de signaux ULB ne perturberait pas les autres services. En 2002, la *Federal Communications Commission* (FCC), l'organisme de régulation et d'allocation des canaux de fréquences américaine, a autorisé, sous certaines conditions [Com02], les émissions intentionnelles ULB entre 3.1 et 10.6GHz. Cet événement a marqué le début d'un nouvel essor des technologies et signaux ULB.

1.1.3 Définition des systèmes ULB

Les différentes terminologies relatives à la largeur de bande d'un système ou signal, qualifiant la bande fréquentielle de fonctionnement de ces derniers n'ont pourtant jamais été standardisées. Il n'est donc pas rare de trouver dans la littérature deux définitions différentes pour définir un même terme en fonction du sujet traité (communication, détection, etc). D'après les travaux de la *Defense Advanced Research Projects Agency*

(DARPA), présentés dans [FEC90], le terme qualifiant une technologie d'ULB définit un système, typiquement une antenne, présentant une largeur de bande fractionnelle F_{bw} supérieure ou égale à 25%, telle que :

$$F_{bw} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 25\% \quad (\text{I.1})$$

où f_H et f_L définissent respectivement les fréquences haute et basse du spectre considéré.

Le tableau I.1 classe les différentes terminologies existantes relatives à la largeur de bande d'un système en fonction de la largeur de bande fractionnelle.

Terminologie	$F_{bw}/\%$
Bande étroite	≤ 1
Large bande	$1 < F_{bw} < 25$
Ultra-large bande	≥ 25

Tab. I.1 – Classification des terminologies relatives à la largeur de bande d'un système

D'après la FCC, la définition d'une technologie ULB est sensiblement différente. Par exemple, les spécifications d'un signal ULB sont les suivantes :

- avoir une bande passante relative supérieure à 20%,
- avoir une bande passante supérieure à 500MHz,
- une puissance d'émission limitée selon la réglementation en vigueur.

1.1.4 Les signaux impulsionnels ULB

Les signaux impulsionnels permettant de répondre aux spécifications mentionnées dans la sous-section 1.1.3 sont généralement de formes gaussiennes, dérivées de gaussiennes, rectangles ou encore de formes impulsionnelles dont les profils peuvent être décrits par des polynômes d'Hermite¹. La forme et la durée (inversement proportionnelle à la bande) de ces impulsions sont choisies de manière précise puisqu'il faut prendre en considération le type d'antennes chargées de rayonner ces formes d'onde.

1. Formule générale du polynôme d'Hermite $H_n(x) = (-1)^n e^{x^2} \frac{d^n}{dx^n} (e^{-x^2}) \forall n \in \mathbb{N}, x \in \mathbb{R}$

Dans cette partie, quatre impulsions (ainsi que le spectre induit) couramment utilisées dans des applications ULB sont présentées sur la figure I.2 : il s'agit de l'impulsion rectangle, gaussienne, bipolaire et l'ondelette de Ricker dont les expressions analytiques peuvent être mises sous les formes suivantes (avec $\tau = \frac{5}{2}$, $\sqrt{a} = 5.10^9$ et $\alpha = 1$) :

$$\text{Rectangle : } r(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t = [\tau - \frac{\alpha}{2}, \tau + \frac{\alpha}{2}] \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{Gaussienne : } g(t) = e^{-at^2} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Bipolaire : } b(t) = -\frac{d}{dt}g(t) = 2a(t - \tau)e^{-a(t-\tau)^2} \quad (\text{I.4})$$

$$\text{Ondelette de Ricker : } w(t) = -\frac{d^2}{dt^2}g(t) = 2a(1 - 2a(t - \tau)^2)e^{-at^2} \quad (\text{I.5})$$

Bien souvent, le signal bipolaire et l'ondelette de Ricker sont privilégiés pour alimenter les systèmes antennaires impulsifs ULB car ces deux signaux présentent une composante continue nulle ou très faible en comparaison avec les autres signaux tracés sur la figure I.2.

Remarque : Il est également nécessaire de mentionner la compression d'impulsion comme technique de traitement du signal. En effet, cette technique très utilisée dans le domaine de la détection électromagnétique permet d'améliorer la résolution et d'augmenter la capacité de détection des radars tout en offrant une forte immunité au bruit. Le principe de cette méthode consiste à générer un signal relativement long de manière à maximiser l'énergie. Ce signal est modulé en fréquence de manière à minimiser, après un filtrage adapté, la largeur de l'intercorrélacion entre le signal émis et le signal reçu. Il existe plusieurs types de modulation pour compresser l'impulsion : le codage de fréquence linéaire, non linéaire et la modulation d'impulsions en phase codée.

Les avantages de la compression d'impulsion sont donc nombreux : faible puissance nécessaire donc utilisable pour les transmetteurs à semi-conducteurs, amélioration de la résolution ainsi que de la portée et un bon rapport signal à bruit. Néanmoins, l'électronique complexe et les lobes secondaires de rayonnement engendrés sont des inconvénients inhérents à cette technique.

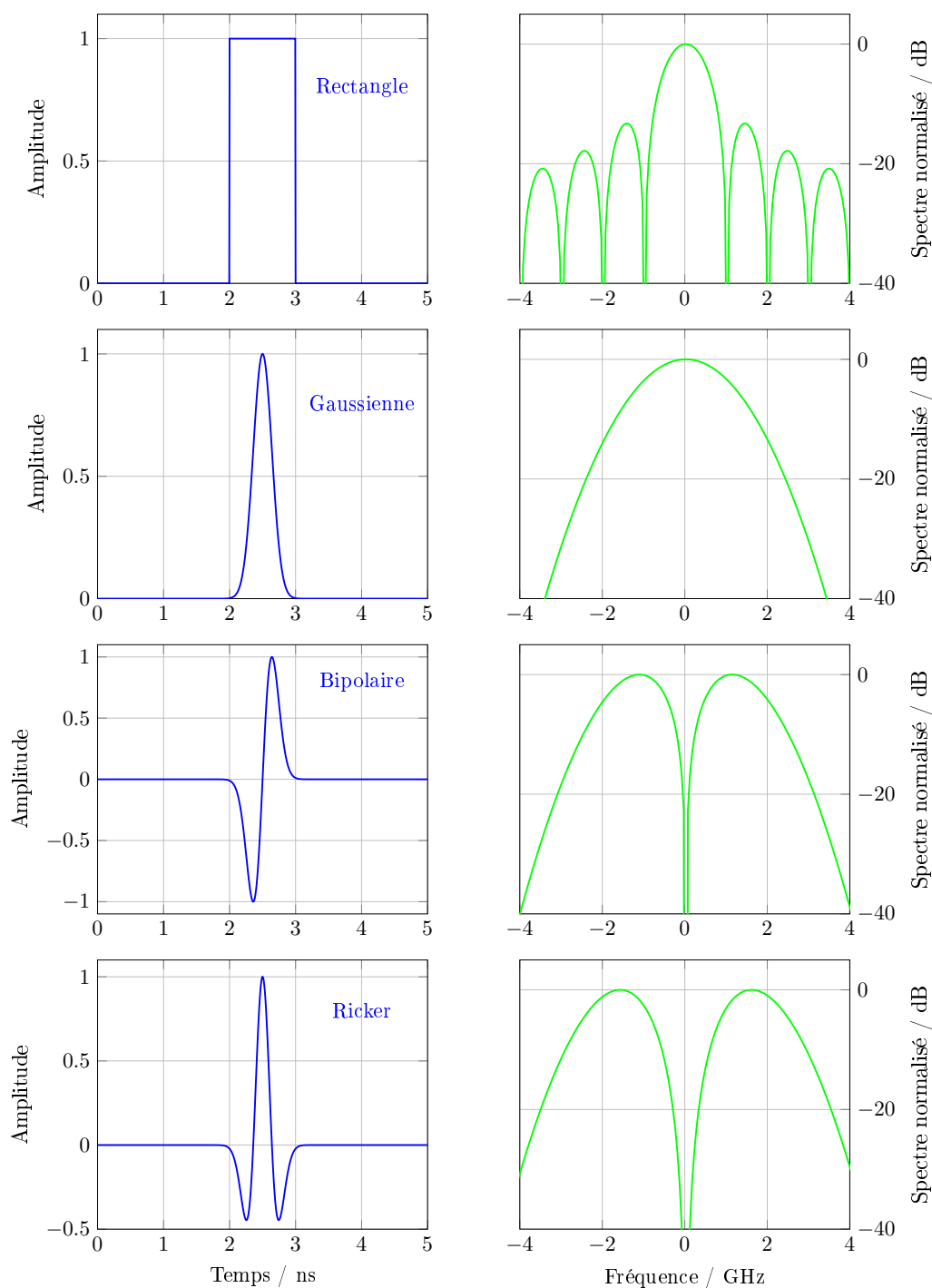


Fig. I.2 – Représentations temporelles (bleu) et fréquentielles (vert) de différentes impulsions ULB

1.1.5 La réglementation et la gestion des bandes de fréquences françaises

En France, le spectre radioélectrique appartient au domaine public d'Etat. L'organisme en charge de la gestion et du contrôle du respect des bandes de fréquences est l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR, à différencier de l'Autorité de Régulation

des Communications Electroniques et des Postes : l'ARCEP). L'ANFR est également responsable de la création et de la mise à jour du Tableau National de Répartition des Bandes des Fréquences (TNRBF), constituant un outil pour la planification stratégique de l'utilisation des canaux de fréquences. Le TNRBF est un document public, référencé ANFR/DR-02, et approuvé par arrêté par le Premier Ministre.

L'ANFR inscrit ses actions dans une politique de normalisation sur le plan européen, en travaillant notamment en étroite collaboration avec l'*European Telecommunications Standards Institute* (ETSI), qui a proposé en juillet 2007 un standard de télécommunication définissant les niveaux d'émission des signaux ULB dans la bande de fréquences allant de 1.6 à 10.6 GHz [Hir07]. Comme le montre la figure I.3, le gabarit spectral proposé par l'ETSI reste en partie controversé car il s'éloigne des standards américains fixés par la FCC en 2002. A noter également que l'IEEE a démarré deux processus de standardisation, IEEE803.15.4a pour les communications bas débit et IEEE 802.15.3a pour les communications haut débit, de manière à ne pas se retrouver avec deux systèmes ULB incompatibles car n'utilisant pas les mêmes formes d'ondes.

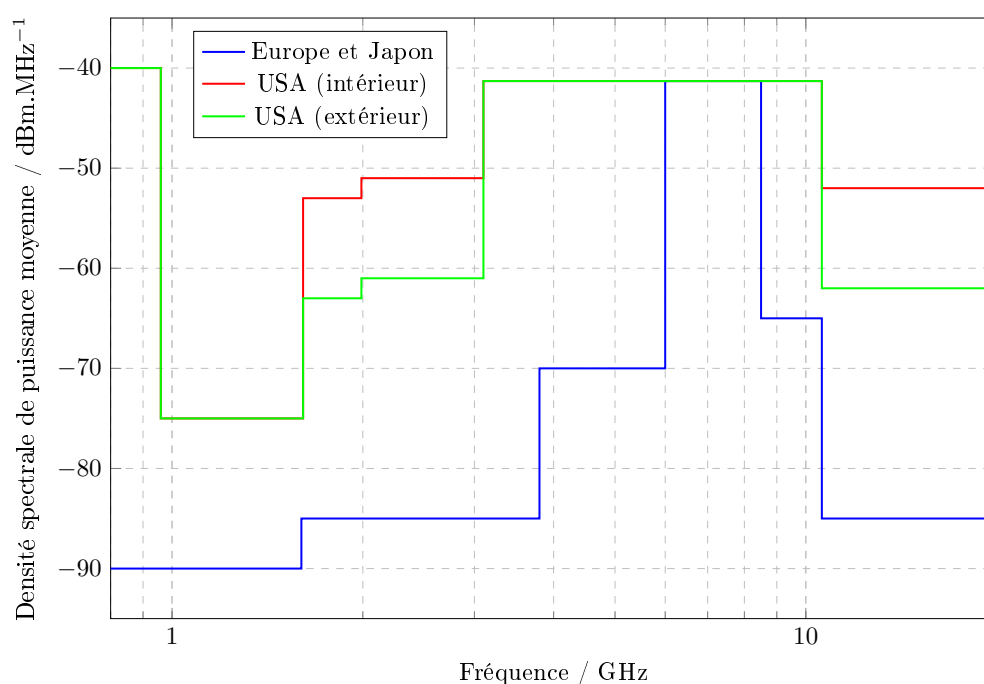


Fig. I.3 – Gabarits fréquentiels règlementaires suivant l'ETSI (bleu) et la FCC (rouge et vert)

1.2 Les systèmes impulsionnels ULB du point de vue applicatif

Cette partie est consacrée à la présentation des principes généraux des systèmes impulsionnels ULB au travers des applications que sont les télécommunications, la guerre électronique, la détection électromagnétique et le domaine du biomédical.

1.2.1 Les systèmes ULB dans les télécommunications

Durant les dix dernières années, cinq méthodes ont été proposées pour répondre aux besoins des applications de télécommunications. Ces techniques ne sont pas toutes issues de technologies ULB même si leurs émergences s'expliquent en partie grâce à la diversité fréquentielle qu'elles proposent et donc aux débits toujours plus élevés des transmissions mises en œuvre. Il convient donc de situer rapidement ces cinq méthodes qui tirent partie d'une certaine largeur de bande de fréquences pour multiplier les performances de communication :

- **l'impulsion radio**, qui permet notamment de simplifier les étapes de conception des émetteurs, a longtemps souffert de son manque d'efficacité spectrale. En effet, la communication simultanée entre un grand nombre d'utilisateurs restait limitée dans la mesure où les émetteurs n'étaient pas synchronisés entre eux. La probabilité de collisions était grande, induisant ainsi un rapport signal à interférence important et donc un taux d'erreur binaire énorme. Win et Scholtz ont montré que ce type de problème pouvait être évité en intégrant le bit transmis au sein d'une trame d'impulsions avec la méthode du THIR. Dans le principe, si une impulsion est perdue par interférence, l'information utile peut tout de même être retrouvée. En résumé, cette technique n'interdit par les interférences entre utilisateurs mais les rend transparentes au niveau du protocole de communication. En se basant sur la technique du THIR, ces protocoles ont été rendus plus robustes en faisant varier la polarisation des impulsions transmises avec un caractère pseudo-aléatoire [NM03 ; NM06], en jouant sur la modulation de la position [WS00] ou de l'amplitude des impulsions [Mol05].
- **les accès multiples par répartition de code de séquence direct** (*Direct-Sequence Code Division Multiple Access* - DS-CDMA), où la donnée utile est multipliée par un code de séquence, généralement binaire comme les séquences pseudo-bruit ou Kasami, avant d'être transmise. Après réception, la trame est une nouvelle fois multipliée par ce même code, ce qui a pour effet de supprimer la modulation et de récupérer la donnée initiale.

- le **multiplexage par division fréquentielle orthogonale** (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) est une technique de modulation multi-porteuses dans laquelle le bloc d'informations est modulé par une transformée de Fourier rapide. Le but de cette méthode est de transformer un canal multi-trajets large bande en un ensemble de sous canaux. La transmission des données est effectuée par bloc en introduisant une redondance cyclique permettant une inversion simple du canal de propagation.
- l'**étalement de spectre par évacion de fréquence** (*Frequency Hopping Spread Spectrum* - FHSS) est une technique de modulation multi-porteuses dont la répartition fréquentielle suit une séquence pseudo-aléatoire connue de l'émetteur et du récepteur. Cette méthode est très utilisée, notamment dans le cadre de transmission militaire, car le signal est particulièrement difficile à intercepter et reste très résistant aux interférences.
- le **chirp**, néologisme du terme anglais, désigne un signal dont la fréquence porteuse varie linéairement en fonction du temps. Largement répandu dans le cadre d'applications radars ou sonars, le chirp linéaire est très souvent utilisé pour réaliser de la compression d'impulsion. On rajoutera que son utilisation est explicitement interdite par certains organismes de régulation.

1.2.2 La guerre électronique

La guerre électronique désigne la mise en oeuvre de moyens militaires permettant la recherche, la localisation, l'identification et l'analyse des émissions de rayonnements électromagnétiques [Rad10]. Le domaine de la guerre électronique est une compétition de tous les instants entre trois domaines d'actions :

- les **Mesures de Soutien Electronique** (MSE) : ces mesures consistent à intercepter, à des fins tactiques, les transmissions de l'adversaire dans le but d'extraire des informations utiles. Ces techniques de mesures sont réparties entre le renseignement électronique, qui se concentre sur l'interception et l'analyse des émissions radars (surveillance ou pointage), et le renseignement transmission, dédié à l'interception des messages numériques. Leurs actions reposent sur des logiciels de reconnaissance des caractéristiques radar.
- les **Contre Mesures Electroniques** (CME) : il s'agit de la partie offensive des actions qui visent à paralyser ou détruire les systèmes de communications adverses. Principalement utilisé en CME, le brouillage est une technique qui consiste à inonder les canaux de transmissions de l'adversaire par du bruit électronique de forte amplitude en vue de les rendre inutilisables.

– les **Contre Contre Mesures Electroniques** (CCME) ayant pour rôle de contrer les attaques CME lancées par l'adversaire. Que ce soit de la protection anti-brouillage par sauts de fréquences rapides ou des techniques de camouflage furtif, ces dispositifs sont les garants de la sécurité des opérations.

Depuis la Première Guerre Mondiale, la guerre électronique a joué un rôle stratégique majeur dans la résolution des conflits dans lesquels la France est engagée. En effet, le recours à la guerre électronique permet de conserver une longueur d'avance sur l'échiquier stratégique. L'Etat français dispose de deux régiments assurant les différents domaines d'actions de la guerre électronique : le 44ème et le 54ème régiment de transmissions.

Le 44ème régiment de transmissions [Def11a] a pour fonction de « mettre en œuvre des moyens performants pour permettre la recherche, la localisation, l'identification et l'analyse des émissions radioélectriques ». Ce régiment dispose d'un centre fixe de guerre électronique (figure I.4) qui s'attache principalement au recueil de renseignements d'origine électromagnétique, mais il faut également compter leur participation aux opérations extérieures au sein des forces terrestres engagées afin d'apporter un appui guerre électronique aux troupes déployées.



(a) Centre de guerre électronique basé à Mutzig (67)



(b) Système antenne de renseignement

Fig. I.4 – Matériels de pointe du 44ème régiment de transmissions

Le 54ème régiment de transmissions [Def11b] participe à la recherche du renseignement d'origine électromagnétique et assure l'attaque des réseaux adverses. Ce régiment intervient directement sur le sol des opérations extérieures, en appui stratégique des forces terrestres, au moyen de matériels d'interception, de localisation et de brouillage (figure I.4).



(a) LINX - Localisation et interception des émissions exotiques



(b) VOBULE - Module d'attaque par brouillage

Fig. I.5 – Matériels de pointe du 54ème régiment de transmissions

1.2.3 La détection électromagnétique

Les systèmes de détection électromagnétique, plus communément appelés RADAR (*Radio Detection And Ranging*), permettent de détecter la position et/ou la vitesse d'un objet tel qu'un avion, un bateau, une voiture mais aussi des personnes ou encore des éléments comme la terre ou les nuages. Le principe général du fonctionnement d'un radar est le suivant : une onde électromagnétique est envoyée à l'aide d'un générateur au travers d'une ou plusieurs antennes d'émission. Une partie de cette onde est alors réfléchiée par la surface de l'objet illuminé puis captée par le système de réception du radar. Il est donc possible d'être renseigné sur la présence de cet objet mais aussi de préciser sa position spatiale.

Dans la plupart des applications qui touchent les systèmes radars, l'objectif principal est de localiser et éventuellement de déterminer la vitesse d'une cible appartenant à une scène. Dans le domaine militaire, la discrétion, c'est à dire la capacité du système à rester indétectable pendant toute la durée d'une mesure, et la résolution, plus petite distance détectable par le radar, sont aussi deux paramètres cruciaux qui caractérisent la qualité d'un radar.

Il existe une multitude de systèmes radars qui peuvent être classés par technologie ou par domaine d'application. Ici, nous pouvons nous limiter à comparer les avantages et les inconvénients des systèmes radars ULB avec ceux des systèmes radars bandes étroites.

Les systèmes radars ULB :

- présentent une **forte résolution** qui quantifie la capacité du radar à distinguer deux points. Elle est inversement proportionnelle à la largeur de bande émise,
- permettent l'**identification de certaines géométries de cibles** : en se basant sur le fait que la Surface Equivalente Radar (SER) d'un objet varie en fonction de la fréquence, il est possible d'identifier une cible lorsque celle-ci est illuminée par une impulsion ultra-large bande,
- profitent du contenu basses fréquences du spectre de l'impulsion pour **pénétrer les sols, les murs ou d'autres milieux complexes** notamment lorsqu'il s'agit de signaux impulsifs,
- ont un **pouvoir de discrétion** important dans le cas d'un radar ULB impulsif. L'impulsion générée pour effectuer un traitement radar est ultra-rapide (typiquement 1ns) et il est quasiment impossible de détecter ce type de rayonnement électromagnétique,
- sont **robustes face aux perturbations et agressions électromagnétiques**, seule une faible partie du spectre est perturbée au vu de la largeur de bande générée,
- présentent l'inconvénient d'*être susceptibles au bruit* et parfois *limités en termes de dynamique*.

Alors que les systèmes radars bandes étroites :

- ne permettent pas d'*assurer une mesure discrète* car la fréquence porteuse est émise pendant un temps relativement long (typiquement plusieurs μs),
- présentent une *zone aveugle importante* puisqu'il est nécessaire d'attendre la fin de l'émission pour pouvoir recevoir, ce qui pose des problèmes pour la détection à courte portée,
- *n'offrent pas une très bonne résolution*, ce qui constitue une forte limitation sur ce type de système,
- présentent une **meilleure dynamique** que les systèmes ULB et en particulier impulsifs,
- sont **plus compactes**,
- autorisent une **portée plus importante**.

1.2.4 Les applications biomédicales

Depuis plus de 40 ans, le phénomène d'électroporation membranaire est bien connu des spécialistes du domaine de la bio-électromagnétisme. En effet, il s'agit d'un mécanisme biologique qui donne naissance à une modification du potentiel transmembranaire d'une

cellule lorsque celle-ci est soumise à un champ électrique [Sch+97; KM00]. L'apparition de pores transitoires ou stables [Cro73] peut être observée sur la structure membranaire de la cellule lorsque la différence de potentiel à laquelle est soumise cette même cellule dépasse un seuil critique. Les impulsions utilisées pour générer le phénomène peuvent être profilées, notamment au niveau de leurs formes et de leurs amplitudes, de manière à rendre les modifications réversibles ou permanentes.

A la base d'applications thérapeutiques abouties telles que l'électro-chimiothérapie, ce mécanisme d'électroporation membranaire fait intervenir une électrostimulation par champs électriques et une chimiothérapie pour augmenter l'efficacité des traitements sur les tumeurs cutanées et sous-cutanées [SH67]. Plus généralement, ce mécanisme est utilisé pour favoriser l'insertion de molécules médicamenteuses à l'intérieur de la cellule malade [TR93; Wol+94; RT98] ou pour travailler sur la fusion cellulaire [NKT99; Can+01].

2 Introduction aux radars ULB

2.1 L'essentiel des paramètres caractéristiques des radars ULB impulsifs

2.1.1 Les résolutions radar

Il est nécessaire de distinguer deux types de résolutions lorsqu'il est question de systèmes radars : la résolution en distance et la résolution angulaire. En fonction du type d'applications radars, ces deux caractéristiques varient fortement. En effet, les radars de contrôle aérien présentent l'avantage d'avoir des résolutions inférieures au mètre alors que dans le cas des radars de veille, cette spécification peut être multipliée par cent.

- la **résolution en distance** est la capacité du radar à distinguer deux cibles l'une derrière l'autre, c'est à dire positionnées dans une même direction à des profondeurs différentes. Cette grandeur, notée ΔR , dépend de la largeur de bande Δ_f de l'impulsion émise et peut être exprimée, dans le cas d'une impulsion non modulée, par :

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta_f} \quad (I.6)$$

- la **résolution angulaire**, notée Δr , est la capacité du radar à distinguer deux cibles l'une à côté de l'autre. Ce paramètre est directement lié à la largeur à mi-hauteur θ_{-3dB} du lobe principal du réseau émission. En effet, le système radar est capable de percevoir différemment deux cibles positionnées à une même profondeur R pour des directions différentes à partir du moment où elles sont espacées au minimum de la largeur à mi-hauteur du lobe principal de rayonnement du système d'émission. La résolution angulaire s'exprime de la manière suivante :

$$\Delta r = 2R \sin\left(\frac{\theta_{-3dB}}{2}\right) \quad (I.7)$$

2.1.2 La surface équivalente radar (SER)

La Surface Equivalente Radar (SER) ou *Radar Cross Section* (RCS) est une propriété intrinsèque d'un objet permettant de quantifier sa capacité à réfléchir les ondes électromagnétiques. En d'autres termes, et sous l'hypothèse où l'objet est placé dans l'espace libre et en champ lointain, il s'agit de la mesure de la puissance réfléchi par

cet objet par unité d'angle solide dans une direction donnée et normalisée par rapport à la densité de puissance du champ incident. Mathématiquement, la SER, notée σ et s'exprimant en m^2 , peut être écrite de la manière suivante :

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} \quad (I.8)$$

avec :

- R représente la distance entre la cible et le système radar,
- E_r correspond au champ électrique rétrodiffusé par la cible,
- E_i représente le champ électrique incident.

La longueur d'onde λ , l'angle d'incidence et de réflexion du rayonnement ainsi que la forme, la taille et les matériaux constituant la cible sont des paramètres qui influent fortement sur la SER. Il est d'ailleurs facile de trouver dans la littérature [Sko80] le tableau I.2 qui présente les formules empiriques permettant de calculer une bonne estimation de la SER pour différents objets.

Objet	SER	Notation
Sphère	$\sigma = a^2\pi$	a : rayon de la sphère
Cône (dont l'axe est perpendiculaire au faisceau)	$\sigma = \frac{\lambda^2}{16\pi} \tan^4\theta_0$	θ_0 : demi-angle du cône
Cylindre	$\sigma = \frac{2\pi r h^2}{\lambda}$	r, h : rayon, hauteur du cylindre

Tab. I.2 – Formules de SER pour différents objets de grandes dimensions

2.1.3 L'équation radar et la portée

L'équation radar reflète le comportement d'un système radar de l'émission à la réception en passant par la propagation. Cette équation est un bon outil pour évaluer les performances des systèmes radar, notamment la portée notée R_{max} . Cette portée peut être définie comme étant la distance de détection maximale d'un système radar. La contrainte principale réside dans la dynamique d'acquisition du système de réception, c'est à dire la capacité du récepteur à mesurer un signal noyé dans du bruit. La portée dépend également de la puissance d'émission, du gain d'antenne g , de la fréquence de travail ainsi que de la

SER des cibles. Soit $P_{E_{min}}$, le niveau de puissance minimum de détection, on peut écrire :

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_S g^2 \lambda^2 \sigma}{P_{E_{min}} (4\pi)^3 L_S}} \quad (I.9)$$

Le facteur L_S permet de regrouper :

- les atténuations internes des circuits qui pilotent l'émetteur et le récepteur (1 à 2dB),
- les pertes dues aux fluctuations de la SER. Les modèles de Swerling [Swe60] permettent notamment de décrire de manière statistique l'évolution du niveau de signal rétrodiffusé au cours du temps d'illumination,
- l'atténuation engendrée par la propagation de l'onde électromagnétique dans l'atmosphère (trajet aller-retour).

Cette formule ne prend pas en compte l'influence du sol et les phénomènes de bruit (à la réception et thermique).

2.1.4 L'ambiguïté en distance

La limitation de la mesure en distance d'un radar n'est pas seulement dictée par l'équation radar présentée au paragraphe 2.1.3.

Pour des systèmes impulsionnels, une fenêtre temporelle durant laquelle le radar est en mode d'écoute est fixée, il s'agit de la période de répétition des impulsions d'émission (I.6). Pour qu'une mesure radar ne soit pas entachée d'erreur, il est nécessaire que les échos reçus soient inclus dans cette fenêtre temporelle.

La distance maximale R_{max} mesurable par le radar impulsionnel peut donc s'exprimer en fonction de la fréquence de répétition des impulsions (*Pulse Repetition Frequency* - PRF) ou en fonction de la période de répétition des impulsions (*Pulse Repetition Time* - PRT) de la manière suivante :

$$R_{max} = \frac{c}{2PRF} = PRT \frac{c}{2} \quad (I.10)$$

Un système radar est en général équipé d'une horloge interne permettant de mesurer précisément le temps qui sépare l'impulsion émise des échos. Cette horloge est remise à zéro à chaque nouvelle émission. Si un écho arrive lors de l'émission d'une nouvelle impulsion alors il est rejeté. Mais si un écho engendré par une impulsion de rang i arrive

après l'émission d'une impulsion de rang $i + 1$ alors la mesure de la distance est erronée.

Sur la figure I.6, les impulsions bleues (E_i et E_{i+1}) imagent les émissions alors que les impulsions rouges (C_1 et C_2) sont des échos engendrés par des objets présents sur la scène illuminée par le système radar. L'écho C_2 est induit par une cible dont la distance est supérieure à R_{max} . L'algorithme d'imagerie permettant de fournir une image radar de la scène inspectée doit donc être capable de distinguer et éventuellement d'atténuer les cibles ambiguës des cibles réelles.

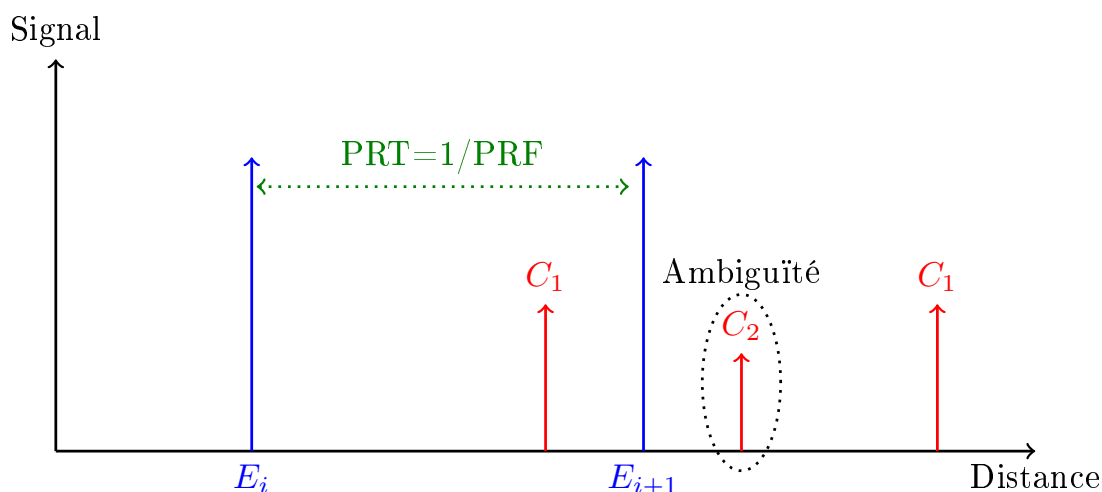


Fig. I.6 – Principe de l'ambiguïté en distance

Il est également important de noter que certains systèmes radars permettent de lever l'ambiguïté en distance notamment en utilisant la technique d'oscillation de la PRF, c'est à dire en faisant en sorte que la fenêtre temporelle d'écoute varie d'une impulsion à l'autre.

2.2 Etat de l'art dans le domaine des radars ULB

2.2.1 Le radar impulsif

Dans sa forme la plus simple (figure I.7), le radar impulsif est composé d'un générateur d'impulsions, d'une antenne d'émission ULB, d'une antenne de réception ULB, d'un oscilloscope temps réel et éventuellement de dispositifs d'adaptation d'impédance. La détermination de la localisation de la cible est réalisée à partir de l'écart temporel entre l'instant d'émission de l'impulsion et l'instant de réception.

Trois types d'architecture de systèmes antennaires impulsifs ULB cohabitent dans la communauté scientifique française et étrangère :

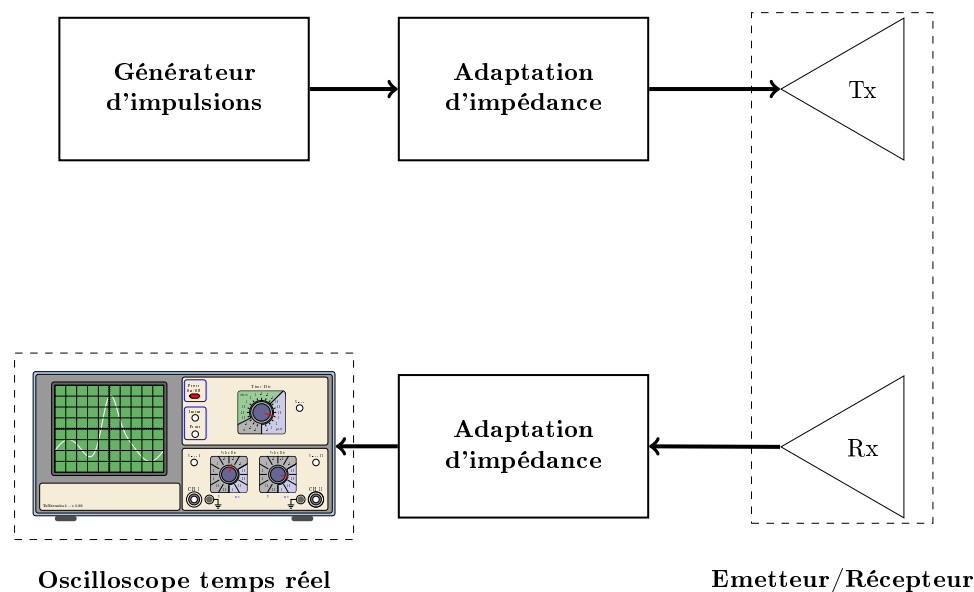


Fig. I.7 – Principe de fonctionnement d'un radar ULB impulsionnel

– **1 générateur - 1 antenne** : en 1999, cette architecture a été retenue pour le projet français PULSAR [LG+02]. Développé par XLIM et le CELAR, ce radar, visible en figure I.8, a pour objectif de détecter les mines anti-char enterrées à l'aide d'impulsions ultra-courtes couvrant la bande de 200 MHz à 4 GHz. Après traitement des cartes de réponses impulsionnelles, la localisation des mines s'effectue à partir d'images haute résolution des zones illuminées par le radar. Les propriétés de pénétration du contenu basses fréquences du spectre sont exploitées pour traverser les végétaux et pénétrer le sol (environ 50cm) alors que le contenu haute fréquence permet d'obtenir une image de haute résolution de la scène prospectée.

Le principe de détection de ce système repose sur la théorie des radars à synthèse d'ouverture (*Synthetic Aperture Radar* - SAR). L'antenne d'émission, pouvant être de type Vivaldi, Ciseaux ou Libellule [And+05], est solidaire d'un porteur (ici le système est fixé sur une nacelle montée sur un bras hydraulique dont le débattement s'étend de 2 à 10m) qui se déplace le long de la zone à inspecter. Le système de réception, le générateur haute tension (dans PULSAR, une tension crête de 25kV est atteinte avec une technologie éclateur à gaz), un numériseur et un oscilloscope sont également fixés au porteur de manière à effectuer les mesures à la volée pour une progression continue. Le projet américain BOOMSAR [Car+99], visible en figure I.9 est également un bon exemple de l'architecture 1 générateur - 1 antenne puisqu'il utilise le même principe que le radar PULSAR avec un signal impulsionnel dont le spectre est compris entre 50 MHz et 1.2 GHz. Le radar est fixé sur une nacelle pouvant être élevée à 45 m de hauteur, mais le déplacement du porteur ne peut pas excéder la vitesse de 1 km/h. Le générateur haute tension est à base de switch électroniques de type arséniure de gallium



Fig. I.8 – Le système radar PULSAR



Fig. I.9 – Le système radar BOOMSAR

pouvant délivrer une tension crête de 2 MW.

La faisabilité de ces deux systèmes a été démontrée mais le matériel encombrant n'est pas adapté à un contexte opérationnel.

- **1 générateur - n antennes** : une architecture de dispositifs rayonnants à 1 générateur et n antennes permet de diminuer les contraintes sur l'antenne. Le générateur est dans ce cas relié à un répartiteur de puissance 1 voie vers n qui réalise l'adaptation d'impédance

$50\Omega - 50\Omega/n$. Ce dispositif, intégré dans la source rayonnante, limite cependant le nombre d'antennes. Cette architecture a été utilisée pour la réalisation de différentes sources Micro-ondes à Forte Puissance (MFP) comme l'illustre la figure I.10 (Koshelev [Kos+01 ; Kos+04 ; Efr+11], CEA CESTA/ XLIM - CISTEME / SIAME Equipe Génie Electrique [AL09]).

Avec un tel système, la solution qui consisterait à jouer sur la longueur des lignes d'alimentation des antennes pour obtenir un dépointage angulaire du faisceau électromagnétique n'est pas envisageable car elle constituerait un véritable frein à la flexibilité opérationnelle.

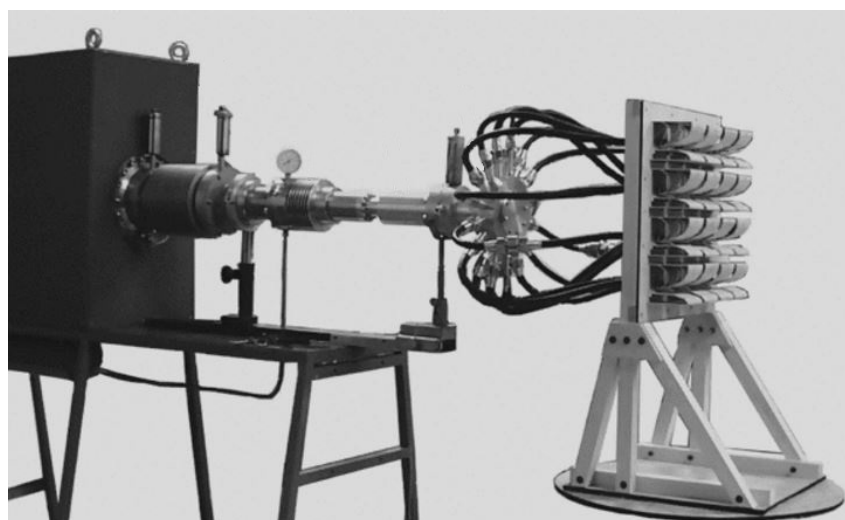


Fig. I.10 – Système d'émission multi-antennes

- **n générateurs - n antennes** : une dernière voie possible est l'architecture n générateurs - n antennes. Cette solution a été retenue dans le cadre du projet RUGBI lors duquel l'équipe dispositifs ULB du département OSA a démontré la faisabilité d'une architecture n générateurs - n antennes en combinant de l'énergie optique et électrique via des photocommutateurs (voir figure I.11).

Le principal atout de cette approche multi-sources vis-à-vis d'une situation monosource dans le contexte de la détection électromagnétique est qu'il permet l'agilité en terme de contrôle de dépointage angulaire. En effet, un démonstrateur [Dio+05] de réseau linéaire à quatre antennes agencées horizontalement a permis de cumuler les rayonnements impulsifs avec une gigue maximale de 2 ps. Chaque antenne reçoit une tension de 10 kV crête, présentant un temps de montée de 120 ps et une longueur totale du signal de 300 ps. De plus, en choisissant les retards d'éclairement des photocommutateurs, la possibilité d'un dépointage horizontal du faisceau a pu être montrée.

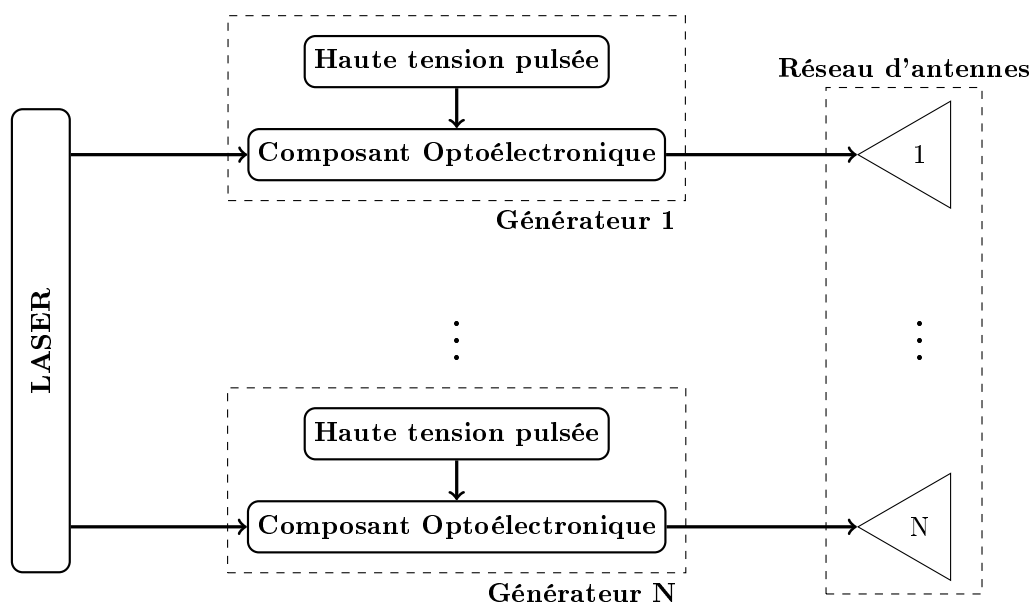


Fig. I.11 – Système d'émission optoélectronique multi-sources

2.2.2 Le radar à onde continue modulée en fréquence

Le radar (*Frequency Modulated Continuous Wave* - FMCW) émet une onde continue modulée en fréquence pour mesurer la distance à l'objet. En effet, la variation de la fréquence au cours de l'émission, visible en figure I.12, impose un marqueur temporel lorsque l'onde est rétrodiffusée par la cible en direction du récepteur.

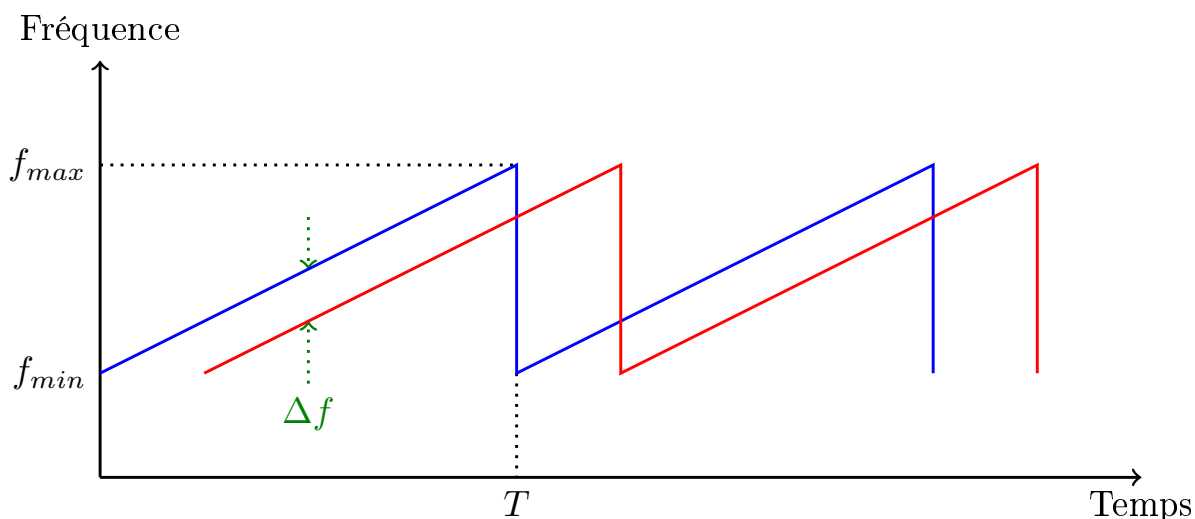


Fig. I.12 – Principe de fonctionnement d'un radar FMCW

Un radar FMCW mesure la différence entre les fréquences reçue et émise, qui est directement proportionnelle au retard engendré par l'aller-retour entre le radar et la cible, soit $R = c\Delta t/2$. On retrouve donc la formule suivante :

$$\Delta t = \Delta f \frac{T}{f_{max} - f_{min}} \quad (I.11)$$

Toutefois, dans le cas d'une modulation linéaire, la localisation en distance devient impossible à chaque remise à zéro de la rampe de modulation car Δf est négatif. C'est la raison pour laquelle il existe d'autres modulations : triangle, marche d'escalier ou encore sinusoïdale. Il est aussi important de noter que la fréquence de modulation doit être largement supérieure au glissement fréquentiel maximal engendré par la vitesse de déplacement de la cible (effet Doppler).

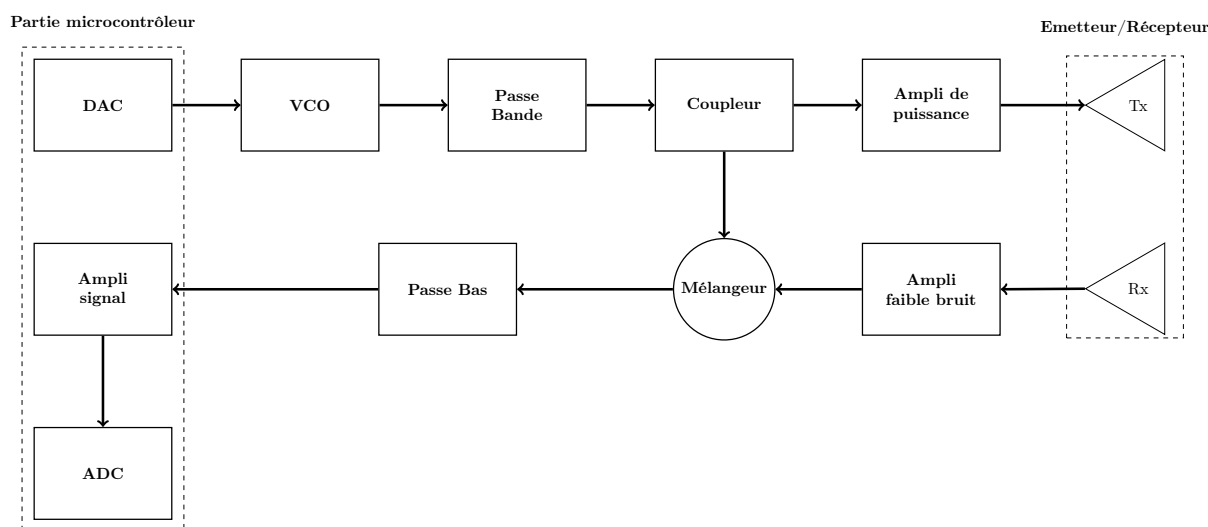


Fig. I.13 – Schéma bloc d'un radar FMCW

Le schéma bloc (figure I.13) du principe de fonctionnement d'un radar FMCW est composé de :

- un Voltage Control Oscillator (VCO) qui permet de générer des fréquences radio en fonction d'une tension de contrôle,
- un Filtre Passe-Bande qui ne laisse passer que les fréquences souhaitées,
- un Coupleur permettant d'acheminer une partie du signal vers le mélangeur pour servir de référence et l'autre partie vers l'antenne d'émission au travers d'un étage d'amplification,
- un Mélangeur qui effectue la multiplication des signaux prélevés à l'émission via le coupleur par les signaux reçus sur l'antenne de réception (préalablement passé dans un amplificateur faible bruit),
- un Filtre Passe-Bas qui sélectionne les fréquences sortant du mélangeur,
- un convertisseur numérique-analogique (DAC) qui transforme la consigne numérique en provenance de l'ordinateur de pilotage en un signal analogique de tension,

- un convertisseur analogique-numérique (ADC) qui permet d'envoyer l'information vers une unité de traitement.

Pour exemple en figure I.14, on peut citer le radar de détection basse altitude 76N6 de conception russe.



Fig. I.14 – Radar FMCW : Radar d'acquisition basse altitude 76N6

Ce radar est notamment utilisé par l'armée australienne pour réaliser la détection de cibles basses altitudes évoluant dans un environnement à fort feuillu.

2.2.3 Le radar à bruit

Les radars à bruit utilisent la technique de la compression d'impulsions introduite dans le paragraphe 1.1.4.

Un générateur de bruit gaussien délivre un signal long contenant plusieurs fréquences à une antenne au travers d'un filtre et d'un amplificateur de puissance. Ce signal est prélevé et retardé à l'aide d'une sonde, d'une ligne à retard et d'un module de démodulation IQ pour réaliser une corrélation avec le signal réfléchi par la cible et capté par l'antenne de

réception.

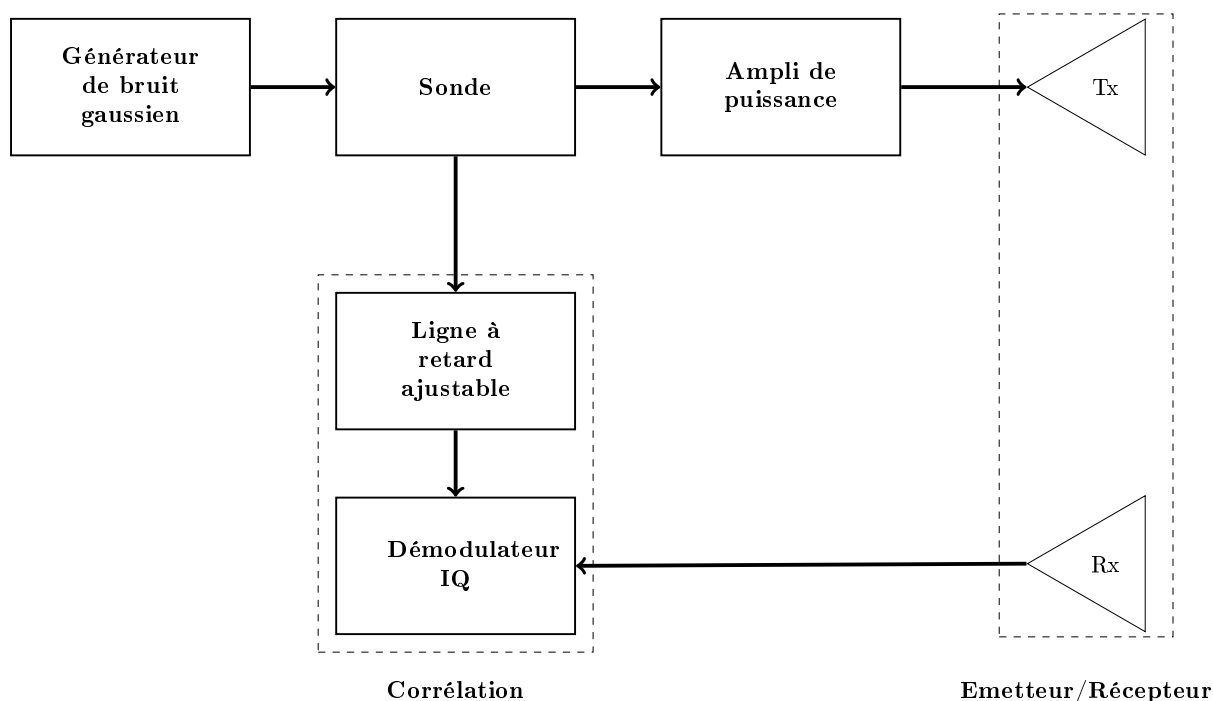























Fig. I.15 – Schéma bloc d'un radar à bruit

L'Université du Nebraska a développé cette technologie pour diverses applications comme la détection d'objets enterrés ou cachés derrière un feuillage (*FOLIage PENetration - FOPEN*), l'estimation Doppler ainsi que l'imagerie SAR et son principe inverse ISAR pour lequel le radar est immobile et les cibles sont en mouvement [GN02]. Ces différentes études ont notamment comparé la qualité des images obtenues avec un radar FMCW et un radar à bruit dans des conditions de fonctionnement identiques et ont montré que les deux systèmes permettaient d'obtenir des qualités d'image équivalentes [XN00 ; XN01].

2.2.4 Comparaison des différents types de radars ULB

Le tableau I.3 compare les différentes technologies de radars présentées brièvement dans la section 2.2 en fonction des critères de portée, discrétion, vitesse et dynamique de mesure, immunité face aux perturbations électromagnétiques, résolution (liée à la bande passante) et enfin en fonction de la complexité de conception du système. Il met également en évidence le domaine dans lequel les traitements sont effectués ainsi que le mode de réception [Dio06].

Paramètres	Radar impulsif	Radar FMCW	Radar à bruit
Domaine	Temporel	Fréquence	Temporel
Réception	Echantillonnage séquentiel ou monocoup	Analyse temps/fréquence	Corrélation
Portée			
Discrétion			
Rapidité de mesure			
Dynamique de mesure			
Sensibilité aux perturbations			
Résolution			
Complexité système			

Tab. I.3 – Tableau comparatif de différents types de radars ULB

Le radar impulsif ULB présente un nombre d'avantages certains. Dans la suite de ce chapitre, nous allons détailler les contraintes qui s'appliquent aux antennes ULB pour concevoir un radar performant.

2.3 Les apports de l'optoélectronique sur les systèmes ULB impulsifs

Le paragraphe 1.2.3 portant sur la détection électromagnétique a permis de mettre en avant les nombreux avantages inhérents aux systèmes ULB et particulièrement les systèmes ULB impulsifs.

Cette technologie présente toutefois des carences telles que :

- la **faible dynamique d'acquisition** de mesure imputable aux oscilloscopes utilisés mais également aux effets de couplage entre les antennes d'émission et de réception,
- la **portée réduite** par le manque d'énergie rayonnée,
- le **lobe de rayonnement trop large** qui ne permet pas de concentrer l'énergie sur une zone précise pour effectuer une détection par balayage mécanique de faisceau.

Une architecture évolutive (voir figure I.16) capable de cumuler les rayonnements de sources élémentaires et ainsi de réduire la largeur du lobe principal peut corriger les deux derniers défauts.

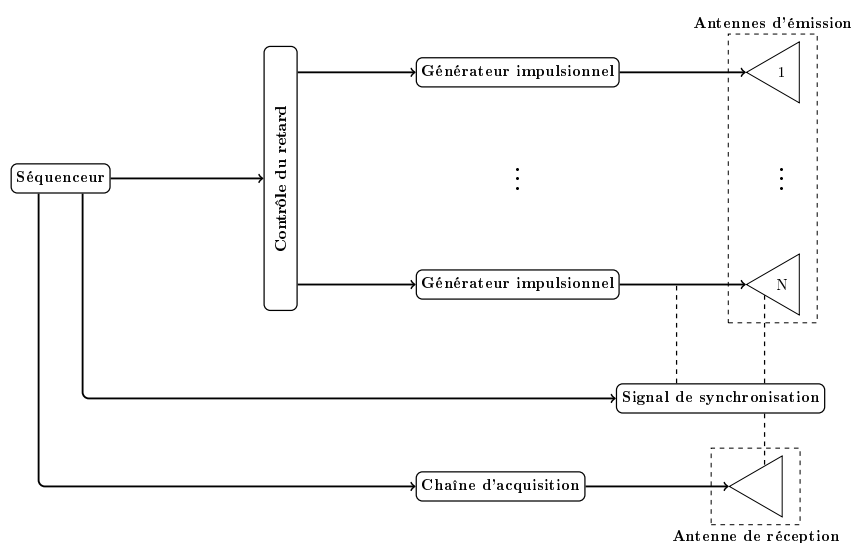


Fig. I.16 – Architecture électronique

L'inconvénient majeur de cette architecture est la difficulté à synchroniser les générateurs haute tension. En effet, il faut pouvoir contrôler le retard entre ces générateurs de manière précise. Pour cela, il faut pouvoir contrôler les retards des impulsions de déclenchement avec une résolution temporelle négligeable devant la durée de l'impulsion générée. Le signal de synchronisation pour la chaîne d'acquisition est obtenu soit par une sonde permettant de récupérer une partie du signal allant à une des antennes, soit par le couplage entre les antennes d'émission et de réception. D'autre part, il est souhaitable de placer les

générateurs électriques près des antennes : dans le cas contraire il est alors nécessaire de véhiculer des impulsions électriques large bande sur des distances métriques ce qui amène une dégradation des fronts de montée et des puissances.

La dynamique de mesure peut être améliorée en appliquant des signaux d'alimentation dont les bandes spectrales correspondent aux bandes d'adaptation des antennes. De cette manière, les effets de couplage sont atténués puisque l'émission des parasites engendrés par les aller retours entre l'antenne et le générateur est limitée. Le signal bipolaire présenté précédemment dans ce chapitre sur la figure I.2 est à valeur moyenne nulle et présente un spectre exempt de composante continue. Ce type de signal est idéal pour alimenter des antennes ULB fonctionnant en régime impulsif.

La génération d'un signal bipolaire doit s'accompagner d'une grande exactitude quant au déclenchement de cette même impulsion. En effet, pour réaliser un réseau d'antennes ULB impulsives, il est nécessaire de déclencher les impulsions d'alimentation sans gigue (incertitude sur l'instant de déclenchement) ce qui n'est pas le cas des techniques de génération habituelle électroniques ou à éclateurs à gaz (section 2 du Chapitre II) qui présentent des giges supérieures à 50ps.

Pour palier à ces problématiques, une solution consiste à utiliser des photocommutateurs éclairés par des impulsions optiques pour remplir la fonction d'interrupteur électronique. Ces dispositifs présentent l'avantage de générer des impulsions de niveaux relativement élevés (de l'ordre du kV) avec une gigue très faible (typiquement 2ps). Ce système garantit ainsi un déclenchement des impulsions précis et autorise un éventuel dépointage du faisceau électromagnétique en jouant sur les retards entre les instants d'illumination des composants optoélectroniques.

De plus la commande optique permet de délocaliser la source haute tension loin des antennes libérant ainsi d'avantage de place et de poids à l'extrémité du bras porteur. En effet le générateur optique d'impulsions électriques ULB grâce à son faible encombrement permet de rendre les lignes de transmission vers les antennes extrêmement courtes, voir inexistante si on intègre les photocommutateurs en entrée d'antenne. Ce dernier point permet ainsi aux impulsions ULB d'arriver aux antennes sans déformation majeure. Toutefois il se peut que la distance entre les photocommutateurs et les antennes puisse être différente d'une source à l'autre, mais elle sera compensée par le contrôle du retard de l'impulsion de déclenchement. Un dernier avantage de cette commande est de permettre l'isolation complète entre l'émetteur et le récepteur grâce à la couche optique.

3 Concepts généraux sur les antennes impulsionnelles ULB

Il est nécessaire de distinguer une antenne utilisée en émission et une antenne utilisée en réception. Une antenne d'émission peut être vue comme un dispositif permettant de transformer une puissance électromagnétique guidée issue d'un générateur en une puissance rayonnée de manière à assurer une propagation dans l'air, on parle alors de transducteur électromagnétique. Lorsqu'une antenne est utilisée en réception, on parle de capteur de champs électromagnétiques car, dans ce cas, son rôle est de convertir la puissance rayonnée en puissance électromagnétique guidée. Le fonctionnement de la majeure partie des antennes est réciproque, c'est à dire que l'antenne considérée peut-être aussi bien utilisée en émission qu'en réception avec les mêmes propriétés. La présence de matériaux anisotropes peut fausser ce principe de réciprocité.

3.1 Caractéristiques usuelles

3.1.1 Puissance rayonnée

La puissance totale rayonnée P_{rad} peut être calculée en intégrant la densité de puissance sur une sphère de rayon r .

Si l'on considère une antenne isotrope, la densité de puissance est alors égale à la moyenne de la densité de flux de la puissance rayonnée :

$$\left\langle \frac{dP_{rad}}{dS} \right\rangle = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \quad (\text{I.12})$$

3.1.2 Directivité et gain

Le gain G et la directivité D sont certainement les paramètres les plus importants pour caractériser une antenne. En effet, ils permettent d'évaluer la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction donnée.

La directivité d'une antenne correspond au rapport entre le maximum de densité de puissance dans une direction u et la moyenne de cette même densité de puissance sur une

sphère de rayon r . La directivité décrit ainsi une distribution spatiale de rayonnement :

$$D(u) = \frac{\frac{dP_{rad}}{dS}}{\frac{P_{rad}}{4\pi r^2}} \quad (I.13)$$

Le Tableau I.4 donne une idée des directivités obtenues pour des exemples d'antennes théoriques simples où η , r correspondent respectivement à l'impédance d'onde (par exemple, $\eta = 377\Omega$ dans l'air) et la distance d'observation du champ par rapport au centre du repère. A noter qu'il s'agit d'un rapport sans dimension supérieur ou égal à 1.

Antenne	Puissance rayonnée	Directivité	D_{max}
Dipole électrique de longueur l traversé par un courant I	$\frac{dP_{rad}}{dS} = \frac{\eta}{8\lambda^2} I\ell ^2 \frac{\sin^2 \theta}{r^2}$ $P_{rad} = \frac{\pi}{3\lambda^2} \eta I\ell ^2$	$\frac{3}{2} \sin^2 \theta$	$\frac{3}{2}$
Dipole magnétique de longueur l traversé par un courant I	$\frac{dP_{rad}}{dS} = \frac{\eta\pi^2}{2\lambda^4} IS ^2 \frac{\sin^2 \theta}{r^2}$ $P_{rad} = \frac{4\pi^3}{3\lambda^4} \eta IS ^2$	$\frac{3}{2} \sin^2 \theta$	$\frac{3}{2}$
Ouverture rayonnante planaire de grandes dimensions ²	$\frac{dP_{rad}}{dS} = \frac{\lambda^2}{2\eta r^2} E ^2$ $P_{rad} = \frac{\lambda^2}{2\eta} \iint E ^2 d\alpha d\beta$	$\frac{2\pi\lambda^2}{\eta P_{rad}} E ^2$	$\frac{4\pi S}{\lambda^2}$

Tab. I.4 – Exemples de puissances rayonnées et directivités pour des cas simples d'antennes

Le gain est toujours inférieur ou égal à la directivité car il prend en compte les pertes ohmiques de l'antenne. On peut donc introduire le rendement k , qui permet de traduire la capacité à transmettre la puissance électrique guidée en entrée d'antenne en puissance rayonnée dans une direction donnée.

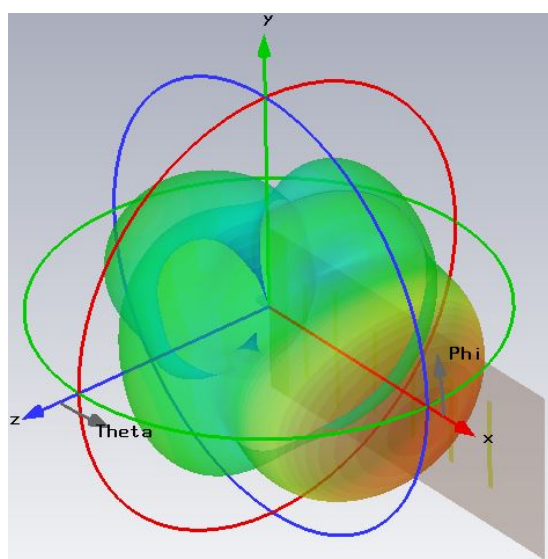
$$G = k.D \quad (I.14)$$

2. Le champ E correspond ici au calcul de la transformée de Fourier inverse du champ électrique tangentiel d'une ouverture rayonnante : $E(\alpha, \beta) = \frac{1}{\lambda^2} \iint E(x, y) \exp[jk(\alpha x + \beta y)] dx dy$

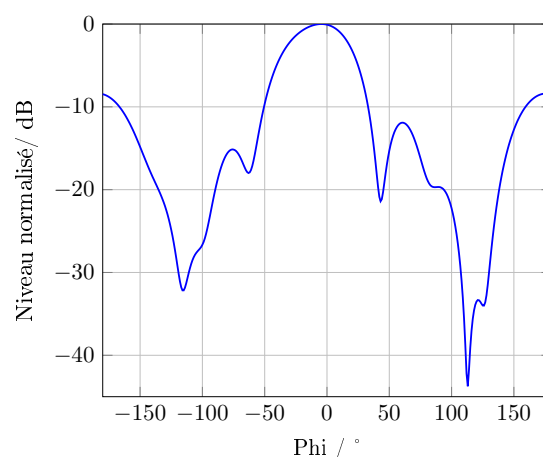
Dans le cas d'une antenne isotrope et sans pertes, le gain et la directivité sont égaux à 1. Le gain est généralement exprimé en dB ou en dBi car une antenne isotrope est utilisée en référence.

3.1.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation donnant une idée de la manière dont l'antenne considérée rayonne. Il permet donc d'observer les variations de la puissance rayonnée dans toutes les directions de l'espace. Ce diagramme peut être représenté en trois dimensions, ou plus communément, dans des plans d'intérêts particuliers en deux dimensions (repère cartésien ou polaire).



(a) Représentation 3D



(b) Représentation 2D (repère cartésien)

Fig. I.17 – Différentes représentations de diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi

Comme le montre la figure I.17, un diagramme de rayonnement présente un lobe principal et des lobes secondaires. L'objectif d'une conception d'antenne est généralement d'atténuer au maximum les lobes secondaires afin de concentrer la puissance dans l'axe de rayonnement principal.

3.1.4 Polarisation

La polarisation d'une onde électromagnétique se définit comme la variation temporelle de la direction du champ électrique (ou magnétique) en un point de l'espace. En se plaçant dans un repère cartésien, on peut écrire la relation suivante :

$$\vec{E} = E_x^0 \sin(\omega t + \phi_x) \cdot \vec{u}_x + E_y^0 \sin(\omega t + \phi_y) \cdot \vec{u}_y \quad (\text{I.15})$$

Si $\phi_x = \phi_y \pm \pi$ alors les deux composantes du champ oscillent en opposition de phase, la polarisation est dite rectiligne (voir figure I.18 et I.19a). Si $\phi_x = \phi_y \pm \pi/2$, les deux composantes sont en quadrature et la polarisation est dite circulaire (voir figure I.19b). La polarisation est elliptique lorsque aucune des conditions citées au dessus n'est remplie (voir figure I.19c).

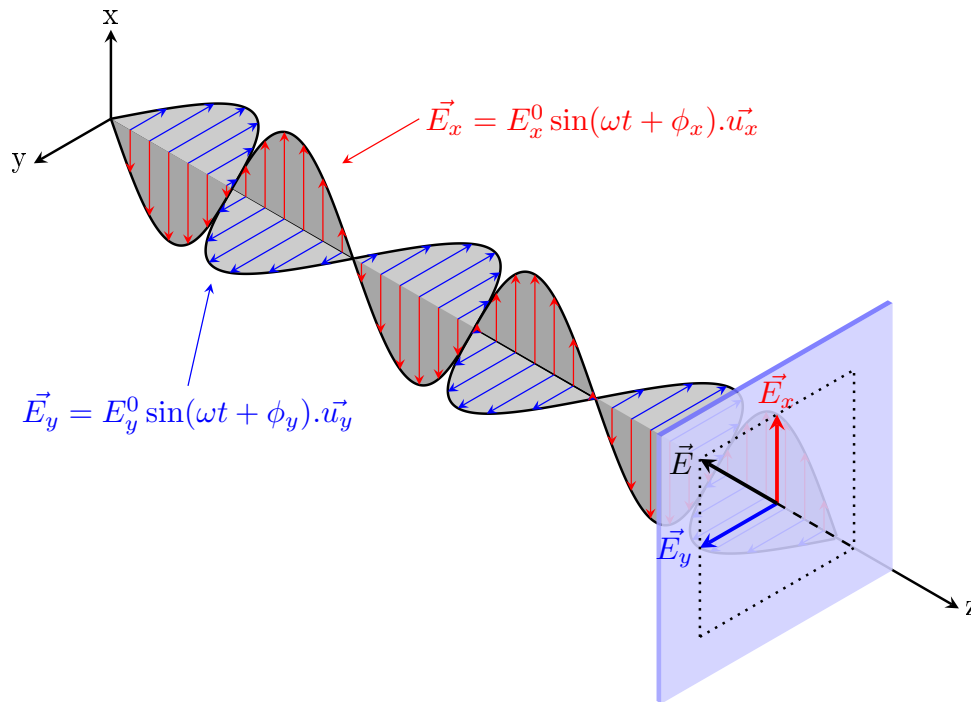


Fig. I.18 – Propagation d'un champ électrique suivant la direction z, polarisation rectiligne ($\phi_x = \phi_y \pm \pi$)

Il est important de noter que la polarisation d'une onde électromagnétique peut être modifiée par le milieu traversé (rotation du plan de polarisation défini par le plan formé par le vecteur d'onde, ici $\vec{k}\vec{z}$, et le champ électrique \vec{E} , au passage à travers la ionosphère terrestre par exemple).

La polarisation d'une antenne est donc la polarisation des ondes rayonnées par cette antenne, évaluée en champ lointain. Cette dernière est donc un paramètre important à prendre en compte lorsque l'objectif est d'établir une communication point à point. En effet, on comprend facilement que la communication est impossible entre une antenne polarisée horizontalement et une antenne polarisée verticalement. Il est d'ailleurs possible d'estimer les pertes dues à la différence d'orientation κ entre deux antennes, à l'aide du PLF (Polarization Loss Factor) où $PLF = \cos^2 \kappa$.

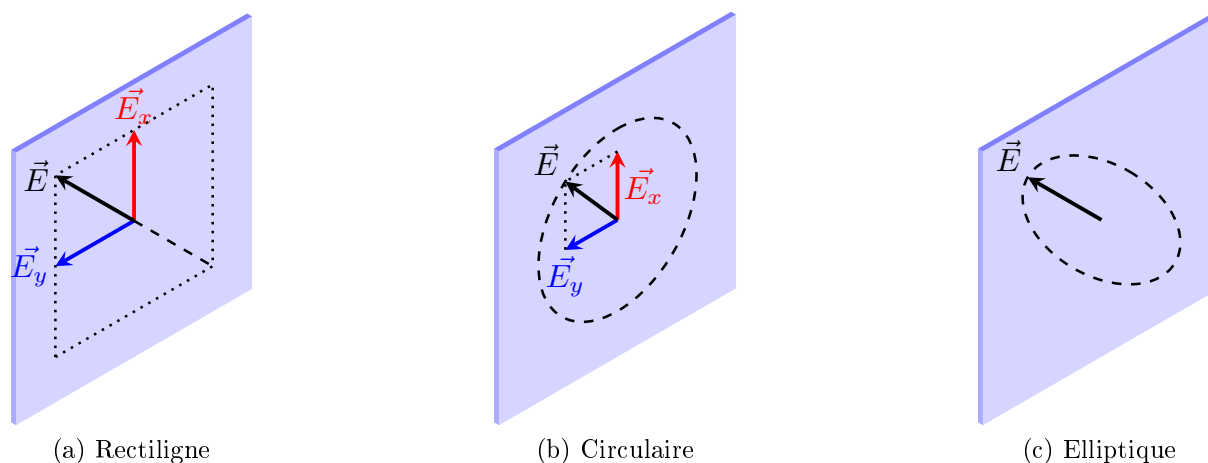


Fig. I.19 – Les différents types de polarisation

3.1.5 Adaptation et coefficient de réflexion

Une antenne est utilisée pour rayonner de la puissance, elle sert donc de transformateur d'impédance entre la ligne de transmission (alimentation) et l'espace libre. Pour juger de la qualité de l'adaptation d'une antenne, on utilise généralement le coefficient de réflexion ou le ROS (Rapport d'Ondes Stationnaires). Le coefficient de réflexion, le plus souvent noté Γ , est le rapport d'amplitudes entre l'onde réfléchie et l'onde incidente. Pour une antenne d'impédance d'entrée Z_e et une impédance de normalisation Z_0 (souvent égale à l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation de l'antenne), on a :

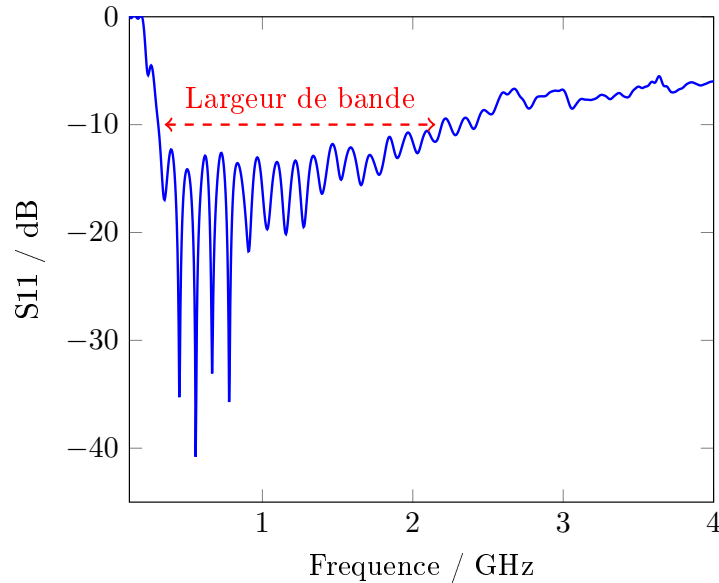
$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \quad (\text{I.16})$$

L'expression du ROS peut alors être mise sous la forme suivante :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{I.17})$$

Pour déterminer la qualité de l'adaptation d'une antenne, on peut aussi juger l'évolution fréquentielle du paramètre S_{11} (en dB) qui représente la puissance réfléchie par le port 1 lorsque une puissance est injectée sur ce même port. Le lien entre le S_{11} et Γ s'exprime à l'aide de la formule I.18 :

$$S_{11} = 10 \log |\Gamma|^2 \quad (\text{I.18})$$


 Fig. I.20 – Exemple de paramètre S_{11} d'une antenne

La figure I.20 présente un exemple de paramètre S_{11} associé à une antenne de type cornet ridgé (présentée dans le détail dans la section 2 de l'annexe I). La largeur de bande correspond à la bande de fréquence pour laquelle le paramètre S_{11} est en dessous de -10dB . Dans cet exemple, la fréquence basse à -10dB est $f_L = 305\text{MHz}$ alors que la fréquence haute à -10dB est $f_H = 2.195\text{GHz}$, ce qui correspond à une largeur de bande $bw = 1.890\text{GHz}$, soit $F_{bw} = 151.2\%$.

3.2 Caractéristiques spécifiques

3.2.1 Bilan de puissance d'une liaison

Lorsque l'on souhaite établir une liaison radio entre une antenne d'émission Tx et une antenne de réception Rx séparées d'une distance d (voir figure I.21), il est souvent nécessaire de quantifier le niveau de champ électrique reçu au niveau de la réception. Le raisonnement est le plus couramment mené dans le domaine harmonique.

Si une puissance P_e est injectée sur une antenne d'émission isotrope sans perte, la surface S de l'antenne de réception reçoit une densité surfacique de puissance S_r exprimé en $[\text{W}/\text{m}^2]$:

$$S_r = \frac{P_e}{4\pi d^2} \quad (\text{I.19})$$

Or, l'antenne d'émission Tx n'est pas isotrope, il faut prendre son gain G_e en compte,

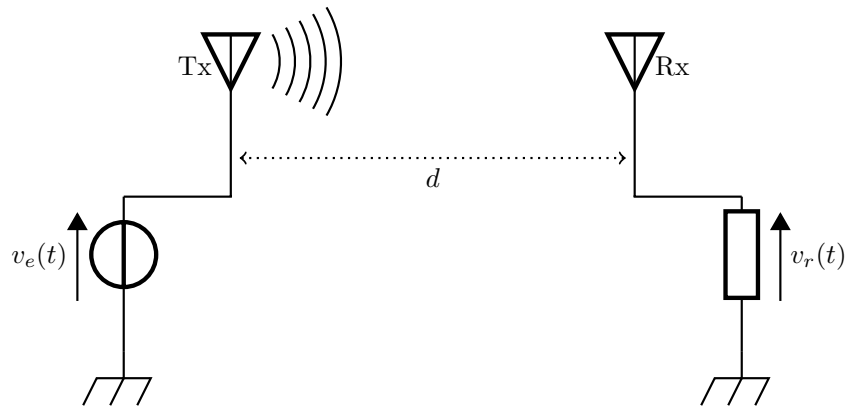


Fig. I.21 – Chaîne d'émission-réception

l'équation I.19 devient :

$$S_r = \frac{G_e P_e}{4\pi d^2} \quad (\text{I.20})$$

Et comme le champ électrique E au niveau de l'antenne de réception (de gain G_r) s'exprime par $E = \sqrt{120\pi S_r}$, on peut écrire :

$$E = \frac{\sqrt{30G_e P_e}}{d} \quad (\text{I.21})$$

En exprimant la puissance reçue P_r par l'antenne en fonction de sa densité surfacique de puissance et de l'aire effective de réception A_r , il est possible de remonter à la puissance collectée par l'antenne de réception :

$$P_r = S_r A_r \quad (\text{I.22})$$

avec :

$$A_r = G_r \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (\text{I.23})$$

Puis en injectant I.19 et I.23 dans l'équation I.22, on retombe alors sur l'expression dans sa forme la plus simple de la formule de Friis (avec λ la longueur d'onde considérée) :

$$\frac{P_r}{P_e} = \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} G_e G_r \quad (\text{I.24})$$

Il est également courant d'exprimer cette formule de manière à pouvoir calculer rapidement la puissance en réception, il faut donc remplacer chaque terme par sa propre expression logarithmique, ce qui donne :

$$P_r = P_e + G_e + G_r - 20\log(f) - 20\log(r) + 147.5 \quad (\text{I.25})$$

avec P_r et P_e en dBm, G_e et G_r en dBi, f en Hz et r en m.

3.2.2 Facteurs d'antennes et fonctions de transferts

Principalement utilisé en réception, le facteur d'antenne, noté F_R représente le rapport entre le champ électrique incident E (dépendant de la distance d , de la fréquence f ainsi que du plan défini par l'angle θ) et la tension mesurée \underline{V}_r en sortie d'antenne. Très utilisé, notamment en mesure, ce paramètre inclut toutes les pertes de l'antenne, il s'exprime de la manière suivante :

$$F_R(f, \theta) = \frac{\underline{V}_r(f)}{E(d, f, \theta)} \quad (\text{I.26})$$

On peut tout de même le définir en émission à l'aide de la formule suivante :

$$F_T(f, \theta) = \frac{E(d, f, \theta)}{\underline{V}_e(f)} \times d \times e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}} \quad (\text{I.27})$$

En combinant les équations I.26 et I.27, la tension de sortie peut être exprimée en fonction de la tension d'entrée :

$$\underline{V}_r(f) = \underline{V}_e(f) \times F_T(f, \theta) \times F_R(f, \theta) \times \frac{e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}}}{d} \quad (\text{I.28})$$

Cette expression est particulièrement utile lorsque les antennes considérées sont ULB car il suffit d'effectuer une transformée de Fourier inverse sur l'ensemble de la bande de fréquence de fonctionnement pour obtenir les grandeurs transitoires.

3.2.3 Paramètres de dispersion

L'antenne ULB est alimentée par un dispositif capable de générer des impulsions très courtes (typiquement inférieures à 1ns) avec des fronts de montée très raides (aux alentours de 80ps). C'est la raison pour laquelle les systèmes ULB impulsifs sont quasi-indétectables pour les dispositifs d'écoute.

Pour conserver cette propriété intéressante, il faut s'assurer que l'impulsion ne soit pas (ou le moins possible) dispersée par l'antenne, c'est à dire que la durée et la forme de l'impulsion d'alimentation soient proches de la durée et de la forme transitoire du champ électrique rayonné. Pour répondre à cette contrainte, il faut concevoir l'antenne de manière à ce que le plan de phase reste fixe en fonction de la fréquence de manière à ce que l'antenne puisse rayonner toutes les composantes fréquentielles de l'impulsion avec un même retard. La phase de la fonction de transfert d'une antenne non dispersive varie donc linéairement avec la fréquence.

Pour quantifier la dispersion d'une antenne, on peut citer les trois techniques les plus utilisées : la détection d'enveloppe, le temps de groupe et la fidélité absolue :

- la **détection d'enveloppe** est loin d'être une méthode exacte mais elle présente l'avantage de donner une idée de la dispersion d'une antenne avec un minimum de calcul. En effet, il suffit de calculer la transformée de Hilbert du signal transitoire rayonné et de comparer sa durée avec celle du signal d'alimentation. Cette méthode est à bannir lorsque l'objectif est la caractérisation de structures fortement résonantes.
- la **fidélité absolue**, notée FA , donne une image du taux de ressemblance entre le signal d'excitation, ici noté $e(t)$ et le signal rayonné $r(t)$. L'outil mathématique permettant d'évaluer cette ressemblance est l'inter-corrélation $\Gamma_{e,r}(\tau)$, avec τ le décalage temporel. Il est important de noter que la fidélité varie en fonction des angles (θ, ϕ) d'observation :

$$FA(\theta, \phi) = \frac{\max(\Gamma_{e,r}(\tau))}{\max(\Gamma_{e,e}(\tau))} \quad (\text{I.29})$$

- le **temps de groupe**, est sans doute le descripteur le plus précis puisqu'il permet de calculer l'étalement temporel effectif $\sigma_{\tau_g}(\theta, \phi)$. Ce paramètre est souvent utilisé lorsqu'il s'agit d'évaluer la dispersion d'un canal de propagation. On peut l'exprimer pour une direction de rayonnement décrite par les angles θ et ϕ de la manière suivante :

$$\sigma_{\tau_g}(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{1}{\Delta f} \int_{f_{min}}^{f_{max}} (\tau_g(\theta, \phi, f) - \bar{\tau}_g(\theta, \phi))^2 df} \quad (\text{I.30})$$

avec

$$\begin{cases} \tau_g(\theta, \phi, f) = -\frac{\partial\varphi(\theta, \phi)}{2\pi\partial f} \\ \bar{\tau}_g(\theta, \phi) = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_{min}}^{f_{max}} \tau_g(\theta, \phi, f) df \end{cases} \quad (I.31)$$

Lorsque l'on cherche à caractériser la dispersion d'une antenne, le temps de groupe τ_g correspond à l'opposé de la dérivée partielle de la phase de la fonction de transfert φ par rapport à la pulsation ω . L'écart type du temps de groupe σ_{τ_g} sur la bande d'adaptation ($[f_{min} - f_{max}]$ avec $\Delta f = f_{max} - f_{min}$) de l'antenne est calculé à l'aide des formules I.30 et I.31 pour déterminer sa dispersion. La moyenne est utilisée comme référence pour le calcul de l'écart-type. La comparaison de la dispersion entre deux antennes est alors possible si l'impulsion incidente est identique et les bandes passantes des antennes relativement proches.

3.3 Comparatif d'antennes impulsives ULB

Le tableau I.5 fait un rapide état des lieux des antennes ULB connues en fonction de leurs dimensions, de la bande d'adaptation, du gain maximal dans la direction privilégiée de rayonnement et du paramètre de dispersion $\sigma_{\tau_g}(\theta = 0, \phi = 0)$ pour une impulsion d'alimentation de type bipolaire d'une durée de 1ns. Pour chaque antenne, un exemple d'application est également donné ainsi qu'une idée de la complexité de conception.

L'objectif de ce tableau n'est pas d'établir une liste exhaustive des antennes ULB impulsives mais plutôt de positionner l'antenne K, utilisée dans la suite de ce mémoire de thèse, par rapport aux autres antennes couramment utilisées dans les laboratoires lorsqu'il est question d'antennes ULB alimentées par une impulsion courte. Il est aussi important de noter que toutes ces antennes utilisent une polarisation linéaire et que les dimensions données correspondent au plus petit parallélépipède rectangle capable de contenir l'antenne. Les dimensions sont données de la manière suivante : hauteur (dimension dans la direction transverse à l'axe de rayonnement principal) x profondeur (dimension dans la direction longitudinale à l'axe de rayonnement principal) x largeur.

Antenne	Dimensions / cm	Bande / %	G_{max} / dB	σ_{τ_g} / ns	Design en simulation	Application usuelle
Discône	30×35×35	170	2	0.47	😊	Communication
Cornet ridgé	50×120×75	150	18	0.43	😞	Etalon de mesure
Log- périodique	53×90×10	150	9	6.97	😞	Mesure, CEM
Vivaldi	116×90×52	167	13	0.25	😞	Mesure, SAR
K	20×26×10	167	11	0.23	😞	Rayonnement impulsif

Tab. I.5 – Tableau comparatif de quelques antennes ULB dont la fréquence basse d'adaptation est 300MHz

L'antenne log-périodique, bien que très peu adaptée pour rayonner un signal impulsif constitue un bon élément de comparaison en terme de dispersion. Les différentes antennes présentées dans le tableau I.5 ont été simulées avec le logiciel CST MICROWAVE STUDIO[®]. Les résultats de simulation 2D ainsi que les diagrammes de rayonnement 3D sont disponibles en Annexe I.

4 Introduction aux techniques d'imagerie radar

4.1 L'imagerie radar

L'imagerie radar regroupe les différents traitements de signaux qui, associés à un système radar, ont pour objectifs de retranscrire des informations de position spatiale et éventuellement de vitesse d'un ou de plusieurs objets sur une cartographie. La réflectivité de l'objet, également appelé cible, est imagée par l'intensité des pixels constituant la cartographie à partir des mesures recueillies par le radar.

Alors que la résolution de l'image représente une densité de pixels, la qualité d'un système d'imagerie radar peut être évaluée par sa fonction d'ambiguïté (*Point Spread Function* - PSF). En effet, cette fonction mathématique décrit la réponse d'un système d'imagerie à une source ponctuelle. La PSF correspond à une réponse impulsionnelle bidimensionnelle. Des traitements de signaux spécifiques sont utilisés pour atténuer l'effet de la PSF sur l'image, de façon à améliorer sa qualité.

Le type de traitement du signal à appliquer aux signaux reçus par le système de réception afin de construire une image est fonction de la configuration radar utilisée pour la détection. Dans cette partie, on s'intéressera principalement à introduire l'imagerie des radars à synthèse d'ouverture qui permettra d'appréhender le travail effectué dans le chapitre III de ce manuscrit.

4.2 Introduction à l'imagerie SAR

4.2.1 Principe du radar SAR

Un radar à synthèse d'ouverture (*Synthetic Aperture Radar* - SAR) est un radar cohérent, c'est à dire que la phase initiale des signaux transmis est toujours la même à chaque cycle. Principalement utilisé sur des porteurs (par exemple des avions, bateaux ou encore certains véhicules), ce radar permet d'inspecter une zone en se déplaçant de manière parallèle à cette scène.

Associé à une antenne d'émission en général assez peu directive, ce déplacement permet également de créer une antenne dite synthétique, d'ouverture rayonnante très grande par rapport à l'antenne réelle. Les données collectées au cours du déplacement permettent de

reconstruire une image de grande qualité avec une résolution angulaire (ou transverse) importante. La suite du raisonnement est effectuée pour un radar SAR 2D ($Z = 0$).

Dans cette catégorie, il est habituel de dissocier ces radars en s'intéressant à leurs modes d'acquisition des données :

- le mode **stripmap**, illustré en figure I.22a, dans lequel le système d'émission génère un faisceau électromagnétique dont la direction conserve la même orientation tout au long du déplacement du radar,
- le mode **spotlight**, illustré en figure I.22b, où le faisceau électromagnétique généré par le système d'émission éclaire toujours la même zone alors que le porteur se déplace. Ce qui permet d'améliorer la résolution transverse dans la mesure où la zone imagée est éclairée à plusieurs reprises sous un angle différent, d'où une ouverture angulaire encore plus importante que dans le mode stripmap [Jac+97].

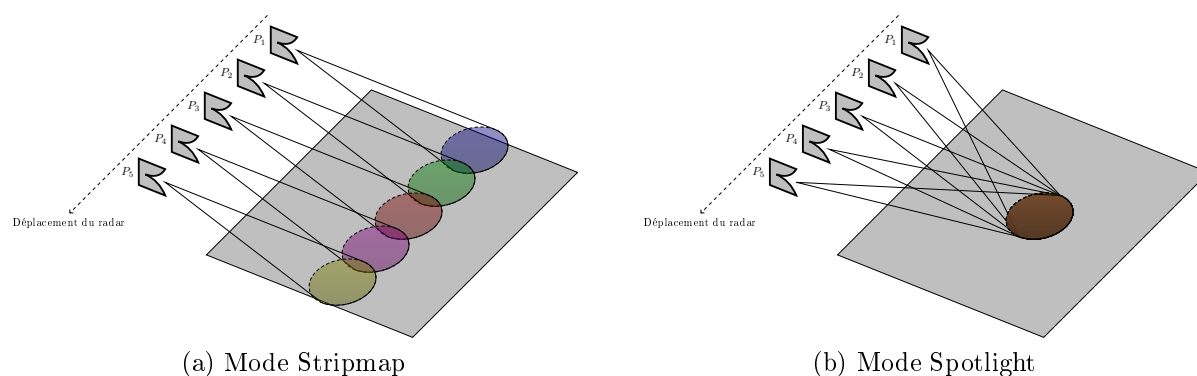


Fig. I.22 – Modes d'acquisition des données SAR

Il est également possible de faire une différence entre deux systèmes en fonction de leurs angles de squint. Sur la figure I.23, il s'agit de l'angle, noté θ_s , entre la direction principale de rayonnement et l'axe longitudinal du système d'émission. Un système radar où la direction principale de rayonnement et l'axe longitudinal sont identiques, soit $\theta_s = 0$, correspond au mode dit non-squinté.

4.2.2 Le phénomène de migration radiale

La figure I.24 montre le principe d'un radar SAR impulsif non-squinté dans une configuration co-localisée (monostatique), c'est à dire que l'émission et la réception se font au même endroit. En effet, le radar prend différentes positions, notées n ($n \in \mathbb{N}$) au cours de son déplacement appelé fauchée. Le déplacement peut être fait à vitesse constante ou de manière séquentielle et, pour chacune de ces positions n , une impulsion T_{xn} est transmise via le système d'émission puis réfléchi par la cible avant d'être captée par le

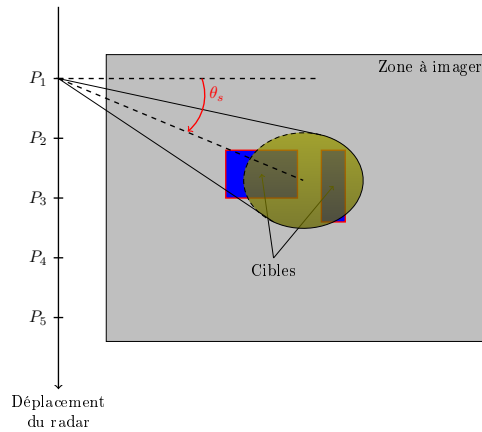


Fig. I.23 – Vue de dessus et angle de squint θ_s

système de réception. Le retard entre l'impulsion incidente, T_{xn} , et l'impulsion réfléchie, R_{xn} , évolue de manière hyperbolique en fonction de la position du radar. La trajectoire passant par les positions temporelles de réception de ces échos est appelé hyperbole de migration dont l'apex permet de déterminer la position de la cible.

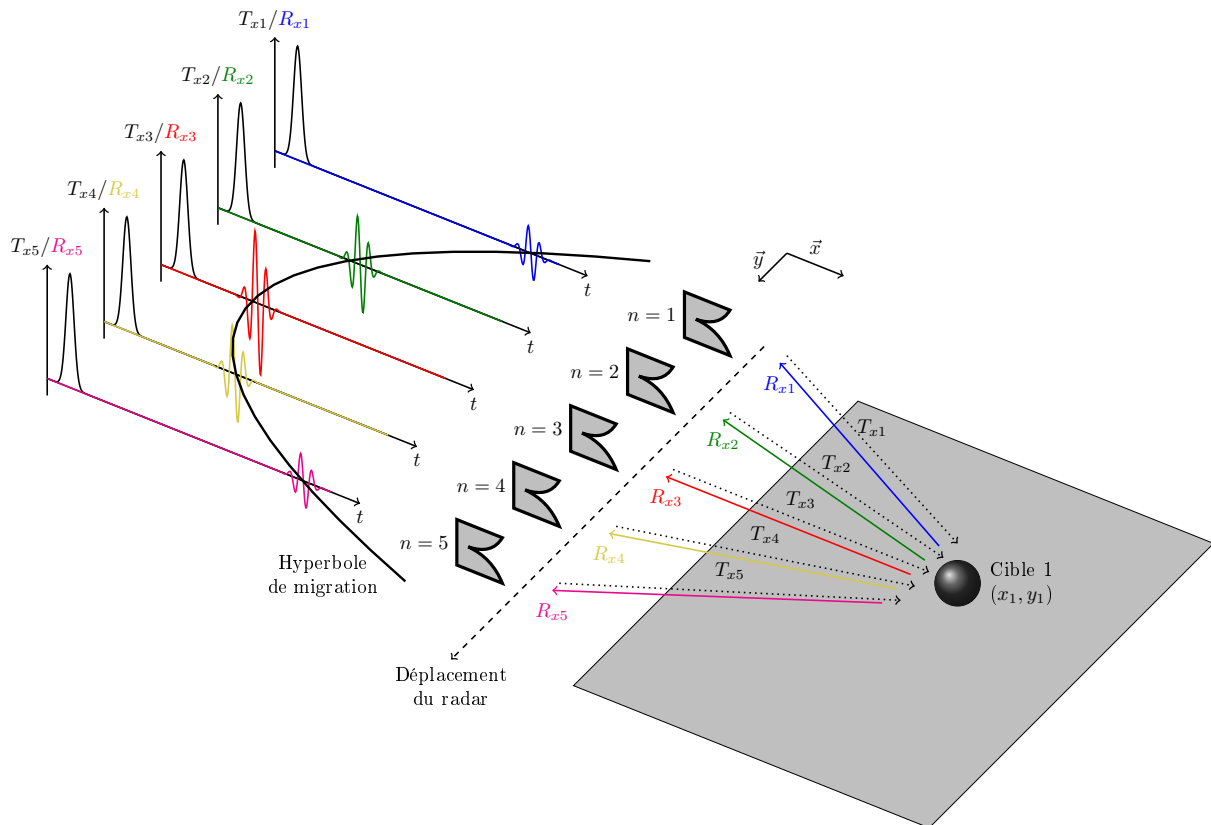


Fig. I.24 – Principe de fonctionnement d'un radar SAR - T_{xn} est le signal émis et R_{xn} le signal reçu pour chaque position n

Mathématiquement, le signal reçu pour chaque position du radar (X_n, Y_n) et pour un ensemble de cibles $i = 1, \dots, C$ avec $(i \in \mathbb{N})$ s'exprime à l'aide de l'équation I.32, où c

correspond à la vitesse de propagation d'une onde électromagnétique dans l'air et σ_i le coefficient de réflectivité de la cible i localisée aux coordonnées (x_i, y_i) .

$$R_x(t, n) = \sum_{i=1}^C \sigma_i \frac{T_x \left(t - \frac{2}{c} \sqrt{(X_n - x_i)^2 + (Y_n - y_i)^2} \right)}{(X_n - x_i)^2 + (Y_n - y_i)^2} \quad (\text{I.32})$$

Il est également important de noter la différence d'amplitudes entre les impulsions réfléchies R_{xn} puisqu'elles subissent l'atténuation du canal de propagation. Cette atténuation est proportionnelle à l'inverse du carré de la distance entre l'émetteur et le récepteur, ici $(X_n - x_i)^2 + (Y_n - y_i)^2$. Pour la suite du raisonnement, cet effet sera négligé compte tenu de la lenteur de sa vitesse de variation devant le terme au numérateur.

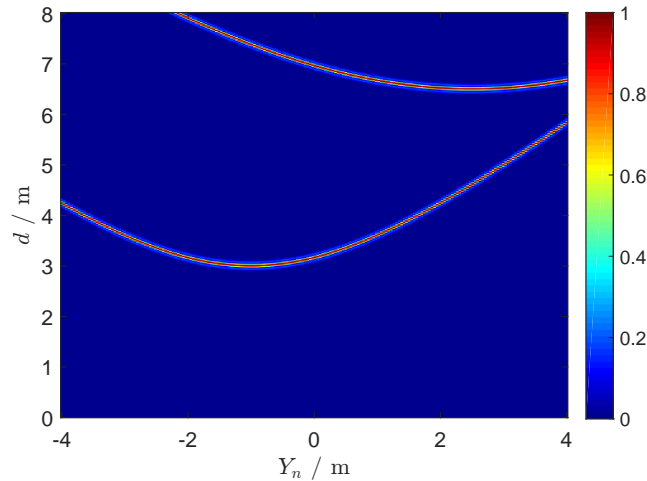
L'équation I.32 met également en avant la proportionnalité entre l'image en distance $I(Y_n, d)$ où Y_n et d correspondent respectivement à la position en largeur et en profondeur d'un point de la scène, et le terme décrivant une courbe hyperbolique, ce qui se traduit par la migration radiale de la cible :

$$I(Y_n, d) \propto \sigma_i \delta \left(d - \sqrt{(X_n - x_i)^2 + (Y_n - y_i)^2} \right) \quad (\text{I.33})$$

La figure I.25 montre la cartographie en distance $I(Y_n, d)$ pour une scène comprenant deux cibles respectivement positionnées à $(-1, 3)m$ et $(2.5, 6.5)m$. Il s'agit du résultat de simulation du déplacement d'un radar monostatique en mode stripmap non squinté de $-4m$ à $4m$ par pas de $4cm$ dans laquelle les antennes sont considérées isotropes et les cibles parfaitement réfléchies ($\sigma_i = 1$). Ce type de résultat peut être reconstruit en juxtaposant les données récoltées.

Il existe également des radars, appelés ISAR (*Inverse Synthetic Aperture Radar*), qui fonctionnent sur le principe inverse. Dans ce cas, la cible se déplace alors que le radar reste fixe. C'est une technique largement utilisée pour les aéronefs de patrouille maritime leur permettant d'identifier leur cible.

Une autre technique similaire qu'il convient de mentionner ici est le CSAR (*Circular Synthetic Aperture Radar*) : le principe est le même que le SAR classique à la seule différence que le mouvement du système radar est circulaire et non rectiligne.


 Fig. I.25 – Cartographie en distance $I(Y_n, d)$

4.2.3 Techniques d'imagerie associées

L'objectif d'un algorithme d'imagerie associé à un système SAR est de construire une cartographie radar à partir de la carte en distance, c'est à dire de focaliser l'énergie de chacune des hyperboles de migration sur la position des cibles.

Pour effectuer cette opération, l'algorithme le plus simple est celui de la sommation cohérente qui consiste à ramener à la position de la cible toutes les contributions contenues dans l'hyperbole de migration. De cette manière, chaque pixel de la carte en distance est considéré comme le sommet d'une hyperbole. La cartographie résultante de l'algorithme de sommation cohérente peut alors s'exprimer à l'aide de l'équation I.34 :

$$I_0(Y_n, d) = \sum_{k=1}^N I \left(Y_n, \sqrt{(X - d)^2 + (Y_k - Y_n)^2} \right) \quad (\text{I.34})$$

$$I_{0n}(Y_n, d) = 100 \times \frac{|I_0(Y_n, d)|^2}{\max [|I_0(Y_n, d)|^2]} \quad (\text{I.35})$$

En effet, une fois positionné sur le pixel à traiter, la distance entre la position du radar et le sommet est reportée afin de récupérer la valeur de ce pixel. Ce traitement est effectué pour toutes les positions prises par le radar. Une opération de normalisation est alors réalisée à l'aide de l'équation I.35.

Cet algorithme de sommation cohérente a été appliqué sur la carte en distance $I(Y_n, d)$

présentée en figure I.25 et le résultat de ce calcul $I_{0n}(Y_n, d)$ est visible en figure I.26.

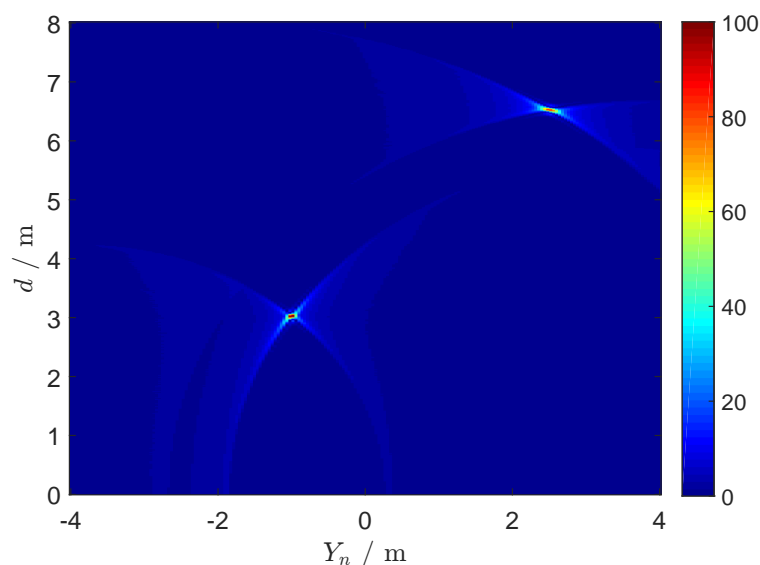


Fig. I.26 – Image de la scène après sommation cohérente $I_{0n}(Y_n, d)$

Malgré la présence d'une tâche au niveau des positions respectives des cibles, un certain manque de netteté vient compliquer la lecture de cette cartographie. Il est possible d'améliorer la lisibilité de l'image en ayant recours à quelques opérations basiques de traitement d'image présentées au paragraphe 4.3.

Il existe également d'autres algorithmes associés au radar SAR qui ne seront pas présentés dans ce manuscrit comme :

- *Time reversal Algorithm* (TRA) [KCC14], utilise la rétropropagation des signaux reçus par plusieurs capteurs en réception pour former l'image radar. Cette méthode est souvent utilisée lorsque le milieu est fortement dispersif,
- *Range Migration Algorithm* (RMA) [Tri05 ; CPR91], conçu pour corriger le problème de migration radiale des cibles et qui est basé sur la décomposition d'une onde cylindrique en ondes planes. Les deux méthodes permettant d'effectuer cette décomposition sont la méthode de la phase stationnaire et la théorie des résidus,
- *Polar Formating Algorithm* (PFA) [Jac+97] utilisé lorsque le radar est en mode spotlight,
- *Range Doppler Algorithm* (RDA) [CGM95 ; HGP96 ; WZ11] est un traitement qui réalise un changement de variable temps-fréquence dans la dimension azimutale de l'image.
- *Chirp Scaling Algorithm* (CSA) [CGM95 ; HGP96], comme le RDA, réalise une approximation linéaire mais le CSA part du principe que le système utilise un chirp à l'émission.

4.3 Le renforcement d'image

Comme c'est notamment le cas dans le domaine de l'imagerie médicale, il est nécessaire d'appliquer un ou plusieurs traitements à une image afin de faire ressortir des détails utiles permettant une expertise sans ambiguïté.

En imagerie radar, la plupart des traitements d'images appliqués sont des opérations de filtrage spatial qui se définissent comme des convolutions bidimensionnelles entre le filtre et l'image originale. Le filtre porte alors le nom de masque, noté $M(Y_n, d)$. Cette transformation s'exprime facilement à l'aide de transformée de Fourier bidimensionnelle, notée \mathfrak{F}_{2D} , de manière à réduire l'opération de convolution à une simple multiplication (équation I.36).

$$I_{0f}(Y_n, d) = \mathfrak{F}_{2D}^{-1} \{ \mathfrak{F}_{2D}[M(Y_n, d)] \times \mathfrak{F}_{2D}[I_{0n}(Y_n, d)] \} \quad (\text{I.36})$$

Les masques se distinguent en fonction de l'effet qu'ils ont sur le spectre de l'image. Pour une image radar, il est intéressant de pouvoir réduire les bruits parasites par exemple engendrés par des mauvaises conditions météorologiques. Pour réaliser cette opération, il est nécessaire de filtrer l'image par un signal gaussien bidimensionnel (où σ_{Y_n} et σ_d représente la largeur de la gaussienne suivant Y_n et d) pouvant s'exprimer à l'aide de l'équation I.37. La figure I.27 montre la représentation en 2D de l'équation I.37.

$$M(Y_n, d) = \frac{\exp\left(-\frac{Y_n^2}{2\sigma_{Y_n}^2} - \frac{(d-4)^2}{2\sigma_d^2}\right)}{\max\left\{\exp\left(-\frac{Y_n^2}{2\sigma_{Y_n}^2} - \frac{(d-4)^2}{2\sigma_d^2}\right)\right\}} \quad (\text{I.37})$$

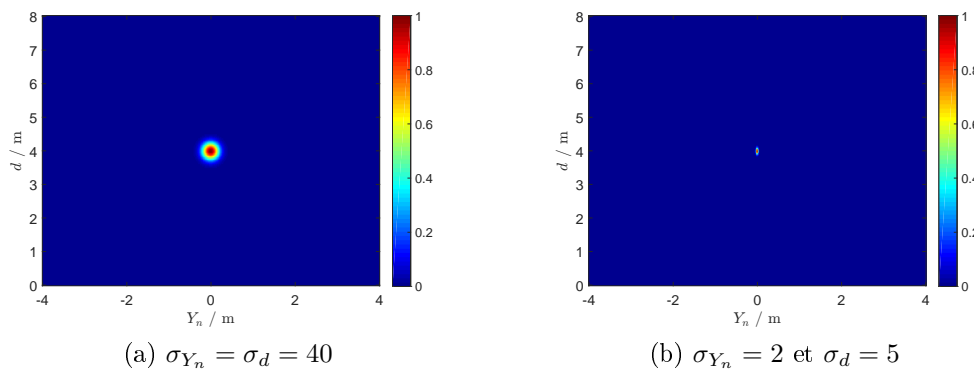


Fig. I.27 – Masque gaussien bidimensionnel

Le filtrage gaussien a le rôle de passe-bas, c'est à dire qu'il permet d'atténuer les hautes fréquences qui composent le spectre de l'image et donc d'adoucir les transitions brutales au sein de l'image. Les résultats images $I_{0f}(Y_n, d)$ du filtrage gaussien de $I_{0n}(Y_n, d)$ sont visibles en figure I.28.

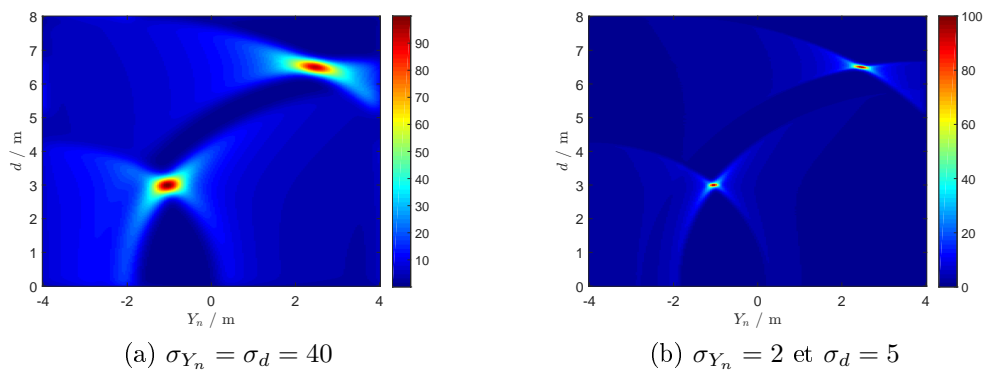


Fig. I.28 – Résultats images filtrées $I_{0f}(Y_n, d)$

La figure I.28b permet de localiser la cible de manière précise grâce à l'utilisation d'un filtrage gaussien permettant de lisser les imperfections de l'image après avoir ajusté les largeurs à mi-hauteurs des deux directions du masque.

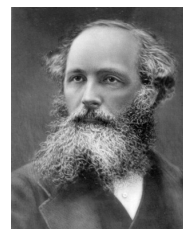
5 Démarche de l'étude

L'une des principales limitations des radars ULB impulsifs réside dans la capacité de ces systèmes à générer une impulsion de niveau élevé dont la forme et la durée sont parfaitement maîtrisées. Jusqu'à présent, la génération d'impulsions dont le niveau pouvait facilement atteindre le megavolt demeurait le domaine de prédilection des générateurs MFP (générateur de Marx). Les inconvénients de ce type de générateurs sont toutefois notables. En effet, ils ne permettent pas de générer des signaux suffisamment courts (typiquement < 10 ns) et ne présentent que peu de garanties quant à la reproductibilité de ces impulsions. Précédemment introduite dans la thèse de Jean-Christophe Diot [Dio06], la technique proposée dans ce travail de thèse consiste à utiliser la mise en réseau d'antennes ULB de manière à rayonner une impulsion de fort niveau tout en limitant le niveau d'alimentation de chaque élément (de l'ordre de la dizaine de kilovolts). Les étapes de conception et de fabrication des antennes élémentaires doivent tenir compte des niveaux de tension relativement forts que les antennes ont à supporter et de la minimisation de la dispersion des signaux d'alimentation.

A l'image du fonctionnement des radars bandes étroites à commande de phase, l'architecture proposée présente l'avantage d'autoriser des changements de direction du faisceau électromagnétique en fonction du retard temporel entre chaque impulsion alimentant les antennes, c'est le principe du balayage autonome présenté dans la section 1 du chapitre II. Pour induire ce comportement, il est nécessaire de maîtriser avec une grande exactitude les instants auxquels les impulsions sont générées. La section 2 du chapitre II introduit le générateur optoélectronique utilisé pour répondre à cette problématique. La section 3 du chapitre II présente la source élémentaire de rayonnement en décrivant l'antenne choisie, les étapes d'intégration du générateur et les résultats de mesures obtenus. La section 4 du chapitre II met l'accent sur la méthode utilisée pour dimensionner le réseau pour conclure sur une discussion à propos des performances d'un tel système d'émission.

Le système radar à balayage autonome fonctionne avec une fréquence de répétition alimentant le réseau à l'émission relativement rapide (quelques dizaine de MHz). La section 1 du chapitre III présente un algorithme d'imagerie développé spécifiquement pour ce mode de balayage. Ce traitement de signal doit permettre d'étendre la portée du radar au delà de la limite conventionnelle de détection imposée par la fréquence de répétition. Le principe de fonctionnement de l'algorithme de détection ainsi que les mesures de validation sont présentés. La section 2 du chapitre III conclue ce travail en développant un outil de façonnage spectral par profilage temporel dont l'objectif est d'améliorer la qualité de l'image en profitant de la diversité d'informations apportée par les différences spectrales.

Conception d'un réseau d'antennes d'émission à balayage autonome



James C. Maxwell (1831-1879)

Sommaire

1	Un mode de balayage innovant	54
1.1	Principe du balayage autonome	54
1.2	Conséquences sur le système	59
2	Le générateur optoélectronique	60
2.1	La commutation haute tension	60
2.2	Le générateur optoélectronique développé	65
2.3	Le générateur de haute tension pulsée	72
2.4	Mesures du générateur optoélectronique polarisé en pulsé	75
3	Conception et caractérisation de la source élémentaire de rayonnement	80
3.1	Présentation de l'antenne	80
3.2	Intégration du générateur optoélectronique dans l'antenne K	80
3.3	Comparaisons théoriques des caractéristiques des antennes intégrant ou non le générateur optoélectronique	84
3.4	Caractérisation expérimentale de la source élémentaire	92
4	Dimensionnement du réseau	101
4.1	Caractéristiques harmoniques	101
4.2	Caractéristiques transitoires	106
4.3	Comparaison des deux approches et architecture du réseau envisagée	112

1 Un mode de balayage innovant

1.1 Principe du balayage autonome

Le balayage autonome est le mode de prospection associé au système radar ULB développé ici. Ce mode de scrutation permet d'inspecter une zone sans mouvement mécanique, en faisant varier l'orientation du faisceau électromagnétique. Ce changement de direction est obtenu en jouant sur les retards entre les instants d'alimentation des antennes constituant le réseau d'émission.

Il est possible de faire l'analogie avec des systèmes bandes étroites tels que les réseaux d'antennes à commande de phase (*Phased Array Antennas*). En effet, ces architectures sont constituées de plusieurs antennes réparties en réseau. Chacun de ces éléments est associé à un déphaseur. Il y a donc création d'interférences entre le rayonnement des uns et celui des autres. Le faisceau est généré par la somme des interférences constructives et sa direction principale θ peut être modifiée en fonction de la phase ϕ_n du signal alimentant chaque élément, séparés d'une distance d , avec :

$$\phi_n = \frac{2\pi d(n-1)}{\lambda} \sin(\theta) \quad (\text{II.1})$$

La figure II.1 présente le principe du fonctionnement d'un réseau d'antennes à commande de phase et illustre la déviation du faisceau θ pour un angle de déphasage entre chaque antenne $\Delta\phi$.

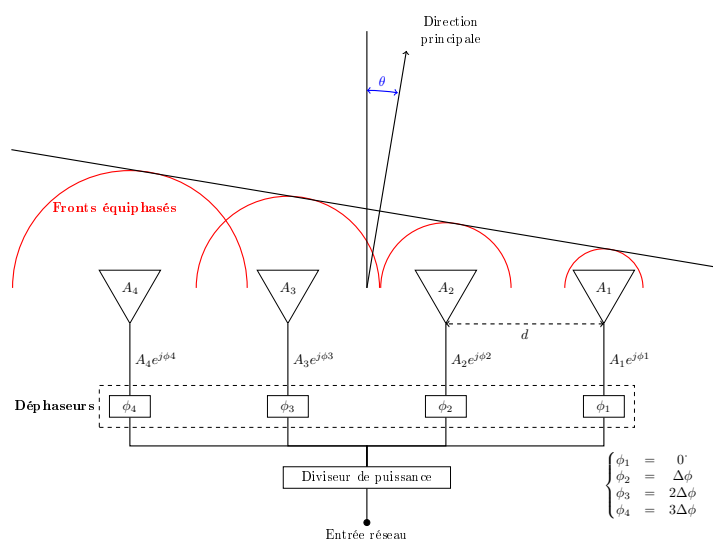


Fig. II.1 – Principe du réseau d'antennes à commande de phase

L'atout majeur d'une telle structure est qu'elle permet d'atteindre des niveaux de gain élevés en multipliant le nombre d'éléments. Toutefois, la couverture angulaire limitée et la déformation du faisceau par le dépointage sont à prendre en considération.

Bien que relativement coûteux et complexe, ce type d'architecture fonctionne bien pour des systèmes à bandes étroites mais la conception des déphaseurs ULB reste difficile. C'est la raison pour laquelle l'étage de déphasage est remplacé ou associé à des unités de retard temporel telles que des lignes à retards. Ceci permet en outre d'élargir la bande du système et d'éviter les problèmes de dispersion.

Avec le réseau d'antennes ULB présenté dans ce manuscrit, il est proposé d'alimenter chacun des éléments du réseau par un train d'impulsions dont la fréquence de répétition varie légèrement d'une antenne à une autre comme le montre la figure II.2. En effet, cette différence de PRF induit un décalage linéaire des instants d'alimentation des antennes les unes par rapport aux autres, ce qui entraîne un angle de dépointage différent à chaque tir.

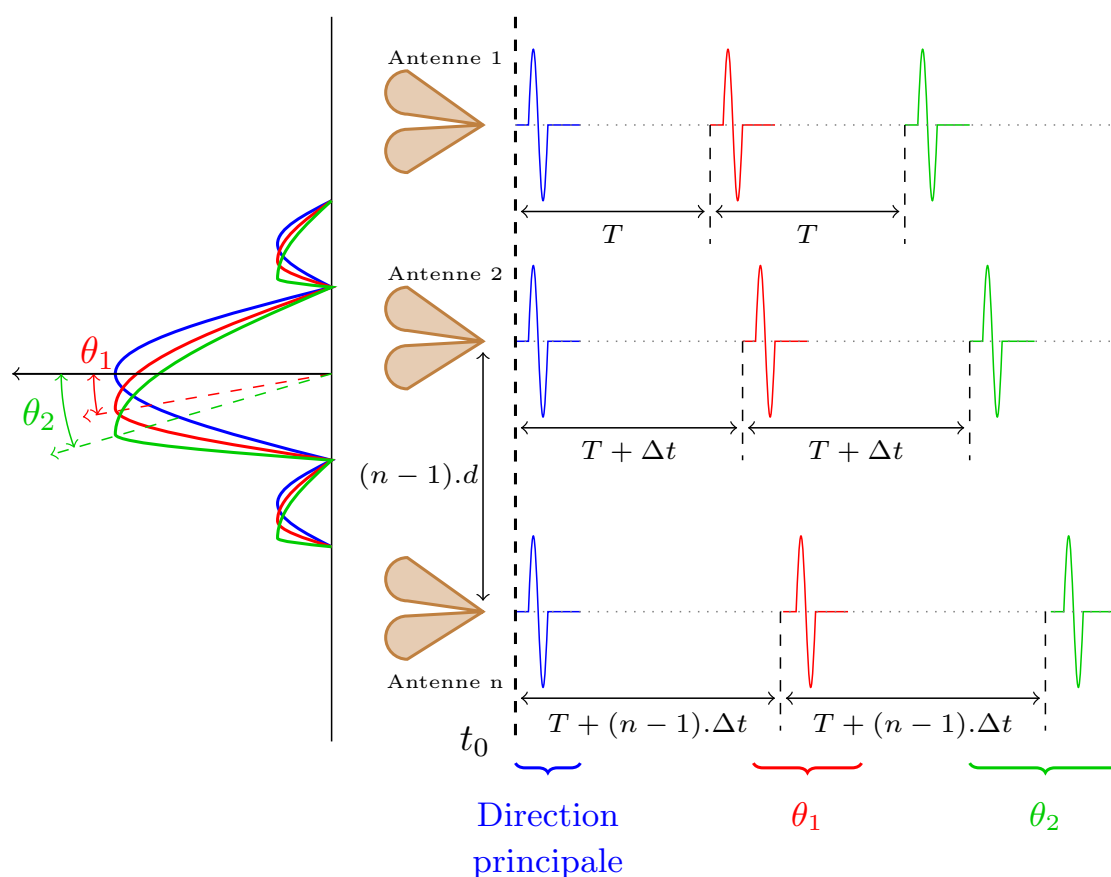


Fig. II.2 – Principe du balayage autonome

L'expression du retard Δt nécessaire pour provoquer le dépointage selon l'angle θ correspond au temps mis par l'onde électromagnétique pour parcourir la distance l_d illustrée sur la figure II.3. Elle est donnée par II.2.

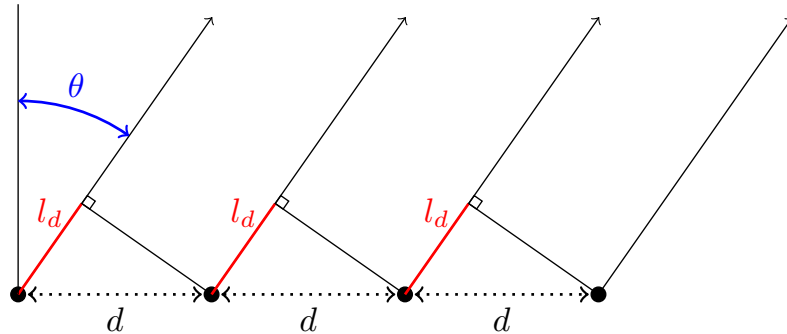


Fig. II.3 – Calcul du retard Δt avec la distance l_d

$$\Delta t = l_d/c = d \sin(\theta)/c \quad (\text{II.2})$$

La PRF des trains d'impulsions alimentant chacune des antennes, notée PRF_n , est donnée par l'équation II.3

$$PRF_n = \frac{1}{T + \Delta t(n - 1)} \quad (\text{II.3})$$

Cependant, il est important de remarquer que l'écart entre deux angles consécutifs n'est pas constant alors que le décalage entre les impulsions d'alimentation évolue linéairement. En effet, comme illustré sur la figure II.2, le dépointage obtenu sur le deuxième groupe d'impulsions (en rouge) θ_1 ne correspond pas à la moitié du dépointage obtenu sur le groupe d'impulsions suivant (en vert) donc $\theta_2 \neq 2\theta_1$. Le pas de l'angle de dépointage augmente avec le nombre de tirs et ceci est dû à la non-linéarité de la fonction sinus.

Pour dimensionner le réseau antennaire et le dispositif de commande optique, le nombre d'antennes choisi est de 4 et ces antennes sont disposées selon un arrangement horizontal pour permettre un dépointage azimutal (ces choix seront détaillés dans la dernière partie du chapitre). Les travaux faisant référence ici sont ceux publiés par Adrien Godard durant son doctorat [God09] où l'architecture d'un réseau antennaire a été optimisée. Les antennes intégrées dans le réseau fonctionnant dans la bande [300MHz-3GHz] sont des antennes à ondes progressives (antennes K) et il a été montré qu'une distance inter-antennes de 12cm autorisait un balayage de -21° à 21° . Ces valeurs maximales de dépointage sont le résultat d'un compromis faisant intervenir les paramètres suivants : couplage entre antennes, niveau du rayonnement arrière, niveau des lobes de réseau et variation des formes d'ondes rayonnées en fonction de l'angle visé.

Pour une profondeur de scène scrutée par ce radar de 8m, cette ouverture azimutale permet de couvrir une largeur de scène de 8m. A la fréquence la plus haute de la bande de travail, celle pour laquelle la directivité du réseau est la plus forte, l'ouverture rayonnante à mi-puissance est d'une dizaine de degrés. Aussi, un pas de balayage de 3° a été choisi de sorte que les tâches de rayonnement se chevauchent d'un angle visé à l'autre.

Pour répondre à ces contraintes, le système d'alimentation doit donc permettre de balayer une zone de -21° à 21° avec un pas de 3° , soit 15 tirs successifs. Il est donc nécessaire de générer un train d'impulsions pour chaque antenne du réseau dont les PRF sont ajustées aux valeurs contenues dans le tableau II.1, pour une distance entre deux antennes adjacentes $d = 12cm$.

Numéro de l'antenne	1	2	3	4
PRF / MHz	40.000	39.967	39.933	39.900

Tab. II.1 – Valeurs des PRF pour une distance $d = 12cm$

Chacun de ces trains doit être composé de 15 impulsions couvrant chacune une bande spectrale comprise entre 300MHz et 3GHz (-3dB en terme de ratio d'amplitudes). La figure II.4 permet de visualiser la forme du train d'impulsions à générer et à appliquer à l'entrée de chaque antenne ($Ant_1 - Ant_4$) pour obtenir le balayage autonome requis. Pour $\theta = 0^\circ$, toutes les impulsions sont synchrones et représentées par la trace *All*.

La figure II.4 met en avant la vitesse de balayage de la zone à inspecter. Dans cet exemple, pour une fréquence de répétition à 40MHz avec 15 angles de tir permettant de couvrir une zone de -21° à 21° , la durée totale du balayage est de 350ns. Cette figure permet également d'illustrer l'exactitude nécessaire pour générer ces trains et notamment les instants de déclenchement de chaque impulsion. Le tableau II.2 montre les retards Δt et les angles de dépointage θ induits pour les tirs allant des numéros 8 à 15 (les tirs de 1 à 7 sont les symétriques respectifs des tirs 15 à 9).

Numéro du tir	Δt / ps	θ / °
8	0.0	0.000
9	20.9	3.000
10	41.9	6.008
11	62.8	9.033
12	83.4	12.084
13	104.7	15.170
14	125.6	18.301
15	146.5	21.491

Tab. II.2 – Angle visé θ et retard Δt en fonction du numéro de tir

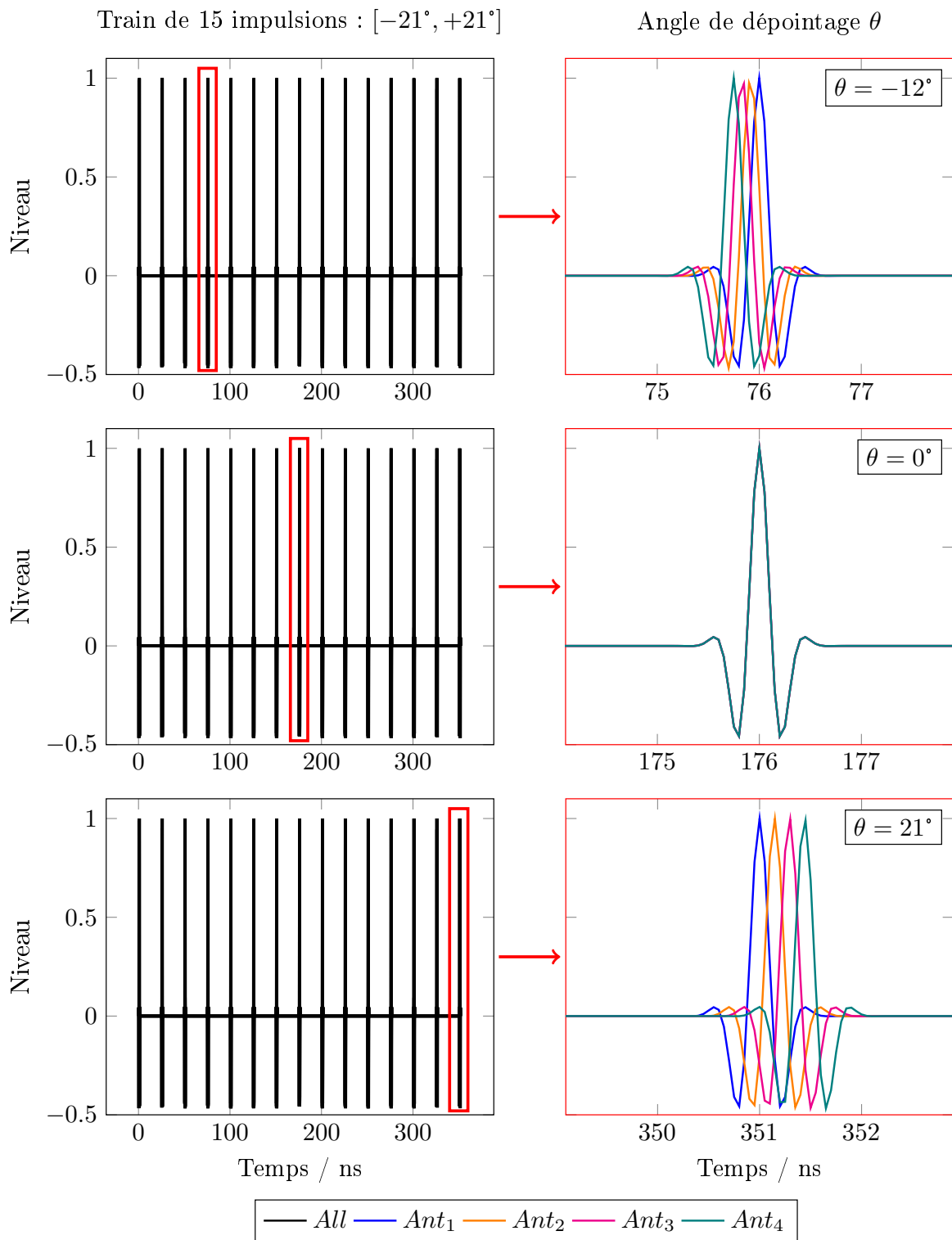


Fig. II.4 – Train d'impulsions permettant un balayage autonome

1.2 Conséquences sur le système

Pour répondre aux besoins des applications visées (I.1.2), telles que l'imagerie radar et la pénétration de milieux, le spectre des impulsions permettant d'alimenter chaque antenne du radar a été choisi de 300 MHz à 3 GHz, soit une décade de bande, ce qui conduit à une résolution en distance d'environ 6 cm. Le système d'alimentation doit donc permettre de générer des impulsions possédant des durées de l'ordre de 1 ns avec des temps de montée de l'ordre de la centaine de picosecondes et de niveau le plus élevé possible pour ne pas limiter la portée du radar (quelques kilovolts visés).

Le balayage autonome permet, sans mouvement mécanique, l'inspection d'une zone en utilisant des retards variables entre les instants d'alimentation des antennes de manière à induire un faisceau électromagnétique dont l'orientation change au cours du temps. Il est donc indispensable de générer des trains d'impulsions dont les fréquences de répétition soient parfaitement connues et maîtrisées. Comme mentionné dans la partie 1.1, l'objectif est de balayer une zone allant de -21° à $+21^\circ$ avec un pas de 3° d'où une durée typique de 400 ns. Une forte valeur de PRF qui assure le balayage rapide d'une zone, engendre, a priori, une limitation de la capacité de détection du radar. En effet, associé à un algorithme d'imagerie standard avec une PRF de 40MHz, la portée maximale du radar serait limitée à 3.75 m (I.2.1.4). La section 1 du chapitre III présente une technique de traitement de signal, qui, associée au système radar à balayage, permet de s'affranchir de cette limite.

2 Le générateur optoélectronique

2.1 La commutation haute tension

Les générateurs d'impulsions courtes sont tous basés sur le même principe (voir figure II.5). La première étape consiste à charger un élément capacitif ou inductif. Une fois l'élément chargé, la libération de l'énergie sous forme d'une impulsion constitue la deuxième étape du processus. Ce déclenchement est provoqué par un commutateur rapide dont la technologie dépend fortement de l'application.

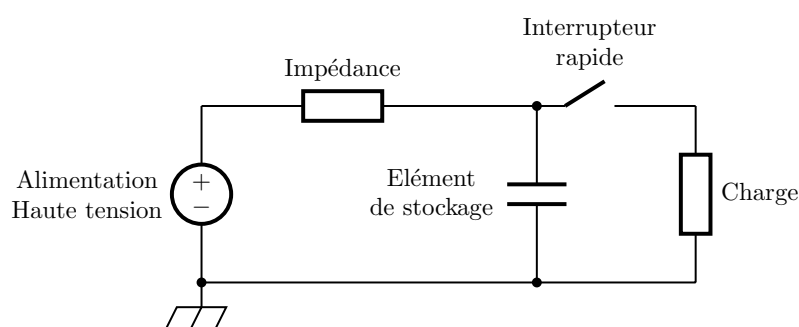


Fig. II.5 – Principe de la génération d'impulsions courtes

Il existe trois familles de commutateurs permettant de réaliser la fonction d'interrupteur rapide : les semi-conducteurs de puissance, les éclateurs à gaz et les composants optoélectroniques.

2.1.1 Les semi-conducteurs de puissance

Le fonctionnement des semi-conducteurs de puissance repose sur les lois de la physique du composant et notamment des matériaux dopés positivement ou négativement. Cette zone du cristal, appelée jonction p-n, permet à ces composants de jouer le rôle d'interrupteur électronique. Le transistor bipolaire en est le parfait exemple puisqu'il consiste en l'association de deux jonctions p-n montées têtes-bêches. Le régime de commutation varie en fonction de la technologie. En effet, cette commutation peut être commandée à la fermeture et à l'ouverture (transistor bipolaire, IGBT, MOS) ou seulement à la fermeture (thyristor) ou encore ne peut être pilotée du tout, comme c'est le cas avec une diode.

Parmi les semi-conducteurs les plus utilisés pour réaliser la fonction d'interrupteur afin de générer une haute tension pulsée, il convient de mentionner :

- le **thyristor** est composé de quatre couches de matériaux dopés alternativement p et n. Il se comporte comme un commutateur bistable, c'est à dire qu'il est commandable à la fermeture par la polarisation de la gachette. L'ouverture est provoquée par une chute importante de la tension anode cathode de manière à ce que le courant de maintien ne soit plus assuré (bref court-circuit entre l'anode et la cathode). Même si le thyristor permet la commutation de forts niveaux de tension (quelques kV), il n'est pas assez rapide (typiquement entre $10\mu s$ et $100\mu s$) pour générer des impulsions de très courtes durées (1ns),
- le transistor **IGBT** est une association entre un transistor MOS et un bipolaire permettant de bénéficier des avantages de chacun de ces composants. En effet, avec le transistor bipolaire, la tension de déchet à l'état passant reste faible tout en assurant un pouvoir de commutation fort à des fréquences relativement basses. Le MOS permet de travailler à des fréquences plus élevées mais présente une tension de déchet importante. Le transistor IGBT permet donc un bon compromis entre la puissance (typiquement 10kW à 1000kW) et la fréquence de commutation (typiquement 10kHz à 100kHz),
- le transistor **MOSFET** est un semi-conducteur à effet de champ qui diffère par rapport au transistor bipolaire par son mode de commande. En effet, le contrôle de la densité de porteurs dans le canal du composant est obtenu en utilisant l'effet de champ à travers l'oxyde de grille. Les niveaux de tensions ne sont donc pas très élevés (1kV) mais des fréquences de commutation de l'ordre de 100MHz peuvent être atteintes.

2.1.2 Les éclateurs à gaz

Les éclateurs à gaz sont des composants largement utilisés pour protéger les circuits électroniques en cas de fortes surtensions et permettent d'absorber des courants élevés. Ils sont composés de deux armatures métalliques séparées par un tube rempli par un isolant gazeux. La tenue en tension de l'éclateur est déterminée par la géométrie du composant ainsi que par la pression et la nature du gaz utilisé.

Pour obtenir des fronts de montée rapides, il est indispensable de se placer en régime relaxé où la commutation est effective pour une certaine valeur de tension [Pec01] alors que le régime déclenché est obtenu en commandant la commutation par une énergie externe.

L'inconvénient de cette technologie reste la reproductibilité des impulsions générées car les propriétés du gaz varient fortement avec la température et la durée de vie des électrodes, rendue relativement faible compte-tenu de l'érosion forcée.

2.1.3 Les composants optoélectroniques

Les composants optoélectroniques permettant de réaliser la fonction d'interrupteur rapide s'appellent des photocommutateurs (*PhotoConductive Semiconductor Switch* - PCSS). Le phénomène physique exploité par ces composants est la photoconduction, utilisé pour la première fois en 1975 par David Auston pour générer des impulsions électriques. Le principe est de faire passer les électrons de la bande de valence du semi-conducteur à la bande de conduction en apportant de l'énergie sous la forme d'un signal optique.

Les photocommutateurs considérés dans le cadre de ces travaux supportent des niveaux de tension allant de quelques volts à plusieurs dizaines de kilovolts en fonction de la géométrie du composant. Ils présentent également une gigue, qui peut être définie par l'incertitude de l'instant de déclenchement vis-à-vis du signal de commande (voir figure II.6), de l'ordre de quelques picosecondes.

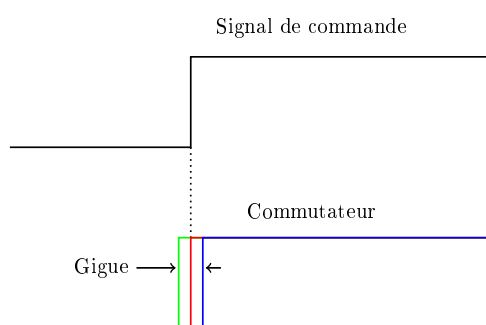


Fig. II.6 – Gigue au déclenchement

Le principe de fonctionnement d'un générateur d'impulsions courtes à base de photocommutateurs est illustré sur la figure II.7.

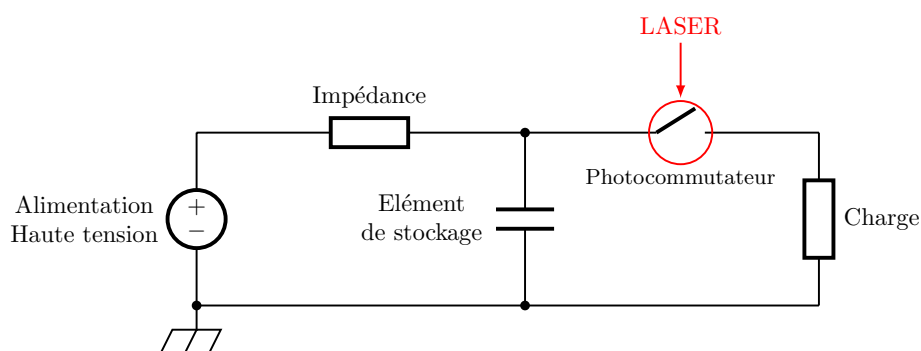


Fig. II.7 – Principe de fonctionnement d'un générateur à base de photocommutateur

Un condensateur est chargé au travers d'une résistance par un générateur de tension continue. Une fois chargé, une impulsion laser est envoyée sur le photocommutateur ce

qui engendre une variation très rapide de sa résistivité. Il y a donc libération de l'énergie accumulée sous la forme d'une impulsion électrique vers la charge dont la durée dépend de la technologie du photocommutateur.

On distingue trois modes de fonctionnement pour déclencher l'impulsion :

- le mode déclenché dans lequel le photocommutateur est fermé par une impulsion laser et ouvert ensuite. Le temps de réouverture dépend de la vitesse de recombinaison des porteurs de charges,
- le mode forcé dans lequel la fermeture est effective tant que l'excitation optique est présente,
- le mode commandé dans lequel la fermeture et l'ouverture sont pilotées par deux impulsions optiques distinctes.

Le mode déclenché sera préféré car il ne nécessite qu'une impulsion laser et le temps de recombinaison des porteurs des photocommutateurs choisis permet d'obtenir des impulsions dont la largeur reste limitée à quelques nanosecondes.
















Lorsque l'impulsion laser éclaire le photocommutateur, l'énergie optique provoque une variation de la conductivité du semi-conducteur entre les deux électrodes. Cette variation peut être obtenue suivant deux modes :

- le mode **linéaire** dans lequel chaque photon incident engendre une paire d'électron-trou [KON09]. Ce mode est complètement contrôlé par la source optique et permet de recopier sur l'impulsion électrique, le temps de montée de l'impulsion optique. Il présente également les avantages d'offrir une synchronisation excellente pour laquelle la gigue reste inférieure à 10ps et d'assurer une très bonne reproductibilité puisqu'elle dépend uniquement de la stabilité du laser. L'inconvénient de ce mode est qu'il est nécessaire de fournir une quantité d'énergie optique importante pour commuter des forts niveaux de tension.
- le mode **avalanche** est une réaction non-linéaire pour laquelle chaque photon incident entre en collision avec le réseau cristallin, libérant ainsi, de nouveaux porteurs de charge [Lou+97 ; OSB95]. Seule une faible quantité d'énergie optique est nécessaire pour initier le processus de commutation mais la gigue reste largement supérieure comparée à celle obtenue dans le mode linéaire. Ce mode est donc difficilement envisageable si l'application requiert une bonne synchronisation comme par exemple une mise en réseau de plusieurs générateurs.

Le fonctionnement linéaire est donc choisi car il permet d'assurer une gigue temporelle faible même si le système laser reste plus difficile à concevoir.

2.1.4 Comparatif des technologies de générateurs haute tension

Le tableau II.3 présente une comparaison des différentes technologies mentionnées (semi-conducteurs de puissance, éclateurs à gaz et composants optoélectronique) susceptibles d'être utilisées au sein d'une structure permettant de générer des impulsions courtes. Cette comparaison s'appuie sur les réponses des technologies présentées pour répondre à des critères spécifiques que sont la tenue en tension, la valeur de la gigue temporelle, la PRF, le rendement et la durée de vie, en comparant avec nos objectifs. Cette comparaison est inspirée des travaux réalisés dans le cadre du doctorat de Saad El Amari [Ama11].

Critères	Objectifs	Semi-conducteurs de puissance	Eclateurs à gaz	Composants optoélectroniques
Tenue en tension	12kV			
Gigue temporelle	10ps			
PRF	40MHz			
Rendement	90%			
Durée de vie	10^6 cycles			

Tab. II.3 – Comparatif technologies de générateurs haute tension

Le tableau II.3 illustre le fait que tous les objectifs peuvent être atteints avec les composants optoélectroniques. Ils seront donc choisis comme base de conception d'un générateur d'impulsions courtes. Il existe plusieurs matériaux permettant de concevoir ce type de composants tels que l'Arséniure de Gallium (GaAs) souvent utilisé en mode avalanche, le Silicium (Si) qui présente une faible résistivité dans l'obscurité ou encore le Selenide de Zinc (ZnSe) encore en développement de nos jours. Pour répondre aux contraintes en termes de tenue en tension, de fréquence de répétition et gigue temporelle, le choix a été fait de sélectionner la diode GP02-40 à base de Silicium dopé commercialisée par Vishay. Une modification est apportée à cette diode de manière à la rendre transparente. Elle présente une faible énergie d'activation (quelques microjoules). Plusieurs calibres existent mais nous avons principalement travaillé avec celui pouvant supporter des tensions de l'ordre de 4kV.

2.2 Le générateur optoélectronique développé

L'objectif de cette partie est de décrire l'architecture du dispositif optoélectronique permettant de générer :

- des trains de 20 impulsions électriques d'amplitudes stables avec une fréquence de répétition à 40MHz,
- des impulsions constituant le train dont le spectre s'étale de 300MHz à 3GHz.

2.2.1 Principe de la commutation à base de photocommutateurs

Les composants utilisés sont des diodes rapides possédant une tension inverse de claquage de 4 kV. Le principe de génération de l'impulsion électrique est schématisé sur la figure II.8.

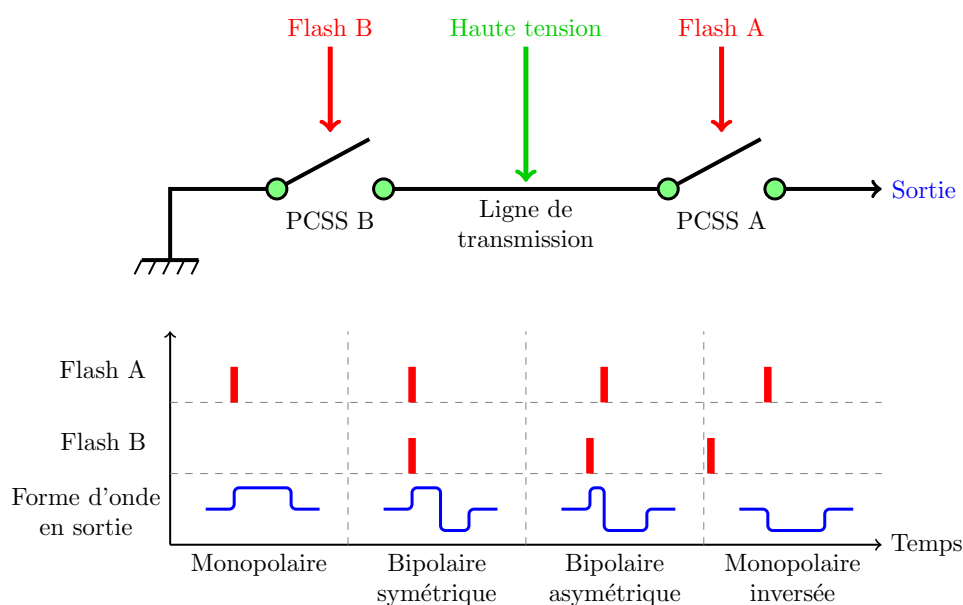


Fig. II.8 – Représentation schématique du principe de fonctionnement du générateur optoélectronique

Une illumination (synchrone ou non selon la forme d'onde souhaitée) des deux composants permet la libération des ondes progressive et régressive emprisonnées dans un élément capacitif (ligne de transmission) préalablement chargé. La réflexion de l'onde régressive au niveau du semi-conducteur, placé près de la masse, permet une inversion du signe de cette même onde. Une superposition linéaire des deux ondes forme, en sortie, l'impulsion électrique qui est ensuite rayonnée par une antenne. La gestion du retard relatif entre les impulsions lasers d'activation permet un contrôle du profil temporel du signal électrique

de sortie. Une impulsion à valeur moyenne nulle, appelée également bipolaire symétrique, peut ainsi être obtenue.

2.2.2 Représentation schématique du générateur optoélectronique

La figure II.9 montre une représentation du générateur optoélectronique proposé pour répondre à nos besoins.

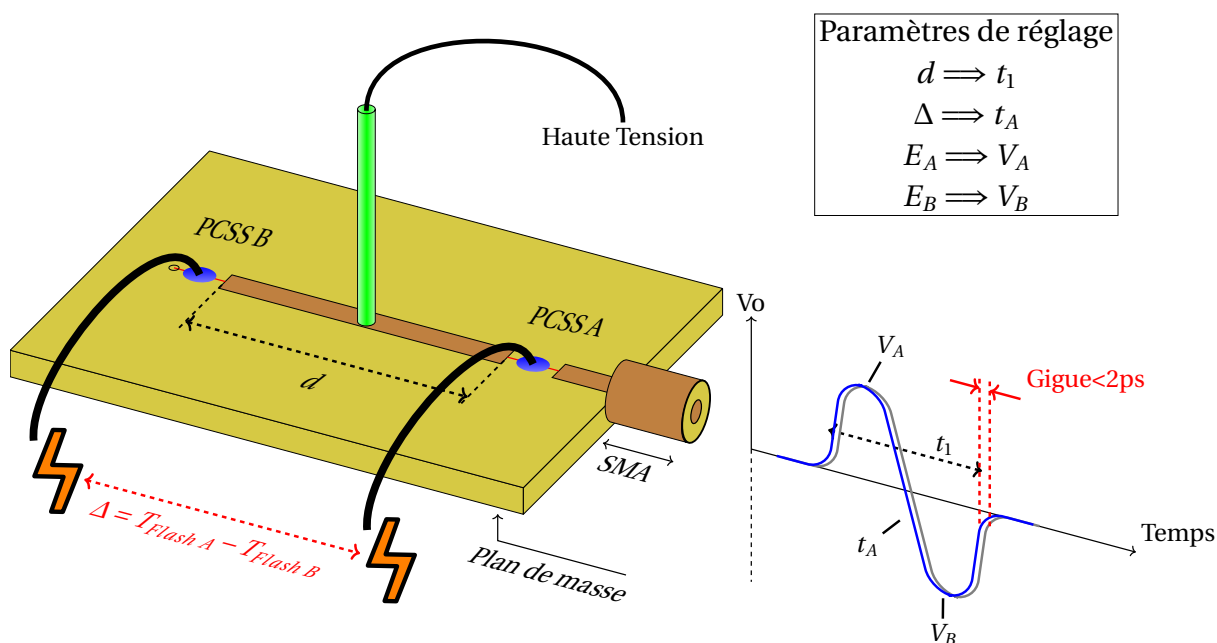


Fig. II.9 – Représentation schématique du générateur optoélectronique développé

Il s'agit d'un stockage de charges sur une ligne de propagation de type micro-ruban placée entre deux semi-conducteurs photosensibles présentant des impédances fortes. La durée du signal électrique de sortie t_1 (inversement proportionnelle à sa bande spectrale) est alors fixée par la longueur de la ligne de propagation d entre les deux commutateurs. L'énergie optique appliquée sur les photocommutateurs A et B permet respectivement d'augmenter les niveaux crêtes des alternances positives et négatives de l'impulsion générée. Il est également possible de faire varier l'instant où apparaît le front de transition inter-alternance t_A en jouant sur les instants de déclenchement $T_{Flash A}$ et $T_{Flash B}$ des impulsions optiques.

Il est à noter que cette possibilité d'engendrer des impulsions est reproductible dans le temps avec une stabilité forte (gigue temporelle inférieure à 2ps) grâce à une faible variation de l'énergie optique et à l'utilisation d'une commutation optoélectronique en régime linéaire.

2.2.3 Temps de recombinaison des porteurs

Lors de la commutation optoélectronique, le faisceau laser engendre la création de charges électriques dont la quantité est directement proportionnelle à l'énergie optique incidente. La résistivité du composant s'en trouve alors largement diminuée passant de plusieurs centaines de $M\Omega$ à quelques Ω . Le principe de génération peut être décrit par une approche non linéaire appelée « rectification optique » [Bas+62].

Dans notre cas, la porte électrique générée par le faisceau laser reste fermée tant que les charges sont suffisamment nombreuses pour maintenir une résistivité basse. Cette période est directement fixée par le temps de recombinaison que nous avons expérimentalement mesuré. Le principe de mesure est donné sur la figure II.10. Un commutateur est implanté sur une ligne de propagation électrique ultra longue. Cette ligne permet d'engendrer un signal électrique à partir de l'instant de commutation et sur une durée égale au temps de recombinaison des porteurs. La fluctuation du signal de sortie permet de mesurer la variation de résistivité du composant, elle même liée au temps de recombinaison.

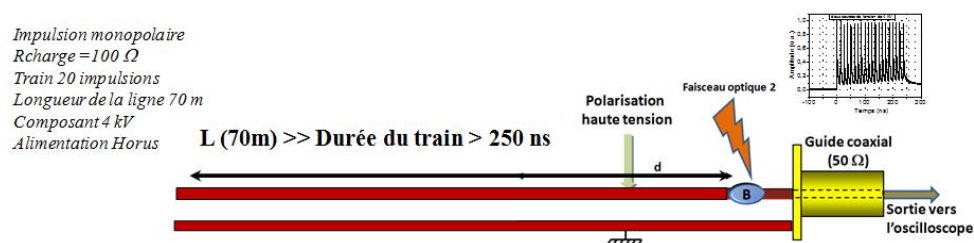


Fig. II.10 – Principe de mesure du temps de recombinaison des porteurs

Le temps de recombinaison des porteurs a été mesuré pour différentes valeurs d'énergie optique (voir figure II.11). Plus la quantité d'énergie optique est élevée plus la quantité de charges engendrées est forte et plus le temps de ré-ouverture du composant est grand. Ces mesures ont été réalisées avec un train de 20 impulsions à 80 MHz ce qui permet de moyennner le signal obtenu sur un grand nombre d'événements.

La courbe exponentielle obtenue lors de la réouverture du composant, et cela grâce à la recombinaison des porteurs, est du type $y = A_1 e^{(-\frac{x}{t_c})} + y_0$. L'élément intéressant ici est la variable caractéristique t_c qui permet d'avoir une idée du temps de recouvrement des propriétés de résistivité du composant. Ce paramètre t_c a été tracé sur la figure II.12 en fonction de l'énergie incidente. On peut clairement voir que plus la quantité d'énergie optique est importante plus le temps de fermeture du composant est élevé. Ce temps varie entre quelques nanosecondes pour une énergie par impulsion de quelques microjoules à plus de 16 ns pour une énergie de 22 μJ . Comme dans le cas d'une décharge ou d'une charge

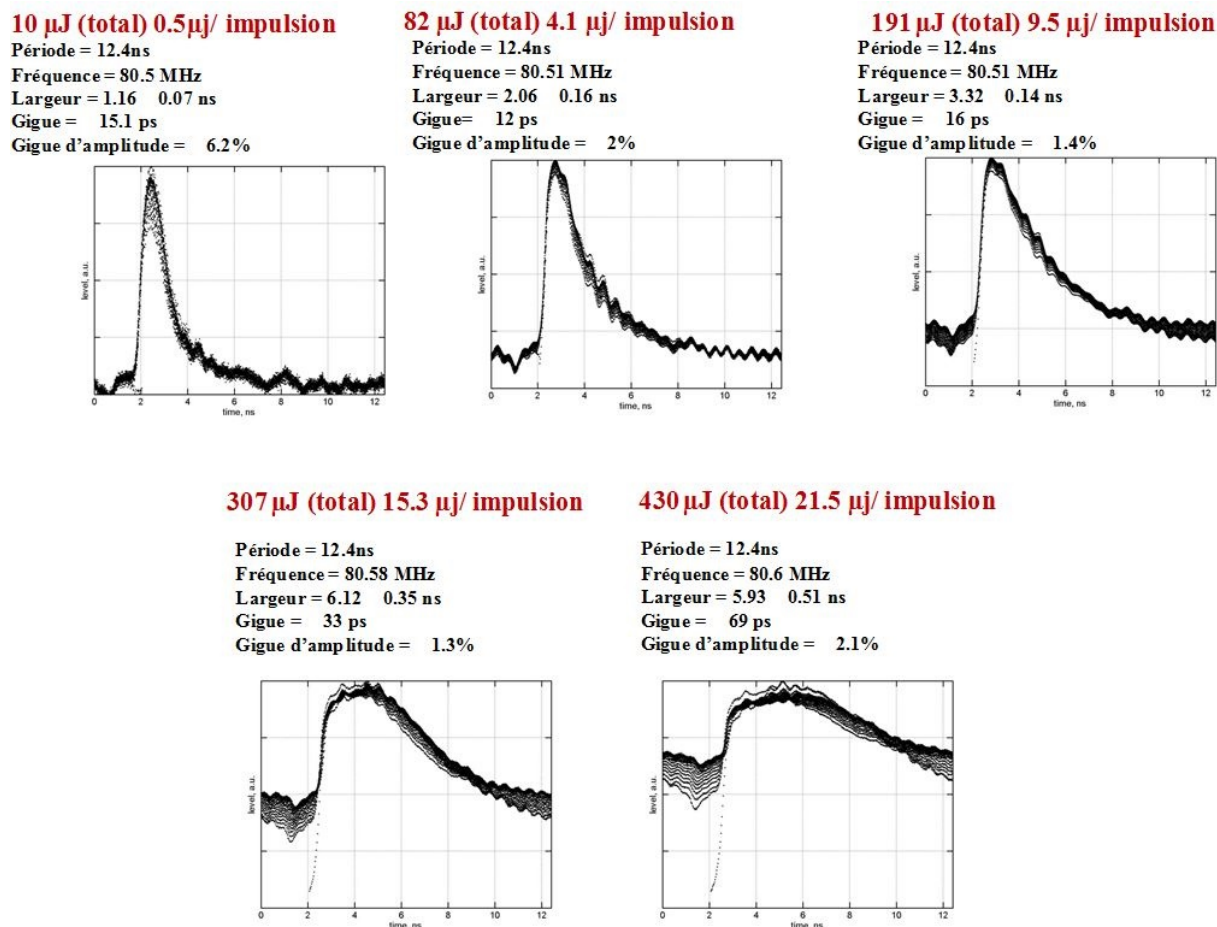


Fig. II.11 – Mesure de la réponse du photocommutateur pour un composant de 4kV en fonction de la quantité d'énergie optique par impulsion

de condensateur, nous avons évalué que le temps optimal pour obtenir une commutation efficace était de l'ordre d'au moins 3 fois le temps caractéristique t_c . En choisissant une énergie de $20\mu J$, le temps minimum entre deux impulsions formant le train doit être de l'ordre de 20 ns d'où une fréquence de répétition inférieure à 50 MHz. Néanmoins, des essais en commutation ont été effectués jusqu'à la fréquence de répétition de 80 MHz. Seule l'efficacité de commutation peut être affectée en fonction de l'énergie optique envoyée.

2.2.4 Le système de commande optique

Une première version d'une source laser délivrant des trains d'impulsions subnanosecondes de fréquence de récurrence 80MHz a été réalisée. Malheureusement, le temps séparant deux événements successifs était trop faible pour permettre un bon retour à l'état initial du semi-conducteur. Dans ces conditions, une évolution progressive de la forme de l'impulsion a été observée. Un fond continu parasite se mélangeait au train d'impulsions. De plus,

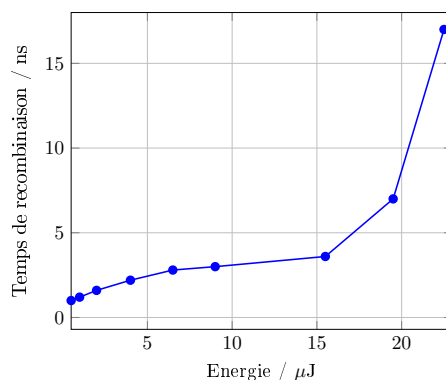


Fig. II.12 – Temps de recombinaison des porteurs pour un composant supportant une polarisation à 4kV en fonction de l'énergie par impulsion

le rétrécissement de l'impulsion optique ne permettait pas de diminuer la durée des impulsions électriques de sortie en dessous de 200 ps ce qui limitait fortement leur bande spectrale.

Une nouvelle source optique a été réalisée à partir d'une source laser initiale utilisant une technologie à fibre fonctionnant en mode synchronisé et délivrant des impulsions d'une durée de 80ps. La fréquence de récurrence est alors de 20 MHz pour une énergie optique faible de l'ordre de 10nJ. Une impulsion issue de cette source est alors prélevée puis amplifiée au sein d'un amplificateur multipassage dont le temps de propagation aller-retour permet d'engendrer une fréquence de répétition de 33.8 MHz. La longueur de la cavité permet ainsi d'ajuster avec précision la fréquence de répétition désirée. Une association de cellules optiques permet d'extraire une partie du signal amplifié à chaque passage ce qui permet de construire un train de vingt impulsions. L'énergie disponible pour chaque impulsion est de l'ordre de 20 μJ ce qui permet de commuter les deux semi-conducteurs intégrés dans le générateur optoélectronique. Ce système dispose également d'une deuxième sortie permettant de générer une impulsion unique de très haute énergie (2.5mJ).

Le nombre d'impulsions composant le train est modifiable en changeant les paramètres temporels des cellules optiques. Un signal de pré-trigger est également engendré à partir de la source élémentaire à 20 MHz ce qui permet d'obtenir un signal de synchronisation ajustable et donc de déclencher à l'avance la source de tension pulsée. Le pas de variation de ce pré-trigger est de l'ordre de 10 ns sur une plage dépassant la microseconde.

Il est à noter que cette nouvelle source possède des caractéristiques atypiques qu'aucun laser commercial ne possède actuellement. Néanmoins, la planéité du train d'impulsions, obtenu en sortie du système, n'est pas parfaite comme on peut le voir sur l'enregistrement

ci-dessous. Cette distorsion est directement imputable à l'évolution du gain laser dans la cavité multipassage. Le schéma de cette source et la forme d'un train d'impulsions optiques sont montrés sur la II.13.

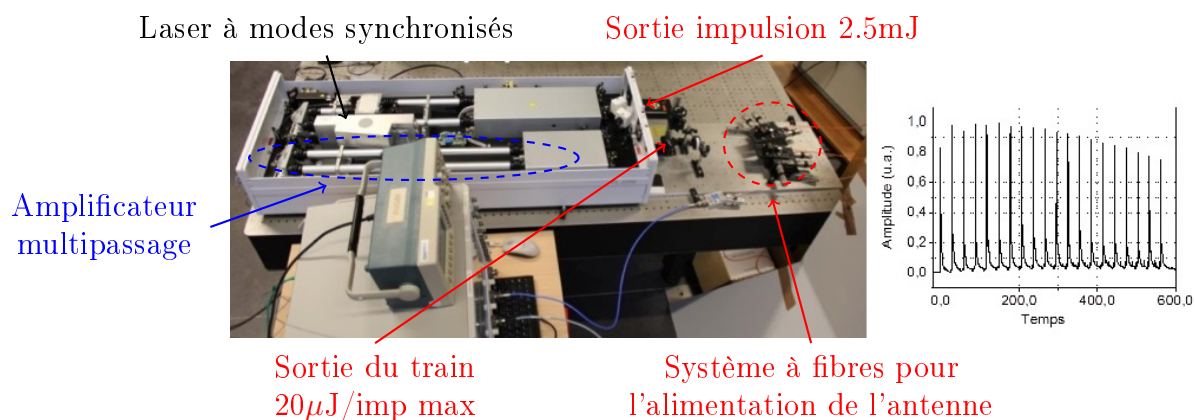


Fig. II.13 – Schéma de la source laser (33.8MHz, 80 ps, 20 μ J/imp, 1-20 impulsions) - exemple de train optique

2.2.5 Résultats obtenus

Grâce au système présenté dans le paragraphe précédent, des trains d'impulsions électriques ont été obtenus en utilisant le générateur optoélectronique présenté en figure II.9.

Des impulsions monopolaires et bipolaires ont été générées et la diminution de la fréquence du train optique à 33.8MHz a permis d'éviter l'effet mémoire engendré par des PRF plus élevées.

La configuration permettant de façonner les signaux électriques photogénérés est illustrée en figure II.14. Ce dispositif intègre deux photocommutateurs disposés sur une ligne micro-ruban qui sont éclairés ou non avec des puissances optiques ajustables. Une résistance R est ajoutée en sortie du câble transportant la haute tension, au niveau de la liaison à la ligne de transmission. Cette résistance permet de limiter l'influence de cette jonction haute tension/ligne et doit être choisie grande devant 50 Ω . La valeur de R doit toutefois ne pas être trop forte pour que la constante de charge de la ligne soit compatible avec le taux de répétition des impulsions souhaité. Lorsque seul le PCSSA est éclairé par le train optique, un train d'impulsions électriques monopolaires est généré (voir II.15a). Le rendement en commutation (défini ultérieurement) qui se traduit par le niveau des impulsions reste relativement constant pendant toute la durée de la salve et le signal parasite qui suit l'impulsion principale (voir II.15b) est de relative faible amplitude grâce à la présence de

la résistance R . La durée à mi-hauteur de l'impulsion monopolaire pour une ligne de 35 mm de long est alors de 725 ps.

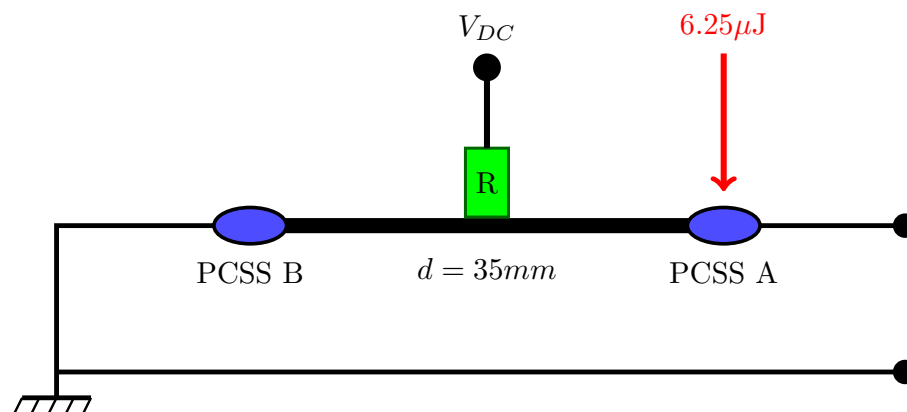


Fig. II.14 – Schéma représentatif de la génération d'une impulsion monopolaire

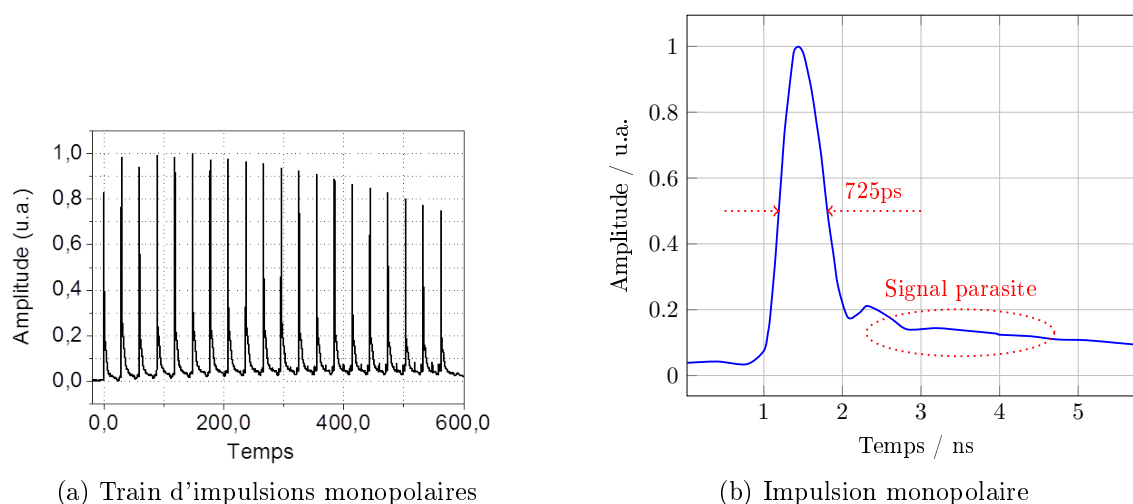


Fig. II.15 – Résultats en configuration monopolaire

Des impulsions bipolaires ont également été générées dans la configuration imagée par la figure II.16. Le front de montée de cette impulsion est de l'ordre de 225 ps avec une transition entre l'alternance positive et négative de 570 ps. Comme le montre la figure II.17.b, la durée totale de l'impulsion est alors de 1.6 ns.

Les figures II.15a et II.17a mettent en évidence les difficultés rencontrées pour générer un train d'impulsions dont le niveau reste constant. Cette variation est directement imputable au signal d'excitation (pompage optique par lampe flash) du milieu amplificateur. Il s'agit d'une forme en exponentielle décroissante souvent caractérisée par sa largeur à mi-hauteur (dans notre cas $240\mu s$).

Il est également important de mentionner l'effet non linéaire de type Franz-Keldysh, se manifestant par une variation de l'absorption optique du semi-conducteur en fonction du

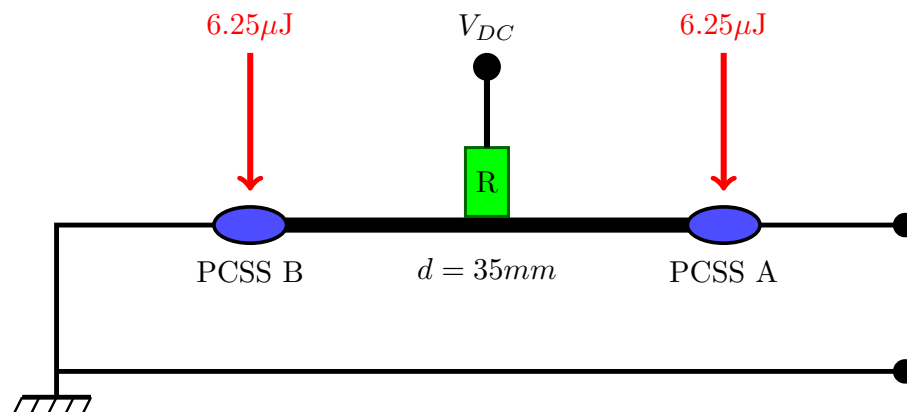


Fig. II.16 – Schéma représentatif de la génération d'une impulsion bipolaire

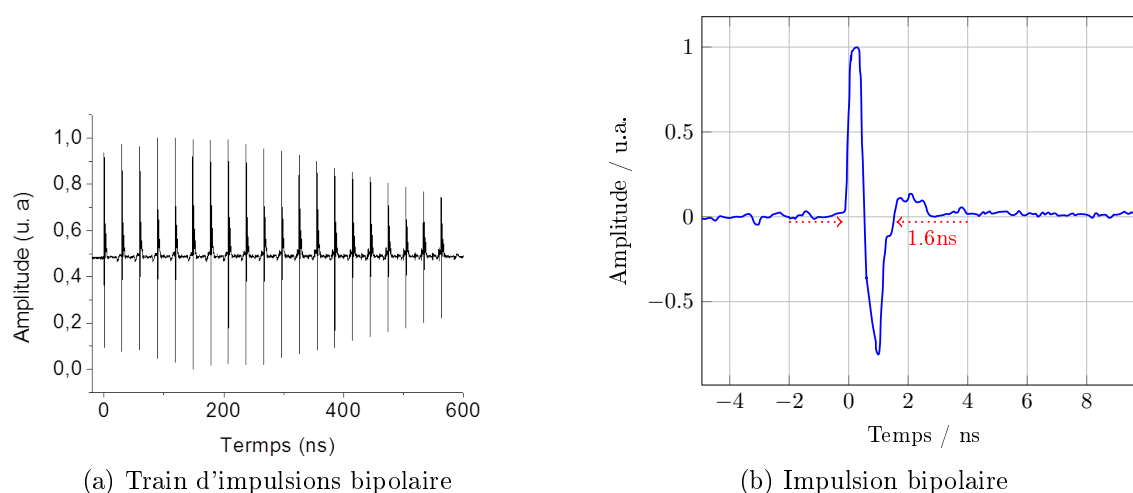


Fig. II.17 – Résultats en configuration bipolaire

niveau de champ électrique appliqué, qui limite fortement l'efficacité de conversion pour des hautes tensions de polarisation.

2.3 Le générateur de haute tension pulsée

2.3.1 Objectifs visés

L'objectif de ce paragraphe est de décrire le générateur de haute tension pulsée qui a remplacé l'alimentation DC permettant la polarisation de la ligne de transmission du dispositif optoélectronique, en vue d'augmenter la tension commutable par les photocommutateurs.

La source pulsée doit générer un créneau unique de haute tension autorisant la

commutation de l'ensemble des impulsions constituant le train. Les caractéristiques visées pour la génération des créneaux de tension sont les suivantes :

- Tension de sortie : variable jusqu'à un niveau de 12kV,
- Charge : 4pF (capacité équivalente du photocommutateur),
- Durée d'application de la haute tension : 450ns (compatible avec la génération d'un train de 15 impulsions photogénérées),
- Fréquence de répétition : environ 10Hz permettant un balayage tous les 100ms,
- Niveau constant sur la durée du créneau.

2.3.2 Topologie choisie

Du fait de la non nécessité d'une adaptation d'impédance avec le circuit aval devant lui être associé et de la relative facilité d'obtention d'impulsions de tension de durée « longue », la solution technologique retenue consiste à réaliser un circuit RC avec un interrupteur commandable à la fois à l'ouverture et à la fermeture. Pour ce qui est du semi-conducteur assurant la fonction d'interrupteur électronique, le transistor IGBT alliant rapidité de commutation et faibles pertes en conduction a été choisi.

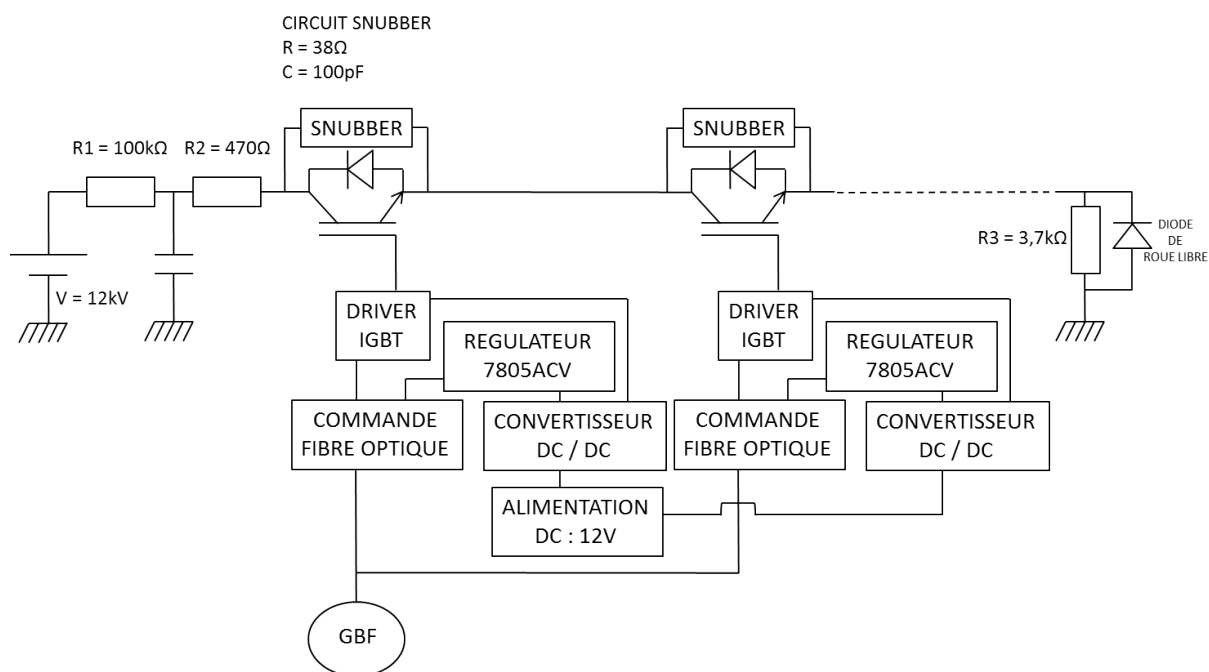


Fig. II.18 – Schéma de principe du générateur de haute tension pulsée

Le schéma de principe du circuit est montré en figure II.18. Les transistors IGBT doivent se fermer puis s'ouvrir après une durée d'au moins 450ns. Un signal bas niveau issu d'un

générateur basse fréquence (GBF) permet la commande d'un driver. Le signal provenant du driver commande la fermeture puis l'ouverture de l'IGBT par une attaque au niveau de sa gâchette.

Une alimentation continue basse tension de polarisation est également utilisée. Afin de garantir l'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance, un convertisseur DC/DC est inséré dans ce montage. Aussi, deux régulateurs (un de 15V qui alimente le driver et un de 5V pour alimenter le récepteur fibre optique) ont été nécessaires. Le GBF envoie un créneau de 450ns au transmetteur fibre optique qui convertit ce signal électrique en un signal optique. Le signal optique transite via la fibre vers un récepteur opto-électronique. Ce signal est ensuite envoyé au driver d'IGBT pour commander la commutation de l'IGBT via sa gâchette.

2.3.3 Résultats obtenus

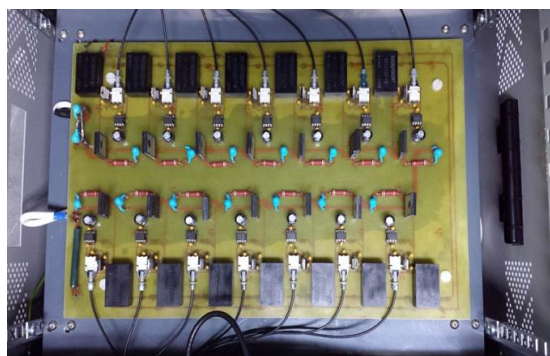
Des essais mettant en oeuvre la commutation d'un seul transistor ont permis de montrer que le niveau de décroissance du créneau haute tension (environ 1kV) n'était pas significatif. A partir de là, la mise en série de plusieurs étages a permis :

- de réaliser des interrupteurs commutant à des tensions inaccessibles avec un composant unique,
- d'utiliser des semi-conducteurs de faibles calibres mais qui commutent rapidement.

Cependant lors de la réalisation d'une association série de commutateurs électroniques, il est nécessaire d'équilibrer la tension d'alimentation sur chacun des composants afin d'assurer une répartition homogène de cette tension. Dans le cas idéal d'une telle association série d'IGBT, tous les composants doivent se fermer et s'ouvrir simultanément. En réalité, du fait de la dispersion des caractéristiques, les comportements en régime statique et en régime transitoire de chaque IGBT sont différents. Ainsi une difficulté majeure réside dans l'équilibrage des tensions aux bornes de chaque composant, d'où la nécessité de mettre entre chaque émetteur et collecteur un circuit dit « snubber ».

La photographie du circuit principal, associant 14 IGBT pouvant supporter chacun une tension maximale de 1.2kV, est visible en figure II.19a alors que la figure II.19c montre le créneau généré par cette association.

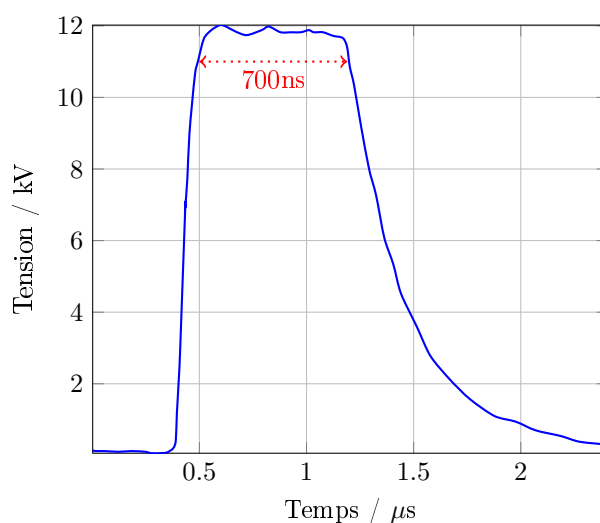
Il est important de noter l'utilisation de la diode de roue libre au niveau de la charge pour protéger le circuit contre les surtensions qui peuvent apparaître lorsque les transistors



(a) Photographie du circuit principal



(b) Photographie du boîtier



(c) Crêteau HT pour une association de 14 IGBT

Fig. II.19 – Prototype du générateur de haute tension pulsée

s'ouvrent brutalement. La résistance R2 en amont du circuit principal permet de limiter le temps de montée donc l'overshoot qui a tendance à engendrer des oscillations au niveau du crêteau haute tension.

2.4 Mesures du générateur optoélectronique polarisé en pulsé

La figure II.20 illustre le principe des mesures réalisées pour montrer l'apport du générateur haute tension pulsée, appelée ici V_P , par rapport à un générateur de tension continue classique V_{DC} .

Les mesures sont enregistrées après une opération de moyennage sur un oscilloscope Lecroy 820Zi de 20GHz de bande passante. La mesure des hautes tensions utilisées pour polariser la ligne de transmission du générateur optoélectronique est effectuée par l'intermédiaire

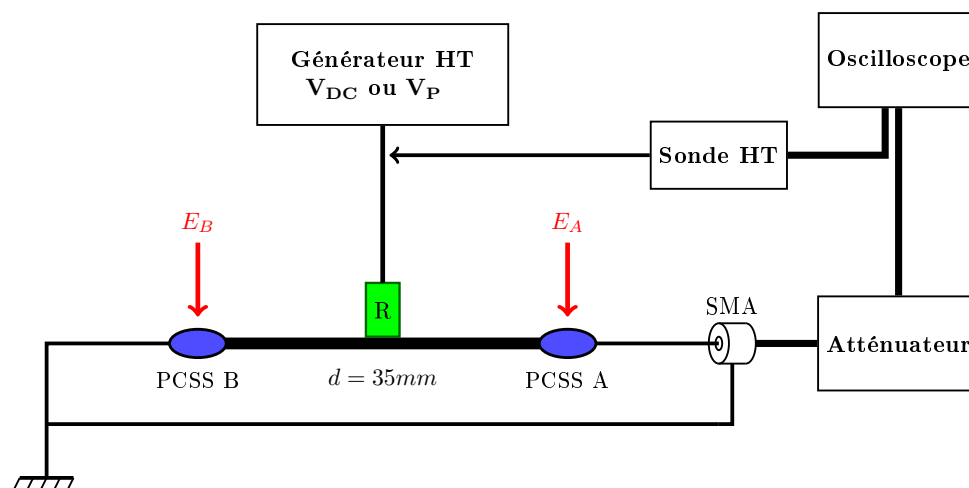


Fig. II.20 – Schéma de principe des mesures réalisées

d'une sonde North Star PVM5 dont le facteur d'atténuation est de -60dB.

2.4.1 Polarisation sans illumination

Lors de ces mesures, les photocommutateurs ne sont pas activés par l'optique (énergie optique $E_A = E_B = 0J$) et la fréquence de récurrence de la polarisation dynamique est de 10Hz. Le but ici étant de déterminer les niveaux de tension nécessaires à la destruction du composant. Le tableau II.4 montre les résultats obtenus.

Type de polarisation	Polarisation statique		Polarisation dynamique	
Valeur de R	1.45k Ω	100 Ω	1.45k Ω	100 Ω
Tension de destruction / kV	$V_{DC}=4.1$	$V_{DC}=4.1$	$V_P=6$	$V_P=5.8$

Tab. II.4 – Tension de destruction du composant sans illumination

En polarisation statique, le niveau de tension maximal mesuré correspond bien à la tension de rupture du semi-conducteur présentée sur la fiche de données constructeur. En polarisation dynamique, avec une fréquence de répétition du créneau haute tension de 10Hz, le niveau maximal de tension correspondant à la destruction du composant est 50% plus élevé qu'en polarisation statique. Il est important de noter que des fortes valeurs de résistance R semblent favoriser la montée en tension de polarisation.

2.4.2 Polarisation avec illumination pour la génération de trains à 33.8MHz

L'objectif de ce paragraphe est d'étudier les performances du générateur optoélectronique pour la génération de trains d'impulsions monopolaires et bipolaires cadencées à 33.8MHz. Dans les deux cas, des mesures ont été effectuées pour connaître l'évolution de la tension en sortie du générateur en fonction de la tension du créneau haute tension de polarisation. Le ratio entre le niveau de polarisation et le niveau de tension à la sortie du dispositif optoélectronique peut être introduit. Il est appelé rendement de conversion, noté η et permet d'évaluer les performances du système.

Une première mesure, dite sans optimisation, correspond à un relevé direct du niveau du signal de sortie en fonction du niveau de polarisation. La deuxième mesure, dite avec optimisation, diffère dans la mesure où l'on cherche visuellement le niveau de sortie maximal à chaque nouvelle valeur de polarisation en jouant sur la position relative du faisceau optique au dessus du composant.

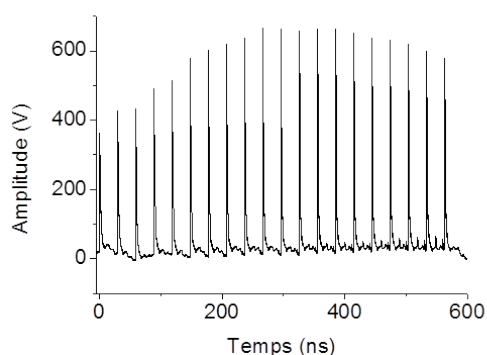
Les trains d'impulsions monopolaires (configuration pour laquelle $E_A = 6.25\mu J$ et $E_B = 0J$) et bipolaires (les 2 PCSS sont éclairés simultanément avec $E_A = E_B = 6.25\mu J$) sont respectivement montrés en figure II.21a et II.21c. Les évolutions de η en fonction de la tension de polarisation sont également tracées en figure II.21b et II.21d respectivement pour le train d'impulsions monopolaires et bipolaires avec (courbe rouge) et sans (courbe bleue) optimisation.

Le tableau II.5 permet de synthétiser les résultats obtenus et de montrer que la génération de train d'impulsions bipolaires avec optimisation permet d'atteindre un rendement de 35%.

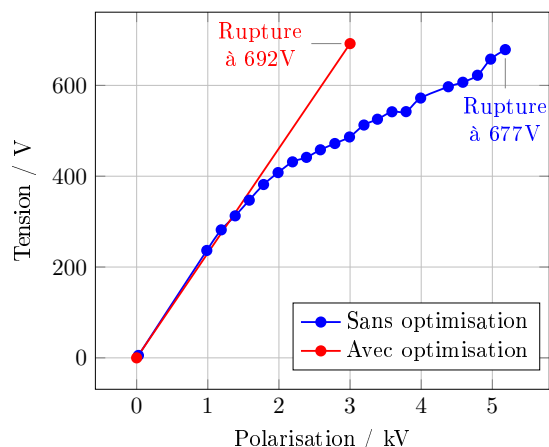
Type d'impulsion	Sans optimisation	Avec optimisation
Monopolaire	$\eta = 13\%$	$\eta = 23\%$
Bipolaire	$\eta = 26\%$	$\eta = 35\%$

Tab. II.5 – Evaluation des performances du dispositif

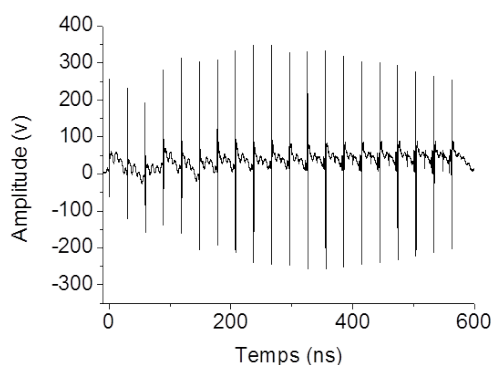
L'apport de la phase d'optimisation est assez net pour les forts niveaux de polarisation puisqu'elle permet de contrer l'influence de l'effet Keldysh dans le cas d'un changement de point de polarisation mais surtout de l'effet thermique. En effet, l'élévation de température du semi-conducteur induit une modification de ses propriétés. Il s'agit donc, avec cette étape d'optimisation, de présenter la quantité d'énergie optique optimale favorisant l'absorption du composant. On peut également noter que la destruction du composant



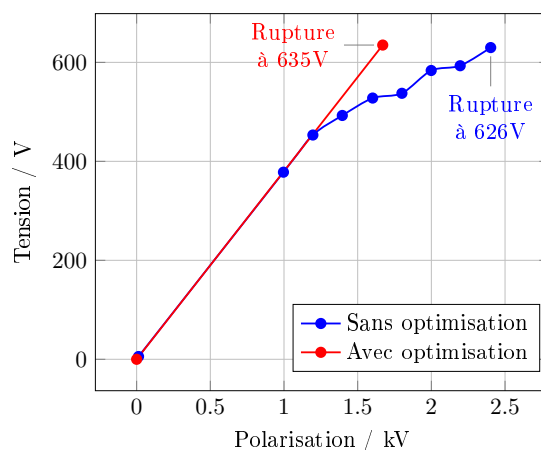
(a) Train d'impulsions monopolaires généré avant la destruction



(b) Tension de sortie en fonction de la polarisation



(c) Train d'impulsions bipolaires généré avant la destruction



(d) Tension de sortie en fonction de la polarisation

Fig. II.21 – Résultats obtenus pour la génération de train d'impulsions

dépend plus du niveau de tension photogénéré que du niveau de polarisation appliqué.

2.4.3 Discussion sur les performances du système de génération d'impulsions

En conclusion, le générateur optoélectronique couplé à son système de commande laser permet de générer des trains d'impulsions monopolaires ou bipolaires dont la fréquence de répétition varie en fonction de la longueur de la cavité amplificatrice. Le système peut donc être utilisé pour alimenter un réseau antenne impulsif et autoriser un balayage autonome en ajustant correctement les PRF de chaque commande.

Les essais menés ont permis de mettre en évidence la sensibilité du photocommutateur utilisé aux variations rapides de tension. La résistance de charge a également un impact

important et un compromis sur sa valeur doit être trouvé puisqu'elle doit permettre :

- d'avoir une valeur suffisamment faible pour assurer une recharge rapide de l'alimentation haute tension dans la mesure où elle intervient dans le calcul de la constante RC du circuit,
- d'avoir une valeur suffisamment forte pour permettre de polariser la ligne de transmission à des valeurs élevées.

Pour éviter de solliciter les PCSS en permanence, l'alimentation haute tension classique a été remplacée par une alimentation haute tension pulsée. Une augmentation du niveau de polarisation de 30% en monocoup et 5% pour la génération de train a pu être observé. On peut donc prédire une durée de vie plus importante des photocommutateurs.

3 Conception et caractérisation de la source élémentaire de rayonnement

L'objectif de cette partie est de présenter les phases de conception et de caractérisation de la source de rayonnement élémentaire constituant le réseau d'émission du système radar. Celle-ci est l'association :

- du générateur optoélectronique présenté en figure II.9,
- de la commande optique permettant de générer des trains d'impulsions optiques illustrée en figure II.13,
- de la source de haute tension pulsée décrite dans le paragraphe 2.3,
- d'une antenne adaptée au rayonnement des trains d'impulsions.

Il faut donc choisir une antenne ULB permettant de rayonner des impulsions courtes dont le spectre s'étend de 300MHz jusqu'à 3GHz. Cette antenne doit également avoir un centre de phase dont la position varie peu avec la fréquence de manière à induire le moins de dispersion possible sur le champ rayonné.

3.1 Présentation de l'antenne

L'antenne choisie est l'antenne K. La figure II.22 présente les dimensions principales de sa version d'origine introduite dans l'annexe A et mise en exergue dans la section 3.3 du chapitre I. Le connecteur d'alimentation est un connecteur de type N de chez Radiall (Réf. R161.416.130). Une connectique N avait été choisie de telle sorte que le système rayonnant puisse supporter une impulsion de niveau crête de 10kV.

3.2 Intégration du générateur optoélectronique dans l'antenne K

3.2.1 Modélisation du photocommutateur sous CST MWS

La ligne microruban sur substrat d'époxy est modélisée sous CST MWS (voir figure II.23). Dans ce modèle, toutes les caractéristiques (dimensions, formes et propriétés des matériaux) sont prises en compte. Pour coupler ce modèle à des circuits électroniques, des points accès ont été créés de manière à permettre d'appliquer et de mesurer les signaux.

Les ports sont définis comme suit :

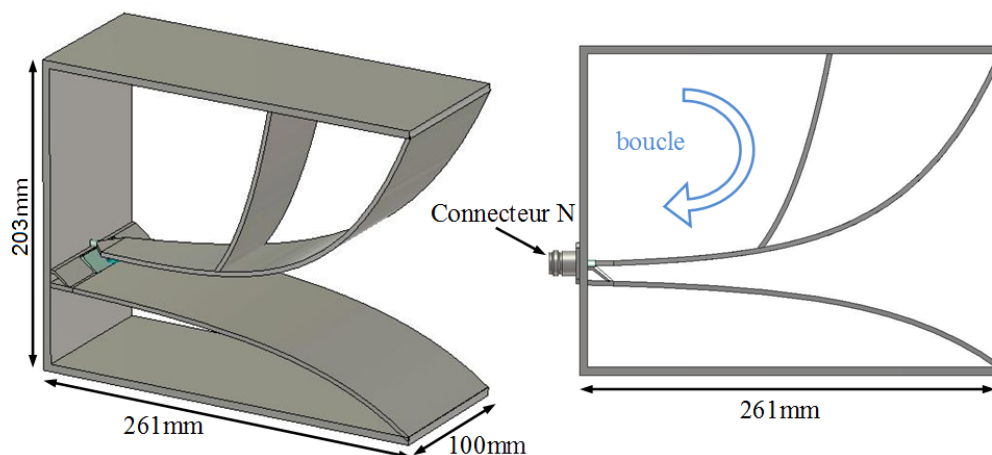


Fig. II.22 – Antenne K d'origine

- Port 1 (sortie) : signal transitoire généré,
- Port 2 (entrée) : correspond à l'emplacement du PCSSA,
- Port 3 (entrée) : correspond à l'emplacement du PCSSB,
- Port 4 (entrée) : signal haute tension.

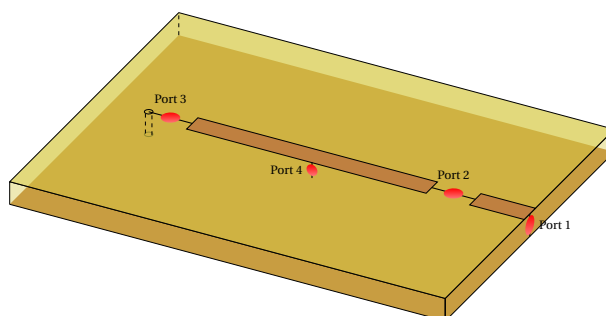


Fig. II.23 – Modèle 3D du générateur optoélectronique

Le modèle 3D est alors prêt à être utilisé comme un bloc circuit avec des points accès dans la partie Design Studio de CST. Il est alors possible d'associer des éléments de circuit à chaque point du bloc correspondant au modèle 3D de la ligne. La figure II.24 est la représentation schématique du modèle qui traduit le fonctionnement du générateur optoélectronique.

Les interrupteurs commandés en tension permettent de modéliser le comportement du photoconducteur. Les paramètres des interrupteurs sont indiqués dans le tableau II.6.

Les ports externes 2 et 3 sont définis comme étant les tensions de commande des interrupteurs. Le port externe 4 correspond au générateur de haute tension permettant la polarisation de la ligne via une résistance série R.

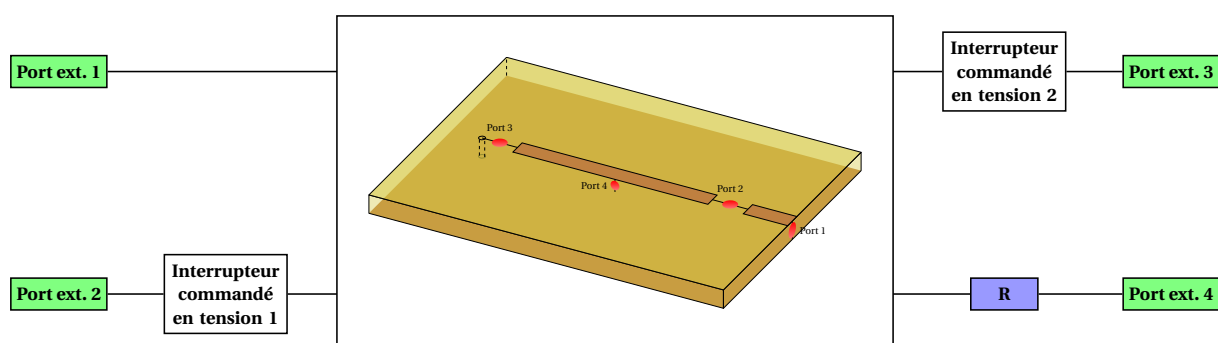


Fig. II.24 – Représentation schématique du modèle du générateur optoélectronique

Paramètre	Valeur
Condition initiale	Etat Off
Résistance On	300M Ω
Résistance Off	3 Ω
Tension de commande (On)	975mV
Tension de commande (Off)	25mV

Tab. II.6 – Paramètres des interrupteurs commandés en tension

3.2.2 Résultat de la modélisation du générateur optoélectronique

Les signaux générés théoriquement et expérimentalement sont comparés sur les graphiques de la figure II.25. Les formes transitoires sont comparables même si les temps de montée et de transition pic à pic sont plus courts pour le signal théorique (voir tableau II.7). D'autre part, ce signal est plus long et présente une traîne plus bruitée. Il en résulte un spectre un peu plus étroit pour le signal théorique mais relativement proche de l'expérimentation.

Caractéristique	Signal théorique	Signal photogénéré
Temps de montée	30ps	80ps
Temps de transition pic à pic	135ps	150ps
Durée totale	745ps	650ps
BP à -10dB	2.6GHz	2.7GHz
BP à -20dB	3.2GHz	3.5GHz

Tab. II.7 – Caractéristiques des signaux générés

En conclusion, cette approche théorique est adaptée à la modélisation du photocommutateur et à la conception de l'antenne intégrant le photocommutateur. Toutefois, cette modélisation conjointe antenne/source optoélectronique nécessitera des

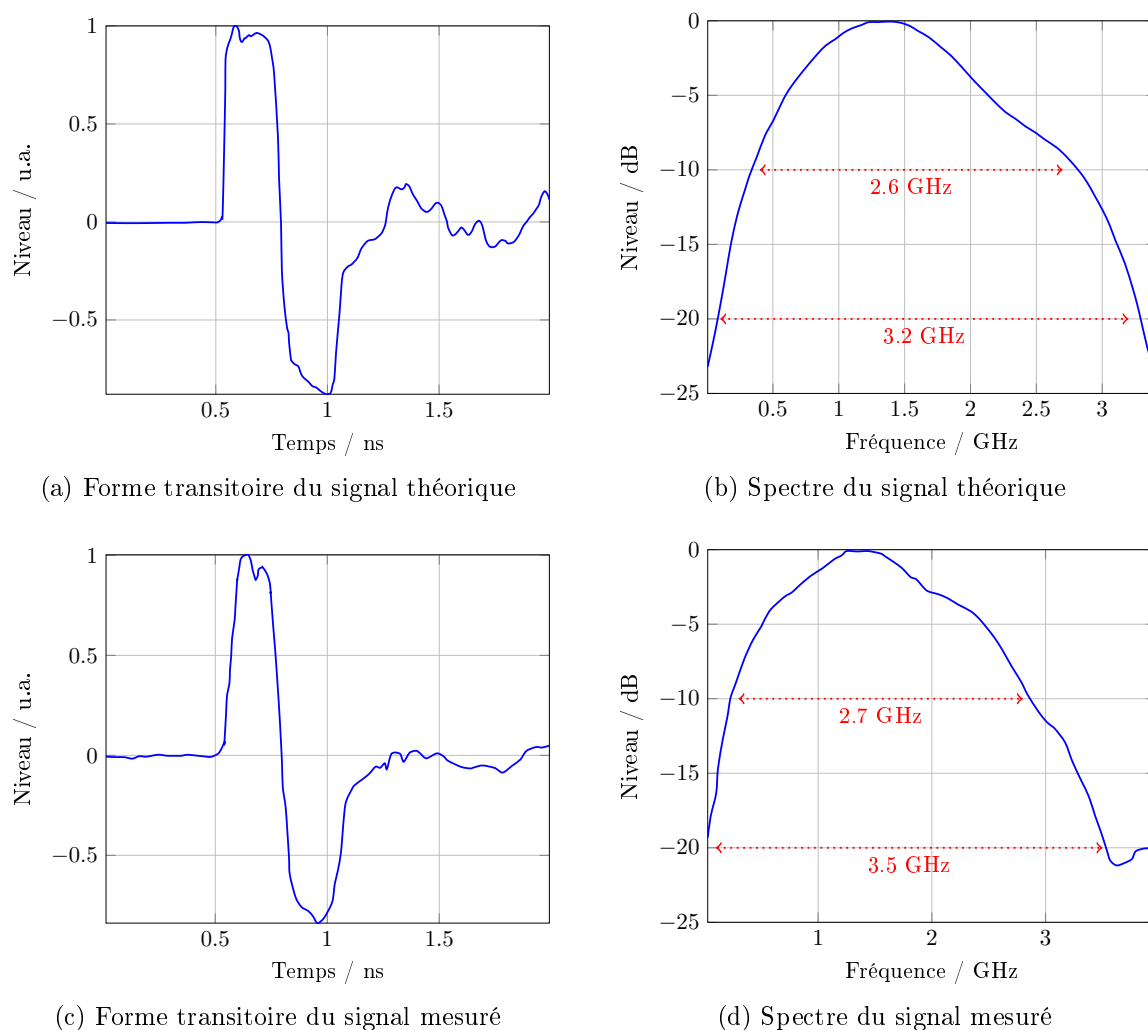


Fig. II.25 – Comparaison entre la mesure et la simulation des signaux générés par le dispositif optoélectronique

temps de calcul très importants (de 3 à 4 heures sur une station de travail HP Z800).

3.3 Comparaisons théoriques des caractéristiques des antennes intégrant ou non le générateur optoélectronique

La solution adoptée pour intégrer le générateur optoélectronique est d'insérer ce dernier en amont de la partie évasée de l'antenne comme illustré sur la figure II.26. Ceci revient à un allongement de l'antenne de 5cm tout en conservant le même évasement.

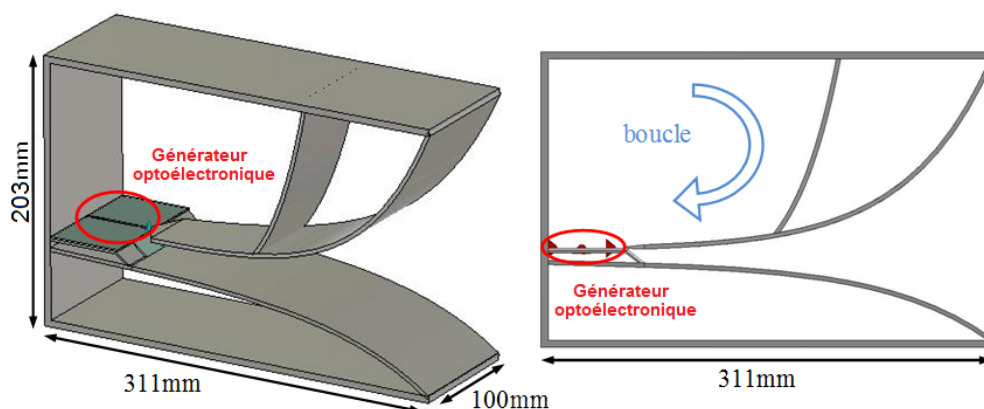


Fig. II.26 – Générateur optoélectronique intégré dans l'antenne K

Les caractéristiques du circuit micro-ruban sur lequel sont implantées les photodiodes sont :

- plaque d'époxy de 1,2mm d'épaisseur,
- longueur de la ligne microruban de 38mm
- largeur de la ligne microruban de 2,48mm
- espacement où est insérée une photodiode de longueur 2mm.

L'allongement de la structure modifie principalement le rayonnement basse fréquence de l'antenne. L'important est de conserver une adaptation équivalente sur la bande 300MHz-3GHz et un rayonnement semblable dans le lobe principal.

3.3.1 Adaptation

Les coefficients d'adaptation des deux antennes peuvent être comparés. L'antenne K originale est alimentée « classiquement » sous CST MWS par un port d'onde situé au niveau du connecteur coaxial (figure II.27a) alors qu'il est placé juste avant la partie évasée (figure II.27b) pour l'antenne intégrant le photocommutateur (la partie circuit sous DS Studio permettant de simuler le comportement du générateur n'est pas prise en compte ici).

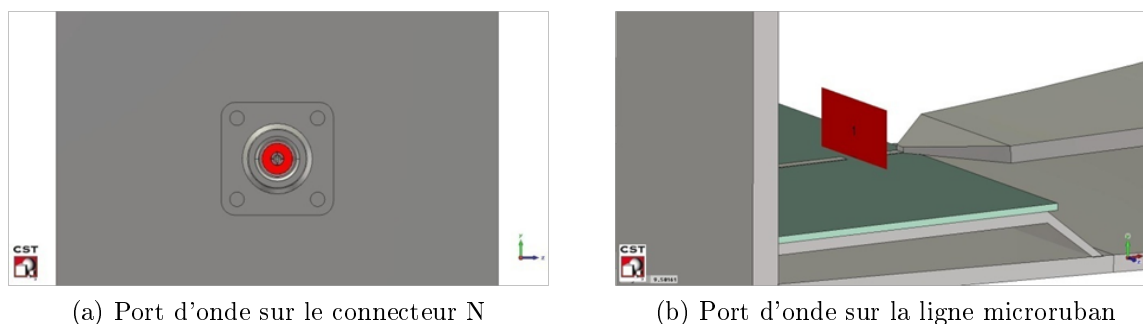


Fig. II.27 – Mode d'alimentation des deux antennes

Les coefficients de réflexion des deux antennes sont comparés sur la figure II.28 et l'on constate que les deux antennes restent adaptées sur la bande 300MHz-3GHz.

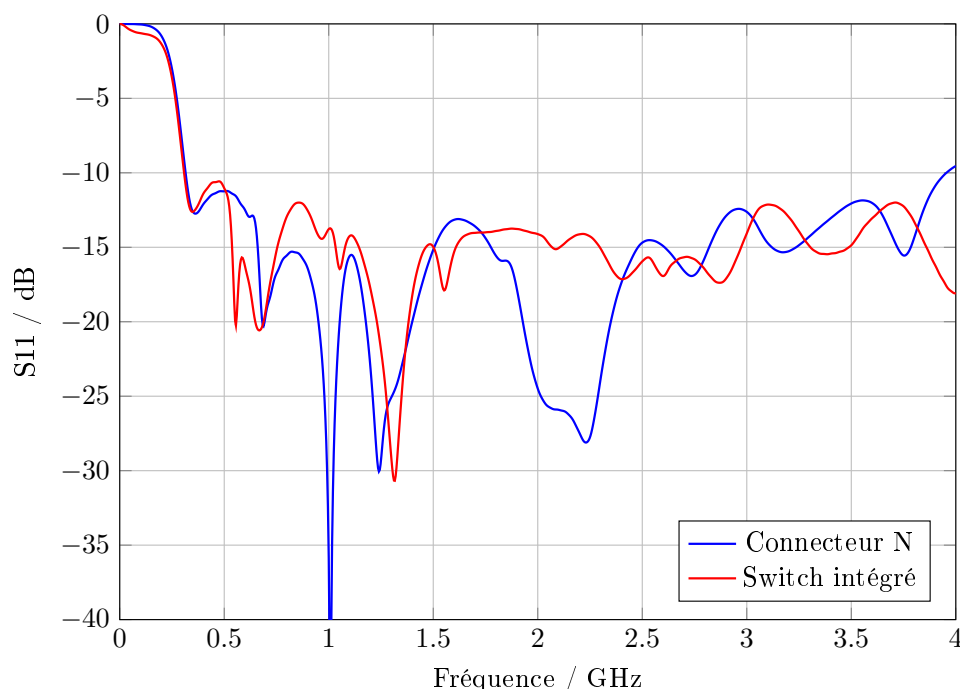


Fig. II.28 – Paramètre de réflexion S11

3.3.2 Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement en gain dans les plans E et H sont présentés sur les figures de l'annexe B.1 pour plusieurs fréquences. Pour chaque fréquence et chaque plan, les diagrammes sont comparés pour l'antenne originale alimentée par coaxial et l'antenne avec le générateur optoélectronique intégré. L'allongement de l'antenne contribue à modifier les diagrammes dans la partie basse du spectre. On observe plus particulièrement des diagrammes beaucoup plus directifs aux fréquences supérieures à 2GHz.

3.3.3 Gain dans l'axe

Le gain dans l'axe est présenté sur la figure II.29. L'intégration du générateur optoélectronique permet d'améliorer fortement le gain, particulièrement aux fréquences comprises entre 900MHz et 1.8GHz.

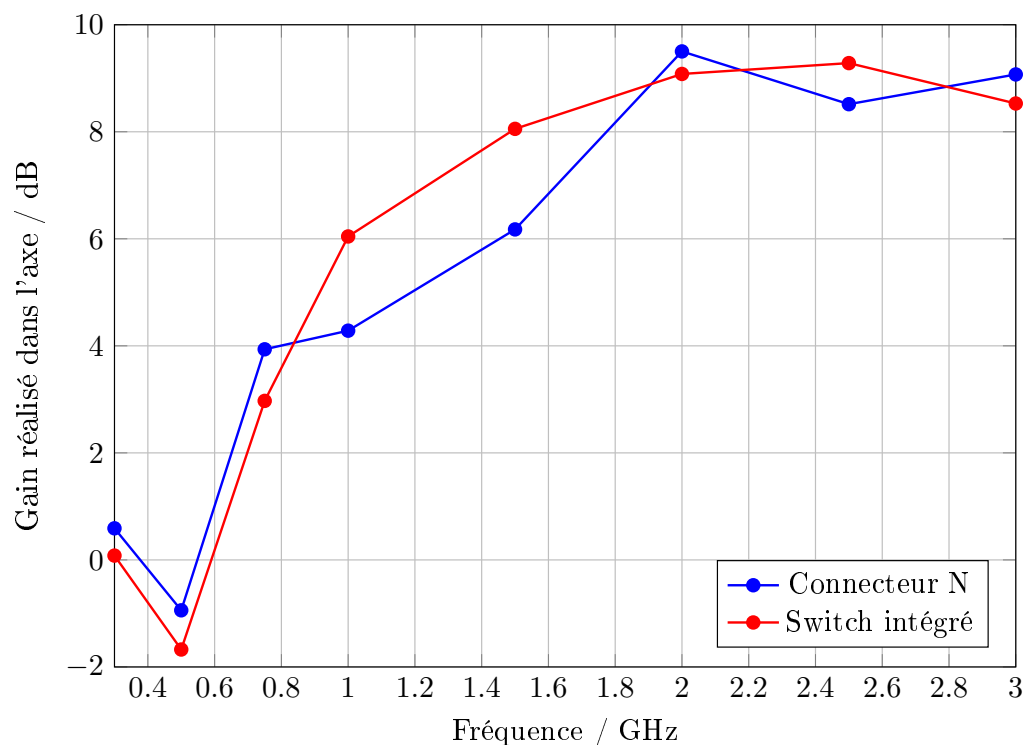


Fig. II.29 – Gain réalisé dans l'axe

Les diagrammes de rayonnement montrent en effet que le rayonnement dans l'axe est renforcé lorsque l'antenne intègre le générateur optoélectronique dans cette bande de fréquences. Une évolution monotone du gain en fonction de la fréquence est une caractéristique habituelle pour une antenne à ondes progressives. L'allongement de l'antenne lui confère donc un meilleur comportement d'antenne à ondes progressives.

La chute du gain à 500MHz est trompeuse car, à cette fréquence, le gain maximum n'est pas obtenu dans l'axe.

3.3.4 Rayonnement transitoire dans l'axe de l'antenne

La figure II.30 présente les caractéristiques du signal d'alimentation des antennes utilisé dans les simulations. Le signal est de forme bipolaire et couvre un spectre à -10dB de

300MHz à 4GHz. Pour cette analyse, l'antenne est alimentée à l'aide d'un port d'onde (voir figure II.27).

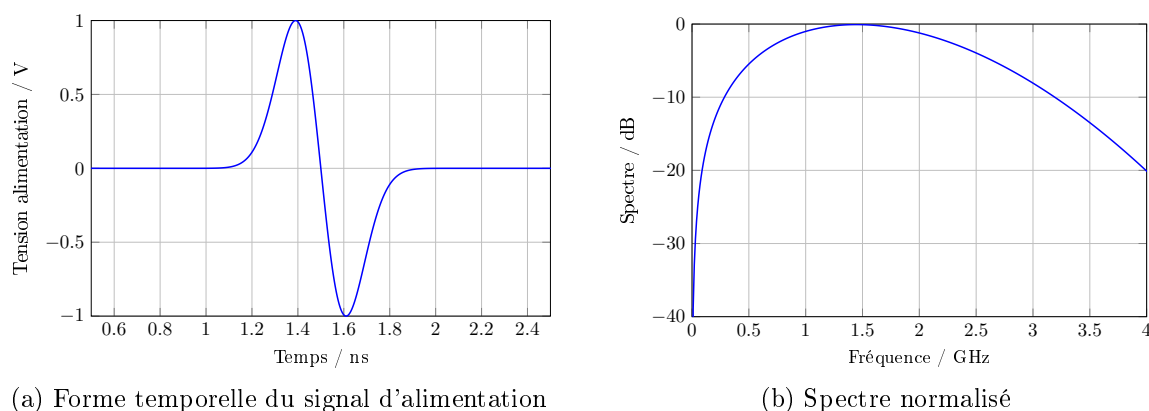


Fig. II.30 – Caractéristiques du signal d'alimentation

Les champs électriques lointains dans l'axe à l'avant et à l'arrière de l'antenne sont présentés respectivement sur les figures II.31a et II.31b. Les amplitudes correspondent aux champs lointains ramenés à 1m pour une tension crête à crête de 2V . Le champ rayonné par l'antenne avec le générateur optoélectronique intégré est supérieur de 5% à celui rayonné par l'antenne alimentée via un connecteur N (II.31a). De même, le champ rayonné à l'arrière est supérieur pour l'antenne intégrant le photocommutateur (environ 10%) (II.31b).

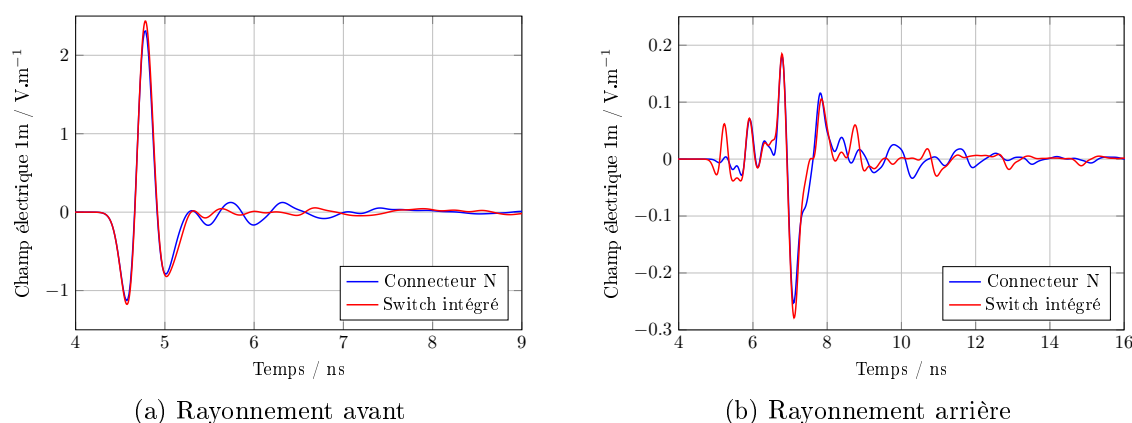


Fig. II.31 – Champ lointain ramené à 1m

En conclusion, les résultats présentés dans ce paragraphe montrent que l'intégration du photocommutateur (pas de connecteur N) et l'allongement de l'antenne nécessaire contribuent tous les deux à l'amélioration du rayonnement dans l'axe. Il est cependant difficile d'identifier la part d'amélioration apportée par chacun.

3.3.5 Comparaison du rayonnement transitoire avec prise en compte de l'intégration ou non du générateur optoélectronique

L'objectif de ce paragraphe est de montrer le rayonnement des deux antennes lorsque le générateur optoélectronique est intégré (voir figure II.32a) et lorsque ce dernier est associé à l'antenne via des connecteurs N mâle/femelle (voir figure II.32b). Le fonctionnement du photocommutateur est modélisé et simulé par l'approche « électromagnétique/circuit » présentée dans le paragraphe 3.2.1.

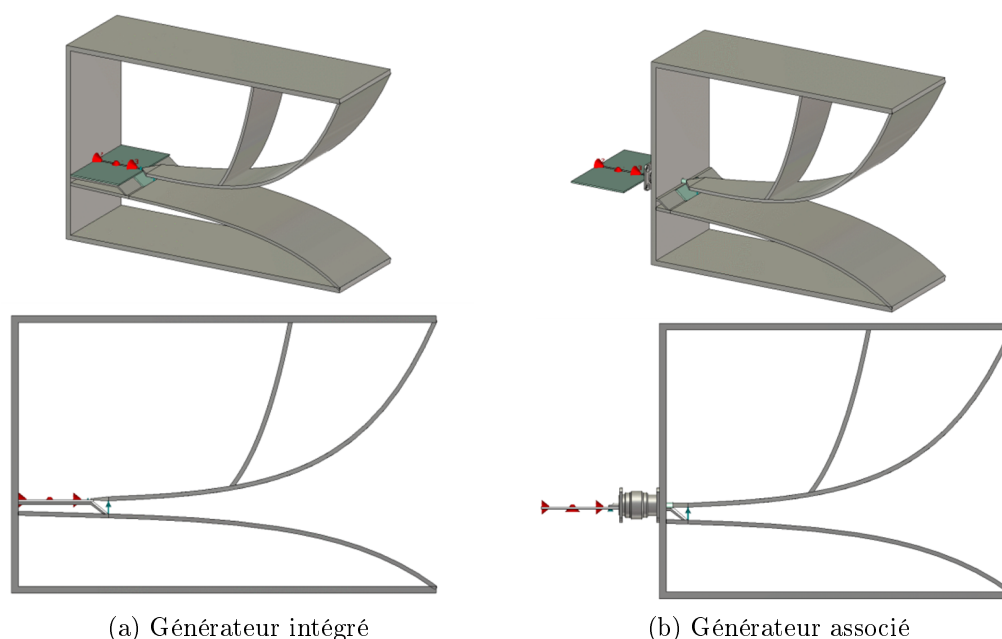


Fig. II.32 – Intégration et association du générateur optoélectronique à l'antenne K

La figure II.33a présente la tension relevée sur la ligne microruban en sortie du photocommutateur A. Dans le cas où le générateur optoélectronique est associé à l'antenne via une connectique de type N, on observe une déformation du signal due aux réflexions générées au sein même du connecteur. Les tensions relevées à l'entrée de l'antenne c'est-à-dire au début de l'évasement sont présentées figure II.33b. Les formes transitoires des signaux sont semblables mais les amplitudes sont plus faibles pour le système pour lequel le générateur est connecté à l'antenne. Cette perte représente 13,2% du niveau crête à crête.

On observe le même phénomène sur les champs électriques rayonnés dans l'axe : formes transitoires conservées, niveaux plus faibles pour le système incluant la connectique (voir figure II.34a). La différence de niveaux crête à crête sur le champ électrique est de 14,1% (amplitude de champ lointain rayonné ramené à 1m).

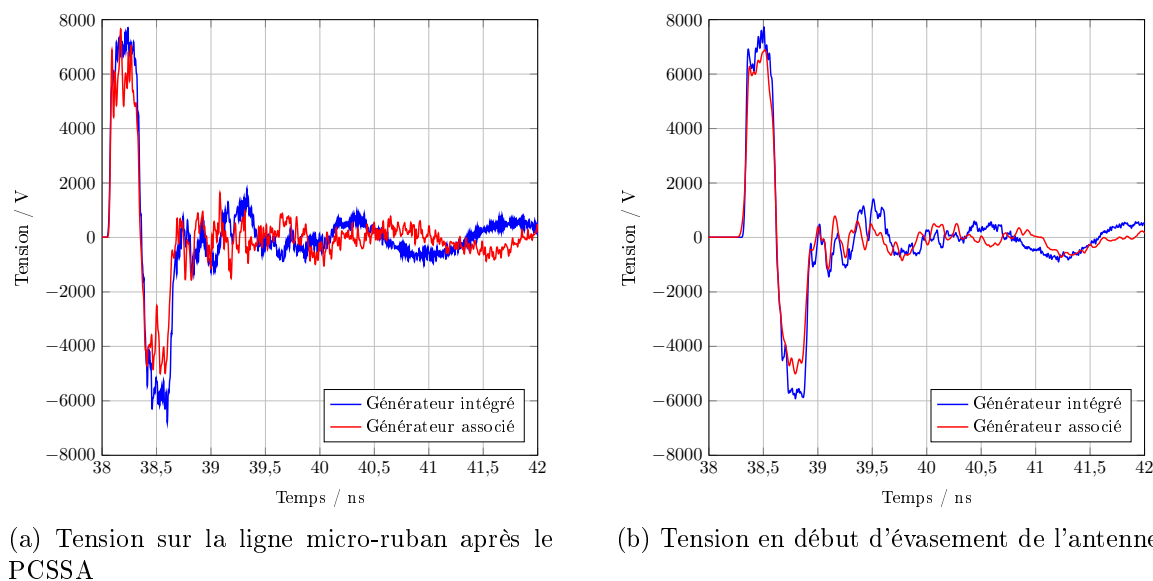


Fig. II.33 – Tension relevée sur le générateur et en pied d'antenne

Le champ rayonné à l'arrière est également plus fort pour l'antenne intégrant le photocommutateur (voir figure II.34b). La variation d'amplitude crête à crête est de l'ordre de 20%.

3.3.6 Prise en compte du câble haute tension

Pour polariser la ligne de transmission du générateur optoélectronique, il est préconisé d'utiliser un câble haute tension dont les caractéristiques sont présentées sur la figure B.9 de l'annexe B.2. Une étude a donc été conduite pour estimer les modifications engendrées par l'intégration de ce câble dans le modèle de l'antenne. Une résistance de 500Ω est placée entre l'extrémité du câble et le centre de la ligne microruban (ligne de polarisation).

Le coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans la présence du câble est présenté sur la figure II.36. L'adaptation à partir de 300 MHz à -10dB est conservée. Les écarts apparaissant à partir de 1,2GHz sont peu significatifs.

La figure II.37 compare les tensions générées à l'entrée de l'antenne lorsque la ligne microruban est polarisée directement par un modèle de source équivalente de haute tension ou par l'intermédiaire du câble haute tension. L'influence de la présence du câble n'est, là encore, pas significative.

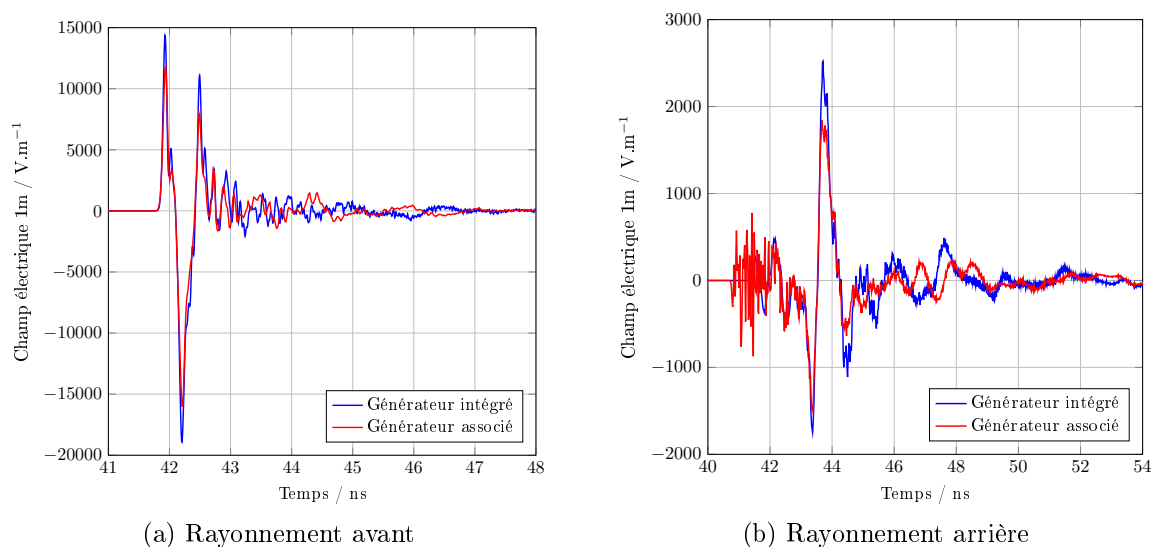


Fig. II.34 – Champs électriques avant et arrière ramenés à 1m

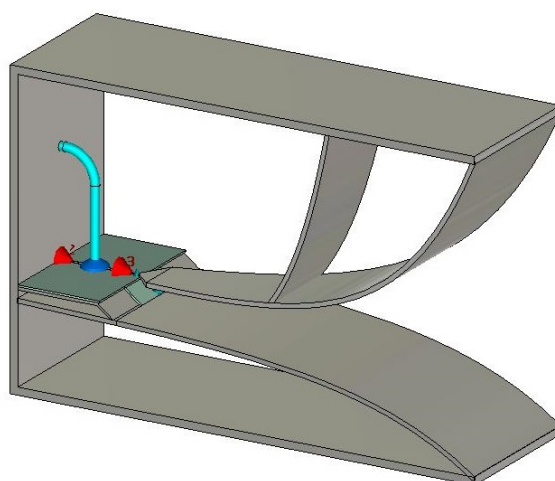


Fig. II.35 – Implantation du câble haute tension dans l'antenne

3.3.7 Conclusion

Cette étude théorique a montré la possibilité d'intégrer le générateur optoélectronique en technologie microruban dans l'antenne. Globalement, les diagrammes de rayonnement sont peu modifiés comparés à ceux de l'antenne alimentée via de la connectique N nécessaire pour supporter des forts niveaux de tension. Le rayonnement dans l'axe est également amélioré. La prise en compte du câble haute tension lors de la modélisation montre que ce dernier n'a pas une grande influence sur le signal photogénéré et donc sur le rayonnement dans l'axe. L'étape suivante concerne la phase de réalisation et la caractérisation du prototype d'antenne avec le générateur optoélectronique intégré.

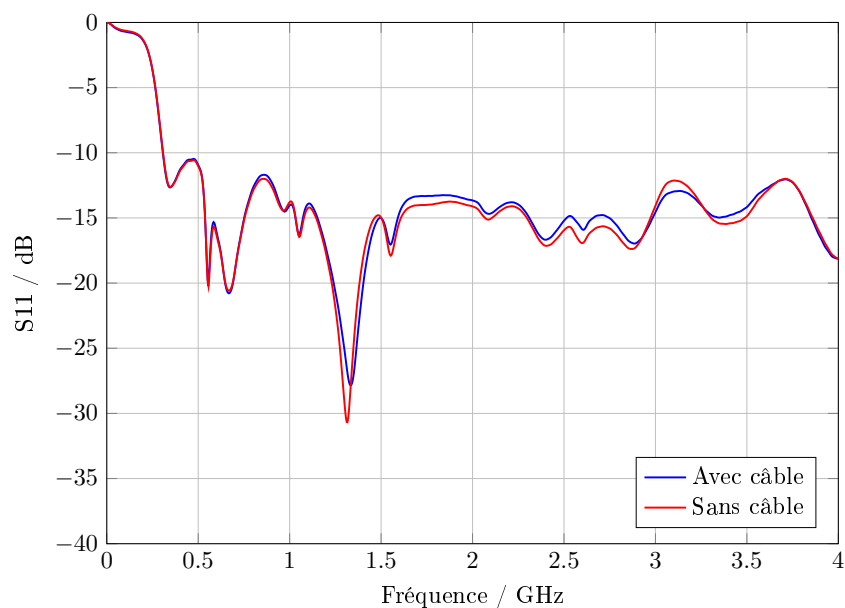


Fig. II.36 – Coefficient de réflexion S11 avec et sans câble

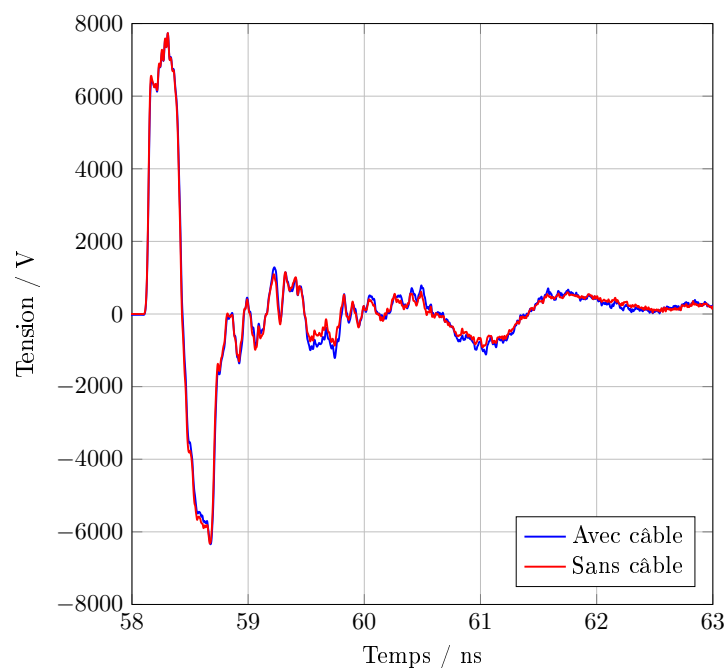


Fig. II.37 – Tension générée à l'entrée de l'antenne

3.4 Caractérisation expérimentale de la source élémentaire

Une fois le prototype de l'antenne intégrant le générateur fabriqué, les mesures de rayonnement ont été réalisées avec la commande optique et le générateur de haute tension pulsée. L'objectif de cette partie est de présenter la mesure du champ rayonné dans l'axe de l'antenne intégrant le générateur optoélectronique. La configuration expérimentale est présentée avant de décrire les résultats les plus pertinents.

3.4.1 Configuration expérimentale

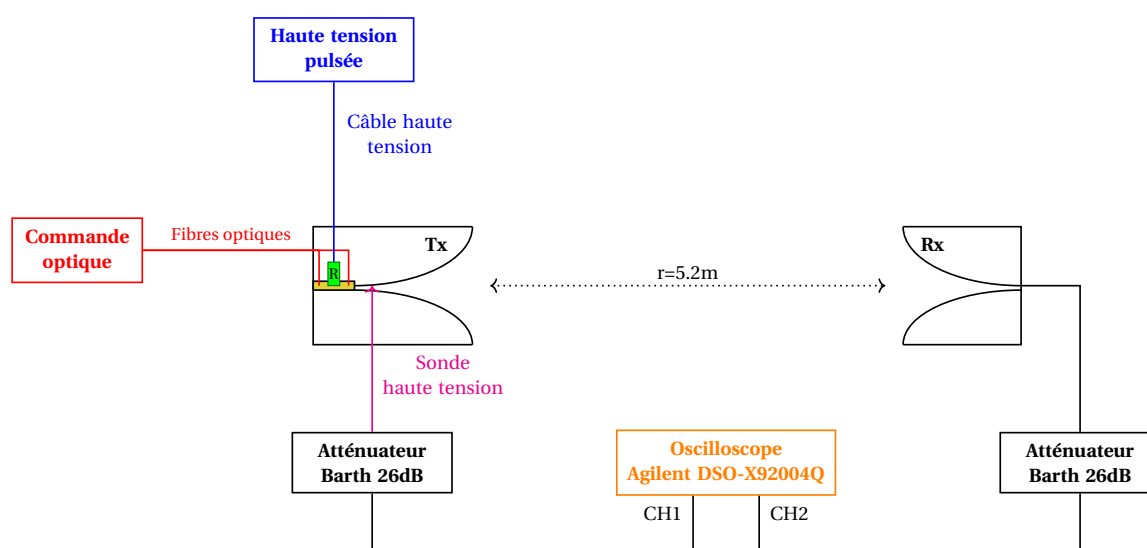


Fig. II.38 – Représentation schématique de la configuration expérimentale

La configuration expérimentale est présentée sur le schéma de la figure II.38. La source optique est installée sur une table optique (figure II.39a) dans un hall de mesures du laboratoire. La source de polarisation pulsée est quant à elle située à proximité de la source optique (figure II.39b). L'antenne intégrant le générateur (figure II.39c et figure II.39d) est placée sur un support suivant le schéma synoptique ci-dessus (Tx). L'antenne de réception (Rx) est située face à l'antenne d'émission (figure II.39e). L'antenne de réception (figure II.39f) est une antenne « K » (BP : 300MHz-3GHz). La distance entre antennes est de 5,2m et leur hauteur de positionnement est de 2.45m. Ce positionnement conduit à un temps clair¹ de 6.48ns.

La tension générée dans l'antenne (juste après le générateur optoélectronique soit au début du ruban métallique de l'antenne) est mesurée à l'oscilloscope par l'intermédiaire

1. Temps entre le parcours direct et le parcours le plus court lié à une réflexion (par exemple sur le sol)

d'une sonde haute tension (figure II.39d). Cette sonde de référence 2440-6GHz de chez Barth Electronic Technology est spécifique pour la mesure d'impulsions de haute tension (jusqu'à 5kV) et de courte durée (temps de montée jusqu'à 60ps). La sonde présente une impédance d'entrée de $1k\Omega$ et atténue la tension mesurée d'un rapport 1/20 (26dB). L'intérêt d'utiliser cette sonde de tension est de faciliter les réglages optiques. Des mesures de validation sur l'utilisation de cette sonde seront présentées par la suite. La tension de réception est relevée directement à l'oscilloscope (figure II.39g) après insertion d'un atténuateur de 26dB pour protéger ce dernier. L'oscilloscope utilisé est un oscilloscope numérique temps réel, modèle DSO-X92004Q 20GHz d'Agilent Technologies présentant une bande passante de 20GHz.

La configuration du DSO-X92004Q 20GHz utilisée est la suivante :

- l'oscilloscope fonctionne en mode interpolé,
- les mesures sont enregistrées après un moyennage sur 64 impulsions,
- le taux d'échantillonnage est de 80Géchantillons/s,
- le déclenchement se fait sur le signal issu de la sonde de tension placée dans l'antenne d'émission ou directement sur la tension mesurée en pied d'antenne de réception.

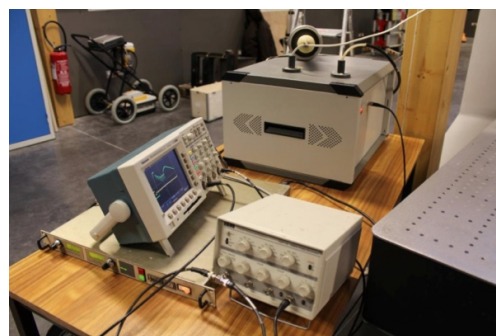
Le tableau II.8 récapitule les caractéristiques des mesures de rayonnement les plus significatives. Une première série de mesures a été réalisée à faible niveau de polarisation soit 150V continu pour vérifier l'influence de la sonde de tension sur la tension de réception. Puis, le niveau de polarisation a été augmenté à 1kV. La source de polarisation continue a ensuite été remplacée par la source de tension pulsée ; des essais ont été menés pour la photogénération d'une impulsion simple et d'un train d'impulsions. Pour le rayonnement d'un train d'impulsions, la mesure tiendra donc compte des différents échos dans le hall d'essais (sol, murs, plafond). Tx correspond à la mesure du signal photogénéré prélevé via la sonde de tension et Rx à la mesure du signal rayonné reçu par l'antenne de réception.

N° de mesure	Tx	Rx	Type de polar.	Tension de polar./V	R/k Ω	Forme	Mode
1	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	continue	150	1.87	bipolaire	monocoup
2	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	continue	150	1.87	bipolaire	monocoup
3	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	continue	1000	1.87	bipolaire	monocoup
4	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	pulsée	1000	1.42	bipolaire	monocoup
5	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	pulsée	1000	1.42	monopolaire	monocoup
6	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	pulsée	1000	1.42	bipolaire	train
7	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	pulsée	1000	0.1	bipolaire	train

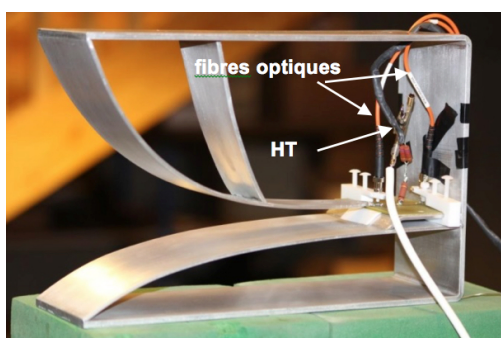
Tab. II.8 – Principales caractéristiques des mesures de rayonnement



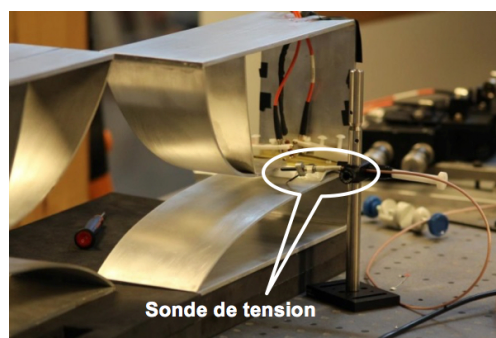
(a) Source optique à 33.8MHz



(b) Générateur haute tension pulsée



(c) Antenne d'émission intégrant le générateur optoélectronique



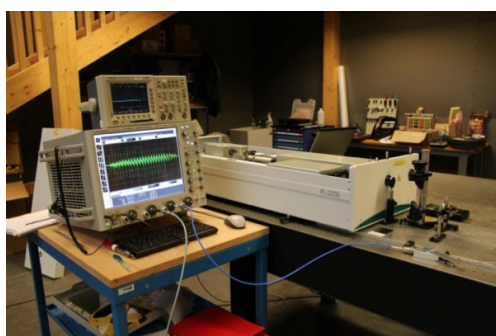
(d) Sonde haute tension



(e) Antennes émission/réception sur supports



(f) Antenne de réception - Antenne K



(g) Oscilloscope temps réel

Fig. II.39 – Photographies des différents éléments de la configuration expérimentale

3.4.2 Résultats de mesures

Mesures 1 et 2 : tension de polarisation de 150V continue, une impulsion photogénérée

La figure II.40a illustre la tension au pied de l'antenne d'émission mesurée par la sonde haute tension. Le niveau de tension présenté est corrigé de 52dB (prise en compte de l'atténuateur de 26dB et de l'atténuation propre de la sonde de 26dB également). Les ajustements optiques ont été effectués de manière à optimiser la forme et le niveau des signaux générés.

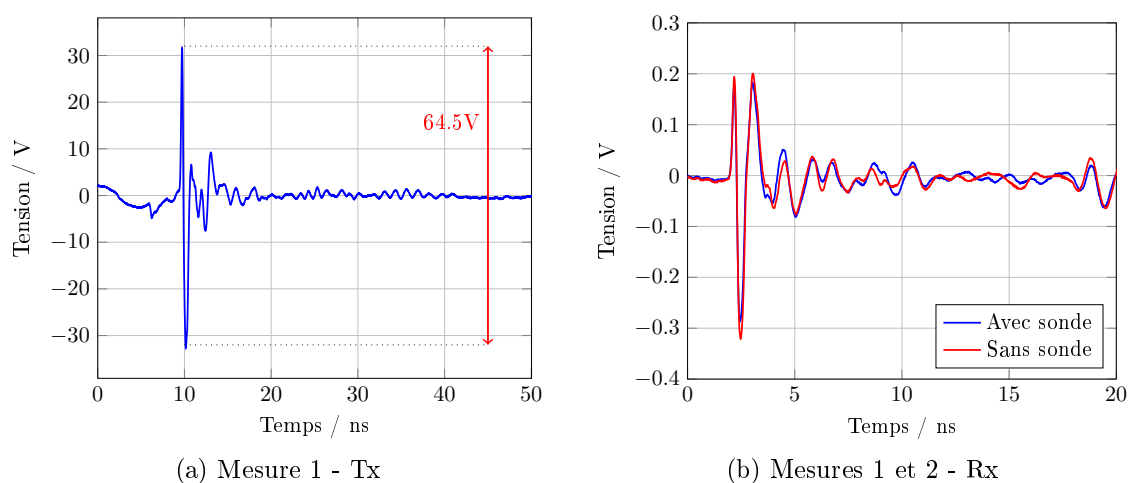


Fig. II.40 – (a) Mesure de la sonde après correction de 52dB, (b) Signal mesuré par l'antenne de réception après correction de 26dB avec et sans sonde.

La tension mesurée par la sonde se compose d'une impulsion principale de forme bipolaire suivie d'oscillations caractéristiques de la réflexion du signal sur les extrémités de l'antenne. Le niveau crête à crête est de 64.5V pour une tension de polarisation de 150V.

Les tensions mesurées à l'aide de l'antenne de réception avec et sans la sonde de mesure haute tension au niveau de l'antenne d'émission sont comparées sur la figure II.40b. La présence de la sonde n'a que très peu de répercussions sur le champ rayonné. En effet, les formes transitoires sont similaires (dérivée de l'impulsion bipolaire) et les niveaux crête à crête sont relativement proches.

Des mesures identiques ont été réalisées pour la génération d'impulsion monopolaire. La tension mesurée par la sonde présente un front de montée raide suivi de fortes oscillations dont le contenu spectral se situe plutôt en basses fréquences. Ces oscillations sont dues à la désadaptation basse fréquence entre le spectre de l'impulsion générée (qui commence au

DC pour une impulsion monopolaire) et la bande passante de l'antenne. Ces observations soulignent l'intérêt d'utiliser des formes d'ondes appropriées dont les contenus spectraux coïncident avec la bande d'adaptation des antennes utilisées. Il a donc été choisi de ne mentionner que les résultats inhérents aux formes d'onde bipolaire.

Mesure 3 et 4 : influence du niveau et du mode de polarisation

Une tension de polarisation continue de 1kV ainsi qu'une optimisation des commandes optiques sont appliquées au niveau du générateur intégré pour la mesure 3. Les formes transitoires des signaux reçus sont comparables aux mesures précédentes (figure II.40(b)).

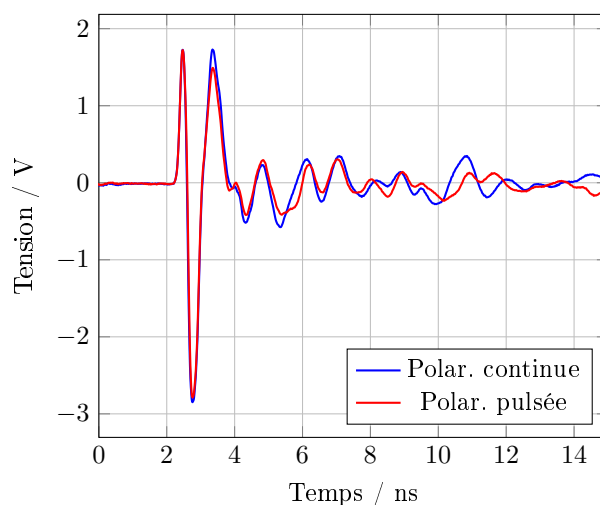


Fig. II.41 – Mesures 3 (bleue - polar. continue) et 4 (rouge - polar. pulsée) - Signal mesuré sur l'antenne de réception (amplitudes corrigées)

La figure II.41 montre que l'augmentation du niveau de tension correspond, à l'étape d'optimisation près, au rapport 1 kV/150V.

La source de polarisation continue a été remplacée par la source de polarisation pulsée dont les caractéristiques ont été présentées dans le paragraphe 2.3 de ce chapitre. La configuration de la mesure 4 reste la même que celle utilisée pour la mesure 3 avec un niveau de polarisation de 1kV, en mode monocoup. La forme et les niveaux des signaux transitoires sont très proches quelque soit le mode de polarisation (voir figure II.41).

Mesure 6 : tension de polarisation de 1kV pulsée, déclenchement d'un train d'impulsions à 33.8MHz

La mesure 6 a été réalisée dans les mêmes conditions que la mesure 4 avec une génération d'un train composé de 20 impulsions à une fréquence de répétition de 33.8MHz. La figure II.42 montre le train d'impulsions bipolaires reçu. La période du signal est stable et a été

mesurée à 29.59ns.

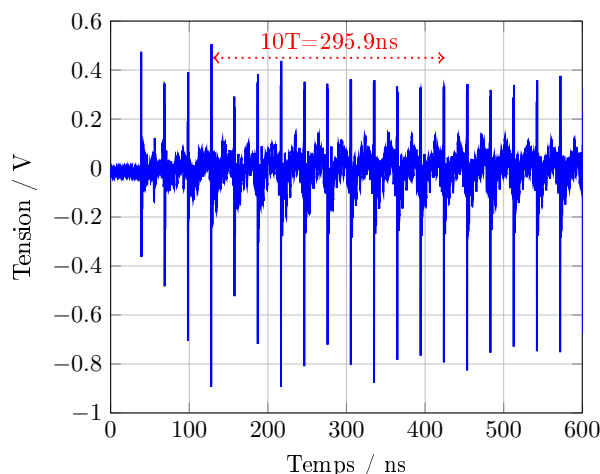


Fig. II.42 – Signal mesuré sur l'antenne de réception pour la génération d'un train d'impulsions et pour une tension de polarisation de 1kV avec une résistance de charge de 1.42k Ω

La planéité du train d'impulsions n'est pas parfaite. En effet, la variation de l'amplitude d'une impulsion à l'autre au cours du temps est directement imputable aux caractéristiques atypiques de la source et plus précisément à la variation du gain de la cavité amplificatrice au cours du temps. Une comparaison a aussi été effectuée entre le niveau d'une impulsion en mode monocoup et le niveau d'une impulsion contenue dans un train. Le niveau de l'impulsion en mode monocoup est 3.2 fois plus élevé que le niveau de l'impulsion contenue dans le train ce qui, là encore, est cohérent puisque la puissance optique est volontairement diminuée (en pratique, un décalage de la fibre optique est effectué) pour prendre en compte le temps de recombinaison des porteurs et assurer un délai suffisant pour permettre aux PCSS un retour en position ouverte.

Mesure 7 : influence de la valeur de la résistance placée en extrémité du câble haute tension

Pour les dernières mesures, la résistance de charge R , dont la valeur initiale était de 1.42k Ω a été changée pour une valeur de 100 Ω . La tension mesurée par la sonde est tracée sur la figure II.43a pour la commutation d'impulsions bipolaires. L'amplitude des impulsions photogénérées change de manière significative. Le niveau moyen crête à crête est aux alentours de 400V pour un niveau de polarisation de 1kV.

La figure II.43b montre le train d'impulsions mesuré par l'antenne de réception. Le niveau de tension change également de manière significative. L'amplitude moyenne crête à crête est plus importante (3.4V) que les niveaux obtenus pour les mesures réalisées avec une

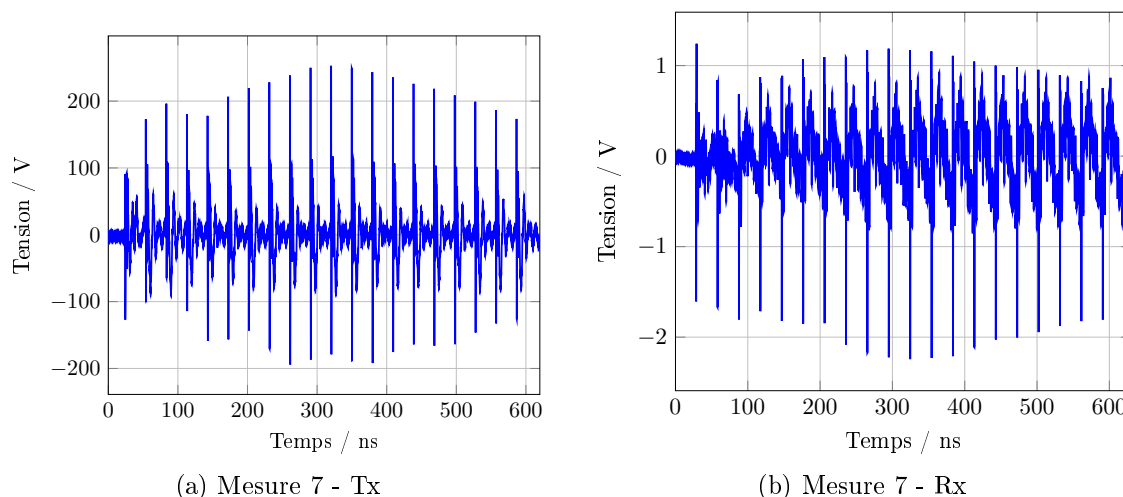


Fig. II.43 – Signal mesuré par la sonde (a) et mesuré sur l'antenne de réception (b) pour la génération d'un train d'impulsions bipolaires pour une tension de polarisation de 1kV et une résistance de charge de 100Ω

valeur de résistance de charge de $1.42k\Omega$ (1.1V). La diminution du temps de chargement (modification de la constante RC équivalente) améliore les performances du système. Cependant, les oscillations entre deux impulsions successives sont plus fortes. Ces signaux parasites sont liés à la source de polarisation pulsée qui, avec une résistance de charge plus basse, peut coupler plus d'énergie sur la ligne pendant le recouvrement des caractéristiques d'isolation du semi-conducteur.

3.4.3 Champ rayonné à 1 mètre

À partir de la mesure des signaux reçus, il est possible d'estimer le champ électrique rayonné après avoir appliqué un fenêtrage temporel, une transformée de Fourier, une correction de la fonction de transfert de la chaîne de réception sur la tension mesurée et une transformée de Fourier Inverse. L'estimation de la fonction de transfert de la chaîne de réception constitue un travail préliminaire. La fonction de transfert de l'antenne « K » de réception est connue grâce à des mesures de caractérisation antérieures. De plus, les fonctions de transfert du ou des câbles et des atténuateurs nécessaires ont également été mesurées avant les tests.

Un modèle de propagation a donc été développé pour estimer le champ électrique rayonné à la distance de 1 mètre en utilisant le signal reçu par l'antenne de réception. A partir de la formule de Friis, on peut démontrer que le champ vérifie l'équation II.4.

$$\underline{E}_{1m}(f) = \underline{V}_2(f) \cdot \frac{r}{\underline{H}_r(f) \cdot \underline{H}_1(f)} \quad (\text{II.4})$$

avec :

- $\underline{E}_{1m}(f)$, la notation complexe de la transformée de Fourier du champ photogénéré rayonné à 1m $e_{1m}(t)$,
- $\underline{V}_2(f)$, la notation complexe de la transformée de Fourier de la tension mesurée par l'antenne de réception $v_2(t)$,
- \underline{H}_r , la notation complexe de la fonction de transfert de l'antenne de réception,
- \underline{H}_1 , la notation complexe de la fonction de transfert représentant les pertes (atténuateur et câble),
- r , distance entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.

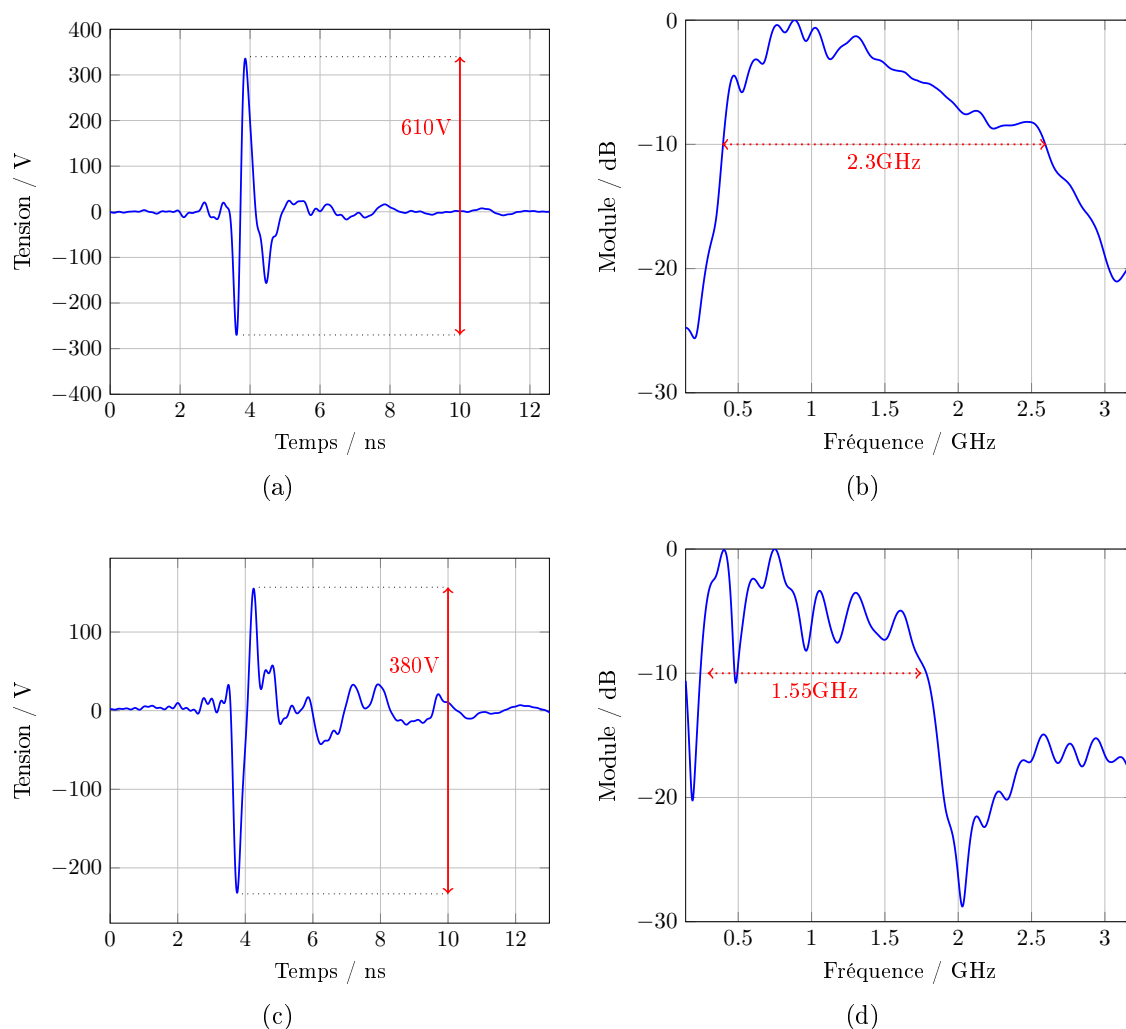


Fig. II.44 – Forme transitoire $e_{1m}(t)$ du champ rayonné à 1m pour une impulsion bipolaire (a) - impulsion monopolaire (c) et spectres correspondant pour une impulsion bipolaire (b) - impulsion monopolaire (d).

\underline{H}_r et \underline{H}_l ont été calculés en utilisant des mesures précédemment réalisées pour caractériser l'antenne de réception, les câbles et les atténuateurs.

Ce calcul a été appliqué aux mesures 4 et 5 (tension de polarisation de 1kV, une seule impulsion monopolaire ou bipolaire photogénérée). Le niveau crête à crête du champ électrique rayonné à 1m est de 610V/m pour la génération d'impulsions bipolaires (voir figure II.44a) et de 380V/m pour la génération de signaux monopolaires (voir figure II.44c). Le spectre du signal rayonné bipolaire (voir figure II.44b, bande passante à -10dB : 350MHz-2.65GHz) est plus large que le spectre du signal rayonné monopolaire (voir figure II.44d, bande passante à -10dB : 250MHz-1.8GHz).

Le facteur de mérite qui peut être défini par le rapport entre l'amplitude maximale du champ rayonné ramené à 1m et l'amplitude de l'impulsion photogénéré est de 1 pour une impulsion bipolaire et de 0.8 pour une impulsion monopolaire. Ces valeurs sont faibles et dépendent du spectre du signal photogénéré. En effet, pour une impulsion photogénérée dont le spectre s'étend jusqu'à 3GHz, le facteur de mérite théorique est de 1.6.

3.4.4 Conclusions

Les expérimentations réalisées valident le fonctionnement de la source de rayonnement complète associant l'antenne et le générateur optoélectronique intégré, la commande optique et la source de polarisation pulsée. La génération et le rayonnement de trains de 20 impulsions à une fréquence de 33.8MHz ont été démontrés. Les niveaux de champs électriques rayonnés sont en accord avec les résultats attendus. Le spectre rayonné du signal électrique monopolaire généré est principalement composé de basses fréquences et ne couvre pas une bande de fréquence jusqu'à 3GHz ce qui est parfaitement compréhensible et attendu. Le façonnage de l'impulsion avec l'excitation des deux photocommutateurs permet de recentrer le spectre et de l'élargir, grâce à la forme bipolaire intégrant un front descendant entre les composantes positive et négative. Il est donc parfaitement démontré que l'adéquation entre le profil du spectre du signal d'alimentation et la bande de rayonnement de l'antenne permet d'optimiser le système d'émission élémentaire. Tous ces résultats permettent de dimensionner une source multi-antenne et multi-générateur répondant aux spécifications d'un radar optoélectronique ULB à balayage ultrarapide et autonome.

4 Dimensionnement du réseau

L'objectif de cette partie est de décrire la démarche suivie qui a conduit au choix de la configuration du réseau d'émission. Pour dimensionner ce réseau, un certain nombre de paramètres sont déjà fixés, tels que :

- la source de rayonnement élémentaire : antenne K intégrant le générateur optoélectronique,
- l'architecture du réseau : linéaire pour un balayage compris entre -21° et 21° suivant une dimension,
- le balayage obtenu via 15 impulsions couvrant la bande spectrale 300MHz - 3GHz, soit $3^\circ/\text{tir}$, dont la fréquence de répétition est variable selon l'antenne alimentée.

Les deux paramètres restant à fixer sont donc :

- le nombre d'antennes N constituant le réseau,
- la distance d prise entre deux points d'alimentation pour deux antennes successives.

Pour évaluer le comportement du réseau antennaire, les caractéristiques sur lesquelles il est possible de s'appuyer sont soit harmoniques, soit transitoires.

4.1 Caractéristiques harmoniques

4.1.1 Paramètres S_{ij}

L'adaptation d'une antenne est jugée par son coefficient de réflexion S_{11} . La bande passante de l'antenne élémentaire a été définie par rapport au domaine fréquentiel dans lequel le module de ce coefficient était inférieur à -10dB . Dans le cas du réseau linéaire d'antennes, ce même coefficient peut être analysé, les antennes à proximité étant alimentées (on parle alors de paramètres F , paramètres qui ne seront pas déterminés par la suite) ou non. Pour juger du couplage entre une antenne i alimentée et une antenne j non alimentée, c'est le paramètre S_{ij} qui est étudié.

Dans le but de ne pas concevoir un système trop volumineux, les antennes doivent être placées relativement proches les unes des autres, au détriment du couplage mutuel. Afin d'évaluer une partie de celui-ci, on se propose d'observer, pour différentes valeurs d'espacement le module du coefficient de réflexion de l'antenne centrale du réseau lorsque seule cette antenne est alimentée (l'antenne située au centre du réseau étant la plus exposée au couplage du fait même de sa position).

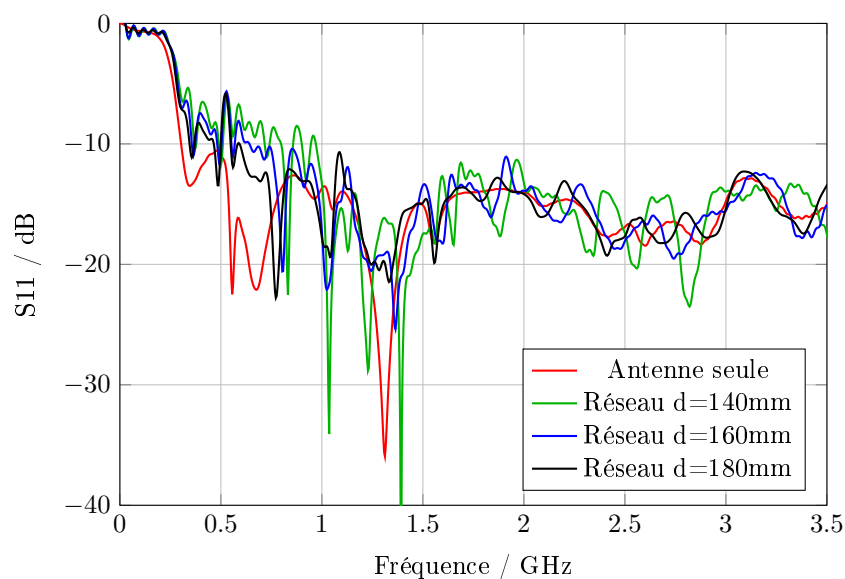


Fig. II.45 – Coefficient de réflexion pour différentes valeurs d'espacement entre antennes

La figure II.45 montre que la mise en réseau de 5 antennes élémentaires impacte directement le coefficient de réflexion. Comme attendu, plus les antennes sont proches, plus le couplage est important. La seule lecture de cette figure n'est pas suffisante pour conclure puisque l'analyse complète des diagrammes de rayonnement à différentes fréquences dans la bande est nécessaire.

4.1.2 Facteur de réseau

Considérons un réseau linéaire composé de N antennes A identiques d'espacement d représenté sur la figure II.46.

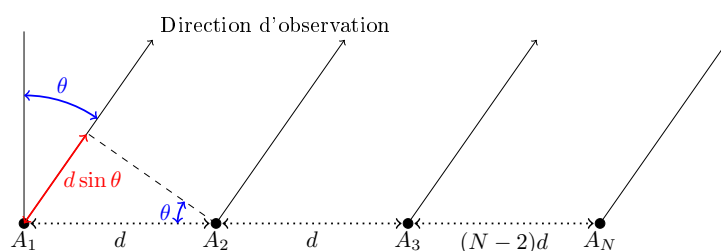


Fig. II.46 – Principe d'un réseau linéaire 1D

Le signal rayonné par le réseau est la somme des champs rayonnés par chaque antenne, pour lesquels la différence de marche, $d \sin \theta$, est prise en compte. Supposons dans un premier temps que les N antennes soient identiques, alimentées en phase et que le champ lointain rayonné dans la direction θ par l'antenne 1 s'écrive $E(f, \theta)$,

Le champ total rayonné s'exprime alors :

$$E_{tot}(f, \theta) = \sum_{i=1}^N E(f, \theta) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} i d \sin(\theta)} \quad (\text{II.5})$$

On reconnaît dans l'équation II.5 une progression géométrique de raison $e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta)}$. On peut donc l'écrire :

$$E_{tot}(f, \theta) = E(f, \theta) \times AF(f, \theta) \quad (\text{II.6})$$

avec :

$$AF(f, \theta) = \frac{\sin\left(\frac{N\pi}{\lambda} d \sin(\theta)\right)}{N \sin\left(\frac{\pi}{\lambda} d \sin(\theta)\right)} \quad (\text{II.7})$$

Le tracé du facteur de réseau pour une fréquence arbitraire et pour un espacement entre antennes de 1m est visible sur la figure II.47. Il permet d'illustrer l'influence du nombre d'éléments sur la directivité du réseau et sur la position et le niveau des lobes de réseau.

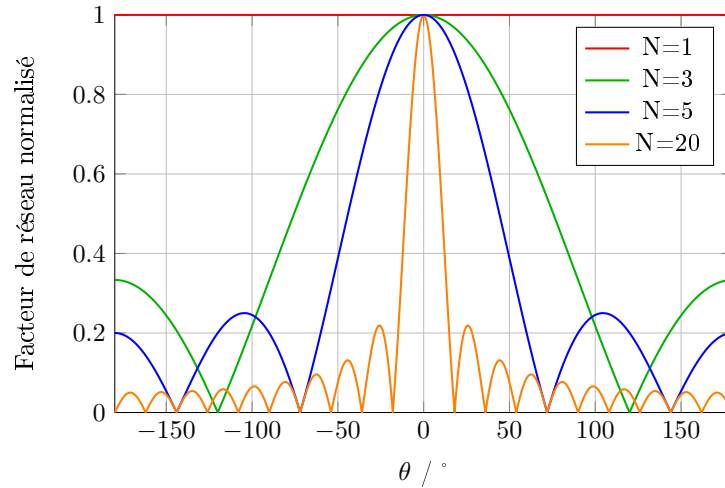


Fig. II.47 – Influence du nombre d'éléments sur le facteur de réseau

Il est également possible d'introduire un dépointage α en déphasant régulièrement le signal d'excitation, le facteur de réseau peut alors s'écrire :

$$AF(f, \theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2} \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) - \alpha\right)\right]}{N \sin\left[\frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) - \alpha\right)\right]} \quad (\text{II.8})$$

Le maximum du facteur de réseau est alors obtenu pour :

$$\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta) - \alpha = 0 \quad \text{soit} \quad \theta_{max} = \sin^{-1} \left(\frac{\alpha\lambda}{2\pi d} \right)$$

En faisant varier α , on fait varier θ_{max} d'où un balayage électronique. D'autre part, pour que l'angle de dépointage soit le même pour différentes fréquences, il faut que α soit inversement proportionnel à la fréquence. Lorsque l'on retarde l'instant de déclenchement des rayonnements transitoires d'un temps Δt (voir II.2), cette condition est respectée.

Dans le cas où le couplage entre éléments du réseau devient important (distance trop faible entre antennes), seule une modélisation électromagnétique rigoureuse du réseau complet conduira au diagramme de rayonnement vrai du réseau, l'utilisation du facteur de réseau ne convient plus.

4.1.3 Influence du couplage entre antennes

Les diagrammes de rayonnement harmoniques sont communément utilisés pour comprendre le comportement d'un réseau. Ils représentent la variation de la puissance rayonnée, souvent caractérisée par le niveau de champ, par la structure antennaire dans les différentes directions de l'espace à une fréquence donnée. En première approximation, pour limiter le temps de simulation électromagnétique, le diagramme de rayonnement harmonique d'un réseau complet dans le plan horizontal peut être déterminé analytiquement par l'utilisation du facteur de réseau à partir du diagramme de rayonnement d'une antenne seule $S(f, \theta)$. Dans ce cas, le couplage entre antennes est supposé négligeable, ce qui n'est pas toujours vrai, en particulier pour les fréquences basses du spectre.

Les diagrammes de rayonnement, pour une fréquence définie, permettent de visualiser l'effet réseau, à savoir :

- l'augmentation du niveau de champ dans une direction donnée, obtenue grâce aux contributions de toutes les antennes constituant le réseau,
- l'apparition de lobes de réseaux due à l'expression du facteur de réseau.

Les diagrammes de rayonnement visibles respectivement sur les figures II.48, II.49 et II.50 pour les fréquences de 300MHz, 1GHz et 3GHz, présentent quatre courbes :

- le diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire multiplié par le facteur de réseau constitué de 5 antennes espacées 2 à 2 de 120 mm,

- le diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire multiplié par le facteur de réseau constitué de 5 antennes espacées 2 à 2 de 200 mm,
- le diagramme de rayonnement issu de la simulation du réseau où l'espacement entre antenne est de 120 mm,
- le diagramme de rayonnement issu de la simulation du réseau où l'espacement entre antenne est de 200 mm.

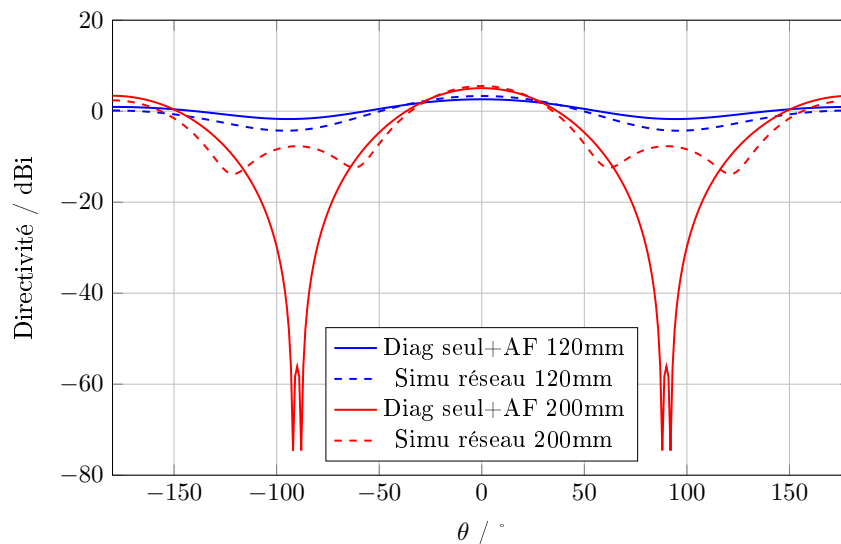


Fig. II.48 – Diagramme de rayonnement pour f=300MHz

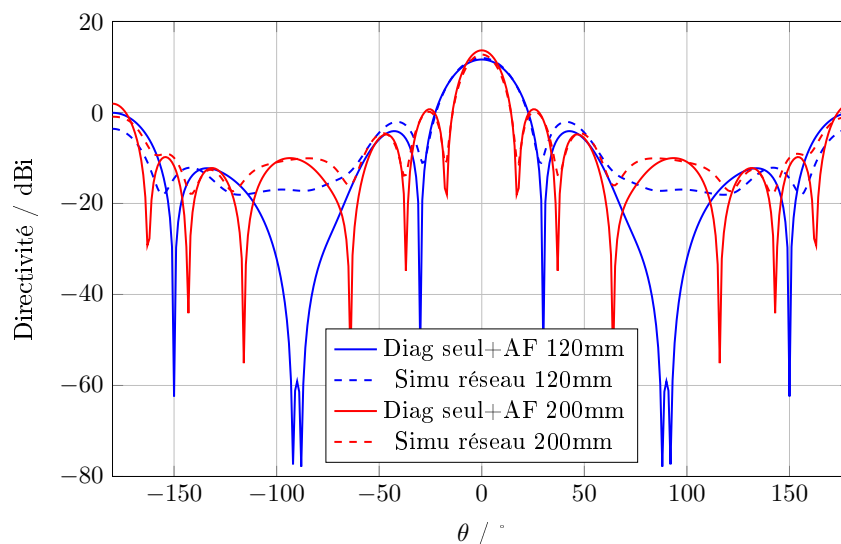
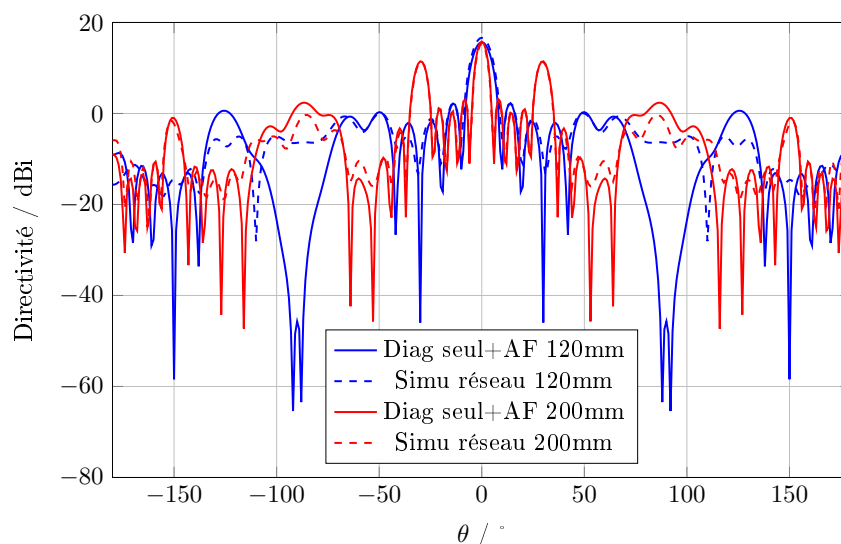


Fig. II.49 – Diagramme de rayonnement pour f=1GHz

La corrélation entre les diagrammes de rayonnement issus de simulation et les diagrammes calculés avec la formule analytique du facteur de réseau est globalement bonne. On note tout de même un effet non négligeable du couplage en basse fréquence lorsque les antennes sont espacées de 120mm (largement inférieur à $0,7\lambda$ à 300MHz, distance inter antennes utilisée classiquement dans les réseaux bande étroite).

Fig. II.50 – Diagramme de rayonnement pour $f=3\text{GHz}$

Ces diagrammes montrent aussi une nette apparition de lobes de réseaux en hautes fréquences pour un espacement entre antenne de 200mm, tandis que les basses fréquences semblent moins impactées par ce phénomène.

Le dernier point qui peut être discuté au regard de ces graphiques est la différence de niveau de directivité pour $\theta = 0^\circ$. En effet, il est à noter que le couplage induit une chute du niveau de champ rayonné dans la direction visée.

L'approche harmonique permet de dimensionner le système, et donc de trouver la distance idéale séparant les antennes mais le fait de discrétiser l'espace des fréquences est discutable. En effet, cela conduit à craindre que des informations pertinentes soient perdues pour les fréquences non analysées, c'est pourquoi les caractéristiques transitoires sont introduites dans la suite de même que l'effet de l'angle de dépointage.

4.2 Caractéristiques transitoires

Le réseau antennaire doit permettre un rayonnement sur un angle d'ouverture de 42° d'un signal impulsionnel dont les caractéristiques transitoires (dispersion, amplitude crête) autorise une imagerie fiable. Pour juger le comportement en transitoire du réseau, d'autres critères plus pertinents que ceux présentés précédemment peuvent être retenus.

4.2.1 Facteur de réseau dans le domaine temporel

Le facteur de réseau $af(t)$ est défini dans le domaine temporel par la transformée de Fourier inverse du facteur de réseau $AF(f, \theta)$ en considérant un dépointage selon un angle α [Cle11].

$$af(t) = \sum_{m=1}^N \delta(t + (m + \frac{N-1}{2} - 1)\tau) \quad \text{avec } \tau \text{ défini par : } \quad \tau = \frac{d}{c} (\sin \theta - \sin \alpha)$$

Le champ rayonné $e_{tot}(t)$ est obtenu en convoluant le facteur de réseau $af(t)$ avec le signal rayonné $e(t)$:

$$e_{tot}(t) = af(t) \otimes e(t) = \sum_{m=1}^N s(t + (m + \frac{N-1}{2} - 1)\tau) \quad (\text{II.9})$$

Là encore, ce mode de calcul du champ total rayonné ne sera valable que si le couplage entre antennes est mineur.

Avec cette méthode, il est possible d'avoir une image du champ rayonné et de comparer cette cartographie à celle obtenue à l'aide de simulations électromagnétiques rigoureuses en utilisant CST. Les comparaisons sans et avec dépointage pour un angle $\theta = 21^\circ$ sont visibles sur la figure II.51 pour les cartographies de champs dans le cas d'un réseau composé de 5 antennes K espacées de 120mm entre alimentation.

Ces représentations sont accompagnées du coefficient de corrélation 2D, noté r sur les figures et pouvant être mis sous la forme :

$$r = \frac{\sum_m \sum_n (A_{mn} - \bar{A})(B_{mn} - \bar{B})}{\left[\left(\sum_m \sum_n (A_{mn} - \bar{A})^2 \right) \left(\sum_m \sum_n (B_{mn} - \bar{B})^2 \right) \right]^{1/2}} \quad (\text{II.10})$$

où A et B représentent deux images composées de $m \times n$ pixels. Il permet d'estimer le niveau de ressemblance entre les deux images et donc d'évaluer l'exactitude des résultats obtenus avec l'approche théorique basée sur l'utilisation du facteur de réseau transitoire.

Pour valider cet outil, une comparaison sur les signaux transitoires a également été effectuée. Il faut donc utiliser le coefficient de corrélation 1D pour juger de la ressemblance des formes d'ondes issues du calcul analytique et de la simulation CST. Le coefficient de

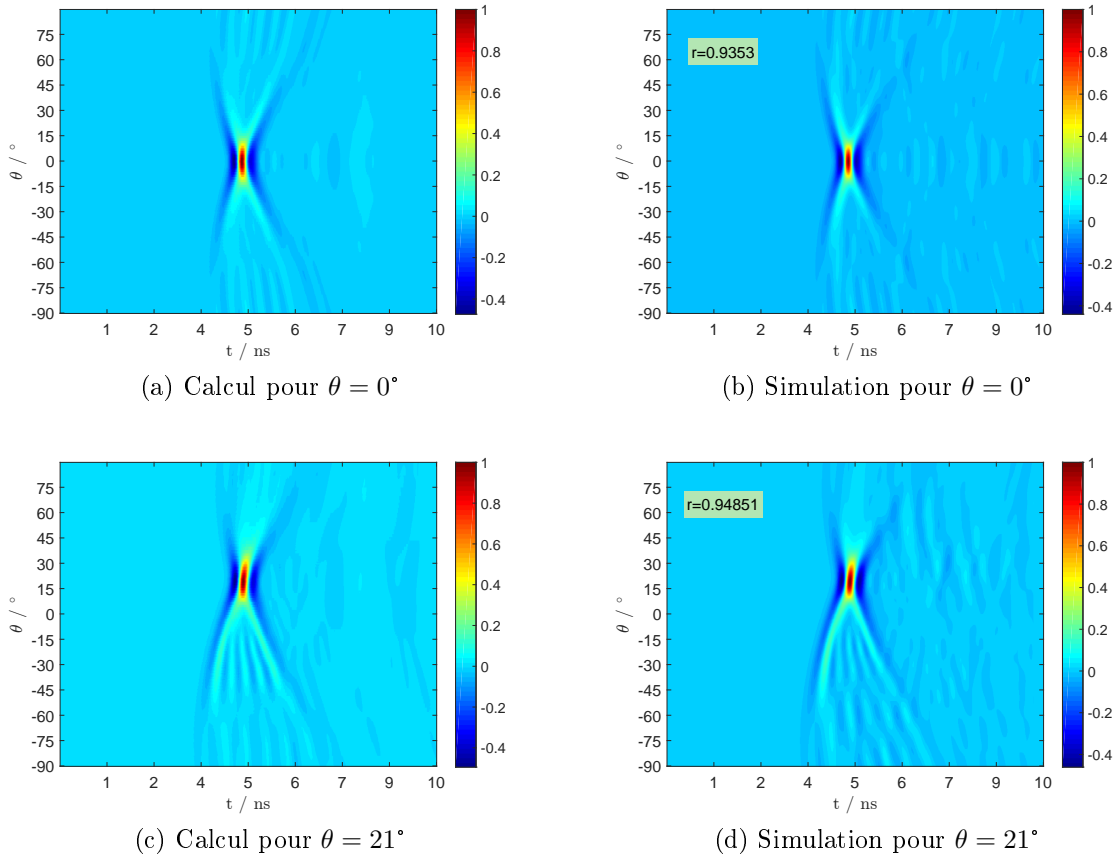


Fig. II.51 – Comparatifs des cartographies de champs électriques rayonnés issues du calcul analytique et de la simulation CST - configuration à 5 antennes pour $d=120\text{mm}$

corrélation 1D est noté Γ est peut être mis sous la forme :

$$\Gamma = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N_S} \left(\frac{A_i - \mu_A}{\sigma_A} \right) \left(\frac{B_i - \mu_B}{\sigma_B} \right) \quad (\text{II.11})$$

où A et B sont deux signaux échantillonnés en N_S points, μ_x et σ_x représentent respectivement la moyenne et l'écart-type d'un signal quelconque x . Les résultats obtenus sont présentés en figure II.52. Les coefficients de corrélation 1D et 2D sont satisfaisants et permettent de dire que la méthode analytique s'approche des résultats obtenus en simulation rigoureuse. Usuellement, des coefficients d'une valeur supérieure à 0.9 sont considérés satisfaisants.

Cet outil a été utilisé pour caractériser la couverture angulaire θ_c du réseau en fonction du nombre d'éléments N en fixant un seuil de 50% du champ maximum (voir figure II.53a). Il a donc été possible de tracer le graphique de la figure II.53b. Il montre l'évolution

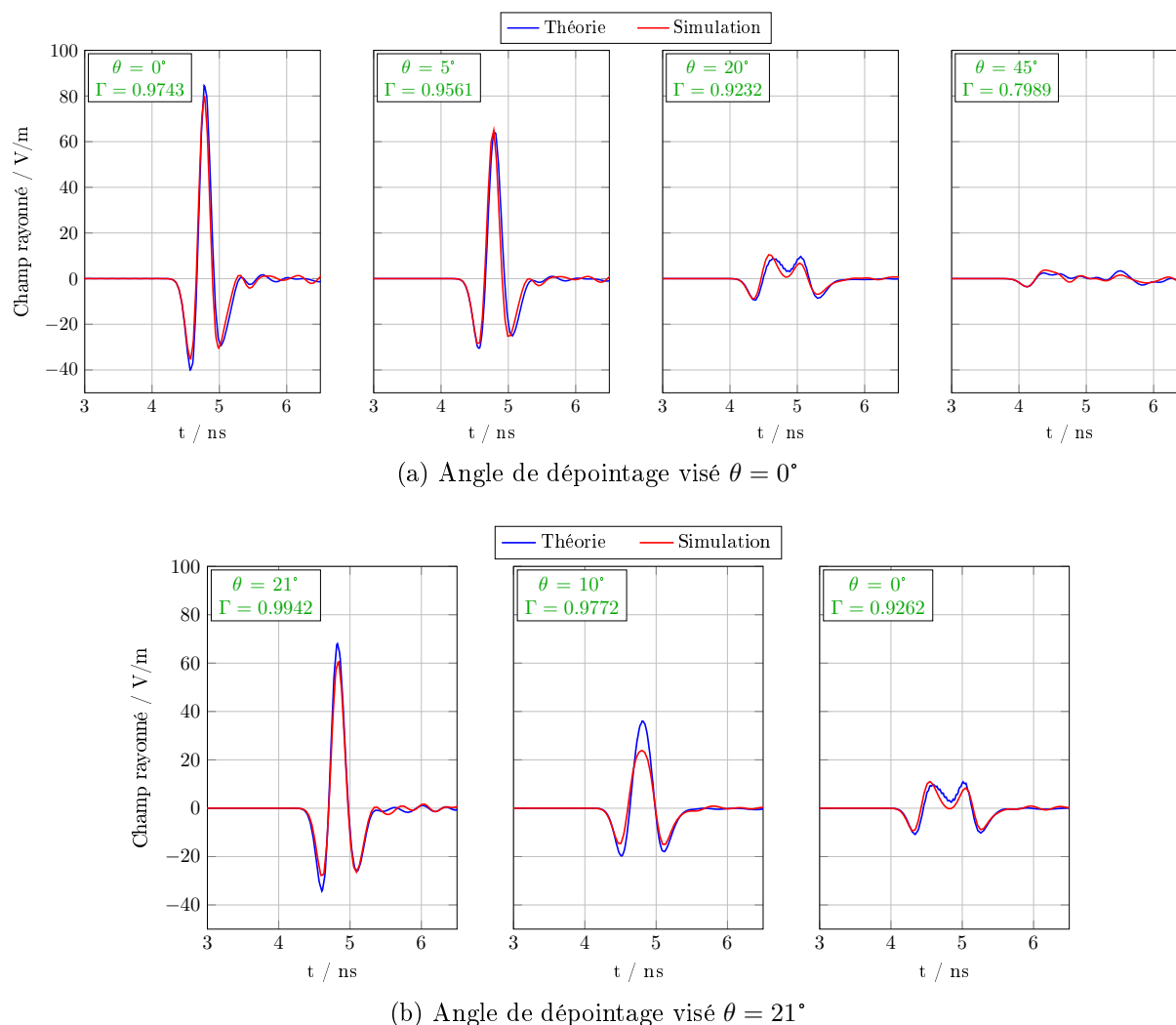
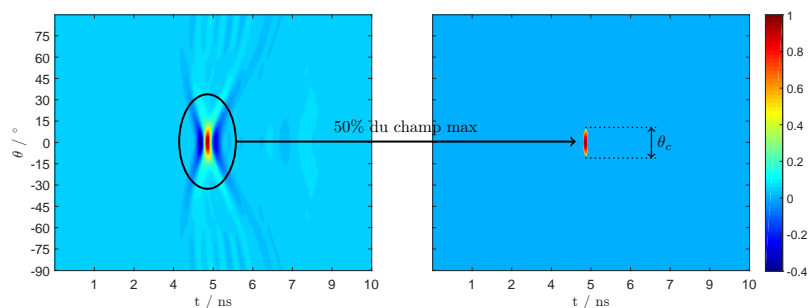


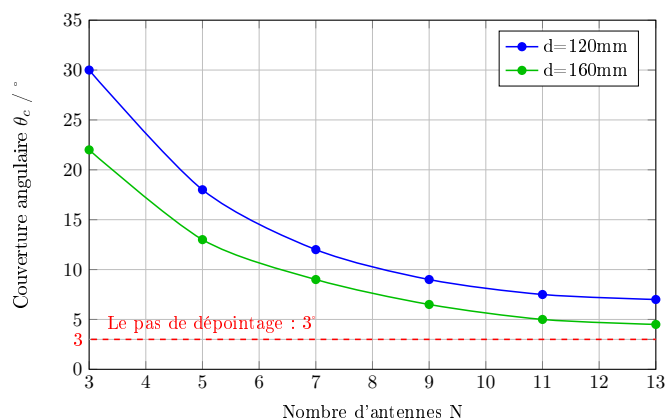
Fig. II.52 – Comparatifs des champs électriques rayonnés issus du calcul analytique et de la simulation CST pour différents angles θ - configuration à 5 antennes pour $d=120\text{mm}$

de la couverture angulaire en fonction du nombre d'antennes qui constituent le réseau. Compte-tenu du pas de dépointage de 3° , aucune limitation liée à la couverture angulaire n'est à noter ici.

L'utilisation du facteur de réseau et des résultats qui en découlent sont à mettre en regard par rapport au temps de simulation. Selon le nombre d'antennes du réseau, les temps de simulation rigoureuse peuvent facilement dépasser de 2-3 heures. Cette simulation est plus possible sur des stations de travail classiques au delà de 4-5 antennes. L'utilisation du facteur de réseau prend tout son intérêt.



(a) Seuil de détection à 50% du niveau de champ maximum



(b) Evolution de la couverture angulaire en fonction du nombre d'antennes

Fig. II.53 – Influence du nombre d'antennes sur la couverture du réseau pour différentes distances inter-antennes

4.2.2 Diagrammes de rayonnement énergétiques

Pour qu'un radar d'imagerie présente une forte résolution, la largeur de son faisceau doit être étroite et, le rayonnement doit être faible en dehors de l'angle visé. Pour juger le rayonnement impulsionnel d'un réseau, raisonner sur le diagramme de rayonnement harmonique nécessite le choix des fréquences. Ainsi un réseau alimenté par des impulsions couvrant la bande 300MHz – 3GHz conduit à l'analyse des diagrammes de rayonnement à la fréquence centrale par exemple ou à la fréquence la plus haute du spectre : 3GHz, là où les lobes de réseau sont les plus forts sans que le mode de fonctionnement impulsionnel soit remis en question pour autant.

Pour contrer cette difficulté, un diagramme en énergie a été défini [LHC11]. L'intensité énergétique $U_E(\theta)$ est calculée par l'équation II.12 :

$$U_E(\theta) = \frac{1}{\eta_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |e_{tot}(t, r, \theta)|^2 r^2 dt \quad (\text{II.12})$$

avec $e_{tot}(t, r, \theta)$ l'intensité du champ électrique rayonné transitoire total à la distance r et η_0 l'impédance d'onde dans le vide.

Afin d'analyser l'influence de l'espacement entre les 5 antennes qui composent le réseau sur les diagrammes énergétiques, plusieurs courbes, correspondant respectivement à un espacement de 120, 140, 160 et 180mm ont été tracées sur le même graphique. Un focus au niveau de l'amplitude maximale (à $\theta = 0^\circ$, pas de dépointage) a également été effectué (voir figure II.54).

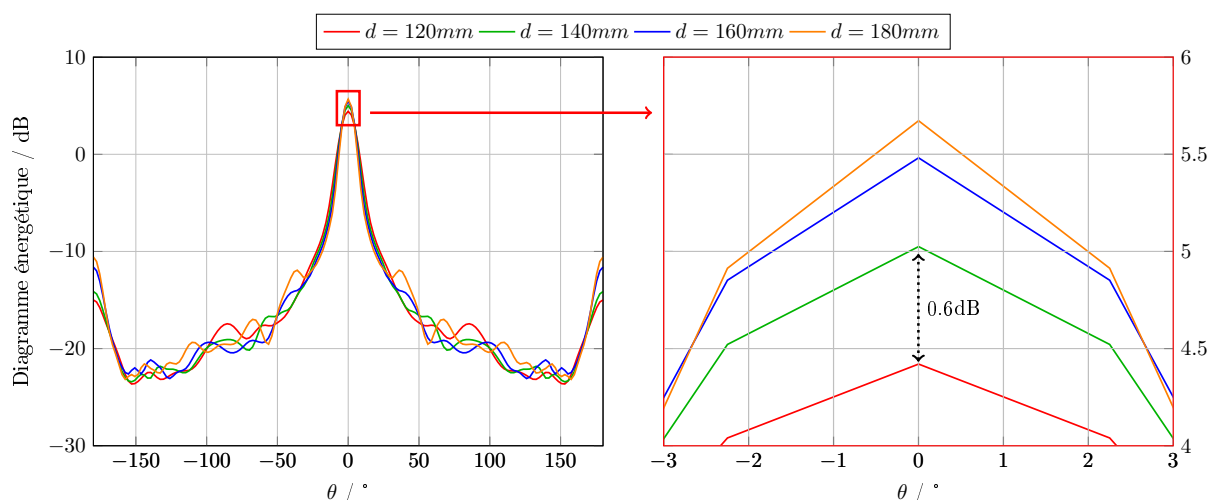


Fig. II.54 – Diagrammes en énergie sans dépointage pour plusieurs valeurs d'espacement

On se fixe comme critère un écart de 10dB vis-à-vis du pic d'énergie maximale. Lorsqu'aucun dépointage n'est demandé, le niveau des lobes de réseaux reste acceptable bien que tout de même visible pour un espacement supérieur à 160mm. Le focus est intéressant car il permet d'analyser l'influence du couplage sur le réseau. La figure II.54 permet donc de dire qu'il est préférable de travailler avec un écartement supérieur à 140mm pour favoriser le niveau d'énergie. A noter que la différence d'amplitude entre la courbe obtenue pour 120mm et celle pour 140mm n'est que de 0.6dB (écart de 14%).

En se plaçant dans les conditions de dépointage, par exemple pour 20° , le niveau des lobes de réseau augmente fortement en fonction de l'espacement ; le lobe de réseau est à 6.8dB du lobe principal pour $d=200\text{mm}$. Cet espacement est donc jugé trop important (voir figure II.55).

Le diagramme en énergie avec un angle de dépointage ajusté à 20° et un espacement de 120mm présente un lobe de réseau inférieur à -13dB par rapport au maximum. Cette configuration est cette fois acceptable pour le système d'imagerie chargé de rendre compte de la scène observée.

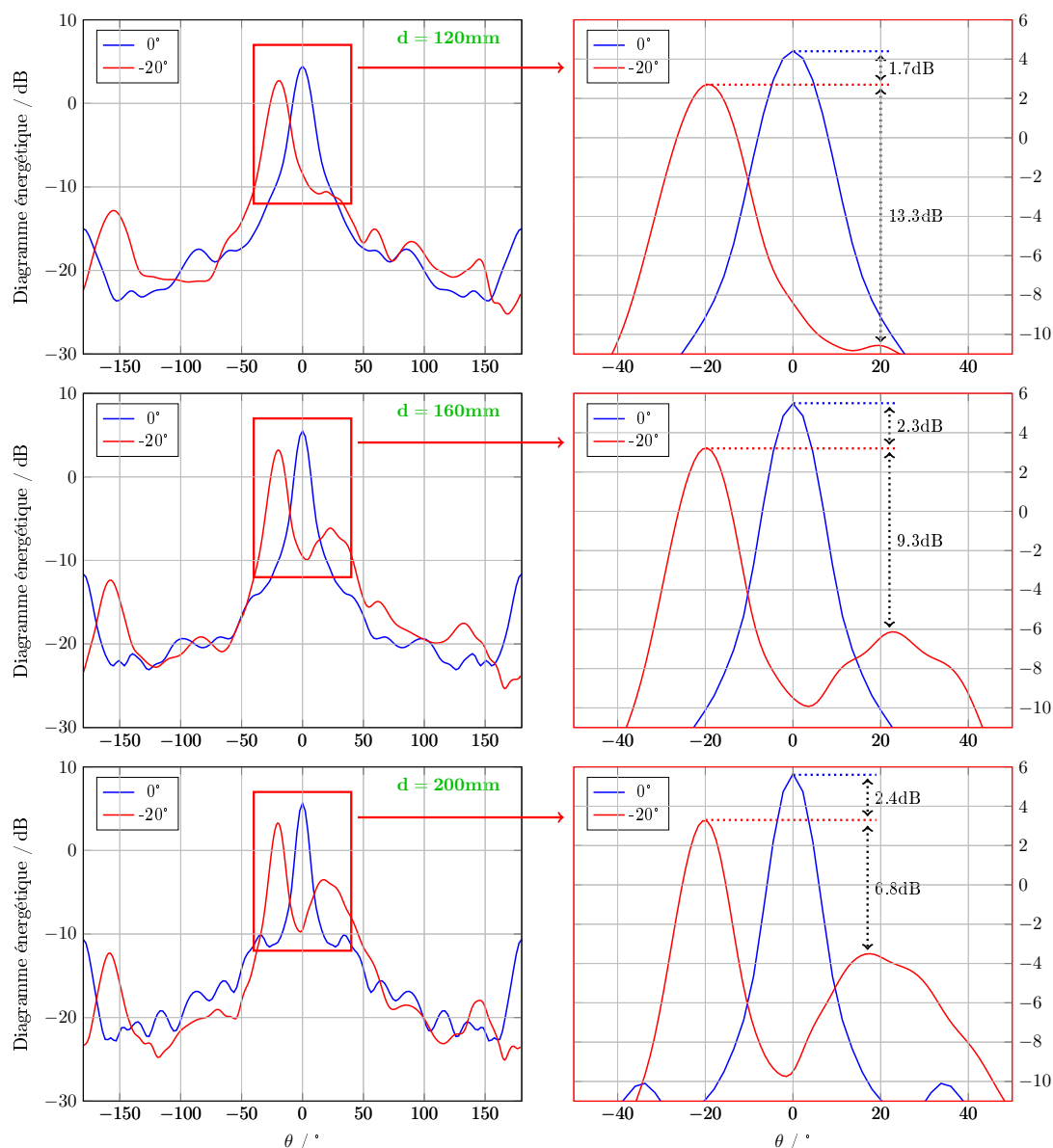


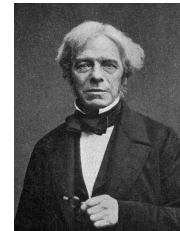
Fig. II.55 – Diagrammes en énergie avec dépointage pour plusieurs valeurs d'espacement

4.3 Comparaison des deux approches et architecture du réseau envisagée

Pour l'application de balayage autonome et compte tenu du mode de fonctionnement impulsionnel de ce système, l'approche temporelle est pertinente. Elle permet de lisser les phénomènes prépondérants à certaines fréquences et d'avoir une vision globale, en termes de niveau et de répartition d'énergie.

Les deux approches conduisent à penser qu'un réseau constitué de 4 à 5 antennes séparées de 2cm ($d=120\text{mm}$) reste un bon compromis entre performance et compacité.

Développement d'outils adaptés au traitement du signal pour l'imagerie radar à balayage et à la maîtrise des formes d'ondes rayonnées



Michael Faraday (1791-1867)

Sommaire

1	Développement d'un algorithme d'imagerie adapté au balayage autonome	114
1.1	Introduction	114
1.2	Présentation de l'outil de corrélation	115
1.3	Retour de balayage	121
1.4	Nettoyage par déconvolution itérative	126
1.5	Résultats obtenus en simulation	128
1.6	Résultats expérimentaux	132
2	Outils numérique d'optimisation de formes d'ondes	138
2.1	Les métaheuristiques pour l'optimisation complexe	138
2.2	Introduction sur les algorithmes génétiques	139
2.3	Application à l'optimisation de formes d'ondes pour réaliser un façonnage spectral	142

1 Développement d'un algorithme d'imagerie adapté au balayage autonome

1.1 Introduction

1.1.1 Contexte de l'étude

La rapidité de balayage de la zone scrutée dépend de la fréquence de répétition des impulsions photogénérées. Si l'imagerie de la scène nécessite l'interprétation de l'écho reçu entre deux impulsions d'alimentation, la profondeur maximale de la scène est également limitée par la PRF. Pour passer outre cette limitation, un algorithme de détection spécifique à notre système et à son mode de balayage a été imaginé et développé sous Matlab[®].

L'objectif de cette première moitié de chapitre est donc de décrire le fonctionnement de l'outil de traitement du système d'imagerie RADAR associé au balayage autonome à déclenchement optoélectronique. Elle se compose de cinq parties principales.

La première partie décrit l'algorithme de corrélation utilisé pour construire une première cartographie. Cette image est constituée de pixels représentant les coefficients de corrélation entre la mesure et la réponse théorique d'une cible supposée idéale au train d'impulsions incident. La partie suivante met en avant le principe du retour de balayage qui consiste à utiliser le complément d'informations obtenu lorsque la scène est balayée en sens inverse. La troisième partie présente l'algorithme de déconvolution itérative CLEAN utilisé en complément de la corrélation pour lever l'ambiguïté en distance en se servant des signaux calculés dans une matrice d'apprentissage comme base de référence. La quatrième partie présente les résultats obtenus en simulation par l'algorithme hybride corrélation/CLEAN alors que la dernière partie met à l'épreuve le même traitement avec des signaux issus de mesures effectuées en chambre anéchoïde.

1.1.2 Problématique de la fréquence de répétition

La fréquence de répétition des signaux d'alimentation du réseau d'émission constitue une limite de détection pour les algorithmes d'imagerie classiques (type SAR) comme présenté dans le paragraphe 2.1.4 du chapitre I. En effet, la logique voudrait que la détection soit réalisée de manière séquentielle : angle par angle.

Dans notre cas, la PRF est fixée à 40MHz (voir paragraphe 1 du chapitre II). Elle autorise donc une détection de cibles jusqu'à 3.75m. Compte-tenu des dimensions du réseau d'émission, il n'est pas envisageable de mettre en œuvre ce système pour être limité à quelques mètres de détection. Le but du traitement de signal présenté est donc de s'affranchir de cette limite pour reconstruire une cartographie fidèle à la scène inspectée en utilisant un algorithme hybride combinant deux techniques que sont la corrélation et la déconvolution itérative. De cette manière, le seuil de détection dépendra essentiellement de la dynamique du système d'acquisition.

1.2 Présentation de l'outil de corrélation

1.2.1 Description de la scène

La description de la scène constitue la première étape de la conception de l'outil. En effet, l'objectif de l'imagerie est une cartographie représentant le plus fidèlement possible la présence de cibles dans une certaine zone définie suivant deux critères que sont la profondeur et la largeur de cette même zone. La scène peut donc être définie comme le cadre spatial de fonctionnement du système.

Sur la figure III.1, un exemple de scène est présenté. On distingue le réseau d'émission, constitué de 4 antennes considérées isotropes, une antenne de réception ainsi qu'une cible positionnée à $(2, 15)m$.

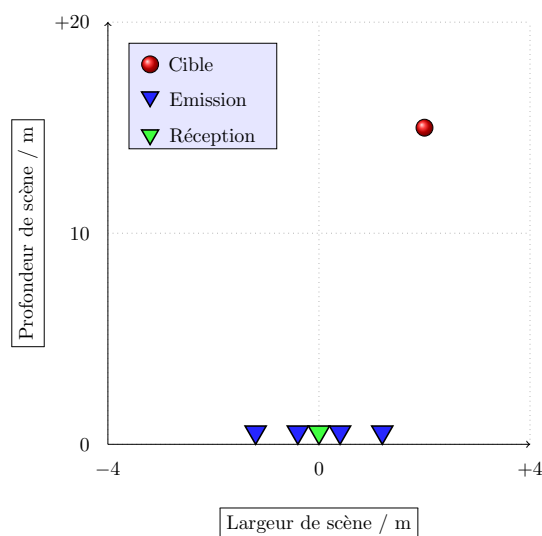


Fig. III.1 – Description de la scène, 1 cible positionnée à $(2, 15)m$.

Les dimensions maximales de la scène, visibles sur la figure III.1, sont fixées de manière

à observer les phénomènes susceptibles de se produire (effets de bords, cibles fantôme, recouvrement).

1.2.2 Pixélisation de la scène

La deuxième étape du processus est une discrétisation spatiale, autrement dit, une pixélisation de la scène définie précédemment. On vient donc introduire deux paramètres :

- la résolution d'image en largeur Δx ,
- la résolution d'image en profondeur Δy .

Ces paramètres sont calculés en fonction du nombre de pixels suivant x (noté P_x), et suivant y (noté P_y) ainsi que de la largeur et de la profondeur. On a donc :

$$\begin{cases} \Delta x = \frac{P_x}{\text{Largeur}} \\ \Delta y = \frac{P_y}{\text{Profondeur}} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

La figure III.2 représente une scène avec une résolution d'image de $(20, 20)px$ contenant une cible à la coordonnée suivante : $C = (15, 15)px$.

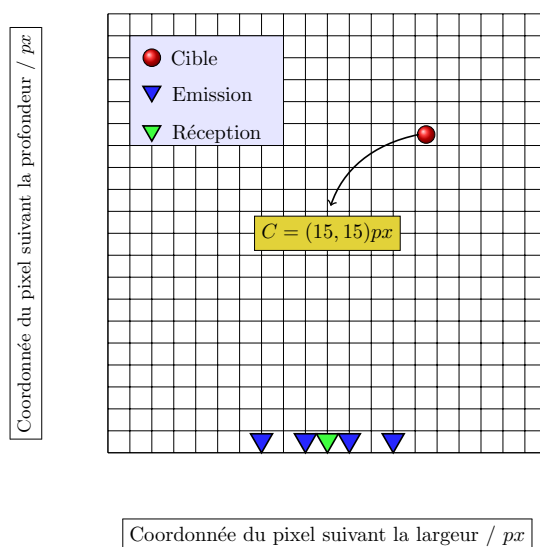


Fig. III.2 – Pixélisation de la scène avec une résolution de $(20, 20)px$.

Une pixélisation efficace est une discrétisation en rapport avec la bande de fréquence du système. On souhaite pouvoir détecter une cible de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde minimale, il faut donc une pixélisation inférieure à λ .

1.2.3 Calcul de la réponse impulsionnelle

L'objectif de cette étape est de calculer les réponses impulsionnelles $h_{i,j}(t)$ de la cible vue par l'antenne de réception dans chaque pixel de l'image.

De manière à simplifier et accélérer l'algorithme, les opérations de calcul sont effectuées dans le domaine fréquentiel.

Pour ce faire, une plage de fréquences est définie. Sur cette plage de fréquences, l'amplitude en terme de niveau de champ électrique est fixée à $1V/m$ et la phase varie en fonction de l'impulsion et de l'antenne de manière à obtenir un balayage électronique.

Une transformée de Fourier inverse est ensuite réalisée. Pour avoir une idée, de la forme du train d'impulsions d'alimentation on peut tracer les signaux appliqués sur chaque antenne d'émission.

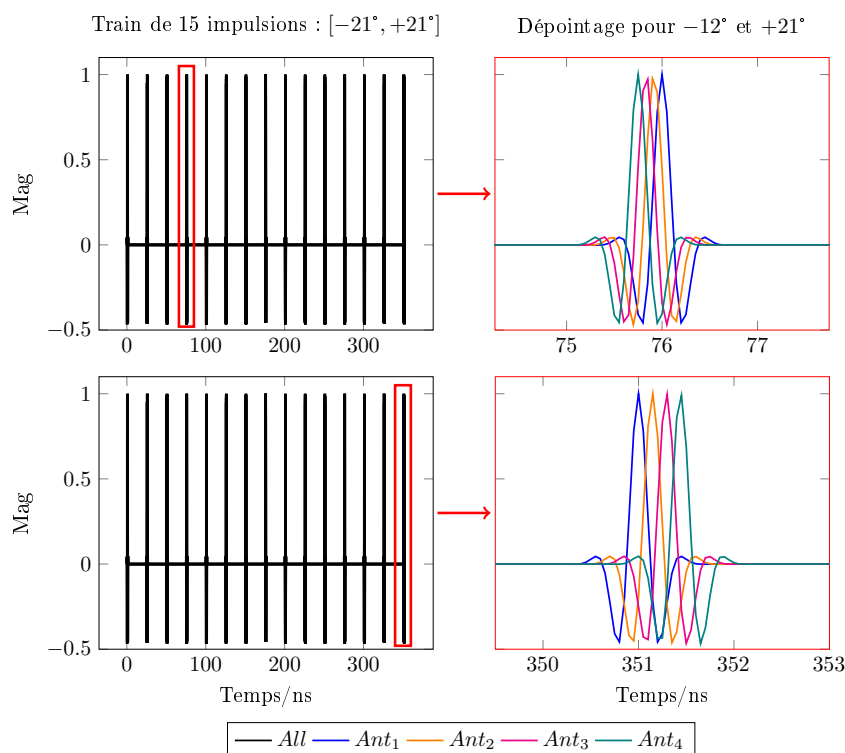


Fig. III.3 – Trains d'impulsions permettant le balayage autonome

Sur la figure III.3, on peut voir la superposition des 4 trains d'impulsions alimentant les 4 antennes d'émission. Chaque train est constitué de 15 impulsions retardées en fonction de l'antenne et du numéro de la salve. En effet, la première salve génère un rayonnement électromagnétique dont le lobe principal présente un angle de visée qui dépend du retard entre deux impulsions de la même salve et de la distance entre antennes (équation III.2).

$$\tau_{\theta} = \frac{\delta_{emission}}{c} \cdot \sin(\theta) \quad (III.2)$$

Avec :

- θ , l'angle de dépointage désiré,
- $\delta_{emission}$, le pas du réseau d'émission,
- c , la vitesse de propagation correspondant ici à la célérité de la lumière.

On calcule ensuite les différents chemins entre les antennes et les cibles $D_{i,j}$ qui correspondent proportionnellement aux retards à appliquer dans le domaine de Fourier comme le montre l'équation III.3.

$$h_{i,j}(t) = \mathfrak{F}^{-1} \{ \underline{S}(f) * \sigma \exp(-jkD_{i,j}) \} \quad (III.3)$$

où σ permet de quantifier la rétrodiffusion de la cible. Dans le cas le plus simple, toute la quantité d'énergie reçue est ré-émise. On pose donc $\sigma = 1$.

A noter qu'une attention toute particulière est portée au nombre de points demandés pour réaliser la transformée de Fourier rapide. En effet, un échantillonnage correspondant au nombre de points contenu dans le domaine des fréquences ne suffit pas pour considérer des différences temporelles de l'ordre de la dizaine de picosecondes.

1.2.4 Stockage de la matrice d'apprentissage

La matrice d'apprentissage est un tableau où chaque cellule contient la réponse impulsionnelle $h_{i,j}(t)$ qu'aurait donné une cible si elle avait été placée à la position définie par les coordonnées de cette même cellule.

On peut donc remarquer sur la figure III.4 que l'enveloppe du signal $h_{i,j}(t)$ donne une très bonne information de l'angle suivant lequel se situe la cible. Bien que se trouvant à des profondeurs différentes, les amplitudes pour les deux signaux tracés sont identiques. En effet, l'atténuation du champ électrique en fonction de la distance de propagation n'est pas prise en compte. A ce stade de l'algorithme, il n'est pas nécessaire de traiter ce problème qui peut être facilement corrigé par la suite.

La matrice d'apprentissage à donc 3 dimensions :

- ligne, notée i , qui représente la position en largeur,

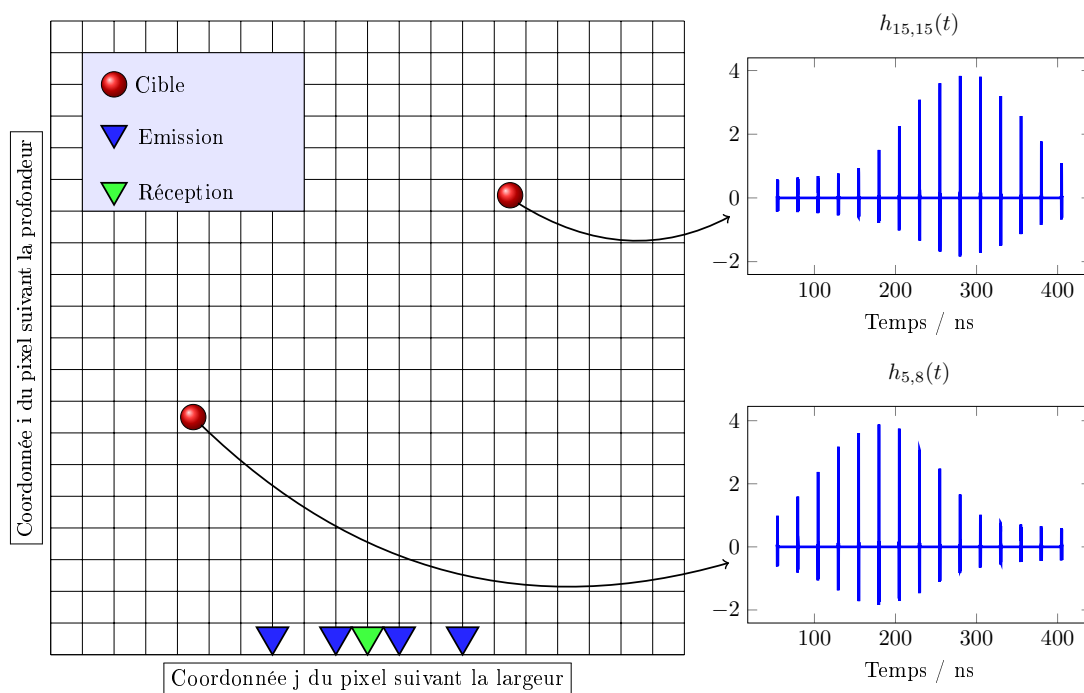


Fig. III.4 – Construction de la matrice d'apprentissage

- colonne, notée j , qui représente la profondeur de la scène,
 - temps, notée $t = (t_0, \dots, t_k)$, issu du calcul de la transformée de Fourier inverse.
- Elle se présente donc sous la forme imagée par la figure III.5

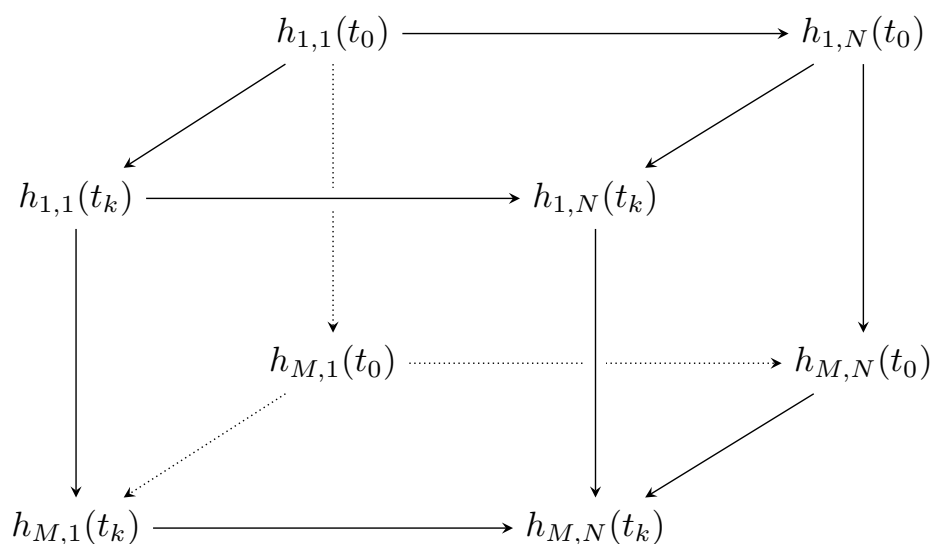


Fig. III.5 – Représentation de la matrice d'apprentissage

1.2.5 Calcul du coefficient de corrélation et cartographie

A ce niveau de l'algorithme, la réponse de la scène sur une seule antenne de réception ainsi que la matrice d'apprentissage ont été calculées et stockées en mémoire. Le principe consiste ici à mesurer le niveau de ressemblance entre la réponse de la scène et les réponses constituant la matrice d'apprentissage.

La cartographie est alors construite de la manière suivante : pour chaque pixel de la matrice d'apprentissage, on réalise un calcul de corrélation (voir équation III.4) avec la réponse de la cible. L'amplitude du centre de la courbe est alors le coefficient de corrélation, noté α . En pratique, on préférera intégrer la valeur absolue de C sur une dizaine d'échantillons au centre de corrélation de manière à éliminer tout risque de bruitage destructif comme illustré sur la figure III.6.

Exemple pour deux signaux discrets a et b constitués de N points (n représente le vecteur échantillons), la corrélation C est définie telle que :

$$C[n] = a[n] \otimes b[-n] \quad (\text{III.4})$$

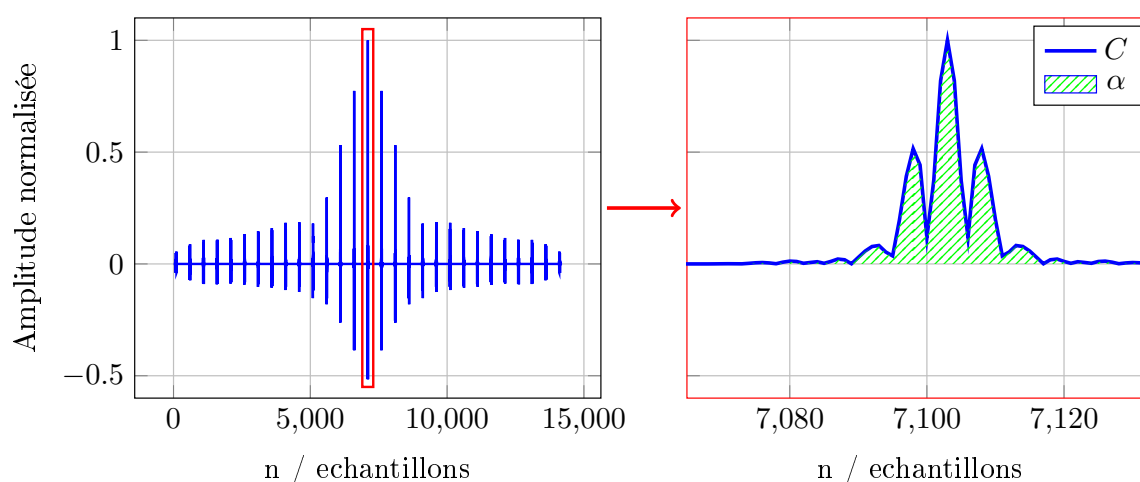


Fig. III.6 – Définition du coefficient de corrélation α

Dans le cas particulier où la cible se trouve à une position déjà calculée lors de la phase d'apprentissage, les deux signaux seront strictement identiques. Le coefficient de corrélation $C[N/2]$ est alors de 1.

Chaque pixel contient la valeur du coefficient de corrélation. Ce résultat est observé en puissance (résultat élevé au carré) de manière à accentuer la signature des cibles.

1.2.6 Pseudo-code

Pour résumer le fonctionnement de l'algorithme, on distingue 5 phases de calcul imagées sur la figure III.7 : initialisation, apprentissage, calcul (simulation de la mesure), corrélation et affichage.

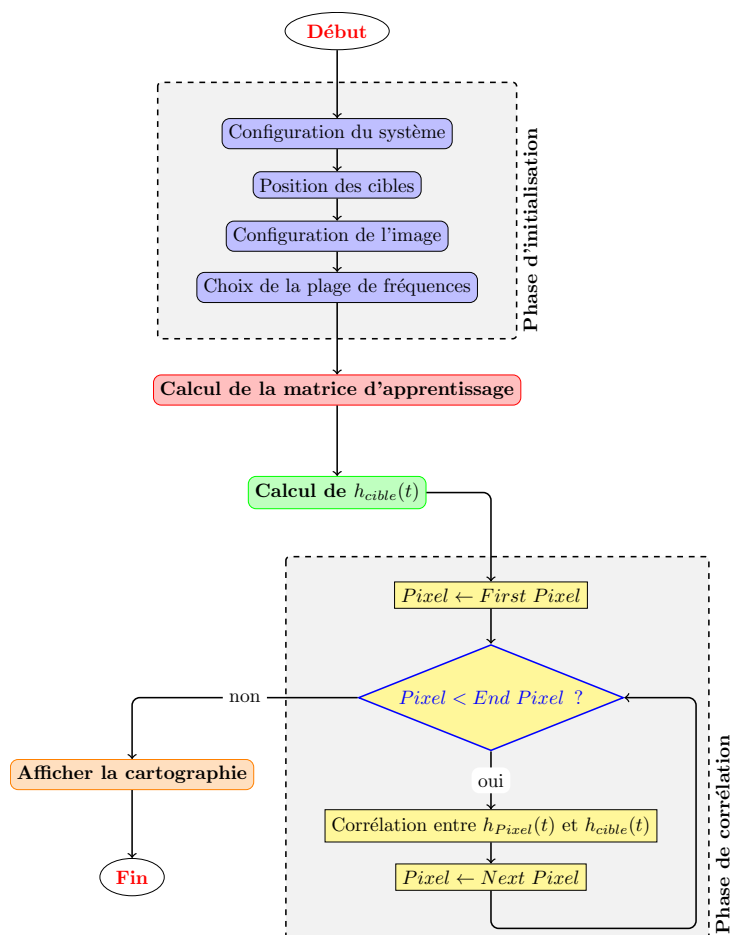


Fig. III.7 – Pseudo-code de l'algorithme de corrélation

Chaque étape a été développée en attachant une attention toute particulière à la réduction des erreurs numériques.

1.3 Retour de balayage

1.3.1 Principe de fonctionnement

L'objectif de cette partie est de démontrer le complément d'information apporté par un retour de balayage.

On se place dans une configuration où une cible idéale se trouve à $15m$ et à -9° . On peut visualiser le train d'impulsions avec la figure suivante III.8. On commence par alimenter les antennes d'émission de manière à ce que le premier rayonnement ait lieu suivant la direction -21° . Il s'agit donc du sens de balayage positif ou trigonométrique.

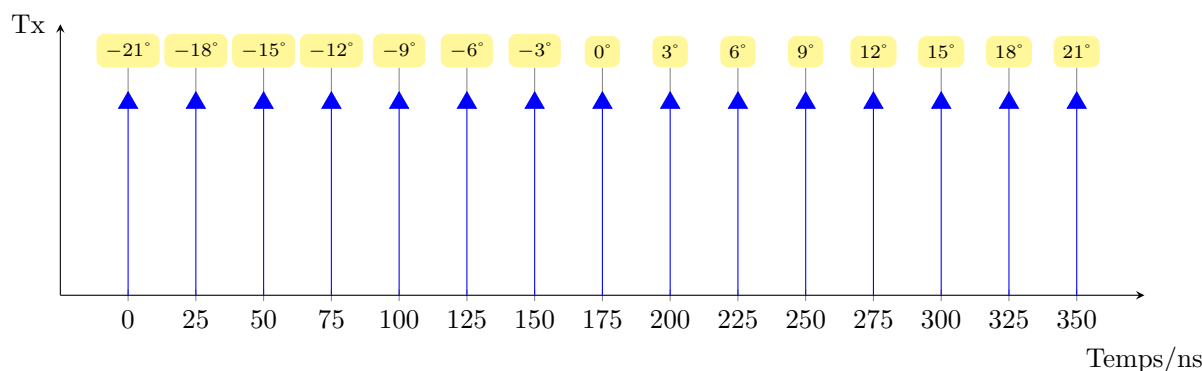


Fig. III.8 – Train d'impulsion positif à 40MHz

En simplifiant les choses, on peut alors imaginer le signal reçu à la réception, figure III.9. Il s'agit donc du même signal que celui envoyé à -9° avec un retard correspondant au temps de parcours de l'aller-retour, ici $30m$.

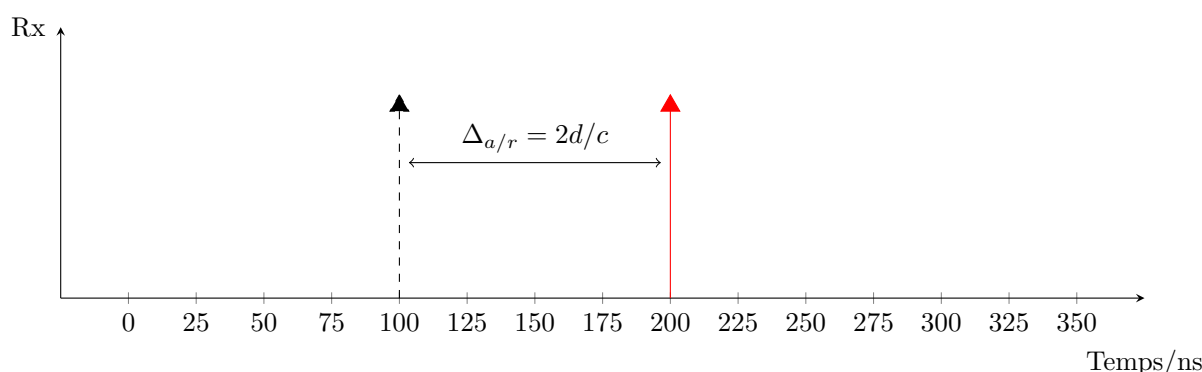


Fig. III.9 – Réponse induite par le train d'impulsion positif à 40MHz

On se propose maintenant de voir la réponse induite sur le réseau de réception par un balayage négatif ou anti-trigonométrique. Sur la figure III.10, on note que la première direction de visée se trouve bien à 21° et qu'un nouveau zéro a été fixé sur l'échelle du temps.

Sur la figure III.11, on remarque le décalage temporelle induit par le changement de sens de balayage.

En effet, l'angle correct permettant de récupérer l'écho sur le réseau de réception arrive plus tard. Ce retard entre les deux réceptions indique donc une certaine complémentarité

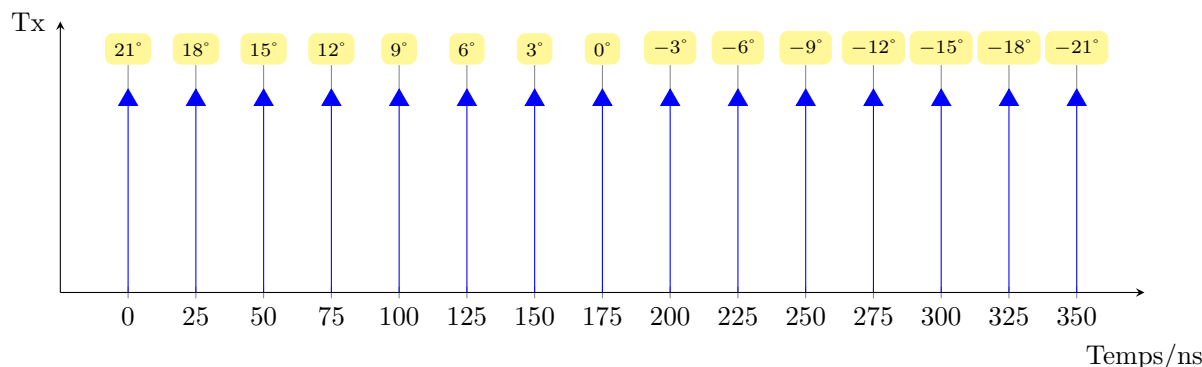


Fig. III.10 – Train d'impulsion négatif à 40MHz

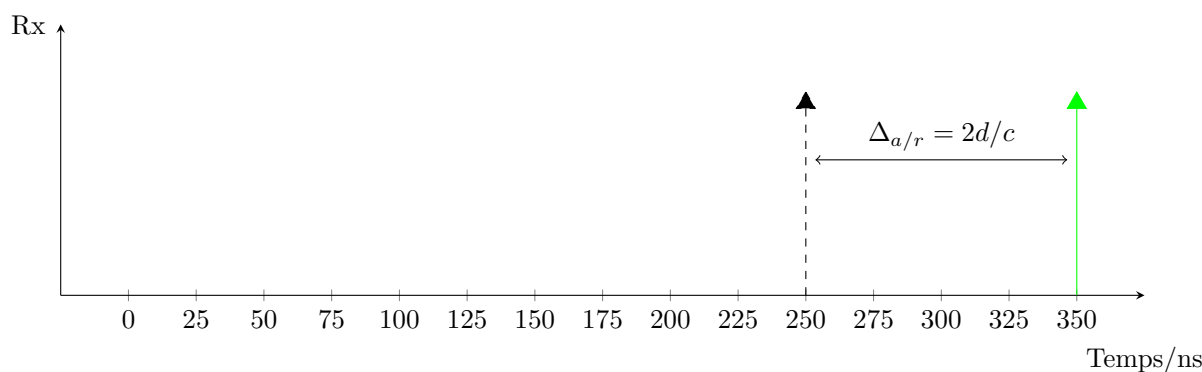


Fig. III.11 – Réponse induite par le train d'impulsion négatif à 40MHz

entre les deux balayages.

1.3.2 Interprétation par l'algorithme

A priori, on ne sait pas où se trouve la cible. On ne peut donc pas savoir quelle était la direction de visée qui a permis le retour de l'écho sur le réseau de réception.

En effet, d'après la figure III.9, on peut penser qu'il s'agit d'une réponse induite par une visée sur un angle précédent à une distance plus grande. Sans présumer de sa position, on peut donc construire une courbe (rouge sur la figure III.12) sur laquelle se trouve la cible. Il s'agit d'une courbe de présence.

Si l'on construit une deuxième courbe (verte) avec le balayage de direction opposé, il résulte une intersection à l'endroit où se trouve la cible (point bleu).

Il s'agit donc d'un principe d'algorithme applicable à notre système. Ce principe peut être associé ou non à l'algorithme par corrélation présenté précédemment. Pour illustrer cette

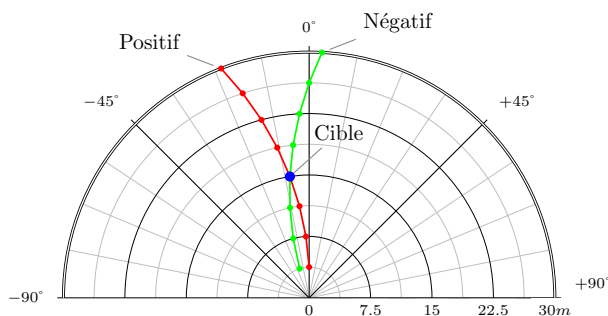


Fig. III.12 – Visualisation des courbes de présence

notion, on se propose de se placer dans une configuration avec une cible placée à $(-1, 6)m$. Pour visualiser correctement l'ensemble des anneaux induits par la fréquence de répétition tout en conservant la même configuration de scène, la PRF a été volontairement passée à 140MHz.

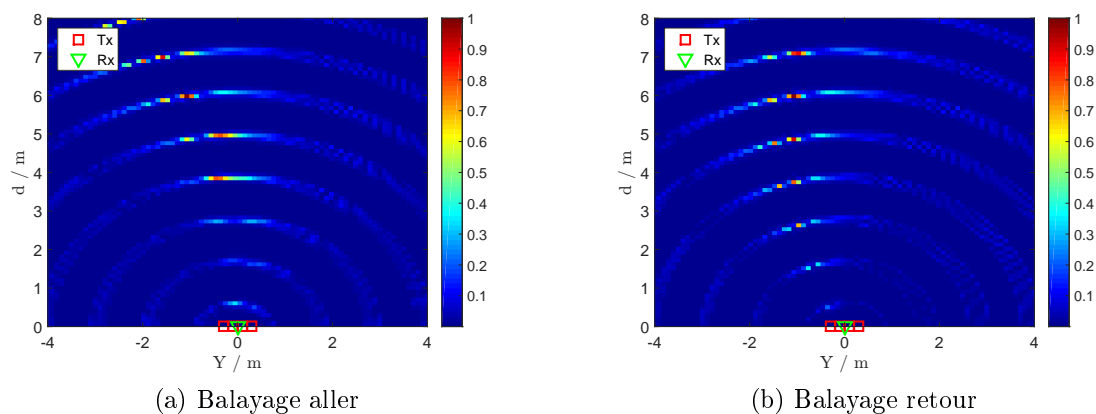


Fig. III.13 – Balayage aller/retour, cible $(-1, 6)m$, PRF=140MHz

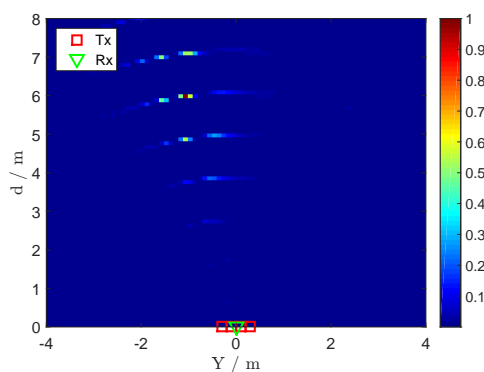


Fig. III.14 – Illustration de l'effet du retour de balayage

Sur la figure III.13, on observe distinctement les courbes de présence. La courbe de présence positive sur la figure (a) et négative sur la figure (b). Les contributions de ces deux cartographies permettent de réaliser la figure III.14.

1.3.3 Répercussion sur la position des antennes d'émission

Avec cette observation, on constate que plus la couverture angulaire du réseau d'émission sera importante par rapport au pas de visée, plus l'algorithme par retour de balayage sera optimum (on rappelle que la couverture angulaire du réseau dépend du nombre et de la position des antennes d'émission).

1.3.4 Influence du nombre d'antennes de réception

Les travaux présentés se sont essentiellement portés sur une configuration avec une antenne en réception mais il est possible d'exploiter d'autres configurations.

La figure III.15 illustre le résultat issu de l'algorithme de corrélation pour une antenne en réception et pour une PRF de 140MHz (utilisée ici pour accentuer la répétition des ambiguïtés) avec une position de cible inchangée par rapport à la configuration illustrant le retour de balayage, soit $(-1, 6)m$.

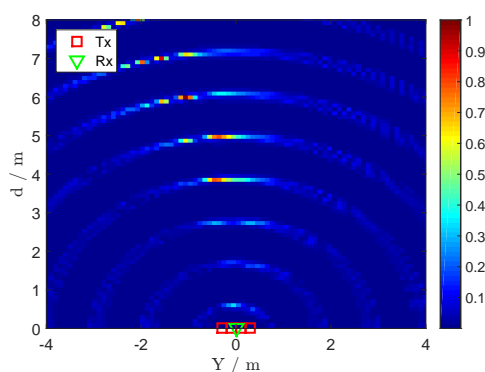


Fig. III.15 – Configuration à une antenne en réception, PRF=140MHz, cible $(-1, 6)m$

La figure III.16 montre le résultat obtenu par l'algorithme de corrélation pour une configuration avec plusieurs antennes de réception (3 antennes séparées d'une distance de 1m pour la figure III.16a et 10 antennes séparées d'une distance de 0.4m pour la figure III.16b).

Dans cet exemple, la diversité des informations obtenues par chacune des antennes du réseau de réception est utilisée pour recombinaison et donc améliorer l'image puisque le point commun de toutes ces images est le point de diffraction correspondant à la position de la cible (ici, l'effet réseau n'est pas exploité en réception). Plus le nombre d'antennes est important plus la position de la cible se distingue facilement.

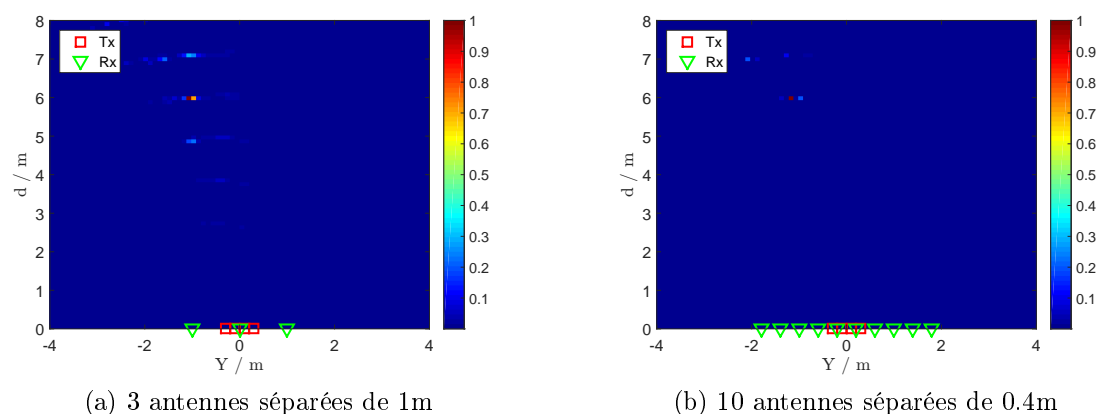


Fig. III.16 – Configuration à plusieurs antennes en réception, PRF=140MHz, cible $(-1,6)m$

1.4 Nettoyage par déconvolution itérative

1.4.1 Introduction à l'algorithme CLEAN

L'algorithme de nettoyage, appelé CLEAN, développé en 1974 par J.A. Högbom [Högbom74], est un algorithme itératif permettant de déconvoluer une fonction quelconque d'une cartographie. Initialement et dans sa forme la plus simple, cette technique a été utilisée en radio astronomie et, plus précisément pour réaliser la synthèse d'images issues de réseau composé de radio-télescopes.

L'objectif est d'appliquer cet algorithme au résultat de la méthode d'imagerie par corrélation présentée plus haut dans ce document.

1.4.2 Principe de fonctionnement

Le synoptique présenté en figure III.17 permet de comprendre le fonctionnement de cet algorithme.

En effet, il s'agit d'un processus itératif bouclé ayant pour condition de sortie un niveau résiduel qui peut être défini de plusieurs manières différentes. Un recalage temporel, imagé par la valeur τ , est nécessaire compte tenu du fait que le signal ne correspond pas nécessairement à la position centrale du pixel.

Dans notre cas, on évalue l'énergie restante dans le signal résiduel de manière à stopper le

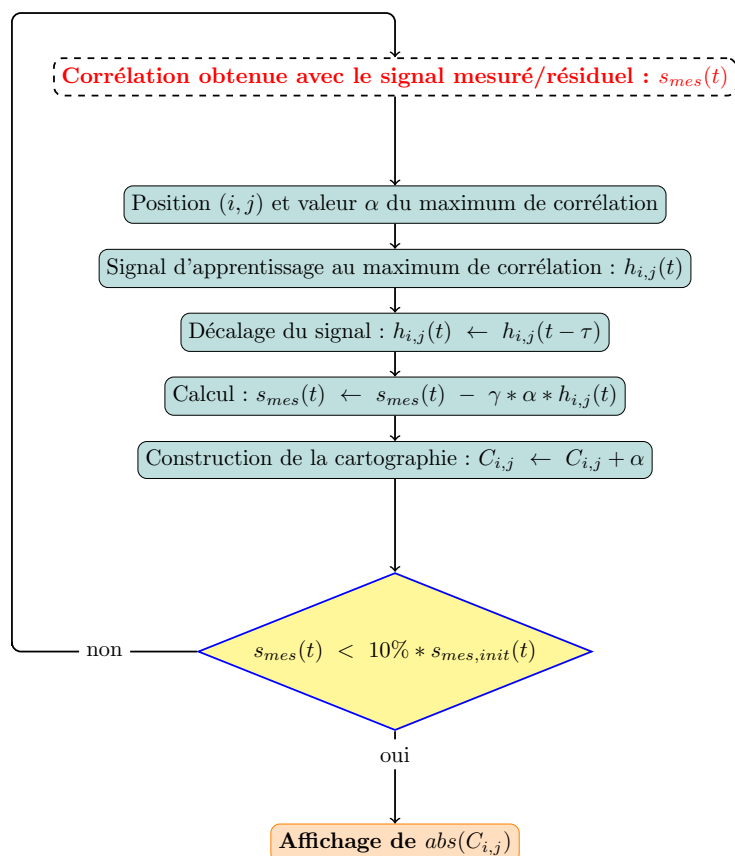


Fig. III.17 – Vue synoptique de l'algorithme de nettoyage - CLEAN

traitement lorsque cette valeur passe en dessous de 10%. Le gain de boucle γ est également réglé de manière empirique pour que le processus converge suffisamment rapidement sans soustraire trop d'énergie à chaque itération.

1.4.3 Filtrage de l'image brute

Compte tenu de la nature de ce type d'algorithme, on observe de la dispersion dans le résultat obtenu, il peut donc parfois s'avérer nécessaire d'appliquer un filtrage gaussien. Cette opération, présentée dans la section 4.3 du chapitre I peut être réalisée simplement en multipliant la transformée de Fourier 2D du filtre gaussien avec la transformée de Fourier 2D de l'image brute. Une transformée de Fourier inverse 2D permet d'afficher le résultat obtenu après filtrage.

1.5 Résultats obtenus en simulation

1.5.1 Configuration de la scène et de l'image

La scène observée a une largeur de $8m$ (de $-4m$ à $4m$) et une profondeur de $8m$. Le réseau d'émission est constituée de 4 antennes isotropes. La distance entre les antennes d'émission est de $12cm$. Une seule antenne de réception est utilisée, elle est localisée au centre du réseau d'émission.

Toutes les simulations ont été lancées avec une résolution d'image de $(80, 80)px$. Cela signifie que tous les pixels ont une largeur et une hauteur correspondant à λ_{min} . Les calculs sont effectués avec un nombre de points suffisamment important de manière à ne pas observer de repliement numérique du résultat.

1.5.2 Simulation avec une cible

Pour cette simulation la cible est placée en position $(-2, 5)m$. En figure III.18(a), on peut observer le résultat du traitement de l'algorithme de corrélation alors qu'aucun passage dans le processus de nettoyage n'a été réalisé. En figure III.18(b), on peut voir le résultat de la corrélation avec le signal résiduel correspondant au dixième passage dans CLEAN.

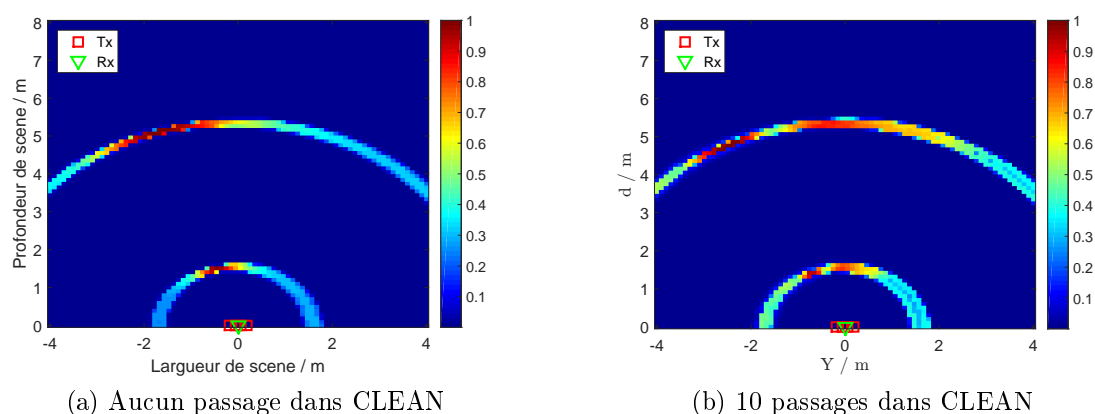


Fig. III.18 – Cartographie corrélation, $C = (-2, 5)m$, PRF=40MHz

On s'aperçoit que les formes d'ondes sont conservées mais que le niveau global de la cartographie après 10 itérations est bien plus faible. En effet, malgré la représentation normalisée, les pixels de faibles amplitudes apparaissant en bleu clair sur la figure III.18a, sont renforcés au fur et à mesure des passages dans le processus de déconvolution.

La reconstruction de la cartographie correspondant à la somme des 10 premières contributions du passage dans l'algorithme de nettoyage nous permet d'avoir le résultat escompté avec une signature de cible légèrement dispersée, comme le montre la figure III.19(a). Après le traitement par un filtrage gaussien on obtient une cartographie, visible en figure III.19(b), représentative de la scène observée.

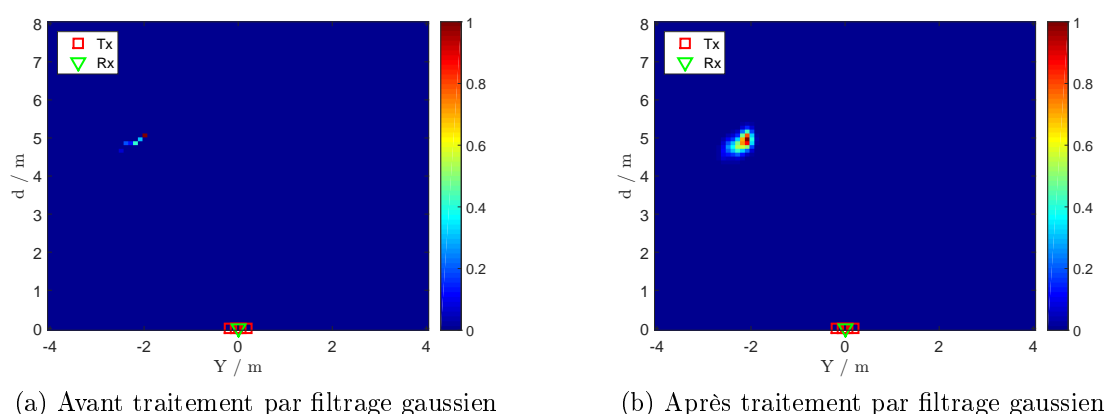


Fig. III.19 – Cartographie nettoyée, $C = (-2, 5)m$, PRF=40MHz

1.5.3 Simulation avec trois cibles

Pour cette simulation les cibles sont placées en position $(-1, 3)m$, $(1, 4)m$ et $(1.8, 6)m$.

En figure III.20(a), on peut observer le résultat du traitement de l'algorithme de corrélation alors qu'aucun passage n'a été réalisé dans le processus de nettoyage. En figure III.20(b), on peut voir le résultat de la corrélation avec le signal résiduel correspondant au vingtième passage dans CLEAN.

La reconstruction de l'image par l'algorithme de nettoyage permet de visualiser les trois cibles présentes dans la scène. La différence de niveaux entre les trois signatures peut être expliquée par le fait que le balayage effectué avec un réseau de quatre antennes isotropes n'est pas très directif. De ce fait, la cible placée au milieu de la scène est éclairée tout au long du balayage contrairement aux cibles situées sur les côtés.

Ce phénomène est beaucoup moins présent lorsque la signature de la cible n'est pas calculé mais issue d'une mesure. La récupération de signaux issus de mesures fait l'objet de la partie suivante.

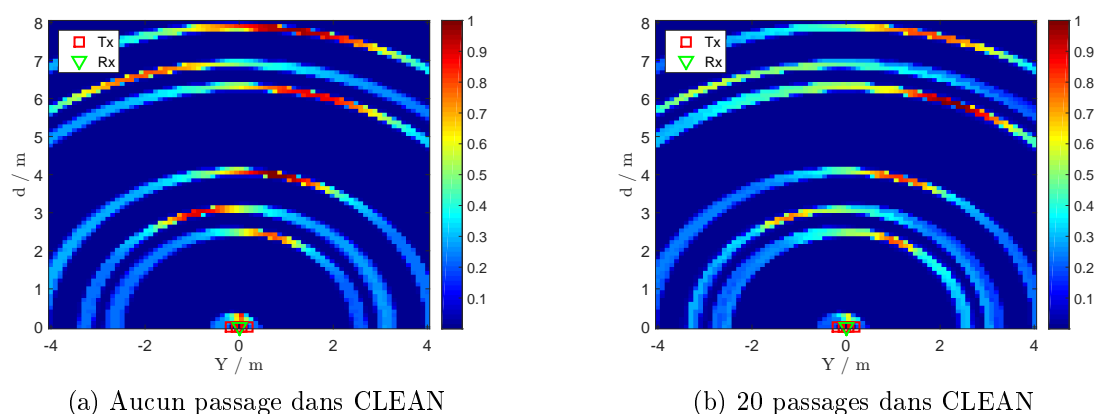


Fig. III.20 – Cartographie corrélation, $C_1 = (-1, 3)m$, $C_2 = (1, 4)m$ et $C_3 = (1.8, 6)m$, PRF=40MHz

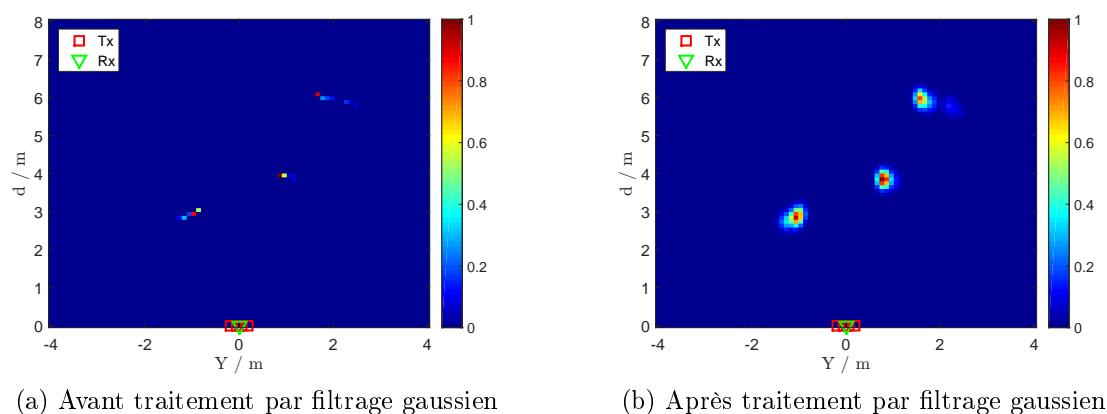


Fig. III.21 – Cartographie nettoyée, $C_1 = (-1, 3)m$, $C_2 = (1, 4)m$ et $C_3 = (1.8, 6)m$, PRF=40MHz

1.5.4 Comparaison SAR - Corrélation/CLEAN

Dans ce paragraphe, l'objectif est de comparer les performances de l'algorithme corrélation/CLEAN avec les performances obtenues en utilisant le même système en configuration SAR. Les 5 antennes isotropes (4 à l'émission et 1 à la réception), le modèle de cibles, la bande de fréquences des impulsions utilisées [300MHz-3GHz] et les 15 tirs électromagnétiques sont conservés pour cette comparaison. Les positions respectives des trois cibles sont les mêmes que celles présentées dans le paragraphe 1.5.3.

Le déplacement du radar engendre des hyperboles de migration pour chaque cibles de la scène comme le montre la figure III.22a. La figure III.22b illustre le résultat d'un algorithme de sommation cohérente dont le principe est de focaliser l'énergie de chaque hyperbole en leurs apex respectifs. Le tableau III.1 résume les performances des

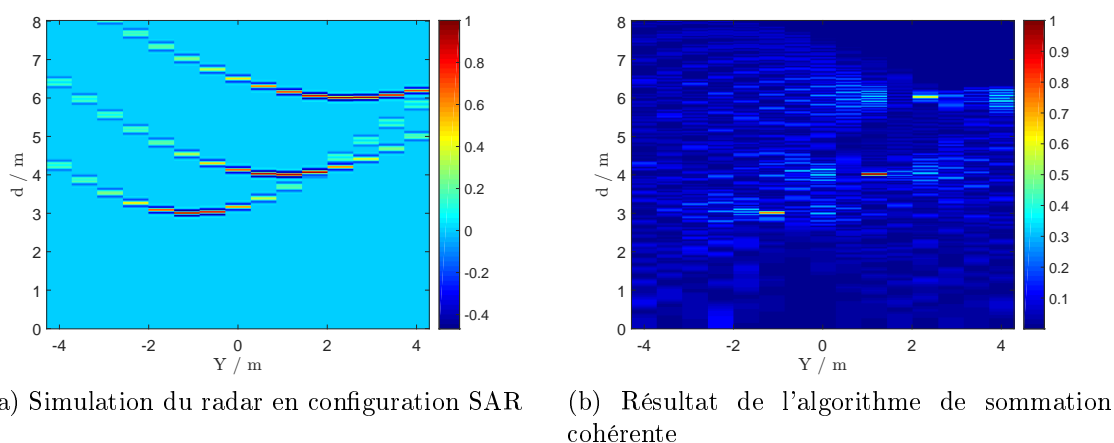


Fig. III.22 – Comparaison SAR - Corrélation/CLEAN

deux algorithmes présentés en définissant un paramètre $S_{50\%}$ permettant d'imager leurs résolutions, tel que :

$$S_{50\%} = N_{50\%} * dx * dy / N_c$$

avec :

- $N_{50\%}$ le nombre de pixels dont la valeur est supérieure à 50% du maximum,
- N_c le nombre de cibles,
- dx et dy respectivement les résolutions d'image horizontale et verticale.

Il est important de noter que les temps de calcul ont été évalués sur la même station de travail : Intel® Xeon® CPU E5-1650 0 @ 3.20GHz sous Windows 7 OS.

	Sommation cohérente	Corrélation/CLEAN
$S_{50\%} (cm^2)$	286	67
$T_{calcul} (s)$	4	410
Déplacement radar	Oui	Non

Tab. III.1 – Comparaison SAR vs. Correlation/CLEAN

Ce tableau comparatif permet de mettre en avant les bonnes performances de l'algorithme corrélation/CLEAN en terme de résolution comparé à celle obtenue avec l'algorithme de sommation cohérente pour une configuration SAR du même système. Le fait que le produit $dx * dy$ pour la sommation cohérente soit inférieur au produit $dx * dy$ pour la corrélation/CLEAN vient renforcer ce résultat. En effet dans le cas de la sommation cohérente, la résolution horizontale dx est directement lié au pas de déplacement du radar.

Un des nombreux atouts du radar à balayage autonome optoélectronique est qu'il ne requiert aucun déplacement mécanique alors qu'il s'agit précisément du paramètre critique d'un radar SAR classique. De plus, un radar SAR impose que les cibles soient immobiles alors que le radar proposé ici peut être utilisé pour détecter des cibles en mouvement tant que la vitesse de ces dernières reste très inférieure à la vitesse de balayage. Il faut également préciser que le temps de calcul n'a pas été optimisé pour l'algorithme corrélation/CLEAN notamment dans la redondance de certains calculs.

1.6 Résultats expérimentaux

1.6.1 Configuration expérimentale

L'algorithme de corrélation/CLEAN présenté en détail dans la partie 1.4 de ce chapitre a ensuite été testé avec des signaux issus de mesures. En effet, la mise à disposition d'une chambre anéchoïque et d'une instrumentation ultra large bande (ULB) a permis de réaliser cette campagne de mesures.

Cette instrumentation ULB (figure III.23) comporte :

- un générateur de signaux arbitraires (AWG) composé d'un châssis M9105A Agilent Technologies intégrant deux modules deux voies M8190A 12GSa/s. A noter que la gigue entre deux voies d'un même module est négligeable alors que la gigue entre deux voies de modules différents est d'environ $10ps$,
- un oscilloscope temps réel Agilent Technologies 4GHz 20GSa/s,
- un amplificateur ZHL-42W de chez Mini-Circuits 30dB 10MHz-4.2GHz.

Pour imager le balayage autonome, des trains d'impulsions, visibles sur la figure III.24, ont été numérisés à une fréquence d'échantillonnage de 12GHz puis chargés dans la mémoire d'un générateur de signaux arbitraire 4 voies.

La figure III.25 permet d'avoir une vue schématique de la mesure mise en place. Le réseau de quatre antennes d'émission et l'antenne de réception sont positionnés de manière à se rapprocher le plus possible des conditions de simulations présentées dans la partie 2. La figure III.26 présente une photographie de scène avec deux cibles ainsi que la position du réseau d'émission et de l'antenne de réception.

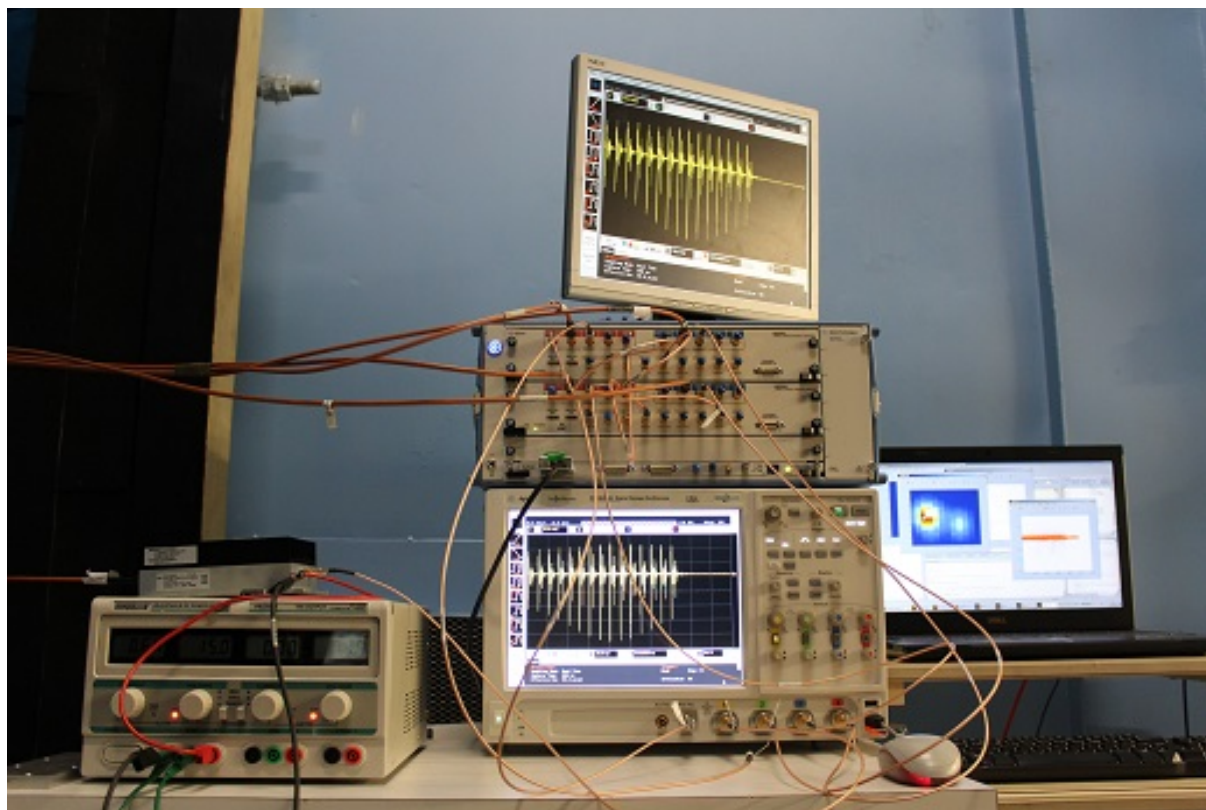


Fig. III.23 – Instrumentation ULB



(a) Zoom sur l'angle de $+3^\circ$



(b) Zoom sur l'angle de $+21^\circ$

Fig. III.24 – Train d'impulsions généré par l'AWG

1.6.2 Scène mono-cible

Pour cette mesure, la cible est positionnée à $(0,2)m$. Il s'agit d'un tube en acier placé en position verticale. Le signal mesuré, présenté en figure III.27(a), contient l'information relative à la position de la cible ainsi que le signal de couplage correspondant au trajet direct entre le réseau d'émission et l'antenne de réception. Ce signal de couplage peut être

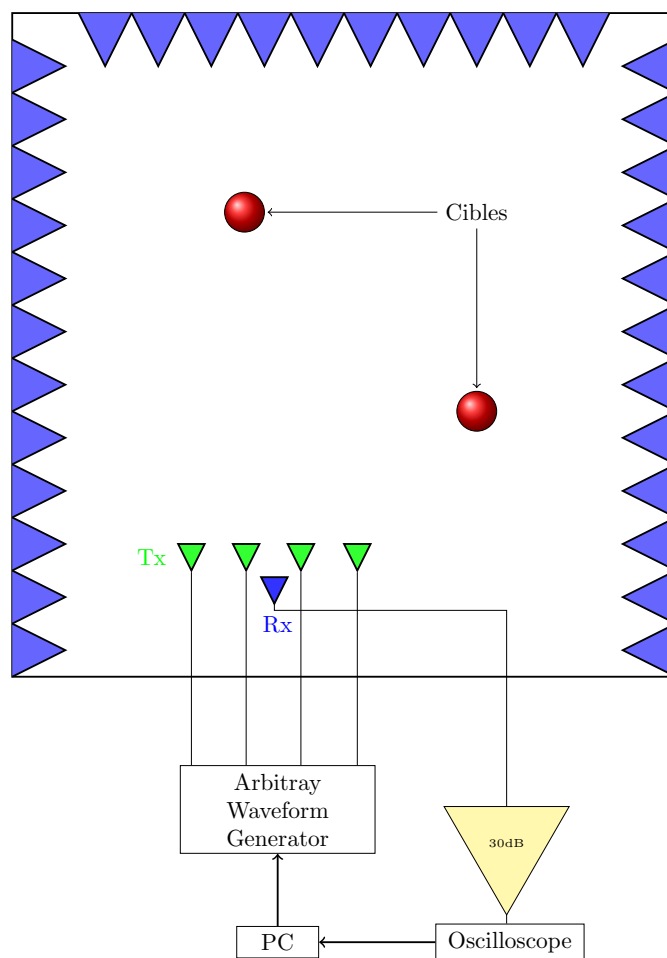


Fig. III.25 – Vue schématique

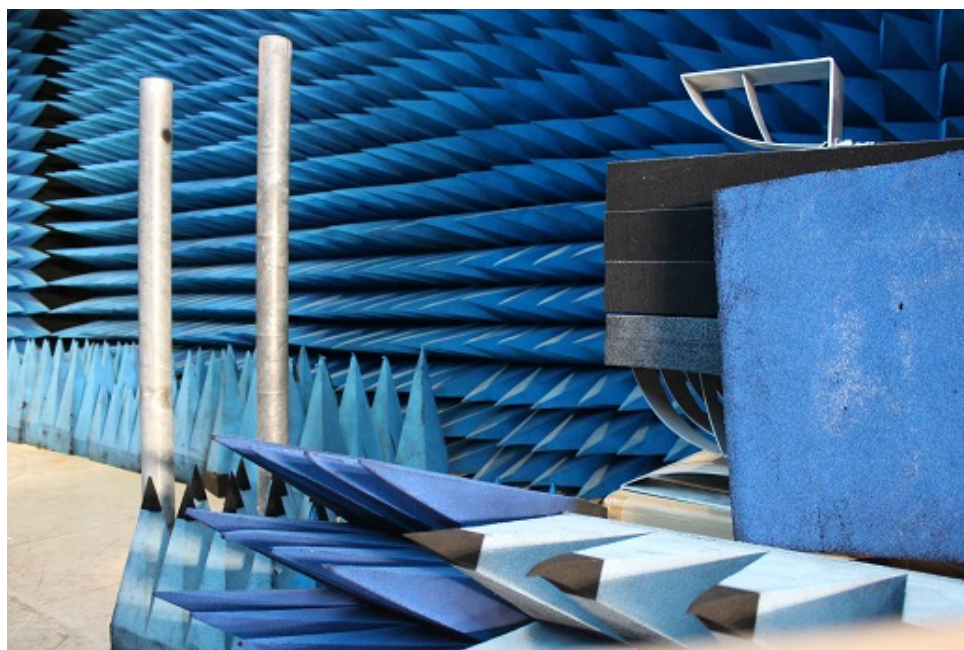


Fig. III.26 – Photographie de la manipulation

retranché soit de manière numérique III.27(b) soit à l'aide d'une mesure de référence sans cible.

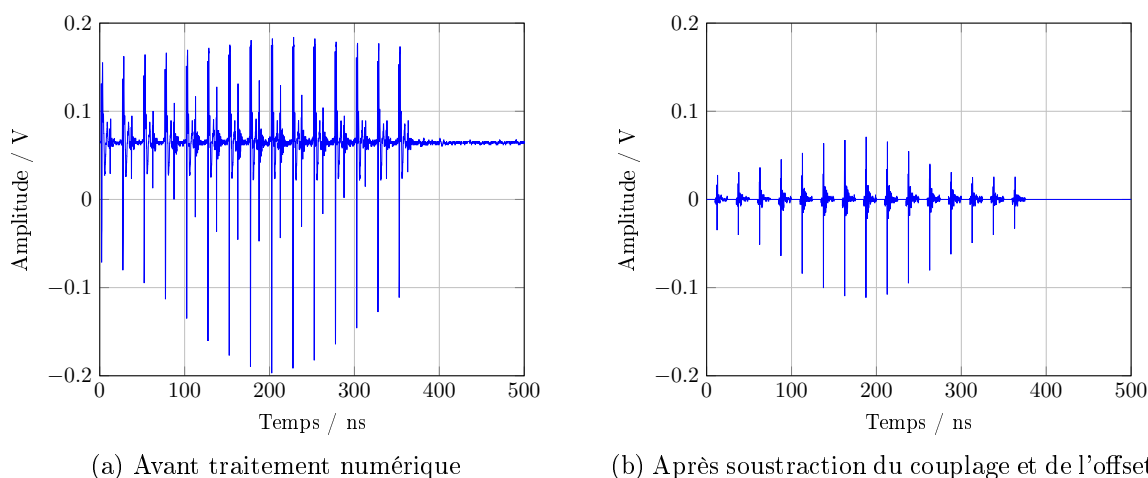


Fig. III.27 – Signal de mesure pour une cible positionnée à $(0, 2)m$

Le résultat obtenu par l'algorithme est présenté sur la figure III.28. On peut noter que les artéfacts de corrélation sont bien éliminés avec le processus de nettoyage.

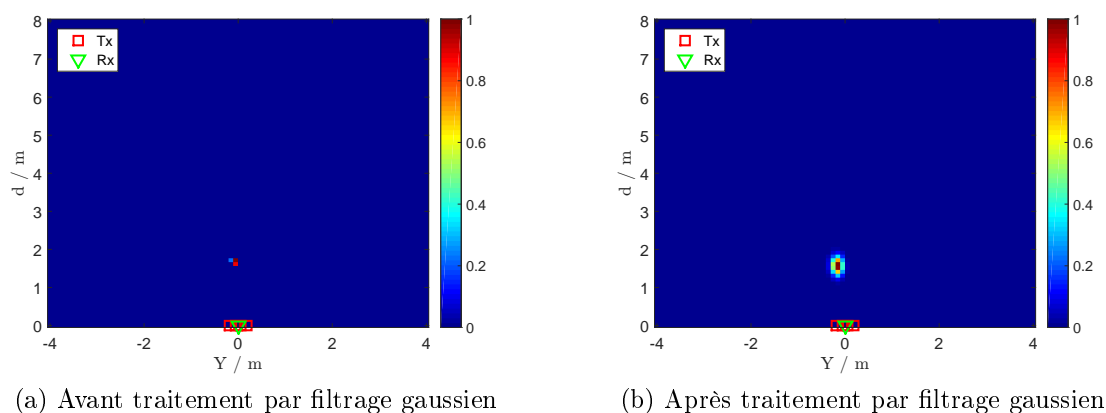
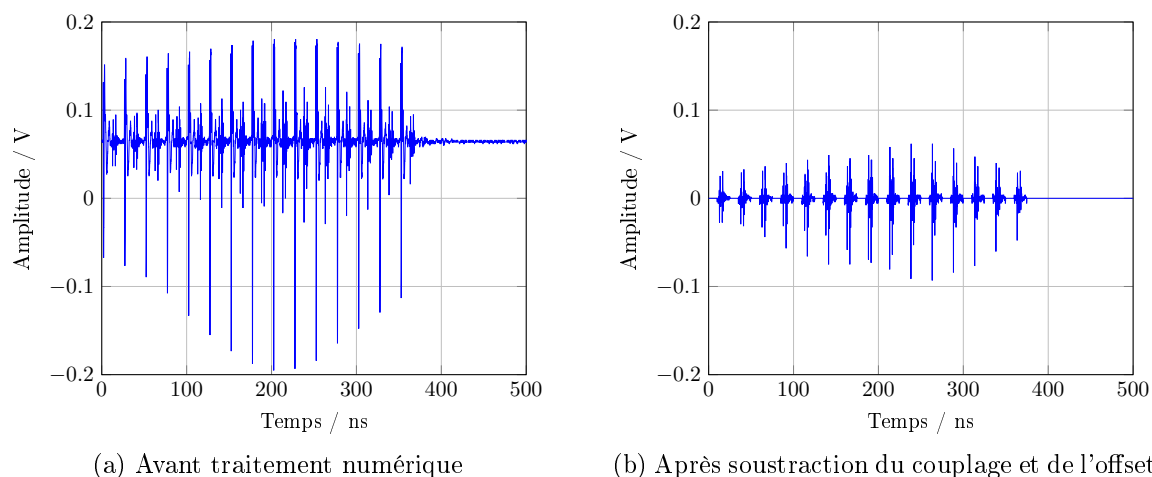


Fig. III.28 – Cartographie issue de l'algorithme de nettoyage

On obtient le résultat escompté avec une position de cible exacte.

1.6.3 Scène multi-cibles présentant une SER importante

Pour la mesure suivante, les cibles sont positionnées aux positions $(0.2, 2)m$ et $(-0.3, 2.5)m$. Les signaux obtenus avant (a) et après (b) soustraction du couplage et de l'offset sont visibles sur la figure III.29. On observe bien deux enveloppes correspondant chacune, à la réponse d'une cible.


 Fig. III.29 – Signal de mesure pour deux cibles positionnées à $(0.2, 2)m$ et $(-0.3, 2.5)m$

L'algorithme de nettoyage fait ressortir la signature des cibles bien que l'image issue de la phase de corrélation présente des maxima sur des cibles fantômes. Les légères signatures des cibles fantômes peuvent être diminuées en diminuant le gain de boucle γ , en augmentant le nombre de passages dans la phase de nettoyage (modification du critère de sortie de boucle), en multipliant le nombre d'antennes de réception ou en utilisant la propriété du retour de balayage.

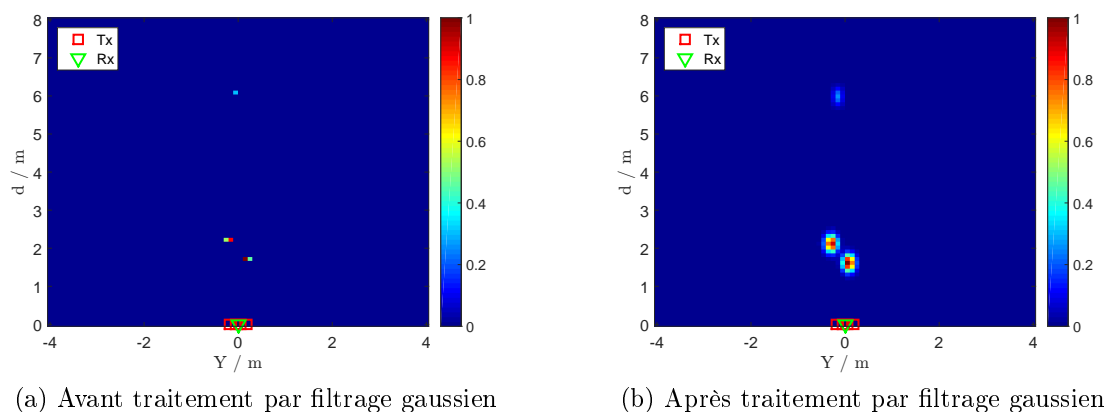


Fig. III.30 – Cartographie issue de l'algorithme de nettoyage

1.6.4 Scène multi-cibles présentant une SER faibles

Pour cette mesure, les cibles considérées sont des humains, respectivement positionnés à $(-0.6, 2)m$ et $(0.2, 3.5)m$. On considère ainsi une cible présentant une SER largement différente de celle utilisée pour réaliser la phase d'apprentissage. Une photographie, visible

en figure III.31, illustre la scène illuminée.

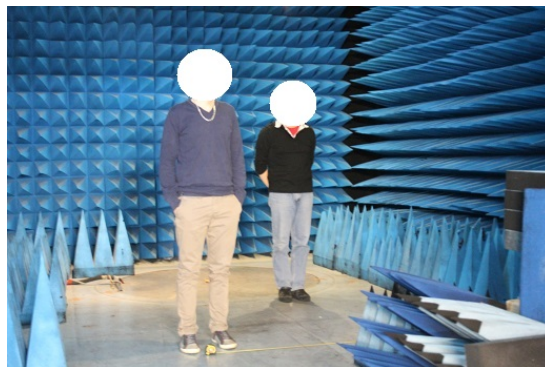


Fig. III.31 – Scène avec deux cibles de SER faibles positionnée à $(-0.6, 2)m$ et $(0.2, 3.5)m$

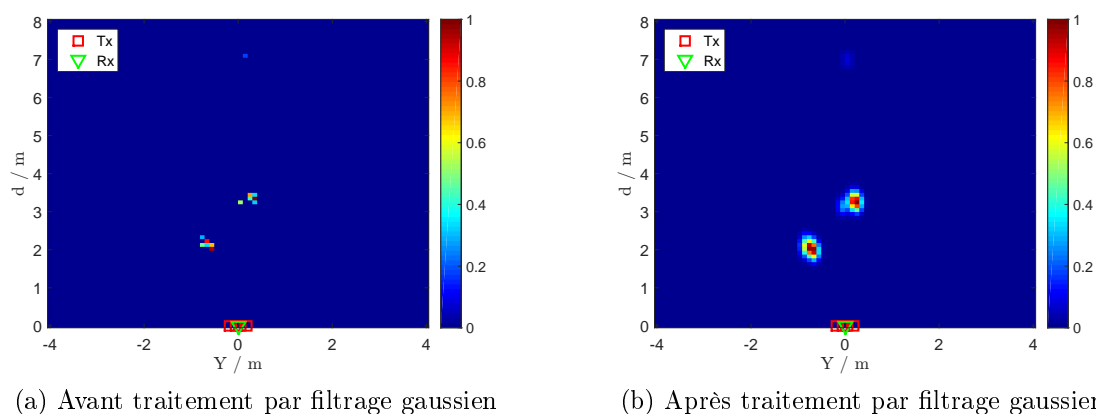


Fig. III.32 – Cartographie issue de l'algorithme de nettoyage

On constate sur le figure III.32 que l'algorithme fonctionne correctement malgré la différence de SER entre la phase d'apprentissage et la mesure qui a été réalisée. Ce qui n'est pas étonnant compte tenu de la part minimale que joue l'amplitude du signal pour réaliser la détection, à condition bien sûr que le seuil de détection soit atteint.

En conclusion, l'algorithme hybride corrélation/CLEAN associant une construction de cartographie par corrélation avec un processus de déconvolution semble répondre à la problématique de l'ambiguïté en distance et permet de s'affranchir de la limite de détection en distance imposée par la fréquence de répétition élevée du système proposé.

2 Outils numérique d'optimisation de formes d'ondes

2.1 Introduction aux métaheuristiques pour l'optimisation complexe

La partie précédente est consacrée à la présentation d'un algorithme de détection efficace pour des cibles positionnées au delà de la limite classique de détection engendrée par la fréquence de répétition du radar. Cet algorithme combine la corrélation et la déconvolution itérative pour générer une cartographie de la scène éclairée en utilisant le train d'impulsions comme base de référence. Les observations réalisées sur ces résultats conduisent à penser que la diversité d'information peut être accrue en faisant varier le spectre généré par chaque impulsion du train.

L'objectif de cette partie est donc de présenter un outil numérique d'optimisation de formes d'ondes en présentant, dans un premier temps, le contexte scientifique des problèmes d'optimisation. Ensuite, cet outil sera appliqué à des modèles simples d'impulsions pouvant être obtenus à l'aide de formules analytiques. Pour finir, l'outil sera appliqué directement sur le modèle électrique du générateur optoélectronique développé spécialement pour s'intégrer dans le processus d'optimisation.

Les applications imaginées ne s'arrêtent pas au domaine des radars mais peuvent être étendues aux applications pour lesquelles la maîtrise du spectre rayonné présente un intérêt.

2.1.1 Complexité du problème

Les métaheuristiques sont des techniques numériques utilisées pour répondre aux problèmes d'optimisation complexe. Que ce soit en électronique pour la conception de modèle, en mécanique ou encore en traitement du signal, ces techniques sont appliquées dans tous les domaines qui composent le paysage scientifique. Le problème est souvent exprimé comme un problème d'optimisation : on cherche à minimiser ou à maximiser une ou plusieurs fonctions dites coûts qui représentent le ou les objectifs à atteindre. La définition du problème est bien souvent complétée par la formalisation de contraintes dont les priorités peuvent être variables. En effet, les contraintes dures sont des contraintes inflexibles et impératives à la différence des contraintes molles qui peuvent être considérées comme indicatives.

Les métaheuristiques s'appliquent aussi bien aux problèmes discrets qu'aux problèmes continus. Pour fixer les idées, le célèbre problème du voyageur de commerce¹ est discret alors que l'optimisation de la valeur d'un composant électrique pour minimiser les réflexions est un problème continu.

2.1.2 Cadre et choix des métaheuristiques

La plupart des métaheuristiques sont stochastiques pour faire face à la multitude des combinaisons des données d'entrée des problèmes complexes. Elles sont inspirées de phénomènes physiques (recuit simulé), des comportements d'espèces animales (colonies de fourmis) ou encore des théories de l'évolution de l'espèce humaine (algorithmes évolutionnaires). Ces méthodes sont relativement efficaces et peuvent même être couplées entre elles pour changer automatiquement d'outil en fonction des difficultés rencontrées. Ces algorithmes partagent également les mêmes inconvénients : la difficulté de réglage des paramètres d'optimisation avec notamment la fonction coût et le temps de calcul élevé.

En fonction du problème posé, il faut être capable de choisir la métaheuristique susceptible de donner les meilleurs résultats en un minimum d'itérations. Aucune théorie générale ne permet d'évaluer la convergence d'une métaheuristique face à un problème connu. Le réglage et la comparaison de ces algorithmes sont donc bien souvent effectués sur des fonctions analytiques connues pour ensuite être portés sur le problème complexe.

Pour notre étude, les algorithmes génétiques ont été choisis car ils fournissent des solutions quasi-optimales sur des problèmes de grandes tailles. Ces résultats sont obtenus au prix d'un temps de convergence relativement long comparé à la technique du recuit simulé. Il est important de noter que des algorithmes génétiques ont été fusionnés avec le recuit simulé, notamment dans les travaux de Mahfoud et Goldberg [MG92].

2.2 Introduction sur les algorithmes génétiques

2.2.1 Concept de base

Les algorithmes génétiques (AGs) sont basés sur les mécanismes de la génétique et de l'évolution naturelle tels que le croisement, la mutation ou encore la sélection. En 1962,

1. Il s'agit de minimiser la longueur de la tournée d'un commercial dont la mission est de visiter plusieurs villes avant de retourner au point de départ

John Holland démontre l'intérêt de ce type d'algorithmes, notamment grâce à ses travaux sur les systèmes adaptatifs [Hol62]. Les AGs modélisent le principe d'évolution collectif d'une génération constituée d'individus dont l'objectif est de survivre à un environnement. Chaque individu correspond à une solution du problème posé, le but étant de faire évoluer des générations entières, via des opérateurs de transformation (voir figure III.33), pour disposer au terme du processus du meilleur individu de la dernière génération, correspondant alors à une des solutions optimales.

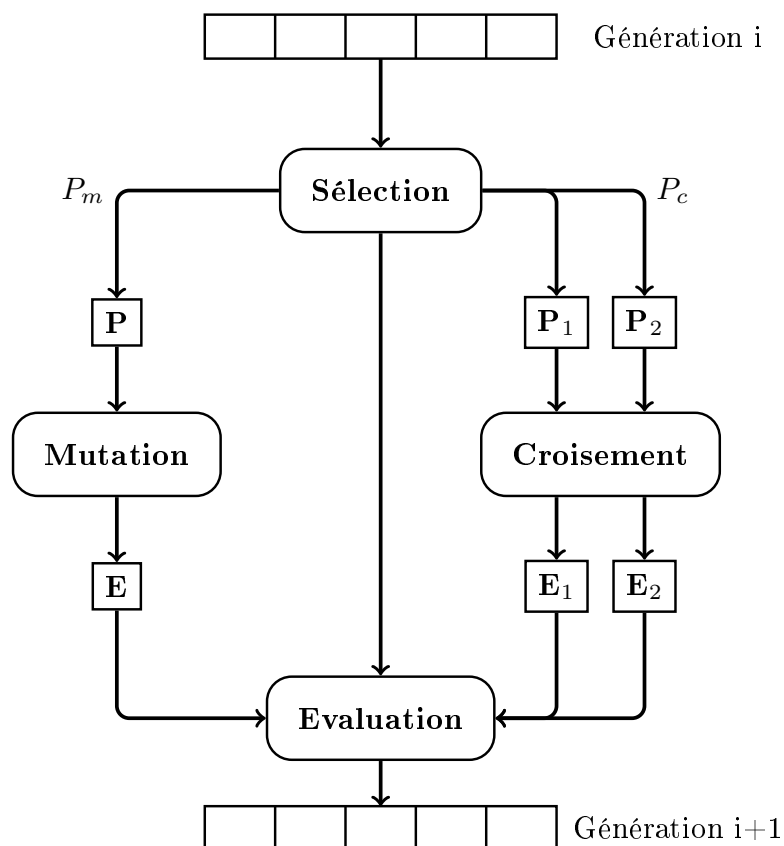


Fig. III.33 – Principe général d'un algorithme génétique

Les AGs utilisent un vocabulaire emprunté à la génétique naturelle. On parle donc de population de génération i représentant un ensemble d'individus (solutions). Ces individus peuvent être représentés suivant deux formes : la représentation originale de la solution au problème, on parle alors de phénotype alors que le génotype représente une solution codée pour le problème. Les codages de solutions peuvent être simples (codage binaire) ou plus élaborés (permutations alphabétiques) en fonction du problème posé. Chaque individu est évalué par la fonction coût qui mesure son adaptation à l'environnement local [Yam03]. La règle de la survie du plus fort est prédominante et à chaque itération du processus, seuls les individus les mieux adaptés à l'environnement sont utilisés pour en créer d'autres : c'est la théorie Darwinienne.

2.2.2 Les opérateurs et les limites

Comme illustré par la figure III.33, les AGs utilisent trois types d'opérateurs permettant de faire évoluer une population :

- l'opérateur de **sélection** est le processus qui permet de choisir les individus en fonction de leurs notes obtenues au test d'adaptation (fonction coût). Le processus de sélection utilisé dans notre cas est le principe de la roulette pondérée [Gol89] qui consiste à associer à chaque individu un segment de la population dont la taille dépend de la note obtenue à la fonction coût (plus il est adapté plus il sera considéré dans la génération suivante et inversement). Un tirage aléatoire parmi la génération est ensuite effectué. Ce type de sélection présente toutefois des risques de favoriser un individu lorsque les populations sont de petites tailles,
- l'opérateur de **croisement** est le processus permettant de combiner deux individus (parents) pour en générer deux autres différents (enfants). Il existe plusieurs types de croisement : à un point, à deux points ou encore uniforme [Sys91] qui ne seront pas développés ici,
- l'opérateur de **mutation** est le processus agissant sur un individu puisqu'il correspond à l'erreur produite lorsqu'il est copié et reproduit. La mutation change les valeurs de certains gènes avec une probabilité faible. Elle améliore rarement une solution mais permet de se préserver des pertes de diversité.

Les AGs constituent une classe de méthodes approchées efficaces pour un large spectre de problèmes même lorsque la fonction à optimiser n'est pas continue ou dérivable. Néanmoins, il est important de mentionner que :

- ils seront moins efficaces qu'une méthode déterministe (s'il en existe une),
- les nombreux paramètres sont délicats à régler,
- un des points les plus critiques des AGs est la flexibilité de la fonction coût. Dans la mesure où la fonction coût est interrogée pour chaque individu de chaque génération, il est important de veiller à ce que cette fonction puisse s'exécuter relativement rapidement.

2.3 Application à l'optimisation de formes d'ondes pour réaliser un façonnage spectral

2.3.1 Présentation du problème

L'objectif s'inscrit ici dans un contexte de conception de sources rayonnantes impulsionnelles induisant un minimum de perturbations électromagnétiques. La solution visée consiste à cumuler le rayonnement multi-bandes de dispositifs antennaires en créant par superposition spectral des trous en fréquences. On supposera que les impulsions sont générées par le générateur optoélectronique présenté précédemment dans ce manuscrit, que le nombre de sous-bandes est de trois et on ne tiendra pas compte de la fonction de transfert des antennes. L'AG est donc l'outil numérique qui permet d'optimiser le niveau et la largeur de chaque sous-bande en fonction du gabarit spectral imposé en jouant sur la forme temporelle des trois impulsions.

Dans cette partie, les simulations ont été menées avec deux signaux analytiques pour régler l'AG de manière à pouvoir réutiliser les mêmes configurations sur le problème intégrant le générateur optoélectronique. Le premier est un signal sinusoïdal modulé par une gaussienne. Il présente trois paramètres de réglage permettant de profiler l'impulsion et donc de façonner le spectre à notre convenance : la pondération en amplitude et les deux fréquences de coupure minimale et maximale sont prises à -6dB. Le deuxième signal est une sinusoïde modulée par une exponentielle décroissante. Ce signal est un peu plus proche de ce que le générateur optoélectronique est capable de générer et les paramètres de réglage dans ce cas sont la fréquence du sinus, le taux de décroissance de l'exponentielle et la pondération en amplitude. La figure III.34 illustre les deux signaux présentés pour ajuster les paramètres de l'AG.

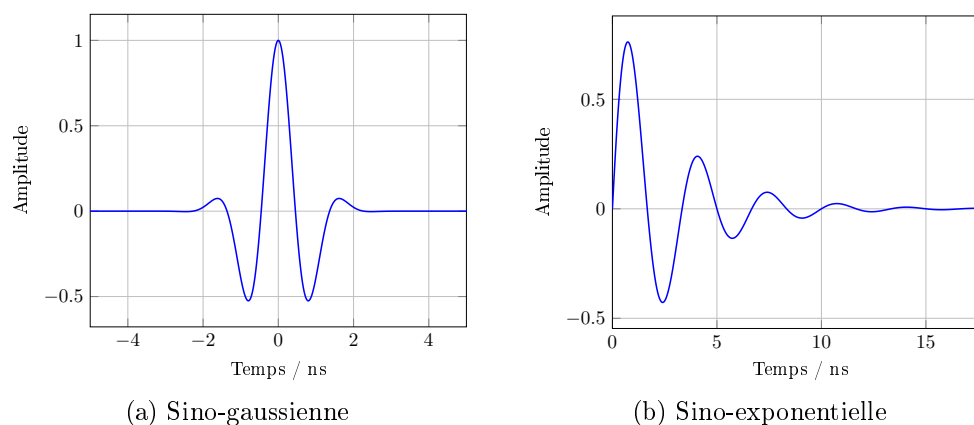


Fig. III.34 – Signaux de calage de l'AG

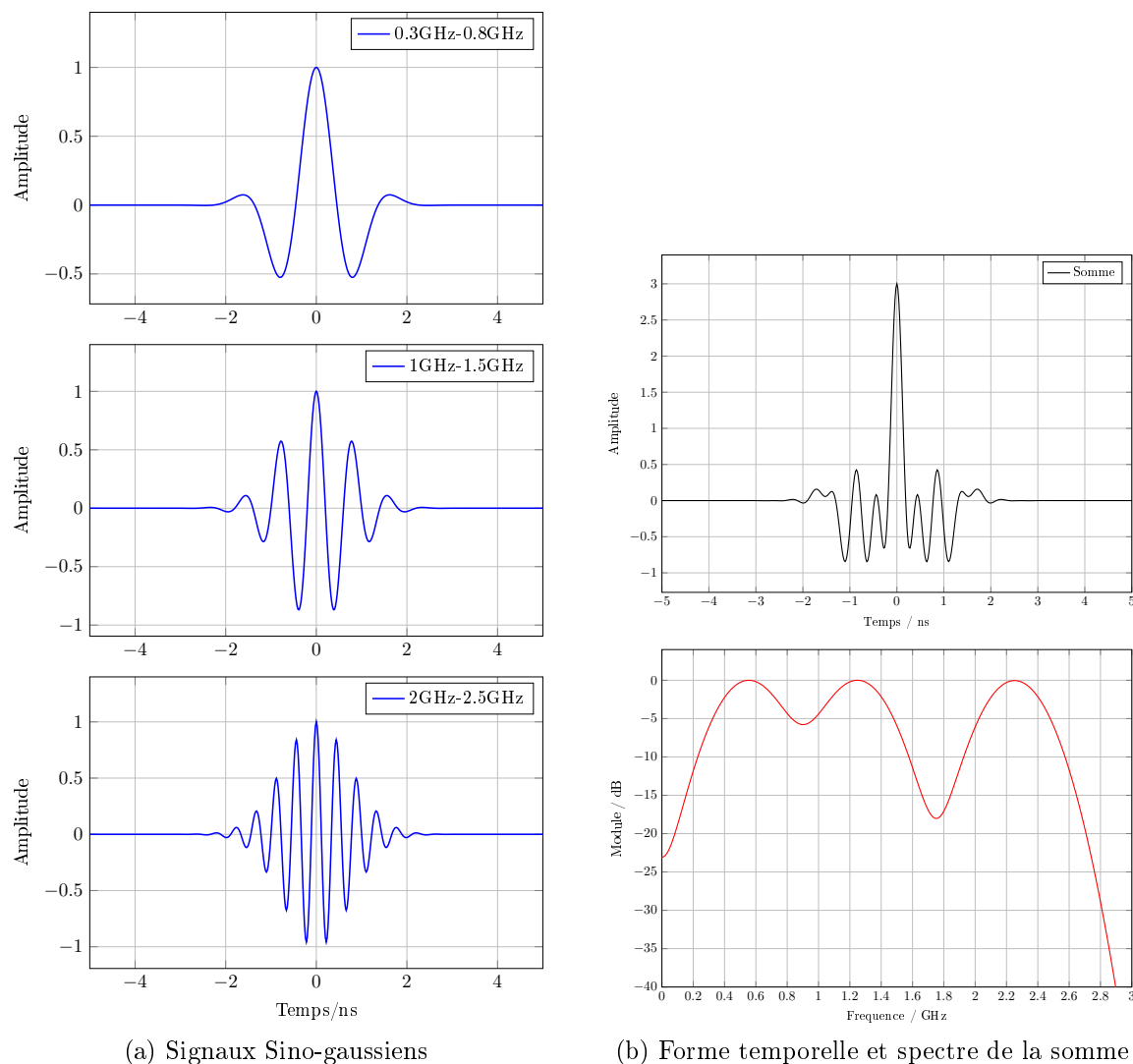


Fig. III.35 – Exemple de construction du spectre avec 3 impulsions sino-gaussiennes

Le processus de combinaison réalisé par la sommation cohérente des impulsions et la construction du spectre généré avant optimisation est visible sur la figure III.35.

2.3.2 Calcul de la fonction coût

La fonction coût de l'AG effectue un calcul utilisant la méthode des moindres carrés pour évaluer l'ajustement entre les points de référence du gabarit, noté $Po = (Po_x, Po_y)$ et le spectre généré par les impulsions profilées en utilisant des points d'intérêt, noté $Pt = (Pt_x, Pt_y)$. Ces points d'intérêt sont les extremums locaux du spectre et peuvent donc être déterminés facilement en dérivant numériquement ce spectre et en regardant où s'annule cette dérivée. Dans le cas d'une construction de spectre à 3 impulsions, 5 points d'intérêt sont nécessaires. Ils sont également pondérés par des coefficients α et β

ajustés au fur et à mesure des simulations pour calibrer la mise à l'échelle suivant les deux dimensions du tracé.

Si l'on considère N impulsions comme base de construction du spectre, la fonction coût s'exprime de la manière suivante :

$$f = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (P_{o_x}(i) - P_{t_x}(i))^2}{\alpha N}} + \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (P_{o_y}(i) - P_{t_y}(i))^2}{\beta N}} \quad (\text{III.5})$$

La figure III.36 permet d'illustrer le principe de l'AG appliqué à notre problème. En effet, l'objectif est donc de profiler les impulsions pour que les points P_t du spectre engendré soit le plus proche possible, suivant les deux dimensions du tracé, des points P_o du gabarit visé. L'exemple met notamment en évidence les distances calculées $P_{o_x}(2) - P_{t_x}(2)$ et $P_{o_y}(2) - P_{t_y}(2)$ pour le deuxième point d'intérêt, soit $i = 2$.

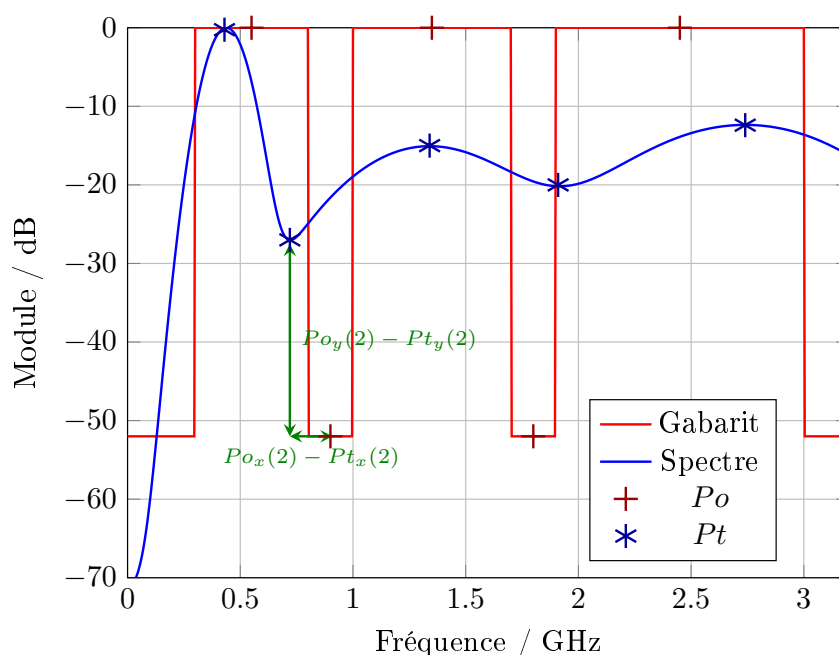


Fig. III.36 – Mise en évidence de la fonction coût sur un individu choisi aléatoirement

En ayant choisi des coefficients $\alpha = 1$ et $\beta = 2e7$, l'exemple de la figure III.36 illustre un individu de la première génération. Il présente un résultat pour la fonction coût de $f=30.18$.

2.3.3 Réglages de l'AG et résultats obtenus

Pour conserver une bonne diversité tout au long du processus itératif au sein de la même génération de manière à assurer une vitesse de convergence relativement élevée, il est important de régler les paramètres de l'AG (nombre d'individus d'une même population, probabilité de mutation, etc). Il est également nécessaire d'ajuster la fonction coût et notamment la mise à l'échelle par l'intermédiaire des coefficients α et β .

Suite à la phase de réglage, les résultats des meilleurs individus des premières (meilleures solutions initiales) et des dernières générations (solutions optimales) sont présentés en figure III.37, III.38, III.39 et III.40 pour les deux types de signaux utilisés et pour deux types de gabarit différents (limites basse du gabarit à -40 et -52dB).

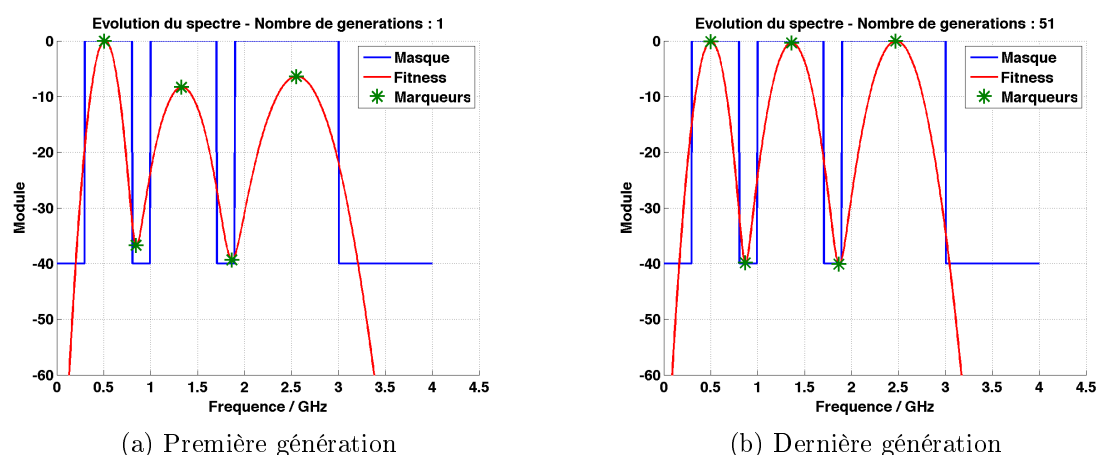


Fig. III.37 – Signal sino-gaussien dont la limite basse du gabarit est -40dB

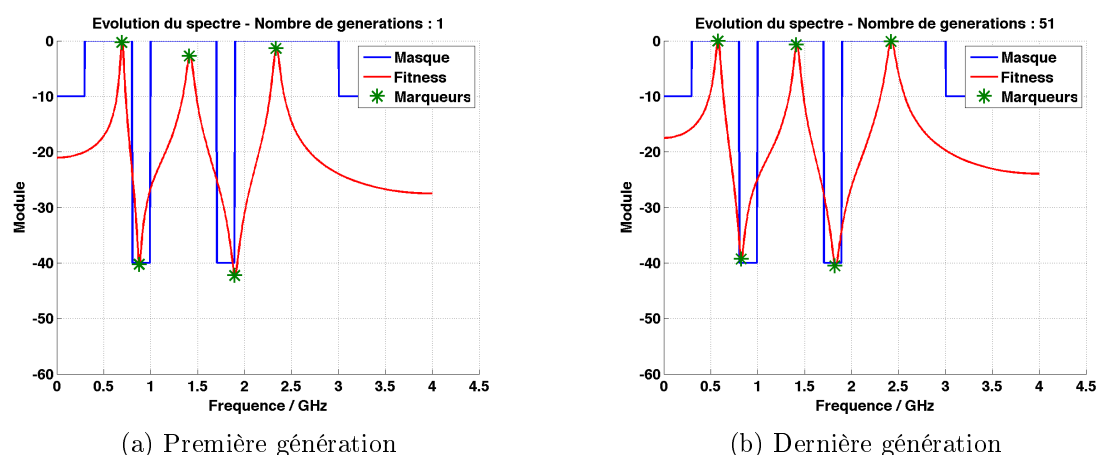


Fig. III.38 – Signal sino-exponentiel dont la limite basse du gabarit est -40dB

Les résultats obtenus sont donc très satisfaisants pour les deux signaux analytiques utilisés. Il est d'ailleurs possible d'imaginer un gabarit spectral beaucoup plus complexe

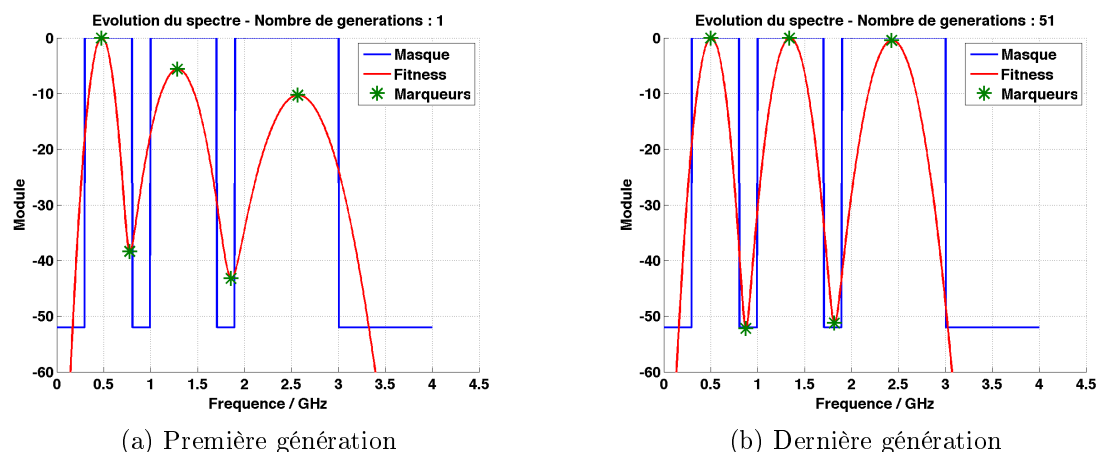


Fig. III.39 – Signal sino-gaussien dont la limite basse du gabarit est -52dB

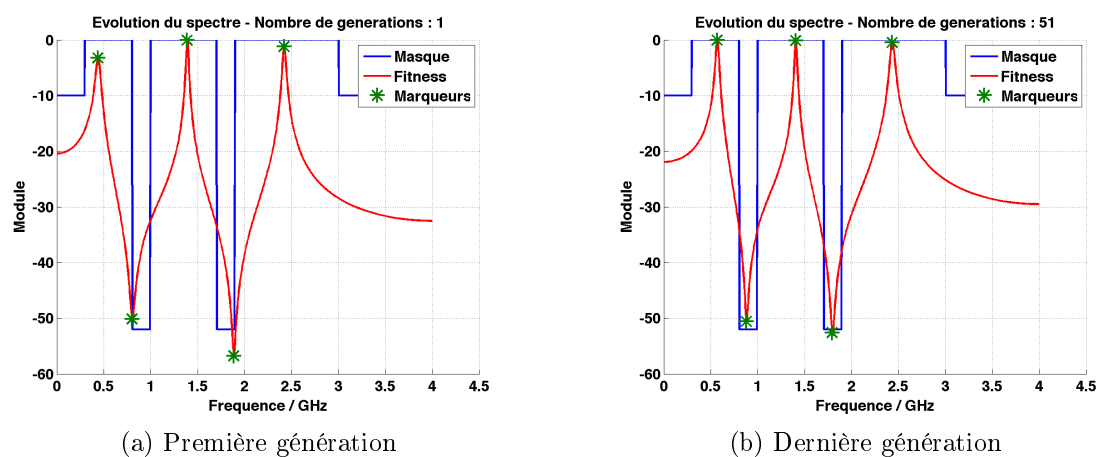


Fig. III.40 – Signal sino-exponentiel dont la limite basse du gabarit est -52dB

que l'algorithme cherchera à approcher. Toutefois, les signaux servant de base de décomposition du spectre ne sont pas faciles à générer. On peut observer en figure III.41 les trois signaux à générer pour construire le spectre visible en figure III.40. Il est donc nécessaire de prendre en compte les contraintes liées à la génération d'impulsion par la modélisation du générateur optoélectronique.

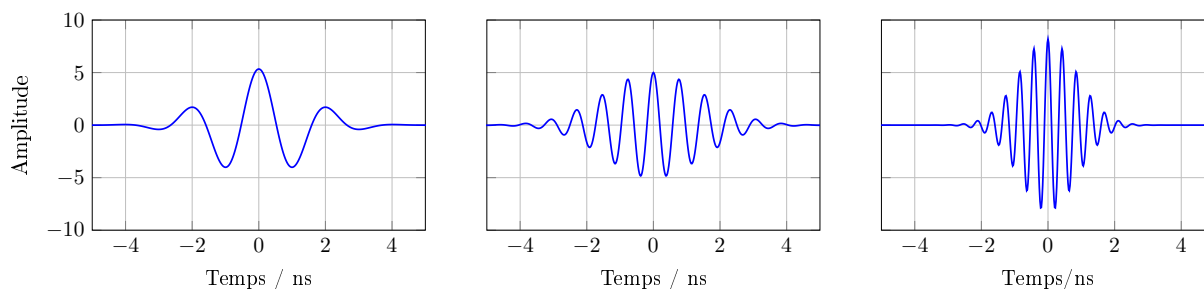


Fig. III.41 – Signaux sino-gaussiens résultant de l'optimisation

2.3.4 Modélisation du générateur optoélectronique

Un modèle de générateur optoélectronique a été développé pour contraindre l'AG aux strictes formes d'ondes susceptibles d'être générées. Le modèle dont la représentation schématique est visible sur la figure III.42, a été développé sur Simulink[®], pour faciliter son intégration à l'AG. Il n'existe sur ce logiciel qu'un moteur de calcul transitoire. Il est donc nécessaire de faire commuter la valeur de la résistance R_g soit sur une faible valeur pour charger rapidement la ligne de transmission soit sur une forte valeur de résistance pour éviter les retours dans le générateur.

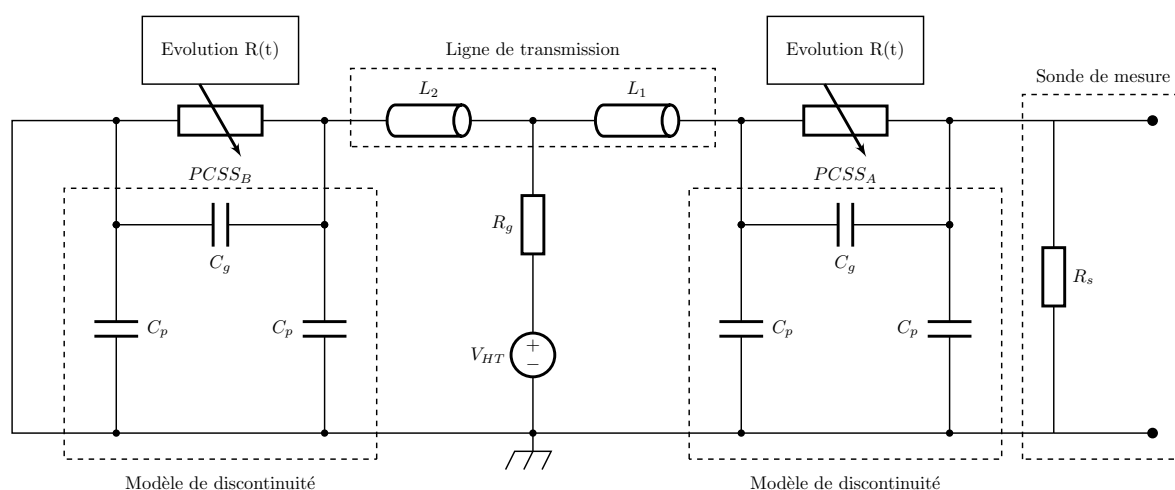


Fig. III.42 – Modèle du générateur optoélectronique

La ligne de transmission micro-ruban est modélisée par deux lignes telles que la somme de leurs longueurs soit égale à la longueur totale L . Cette séparation permet un accès de polarisation par la haute tension délivrée par V_{HT} . Les caractéristiques électriques (impédance caractéristique Z_0) de chaque tronçon de ligne ont été calculées en fonction des dimensions et des caractéristiques physiques réelles du substrat (hauteur de métallisation e_m , hauteur de substrat h , largeur de ligne w , permittivité relative du substrat ϵ_r). Le comportement des photocommutateurs $PCSS_A$ et $PCSS_B$ est imagé par des lois d'évolution $R(t)$ de résistance en fonction du temps au travers de deux résistances variables. Une représentation de ces lois est visible sur la figure III.43 et fait apparaître les valeurs des résistances aux limites R_{ON} et R_{OFF} . Il s'agit de lois évoluant suivant des profils d'exponentielles décroissantes dont les temps de descente t_d sont réglés proportionnellement aux temps de montées des impulsions optiques. La mesure est ensuite effectuée sur une charge fixée à 50Ω pour simuler la présence d'un oscilloscope temps réel. Le modèle de discontinuité utilisé permet de prendre en compte les effets capacitifs (modélisés par C_g et C_p) de la mise en regard engendrée par la discontinuité de la ligne

microruban au niveau de l'adjonction des photocommutateurs.

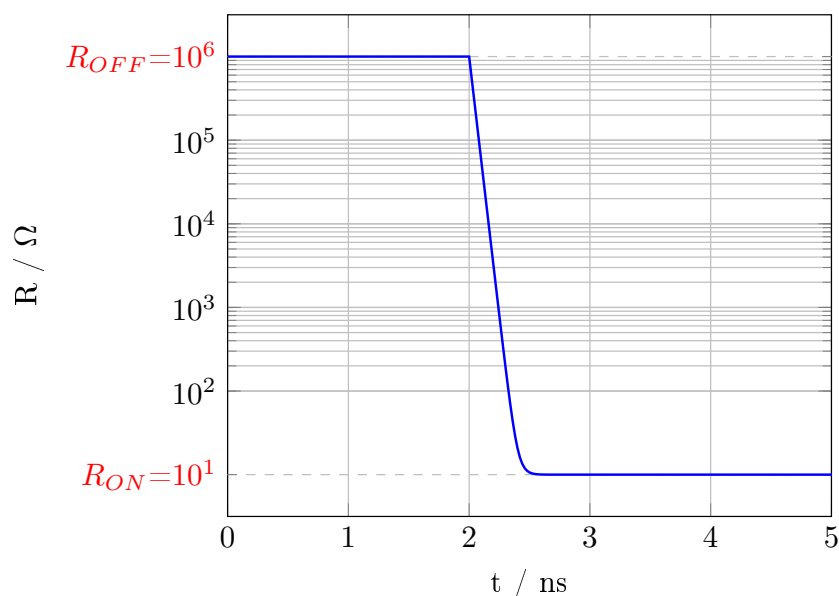


Fig. III.43 – Modèle du générateur optoélectronique

Le tableau III.2 récapitule les variables, leurs plages de variation et les valeurs fixes utilisées sur ce modèle :

L	t_d	R	e_m	w	h	ε_r	ε_e	Z_0	C_g	C_p
<i>cm</i>	<i>ps</i>	Ω	μm	<i>mm</i>	<i>mm</i>	<i>si</i>	<i>si</i>	Ω	<i>fF</i>	<i>fF</i>
2-15	30-90	10-1e6	35	2.48	1.2	4.3	3.3	48.4	8.3	46.9

Tab. III.2 – Paramètres du modèle de générateur optoélectronique

Pour estimer les plages de valeurs de chaque paramètre, des comparaisons entre les formes d'onde générées par le modèle et des mesures pour différentes longueurs de ligne ont été effectuées. La figure III.44 illustre la platine de mesure comportant 6 générateurs de longueurs respectives 20, 35, 50, 80, 100 et 120mm. Pour la mesure des signaux photogénérés, l'alimentation haute tension ainsi que les fibres optiques sont repositionnées en fonction du générateur mesuré.

La figure III.45 met en évidence des comparaisons pour les configurations à 20, 50 et 120mm en optimisant les réglages optiques pour avoir la forme d'onde la plus bipolaire possible et une configuration où les réglages optiques engendrent une dégradation du signal. En général, c'est la fibre optique située au dessus du PCSSA qui est déplacée de quelques dizaines de micromètres de manière à générer une désadaptation relativement faible et ainsi permettre une légère résonance du système.

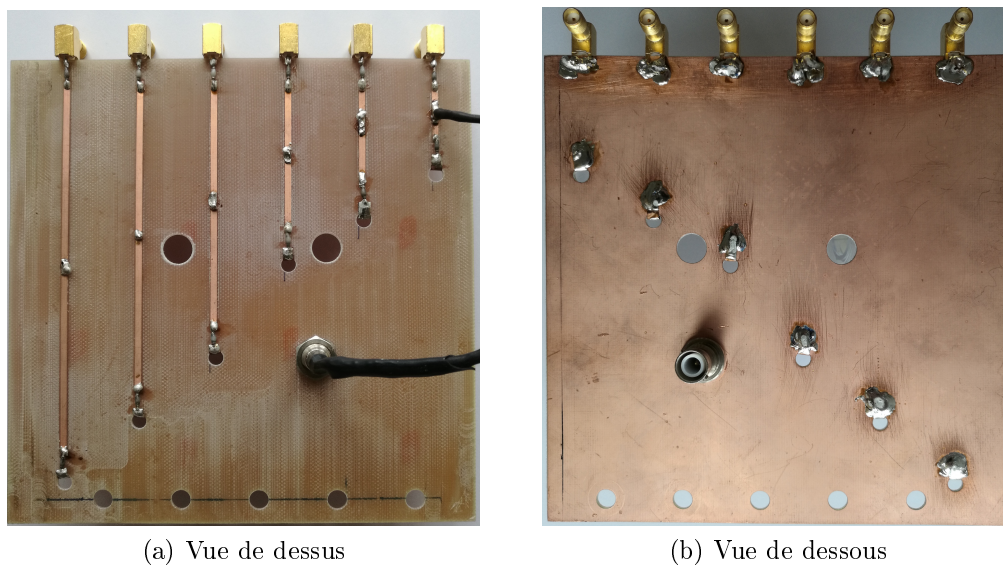


Fig. III.44 – Platine de mesure avec différentes longueurs de ligne

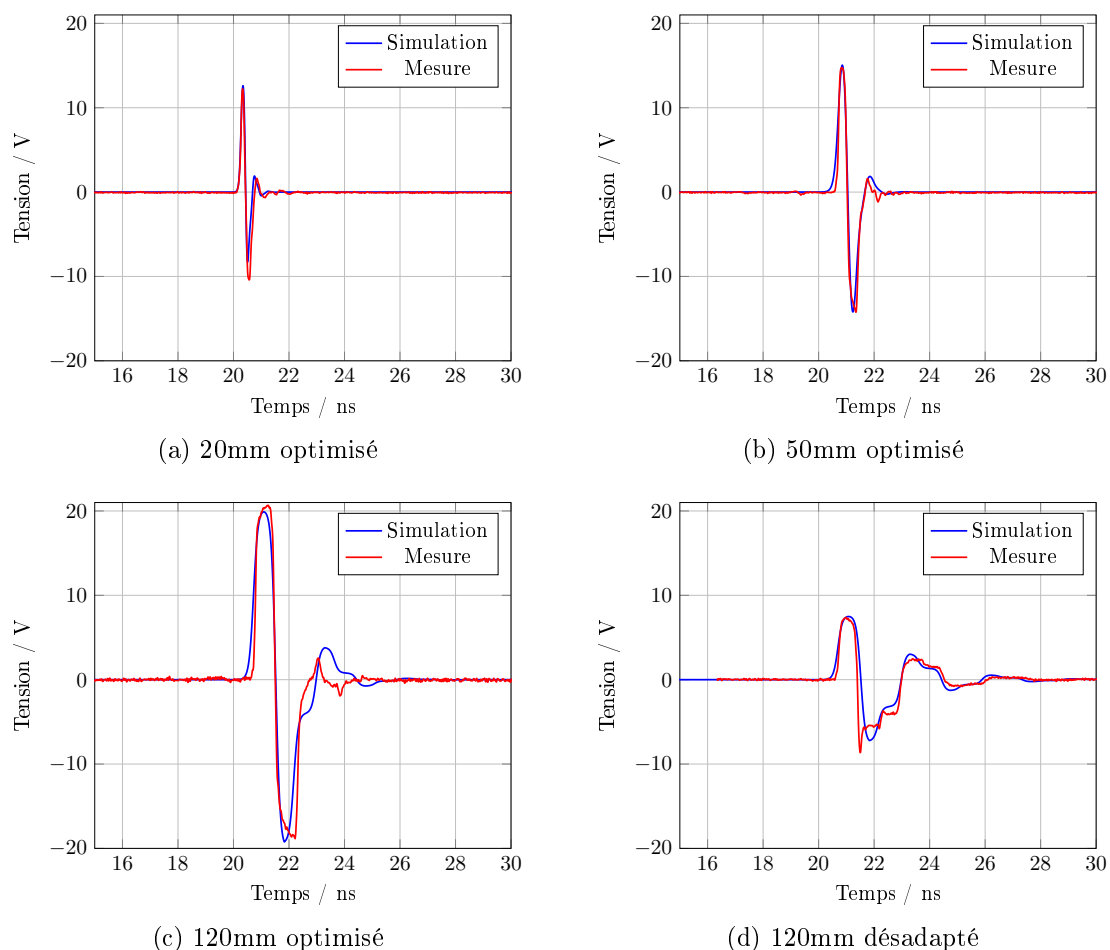


Fig. III.45 – Comparaisons simulations et mesures expérimentales pour différentes longueurs de lignes

Les résultats de simulation du photocommutateur obtenus par ajustement des paramètres ne sont pas parfaits mais sont tout de même représentatifs du générateur optoélectronique. La corrélation entre les signaux mesurés et les signaux simulés est tout à fait correcte et permet de valider le modèle pour pouvoir l'intégrer dans l'AG, et optimiser des formes d'ondes que l'on est capable de générer.

2.3.5 Intégration du modèle du générateur optoélectronique dans l'AG

Le modèle du générateur optoélectronique a ensuite été intégré dans l'AG. En effet, les deux formules analytiques (sino-exponentielle et sino-gaussienne) utilisées jusqu'à présent ont été remplacées par le modèle du générateur optoélectronique développé et présenté dans le paragraphe 2.3.4. Les paramètres d'entrée du système sont alors la longueur de ligne L , la valeur R_{ON} pour les deux PCSS, le niveau de polarisation V_{HT} , le temps de descente de la valeur de résistivité t_d et le retard entre le déclenchement des deux impulsions Δ .

Ces paramètres d'entrée sont contraints à être utilisés par l'AG dans des plages de valeurs définies de manière à ce que le résultat de l'optimisation soit réalisable en pratique.

En conservant une fonction objectif identique à celle utilisée sur les formes d'onde issues des calculs analytiques ainsi que le même type de problème où trois générateurs sont nécessaires pour créer l'onde profilée avec la même forme de gabarit (niveau de coupure à -20dB), l'AG fournit (au bout de plusieurs dizaines d'heures de simulation) les résultats visibles sur le tableau III.3.

Générateur 1					Générateur 2					Générateur 3				
L	V_{HT}	R_{ON}	t_d	Δ	L	V_{HT}	R_{ON}	t_d	Δ	L	V_{HT}	R_{ON}	t_d	Δ
/mm	/V	/ Ω	/ps	/ps	/mm	/V	/ Ω	/ps	/ps	/mm	/V	/ Ω	/ps	/ps
82.2	89.5	101	39.8	8	29.9	416	500	35.8	-10	17.0	534	438	30.0	-10

Tab. III.3 – Solution optimale trouvée par l'AG pour une limite à -20dB

Il est tout de même important de noter que la fréquence centrale de chaque générateur est fortement conditionnée par sa longueur et par le temps de descente de la résistance. La finesse fréquentielle du pic est quant à elle dictée par les valeurs de résistances R_{ON} qui autorisent les oscillations si ces valeurs sont importantes.

La figure III.46 montre la comparaison entre le meilleur individu de la première génération et le meilleur individu de la dernière qui correspond à la solution optimale au problème. Ce résultat permet d'apprécier le compromis entre toutes les combinaisons possibles trouvées par l'AG. Toutefois, une fréquence de coupure inférieure à -20dB conduirait à des valeurs de résistance R_{ON} difficilement atteignables en pratique avec cette topologie de générateur.

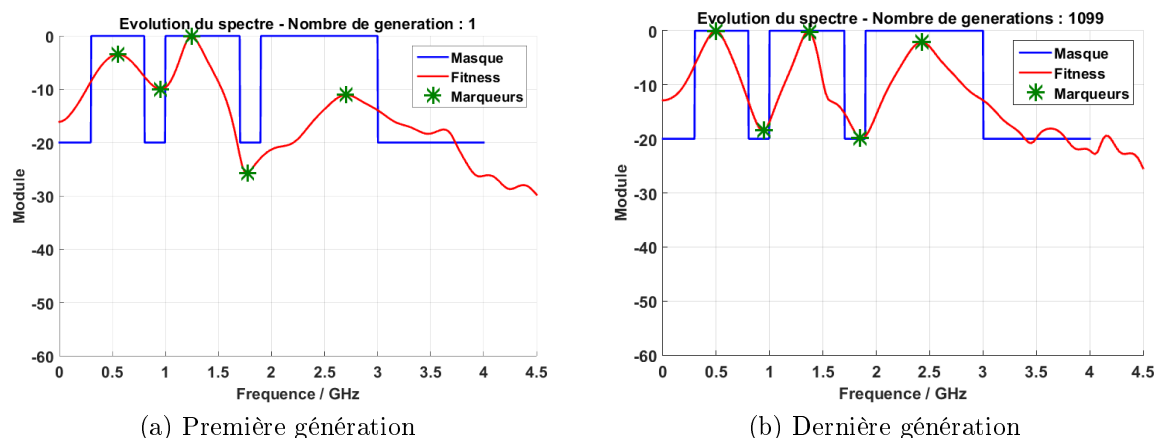


Fig. III.46 – Résultat de l'optimisation du modèle

La figure III.47 permet de se rendre compte de la vitesse de convergence de l'AG et de la diversité présente dans chaque génération calculée par celui-ci. En effet, pour chaque génération, on visualise l'individu ayant obtenu le meilleur score à la fonction coût et la moyenne des résultats de tous les individus d'une même génération en bleu.

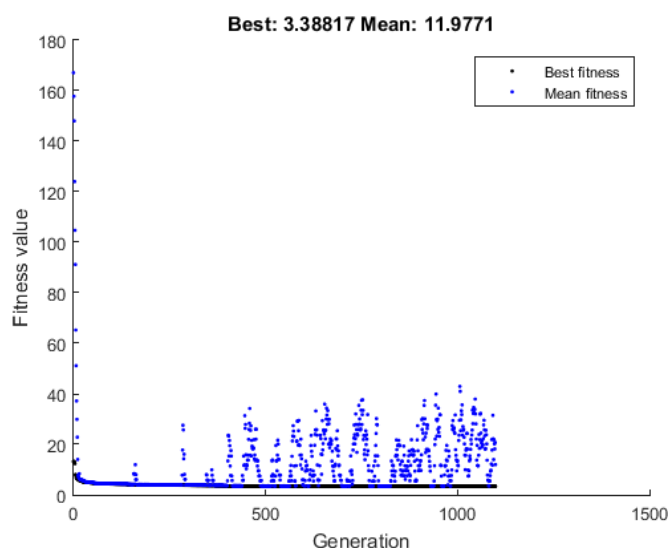


Fig. III.47 – Convergence de la simulation

Les formes d'ondes profilées temporellement et permettant d'obtenir un spectre qui satisfait le gabarit imposé est présenté en figure III.48. Le critère de coupure étant à

-20dB, on constate une forte résonance notamment pour les formes d'ondes issues des deuxième et troisième générateurs.

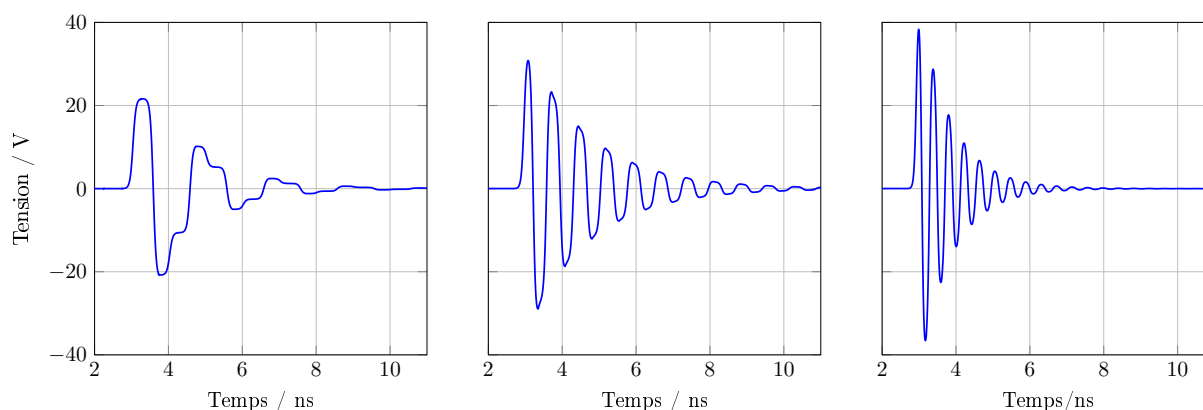


Fig. III.48 – Résultats du profilage d'impulsions issus de l'AG

2.3.6 Perspectives sur la conception de générateurs complexes

L'intégration du modèle du générateur optoélectronique dans le processus d'optimisation donne des résultats probants pour réaliser un profilage temporel dans le but de façonner un spectre particulier.

Il est tout de même important de mentionner que le modèle peut être amélioré pour se rapprocher davantage des résultats obtenus en mesure (présence d'une ligne de transmission de faible longueur entre le PCSSB et le court-circuit, prise en compte des dimensions des PCSS,...).

Toutefois, l'approche semble appropriée et prometteuse puisqu'elle permet d'intégrer dans la simulation l'effet des antennes avec la dispersion générée sur les impulsions et la variation du gain avec la fréquence ainsi que les caractéristiques du sommateur. Le but étant de pré-compenser l'impact de ces systèmes sur le spectre rayonné pour s'approcher au mieux du gabarit imposé.

Conclusion générale

Les travaux décrits dans ce mémoire présentent l'apport d'un concept de radar impulsif à balayage autonome pour les problématiques de détection radar courte et moyenne portée. A l'émission, le radar est composé de plusieurs antennes à ondes progressives dont les propriétés de dispersion sont excellentes. Ces antennes présentent la particularité d'intégrer un générateur optoélectronique permettant d'assurer la meilleure synchronisation possible entre les différentes sources du système. Les formes et les niveaux des impulsions générées garantissent la cohérence entre la bande d'adaptation de l'antenne et le spectre de l'impulsion considérée. La capacité de déclencher ces impulsions, couvrant une bande de fréquence de 300MHz à 3GHz, de manière précise (de l'ordre de la picoseconde) autorise un dépointage du faisceau électromagnétique en fonction du temps en ajustant les fréquences de répétition des impulsions d'alimentation de chaque antenne.

Un dimensionnement théorique combinant une approche harmonique et une approche transitoire est présenté. Il met en avant la notion de compromis entre l'encombrement dimensionnel et le niveau de couplage entre les éléments du réseau. Une configuration a été présentée comportant 4 antennes disposées selon un arrangement horizontal permettant un balayage de -21° à 21° avec un pas de 3° . Ce pas de dépointage autorise un chevauchement du faisceau électromagnétique d'un angle à l'autre dans la mesure où l'ouverture rayonnante à mi-puissance est d'une dizaine de degrés à la fréquence la plus haute de la bande de travail.

L'aspect réception a également été abordé dans ce travail avec le développement d'un algorithme d'imagerie innovant. Au regard des fréquences de répétition pouvant être assurées par le système de commande optique pour le déclenchement des impulsions d'alimentation, de l'ordre de grandeur de la dizaine de MHz, il était important de trouver un moyen de s'affranchir de la limite de détection en profondeur habituellement appliquée

aux systèmes radars classiques. Cet algorithme d'imagerie fait appel à une étape de calibration en distance ainsi qu'à une étape d'apprentissage qui peut être réalisée *ex situ*, et donc pré-enregistrée dans le système. Un premier traitement permettant de construire une première image est ensuite appliqué. Il s'agit d'un calcul de corrélation entre les signaux mesurés et les signaux calculés dans la phase d'apprentissage. Un traitement de déconvolution itérative est ensuite appliqué à l'image issue de la corrélation. C'est un processus de nettoyage de l'image qui peut se traduire par la soustraction successive et pondérée d'un motif élémentaire à l'image initiale. Les résultats des différentes opérations sont donc utilisés pour générer une cartographie représentative de la scène éclairée (cibles fantômes fortement atténuées). Des mesures ont ensuite été réalisées pour valider l'algorithme développé et s'assurer qu'il ne soit pas mis en défaut avec plusieurs cibles de SER différentes. Une configuration à plusieurs antennes en réception a été testée et a permis de démontrer un enrichissement de l'image dû à la diversité d'informations apportées par chacune des antennes qui voient la scène sous un angle différent. Il a également été montré la possibilité d'améliorer la qualité de l'image au travers d'un retour de balayage utilisant, là encore, la diversité des informations apportées par un balayage dans le sens inverse du précédent.

La dernière partie de ce mémoire fait état de travaux amorcés autour de la thématique du profilage d'impulsions pour le façonnage spectral. L'objectif est de paramétrer des générateurs d'impulsions de manière à ce que leurs rayonnements génèrent un spectre maîtrisé. Un processus d'optimisation a été appliqué sur des formes d'ondes simples, issues de calculs analytiques, pour régler les différents paramètres de l'algorithme évolutionnaire. Un modèle de générateur optoélectronique a ensuite été développé sur la base de mesures effectuées pour différentes configurations. Pour finir cette étude, l'intégration du modèle développé à l'algorithme d'optimisation a été présentée avec des résultats tout à fait satisfaisants.

Ce travail d'optimisation ouvre la porte à d'autres topologies de générateurs optoélectroniques plus complexes qui combinent plusieurs photocommutateurs, des lignes de propagation non-linéaire et éventuellement d'autres composants passifs. La possibilité de contrôler le spectre des impulsions rayonnées pourra s'intégrer dans l'algorithme d'imagerie spécifique développé et l'utilisation de la diversité spectrale des réponses des cibles devrait conduire à des images de meilleure qualité. Les temps de traitement relativement longs seront à prendre en considération. Ce travail est également intéressant pour des applications biomédicales où les signaux à générer pour traiter des cellules malades doivent être parfaitement maîtrisés du point de vue temporel comme fréquentiel.

Bibliographie

- [AL09] Andieu, J. Lalande, M. Systèmes Antennaires UWB. In *Journée d'études - antennes non standard*. Société SATIMO, 17 rue de la Norvège 91140 Villebon sur Yvette, janvier 2009.
- [Ama11] Amari, S. E. Développement et caractérisation de générateur optoélectronique d'impulsions de champ électrique nanoseconde et subnanoseconde de forte intensité : application au domaine biomédical. Thèse de doctorat. Electronique des hautes fréquences et optoélectronique, Université de Limoges, 2011.
- [And+05] Andrieu, J. Nouvet, S. Bertrand, V. Beillard, B. Jecko, B. Transient characterization of a novel ultrawide-band antenna : the scissors antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(4) :1254–1261, avril 2005.
- [Bas+62] Bass, M. Franken, P. A. Ward, J. F. Weinreich, G. Optical rectification. *Phys. rev. lett.*, 9 :446–448, 11, décembre 1962.
- [Can+01] Canatella, P. J. Karr, J. F. Petros, J. A. Prausnitz, M. R. Quantitative study of electroporation-mediated molecular uptake and cell viability. *Biophysical journal*, 80(2) :755–764, février 2001.
- [Car+99] Carin, L. Geng, N. McClure, M. Sichina, J. Nguyen, L. Ultra-wide-band synthetic-aperture radar for mine-field detection. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 41(1) :18–33, février 1999.
- [CGM95] Carrara, W. Goodman, R. Majewski, R. *Spotlight synthetic aperture radar*. Artech House, 1995.
- [Cle11] Clementi, G. Conception et caractérisation fréquentielle et temporelle d'antennes réseaux planaires à très large bande passante. Thèse de doctorat. Université de Sophia Antipolis LEAT, 2011.

- [Com02] Commission, F. C. First report and order 02-48. 2002.
- [CPR91] Cafforio, C. Prati, C. Rocca, F. Sar data focusing using seismic migration techniques. *Ieee transactions on aerospace and electronic systems*, 27(2) :194–207, mars 1991.
- [Cro73] Crowley, J. M. Electrical breakdown of bimolecular lipid membranes as an electromechanical instability. *Biophysical journal*, 13(7) :711–724, juillet 1973.
- [Def11a] Defense, 44eme régiment de transmission. "<http://www.defense.gouv.fr/terre/presentation/organisation-des-forces/transmissions/44e-regiment-de-transmissions>". Visité le 10-01-2016. Octobre 2011.
- [Def11b] Defense, 54eme régiment de transmission. "<http://www.defense.gouv.fr/terre/presentation/organisation-des-forces/transmissions/54e-regiment-de-transmissions>". Visité le 10-01-2016. Octobre 2011.
- [Dio+05] Diot, J.-C. Vauchamp, S. Andrieu, J. Lalande, M. Bertrand, V. Beillard, B. Vergne, B. Couderc, V. Barthelemy, A. Jecko, B. Gontier, D. Colson, S. Guillerey, R. Brishoual, M. Optoelectronic ultra-wide band radar system : rugby. In *Radar conference, 2005. eurad 2005. european*, octobre 2005, pages 81–84.
- [Dio06] Diot, J.-C. Conception et réalisation d'un radar Ultra Large Bande impulsionnel optoélectronique. Thèse de doctorat. Université de Limoges, 2006.
- [Efr+11] Efremov, A. M. Koshelev, V. I. Kovalchuk, B. M. Plisko, V. V. Sukhushin, K. N. High-power sources of ultra-wideband radiation with subnanosecond pulse lengths. *Instruments and experimental techniques*, 54(1) :70–76, janvier 2011.
- [FEC90] Fowler, C. Entzinger, J. Corum, J. Assessment of ultra-wideband (UWB) technology. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 5(11) :45–49, novembre 1990.
- [GN02] Garmatyuk, D. Narayanan, R. Ultra-wideband continuous-wave random noise arc-sar. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 40(12) :2543–2552, décembre 2002.
- [God09] Godard, A. Conception et Réalisation d'un Radar Ultra Large Bande Impulsionnel Agile (300MHz-3GHz). Thèse de doctorat. Electronique des hautes fréquences et optoélectronique, Université de Limoges, 2009.

- [Gol89] Goldberg, D. E. *Genetic algorithms in search, optimization and machine learning*. Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., Boston, MA, USA, 1st édition, 1989.
- [HGP96] Hughes, W. Gault, K. Princz, G. J. A comparison of the range-doppler and chirp scaling algorithms with reference to radarsat. In *Geoscience and remote sensing symposium, 1996. igarss '96. 'remote sensing for a sustainable future.'*, international. Tome 2, mai 1996, 1221–1223 vol.2.
- [Hir07] Hirt, W. The european uwb radio regulatory and standards framework : overview and implications. In *Ultra-wideband, 2007. icuwb 2007. ieee international conference on*, septembre 2007, pages 733–738.
- [Hol62] Holland, J. H. Outline for a logical theory of adaptive systems. *J. ACM*, 9(3) :297–314, juillet 1962.
- [Högbom74] Högbom, J. A. Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines. *American Association Of Pharmaceutical Scientists*, 15 :417, juin 1974.
- [Jac+97] Jacowatz, C. Wahl, D. Ghiglia, D. Thompson, P. *Spotlight-mode synthetic aperture radar : a signal processing approach*. Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [KCC14] Kedzierawski, R. Caillec, J. M. L. Czarnecki, W. The time-reversal technique for sar focusing of buried targets : theoretical improvements and practical limitations. *IEEE Signal Processing Magazine*, 31(4) :99–109, juillet 2014.
- [KM00] Kotnik, T, Miklavcic, D, Analytical description of transmembrane voltage induced by electric fields on spheroidal cells. *Biophysical journal*, 79(2) :670–679, août 2000.
- [KON09] Karabegovic, A. O'Connell, R. M. Nunnally, W. C. Photoconductive switch design for microwave applications. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 16(4) :1011–1019, août 2009.
- [Kos+01] Koshelev, V. Buyanov, Y. Andreev, Y. Plisko, V. Sukhushin, K. Ultrawideband radiators of high-power pulses. *Pulsed power plasma science 2001, digest of tech. papers*, 2 :1661–1664, juin 2001.
- [Kos+04] Koshelev, V. Gubanov, V. Efremov, A. Korovin, S. Kovalchuk, B. Plisko, V. Stepchenko, A. Sukhushin, K. High-power ultrawideband radiation source with multielement array antenna. In *13th international symposium on high current electronics, tomsk, russia*, juillet 2004.

- [Ksh09] Kshetrimayum, R. An introduction to UWB communication systems. *Potentials, iee*, 28(2) :9–13, mars 2009.
- [LG+02] Le Goff, M. Guillerey, R. Gallais, F. Andrieu, J. Beillard, B. Jecko, B. Ultra wide band synthetic aperture radar for the detection of mined areas. In *Radar 2002*, octobre 2002, pages 526–530.
- [LHC11] Liao, C. H. Hsu, P. Chang, D. C. Energy patterns of uwb antenna arrays with scan capability. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(4) :1140–1147, avril 2011.
- [Lou+97] Loubriel, G. M. Buttram, M. Aurand, J. F. Zutavern, F. J. *Ground penetrating radar enabled by high gain GaAs photoconductive semiconductor switches*. In. ULTRA WIDEBAND, SHORT-PULSE ELECTROMAGNETICS 3, éditeur. Carl E. Baum, Lawrence Carin et Alexander P. Stone, 1997. partie Pulse Generation and Detection, pages 17–29.
- [MG92] Mahfoud, S. W. Goldberg, D. E. A genetic algorithm for parallel simulated annealing. In *Parallel problem solving from nature 2*. R. MÄNNER et B. MANDERICK, éditeurs. North-Holland, Amsterdam, 1992, pages 301–310.
- [Mol05] Molisch, A. *Wireless communications*. John Wiley et Sons, Ltd, 2005.
- [NKT99] Neumann, E. Kakorin, S. Tönsing, K. Fundamentals of electroporative delivery of drugs and genes. *Bioelectrochemistry and bioenergetics*, 48(1), 1999.
- [NM03] Nakache, Y.-P. Molisch, A. Spectral shape of uwb signals - influence of modulation format, multiple access scheme and pulse shape. In *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*. Tome 4, avril 2003, 2510–2514 vol.4.
- [NM06] Nakache, Y.-P. Molisch, A. Spectral shaping of uwb signals for time-hopping impulse radio. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(4) :738–744, avril 2006.
- [OSB95] Oicles, J. Staskus, M. Brunemeier, P. *High-power impulse generators for UWB applications*. In. ULTRA WIDEBAND, SHORT-PULSE ELECTROMAGNETICS 2, éditeur. Lawrence Carin et Leopold B. Felsen, 1995. partie Pulse Generation and Detection, pages 59–76.
- [Pec01] Pecastaing, L. Conception et réalisation d'un système de génération d'impulsions haute tension ultra brèves Application aux radars larges bandes. Thèse de doctorat. Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2001.

- [Rad10] Radioamateur, F. F. B. La guerre électronique. "<http://f5irol.blogspot.fr/p/la-guerre-electronique.html>. Visité le 10-01-2016. 2010.
- [RT98] Rols, M. P. Teissié, J, Electroporabilization of mammalian cells to macromolecules : control by pulse duration. *Biophysical journal*, 75(3) :1415–1423, septembre 1998.
- [Sch+97] Schoenbach, K. Peterkin, F. Alden, I. Beebe, S. The effect of pulsed electric fields on biological cells : experiments and applications. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 25(2) :284–292, avril 1997.
- [Sch93] Scholtz, R. Multiple access with time-hopping impulse modulation. In *Military Communications Conference, 1993. MILCOM '93. Conference record. IEEE Communications on the Move*. Tome 2, octobre 1993, 447–450 vol.2.
- [SH67] Sale, A. Hamilton, W. Effects of high electric fields on microorganisms. *Biochimica et biophysica acta (bba) - general subjects*, 148(3) :781 –788, 1967.
- [Sko80] Skolnik, M. I. *Introduction to radar systems*. McGraw-Hill Inc, seconde édition, 1980.
- [Swe60] Swerling, P. Probability of detection for fluctuating targets. *IRE Transactions on Information Theory*, 6(2) :269–308, avril 1960.
- [Sys91] Syswerda, G. Schedule optimization using genetic algorithms. In L. DAVIS, éditeur, *Handbook of genetic algorithms*. Van Nostrand Reinhold, New York, NY, 1991.
- [TR93] Teissié, J, Rols, M. P. An experimental evaluation of the critical potential difference inducing cell membrane electroporabilization. *Biophysical journal*, 65(1) :409–413, juillet 1993.
- [Tri05] Tria, M. SAR Imaging By Multidimensional Continuous Wavelets Analysis. Theses. Université Paris Sud - Paris XI, novembre 2005.
- [Wol+94] Wolf, H, Rols, M. P. Boldt, E, Neumann, E, Teissié, J, Control by pulse parameters of electric field-mediated gene transfer in mammalian cells. *Biophysical journal*, 66(2 Pt 1) :524–531, février 1994.
- [WS00] Win, M. Scholtz, R. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications. *IEEE Transactions on Communications*, 48(4) :679–689, avril 2000.

- [WS98] Win, M. Scholtz, R. Impulse radio : how it works. *IEEE Communications Letters*, 2(2) :36–38, février 1998.
- [WZ11] Wang, L. Zhang, Y. An improved algorithm of range-doppler for air-borne synthetic aperture radar. In *Transportation, mechanical, and electrical engineering (tmee), 2011 international conference on*, décembre 2011, pages 1713–1716.
- [XN00] Xu, X. Narayanan, R. A comparative study of uwb fopen radar imaging using step-frequency and random noise waveforms. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. Tome 4, juillet 2000, 1956–1959 vol.4.
- [XN01] Xu, X. Narayanan, R. Fopen sar imaging using uwb step-frequency and random noise waveforms. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 37(4) :1287–1300, octobre 2001.
- [Yam03] Yamaha, T. Studies on metaheuristics for jobshop and flowshop scheduling problems. Thèse de doctorat. Kyoto University, Japon, novembre 2003.

Annexe A - Comparatif antennes ULB

Cette annexe présente les différentes antennes ULB comparées dans le paragraphe 3.3 du chapitre I : discône, cornet ridgé, log-périodique, vivaldi et K. Chaque antenne est brièvement décrite par une introduction accompagnée d'une image de la modélisation en trois dimensions sous CST MICROWAVE STUDIO.

Les paramètres en deux dimensions sont ensuite présentés. Ces descripteurs sont :

- le coefficient de réflexion (S11) sur les figures A.2a, A.5a, A.8a, A.11a et A.14a,
- le signal incident (input) et le signal réfléchi (output) par l'antenne sur les figures A.2b, A.5b, A.8b, A.11b et A.14b,
- le temps de groupe calculé en utilisant la phase de la fonction de transfert de l'antenne sur les figures A.2c, A.5c, A.8c, A.11c et A.14c, sachant que moins il varie sur la bande d'adaptation de l'antenne, meilleurs sont les caractéristiques de dispersion,
- le champ électrique lointain rayonné ramené à 1 mètre de l'ouverture rayonnante sur les figures A.2d, A.5d, A.8d, A.11d et A.14d, dont l'amplitude dépend du gain de l'antenne.

Les diagrammes en trois dimensions (a), (b) et (c) sur les figures A.3, A.6, A.9, A.12 et A.15 concluent les études de chaque antenne et permettent d'afficher le gain maximal dans la direction principale de rayonnement à trois fréquences judicieusement choisies. A noter que l'orientation de ces diagrammes de rayonnement sont orientés de la même manière que la photo de présentation pour chacune des antennes. Les antennes présentées ont été simulées sans forcément optimiser les designs. En effet, les valeurs affichées dans le tableau I.5 sont données uniquement à titre indicatif puisqu'il s'agit des résultats obtenus pour les antennes simulées et n'ont pas vocation à définir des limites.

1 Antenne Discône

L'antenne discône est une variation monopolaire de l'antenne bicône en remplaçant le cône supérieur par un plan de masse de petites dimensions. Cette antenne peut donc être considérée comme une modification d'un monopole classique dont le but est d'élargir sa bande de fonctionnement sans augmenter pour autant sa complexité de conception. Le discône peut être utilisé pour des applications larges bandes où il est nécessaire de rayonner de manière omnidirectionnelle.

En général, l'alimentation se fait à l'aide d'un câble coaxial au travers du cône ou du disque. L'espace entre le disque et le cône détermine la qualité de l'adaptation et l'évasement du cône au niveau de l'alimentation est essentiel pour le rayonnement des hautes fréquences.

L'évolution fréquentielle du temps de groupe conduit à un étalement temporel effectif $\sigma_{\tau_g}=0.43\text{ns}$. La forme et le niveau du champ électrique rayonné dépendent de l'étalement temporel effectif du signal et du gain de l'antenne aux différentes fréquences mises en jeu.

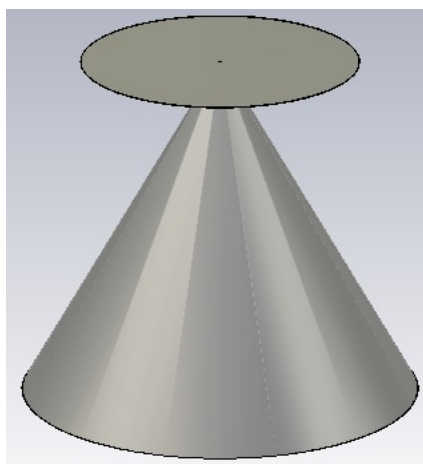
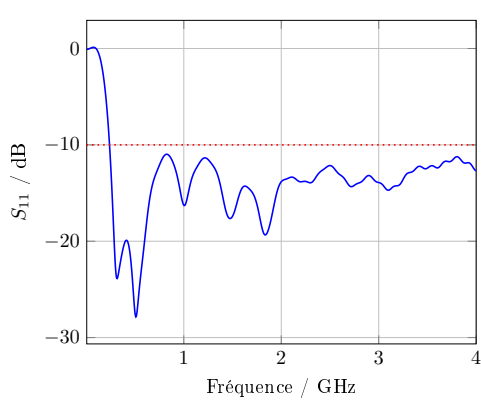
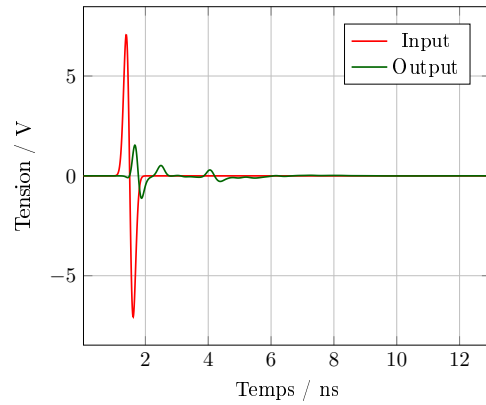


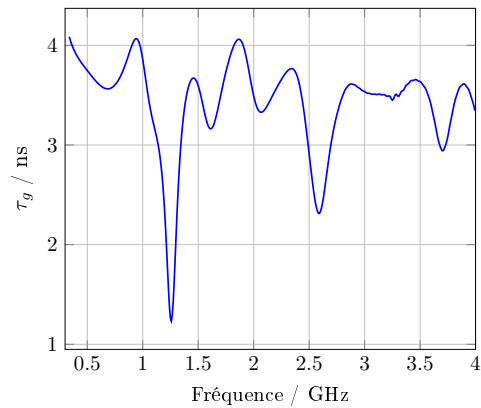
Fig. A.1 – Antenne Discône



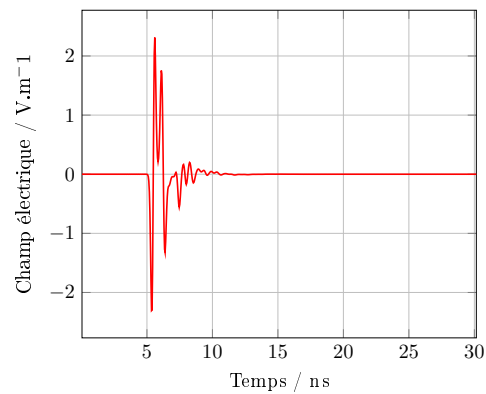
(a) Paramètre de réflexion



(b) Entrée/sortie

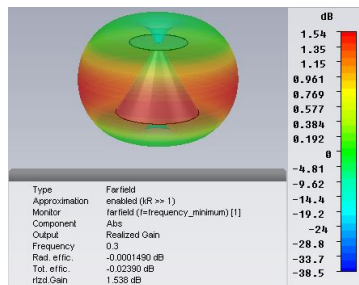


(c) Temps de groupe

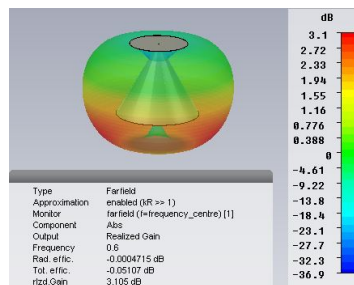


(d) Champ électrique ramené à 1m

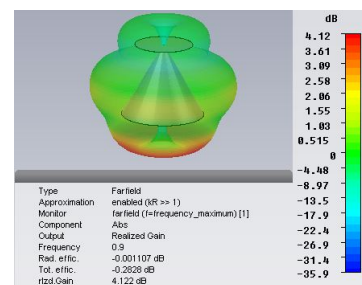
Fig. A.2 – Résultats de simulation 2D de l'antenne Discône



(a) $f=0.3\text{GHz}$



(b) $f=0.6\text{GHz}$



(c) $f=0.9\text{GHz}$

Fig. A.3 – Résultats de simulation 3D de l'antenne Discône

2 Antenne Cornet Ridgé

Certainement l'antenne la plus utilisée en mesure, le cornet ridgé est une antenne ultra large bande pouvant être vue comme une transition entre un guide d'onde et l'espace libre. Cette antenne est souvent choisie comme référence pour caractériser les performances d'autres antennes.

Les profils évasés à l'intérieur de l'ouverture sont appelés ridges et permettent d'élargir la bande de fréquence de l'antenne. En effet, souvent conçue suivant des lois exponentielles ou en sinus au carré, la distance entre les deux ridges engendre une évolution la plus douce possible de l'impédance caractéristique de l'antenne.

L'adaptation de cette antenne est facilement ajustable en jouant sur la forme des bords d'attaque de la transition ainsi que des profils ridgés.

L'étalement temporel effectif est ici $\sigma_{\tau_g} = 0.43\text{ns}$. Comparé à l'antenne discône, présentée au paragraphe précédent, le niveau de champ rayonné est beaucoup plus fort, en raison du fort gain de l'antenne.

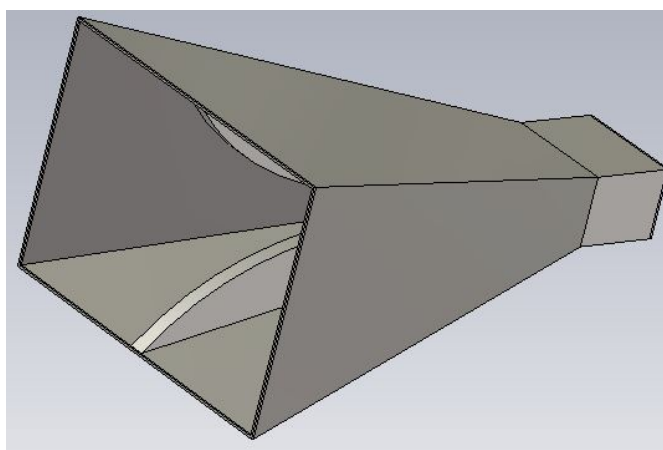


Fig. A.4 – Antenne Cornet Ridgé

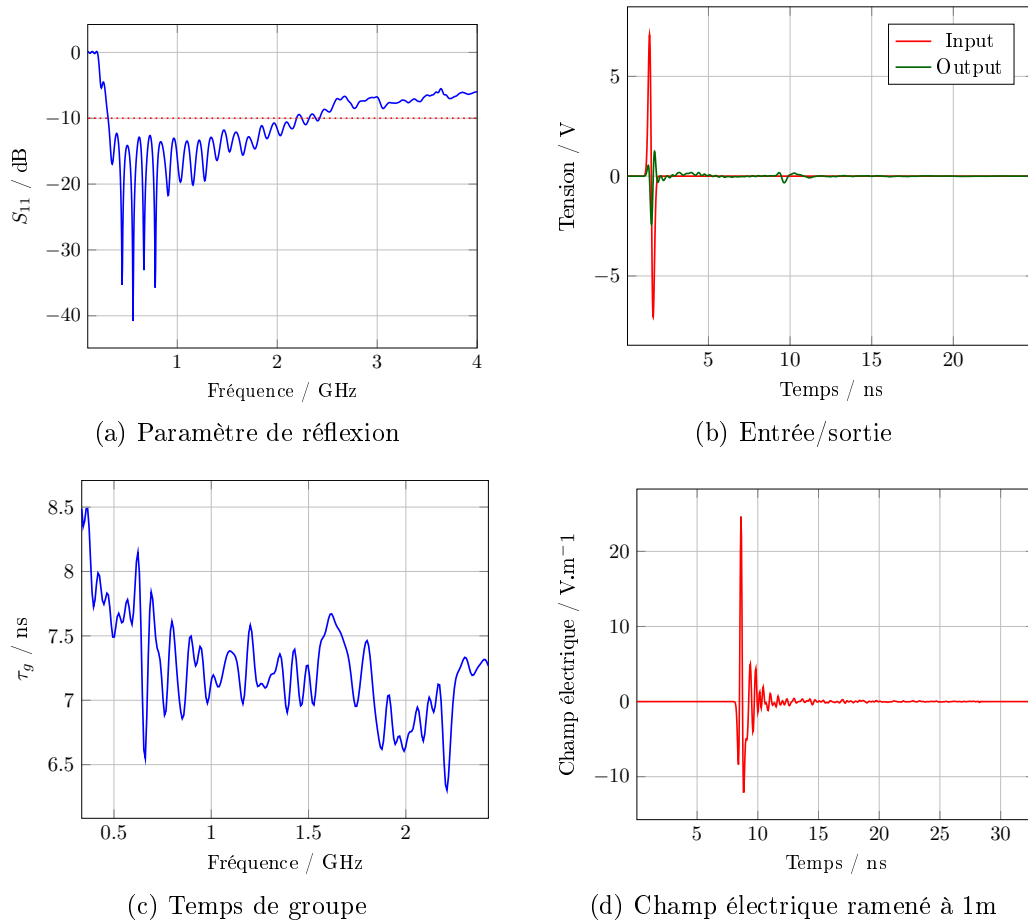


Fig. A.5 – Résultats de simulation 2D de l'antenne Cornet Ridgé

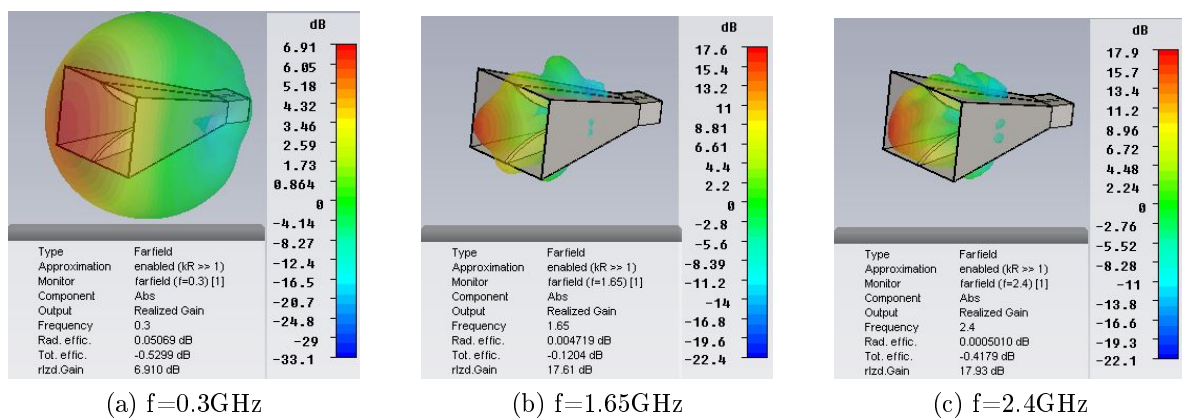


Fig. A.6 – Résultats de simulation 3D de l'antenne Cornet Ridgé

3 Antenne LPDA

Le réseau de dipôles log-périodique (*Log Periodic Dipole Array* - LPDA) est une antenne large bande souvent utilisée pour des applications de télécommunication telles que le TV TNT ou encore pour des effectuer des mesures ou des tests de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM).

La taille des brins est calculée par des formules à base de logarithmes de manière à conserver le même rapport homothétique le long de l'axe de rayonnement principal. A ce propos, des abaques présentant l'évolution de l'espacement relatif des brins σ en fonction du rapport d'échelle τ permettent de déterminer des valeurs optimales.

C'est une antenne difficile à concevoir mais des logiciels, reprenant les abaques, permettent de faciliter ce travail. On ajoutera également que ce type d'antennes n'est clairement pas adapté au rayonnement d'impulsions. En effet, du fait de sa structure multi-résonante, cette antenne est fortement dispersive.

La forte dispersion de l'antenne se traduit par un étalement temporel effectif fort $\sigma_{\tau_g} = 6.97\text{ns}$. Le fonctionnement multi-résonant de l'antenne conduit à un champ rayonné qui présente de fortes résonances.

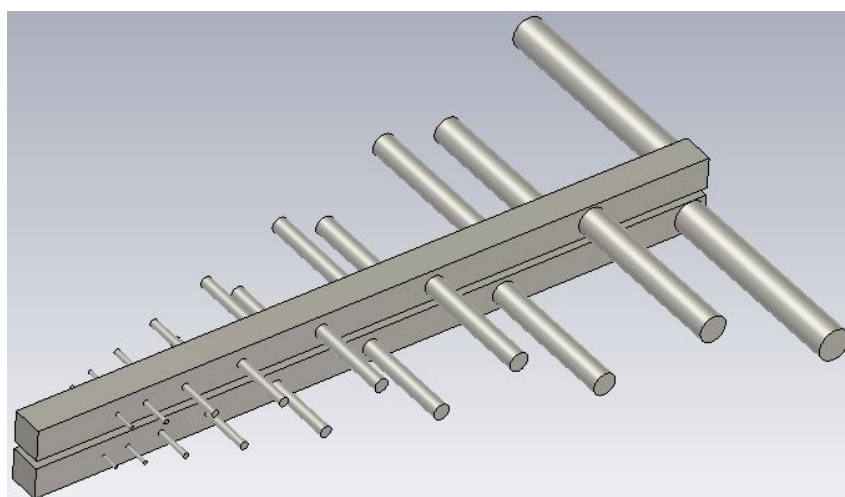


Fig. A.7 – Antenne LPDA

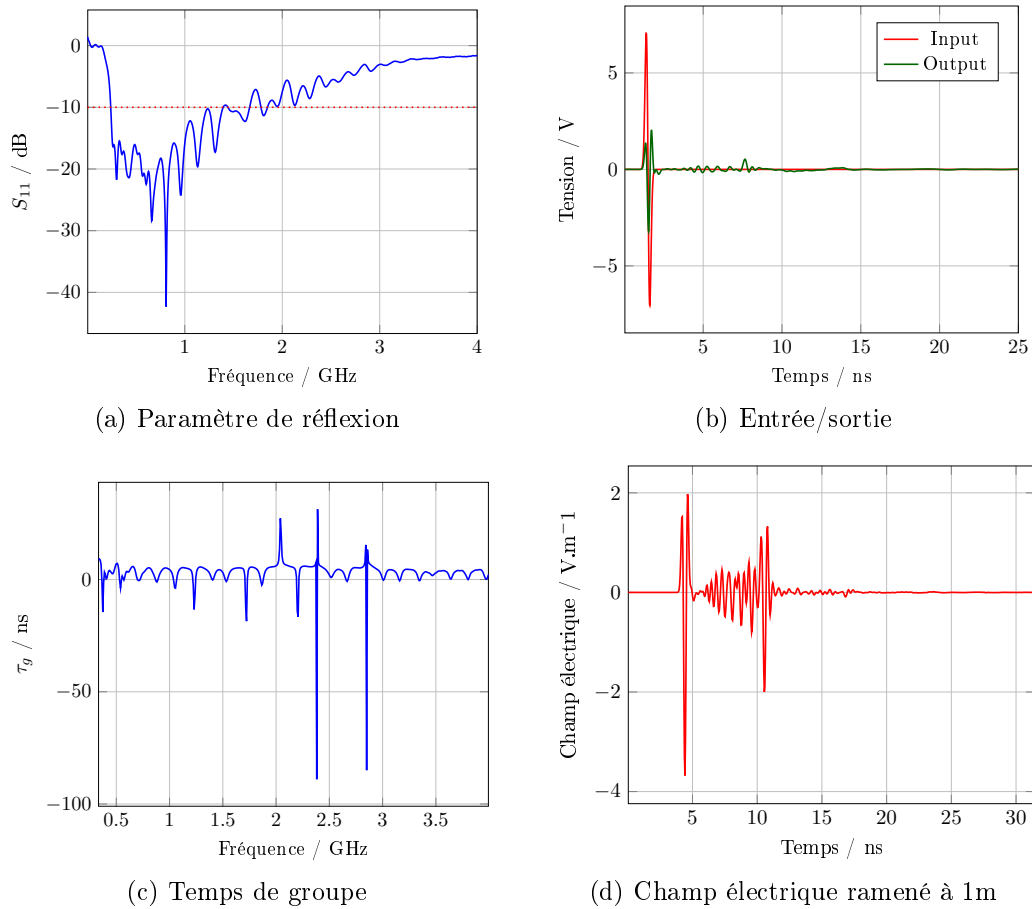


Fig. A.8 – Résultats de simulation 2D de l'antenne LPDA

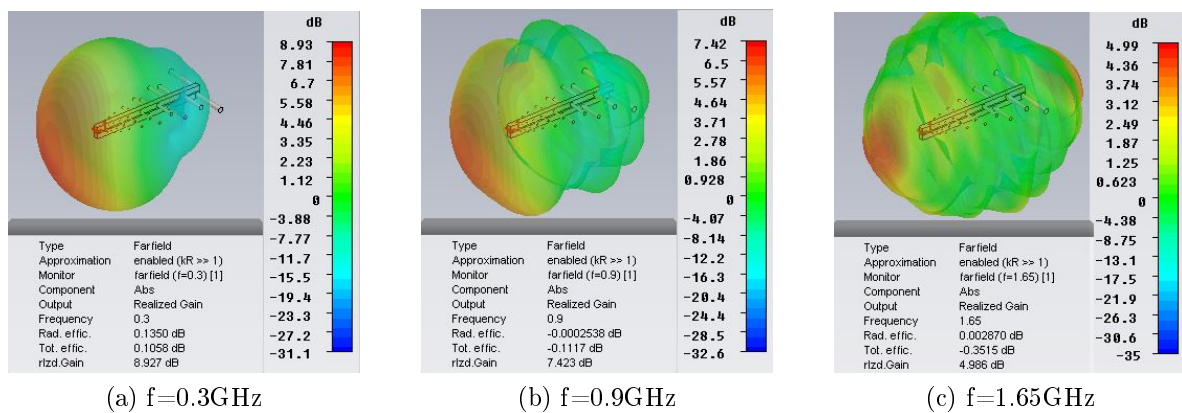


Fig. A.9 – Résultats de simulation 3D de l'antenne LPDA

4 Antenne Valentine

L'antenne Valentine est une antenne ultra large bande très utilisée au laboratoire XLIM pour des applications radars. Elle est basée sur le principe de fonctionnement d'une antenne à ondes progressives dont les profils varient suivant une loi exponentielle. Généralement conçue avec des profils repliés ou court-circuités afin d'éviter les réflexions de bout d'antenne, cette antenne permet de rayonner des impulsions pouvant aller jusqu'à la dizaine de kilovolts crêtes.

La forme des profils permet notamment de conserver un centre de phase relativement stable avec la fréquence, ce qui confère à cette antenne une bonne capacité à rayonner des impulsions.

L'alimentation de ce type d'antenne peut s'effectuer au moyen de balun ou transition adaptée. Elle est également disponible en version planaire pour des bandes de fréquences plus hautes (petites dimensions) que celle présentée en figure A.10, par exemple pour le développement de radars MIMO.

L'étalement temporel effectif est ici de $\sigma_{\tau_g}=0.25\text{ns}$. Le champ électrique rayonné est de courte durée et d'un niveau relativement élevé du fait du fort gain de l'antenne.

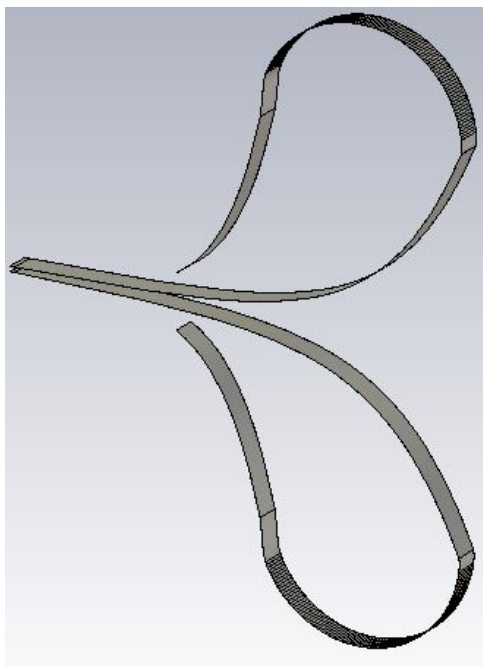


Fig. A.10 – Antenne Valentine

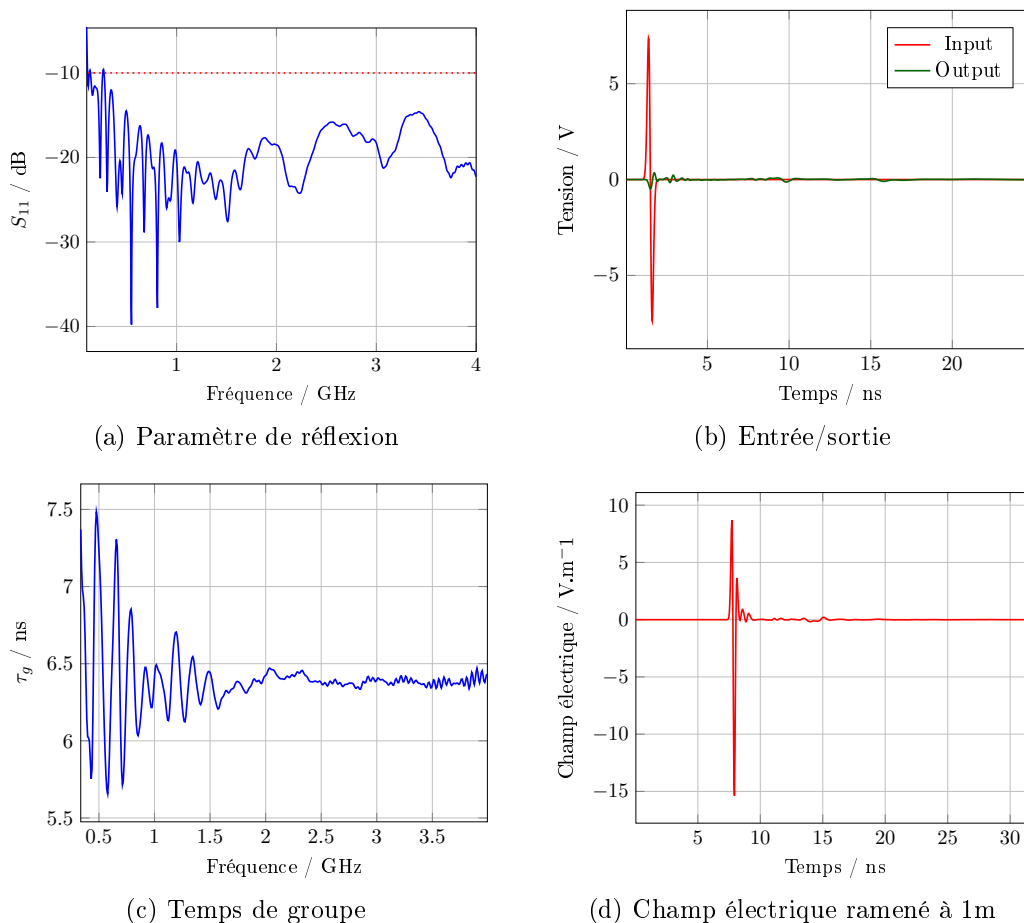


Fig. A.11 – Résultats de simulation 2D de l'antenne Valentine

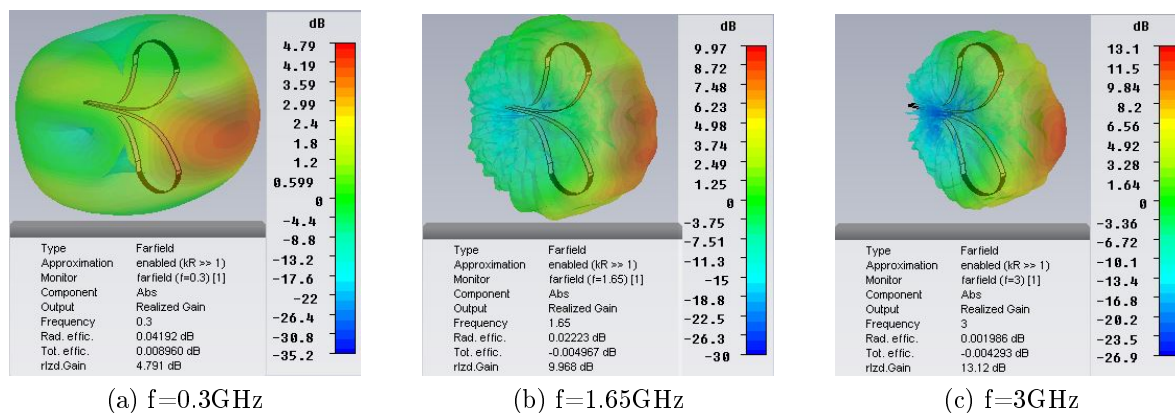


Fig. A.12 – Résultats de simulation 3D de l'antenne Valentine

5 Antenne K

L'antenne K est une antenne ultra large bande permettant de rayonner des signaux impulsionnels sans trop les disperser. Cette antenne, inspirée du design de Koshelev [Kos+01], est encore en développement.

Elle combine le principe de fonctionnement d'une antenne à ondes progressives et d'une boucle magnétique dont le périmètre est choisi de manière à induire un meilleur comportement en basses fréquences.

Cette antenne est di-symétrique, ce qui a pour effet un léger dépointage de son diagramme de rayonnement dans le plan E. Elle est capable de supporter des impulsions d'alimentation de plusieurs kilovolts crête grâce notamment à la plaque en téflon située à la base de l'évasement des profils afin d'éviter les éventuels claquages.

L'étalement temporel effectif est relativement faible puisque égal à $\sigma_{\tau_g}=0.23\text{ns}$. Le léger dépointage du faisceau de rayonnement est visible en particulier aux fréquences hautes. Le fort gain de cette antenne conduit à un niveau de champ relativement élevé.

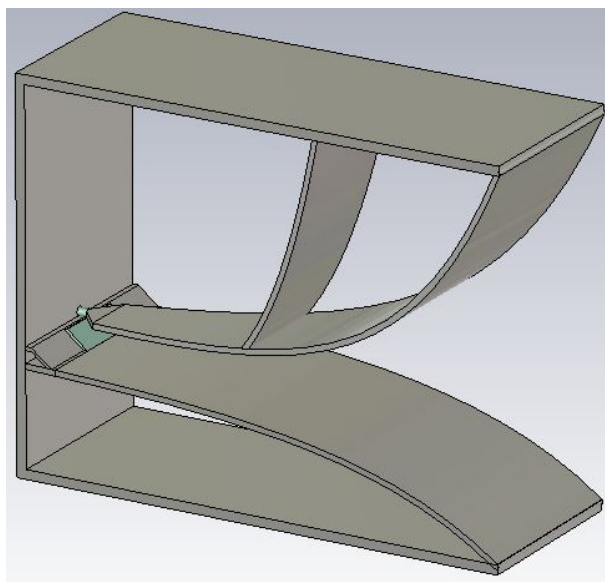


Fig. A.13 – Antenne K

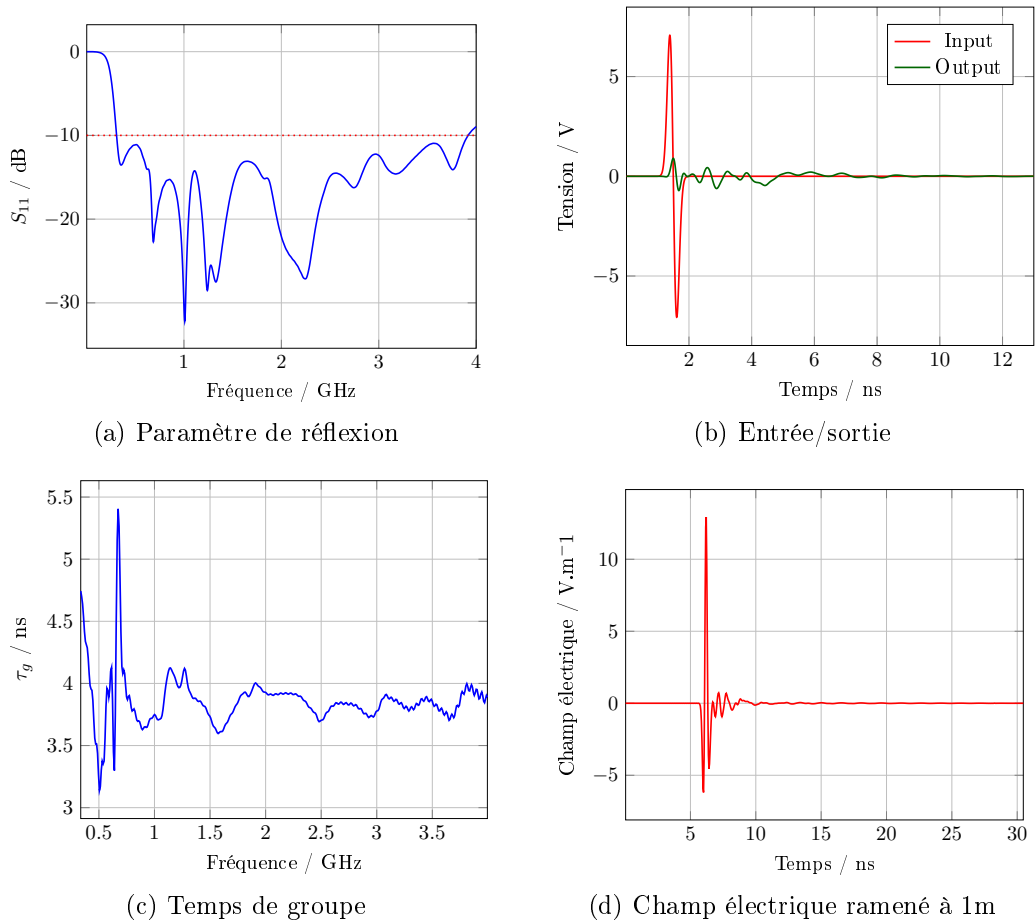


Fig. A.14 – Résultats de simulation 2D de l'antenne K

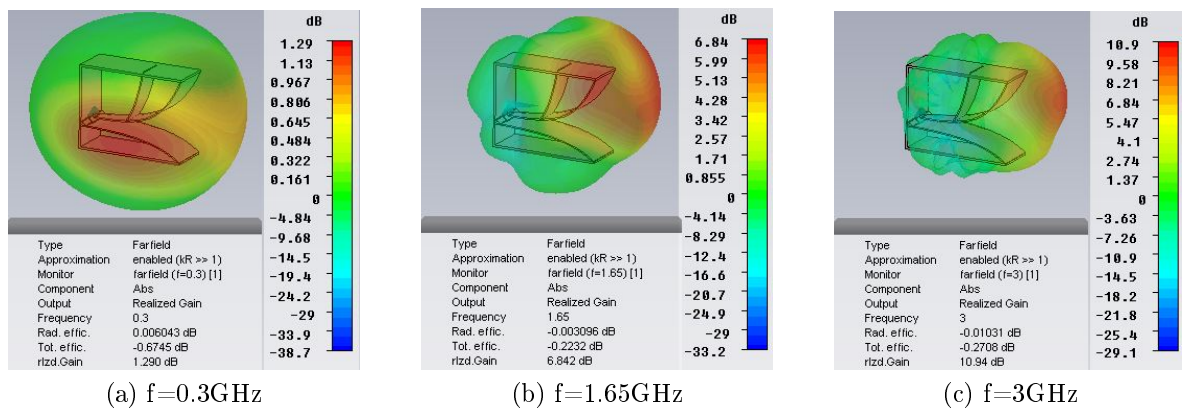


Fig. A.15 – Résultats de simulation 3D de l'antenne K

Annexe B - Simulations complémentaires du rayonnement des antennes et documentation

1 Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement en gain suivant les plans E et H pour les fréquences de 0.3, 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5 et 3.0GHz discutés au paragraphe 3.3.2 du chapitre II sont respectivement présentés sur les figures B.2, B.3, B.4, B.5, B.6, B.7 et B.8. La figure B.1 rappelle l'orientation du plan E et H pour les deux antennes comparées ici : l'antenne K et l'antenne K intégrant le générateur optoélectronique.

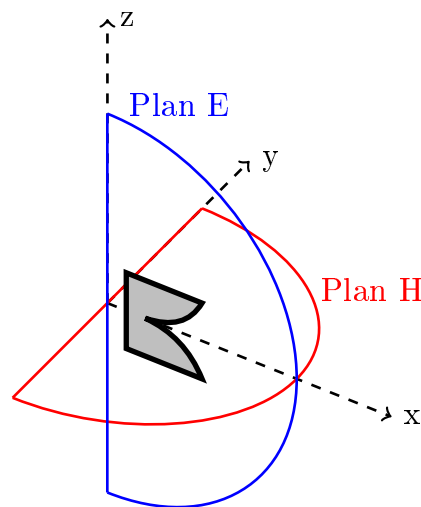
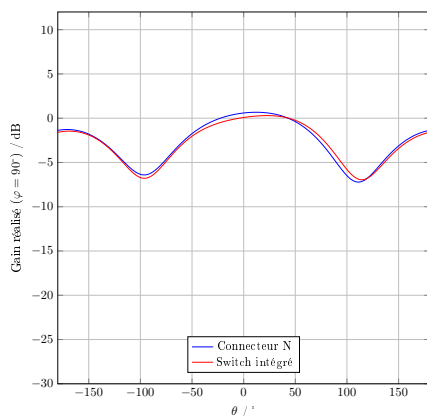
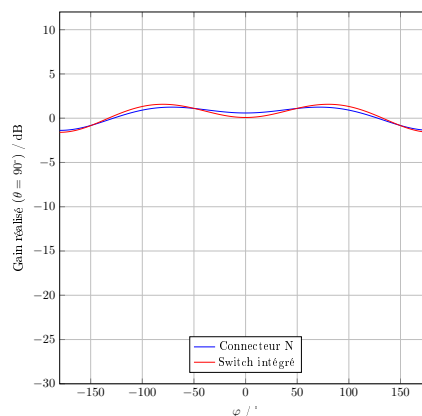


Fig. B.1 – Orientation des plans E et H sur l'antenne K

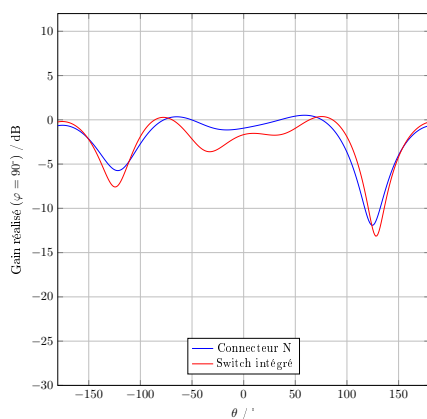


(a) Plan E

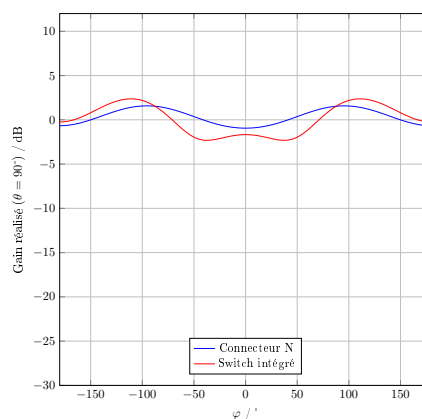


(b) Plan H

Fig. B.2 – Diagrammes de rayonnement à f=0.3GHz

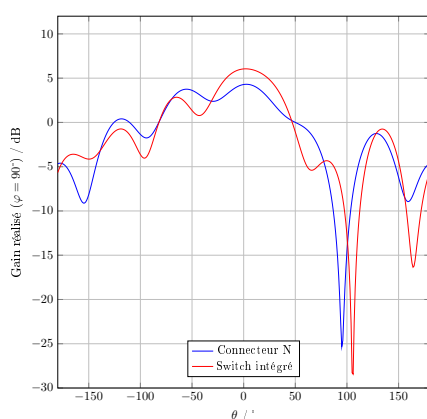


(a) Plan E

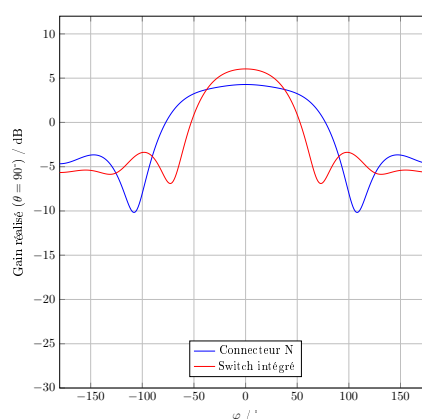


(b) Plan H

Fig. B.3 – Diagrammes de rayonnement à f=0.5GHz

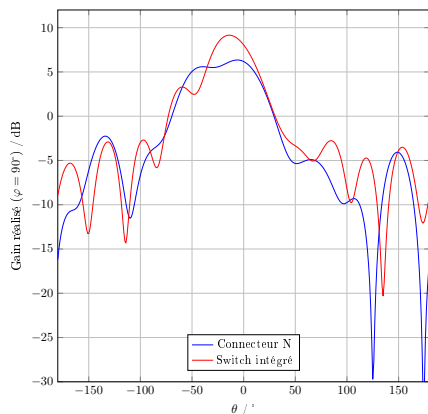


(a) Plan E

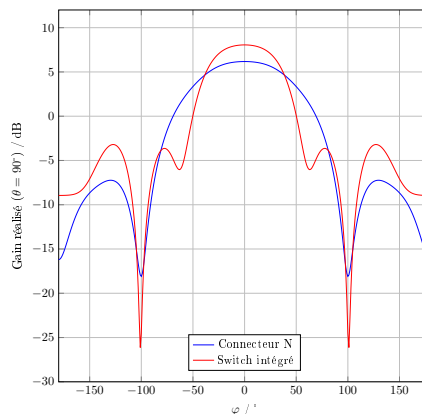


(b) Plan H

Fig. B.4 – Diagrammes de rayonnement à f=1.0GHz

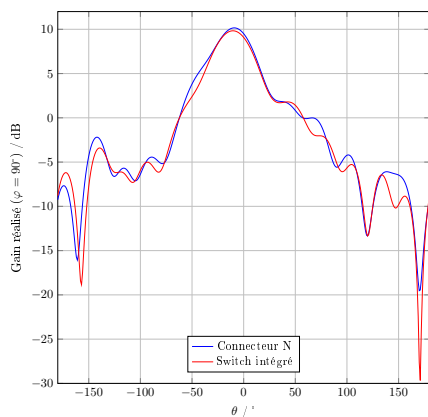


(a) Plan E

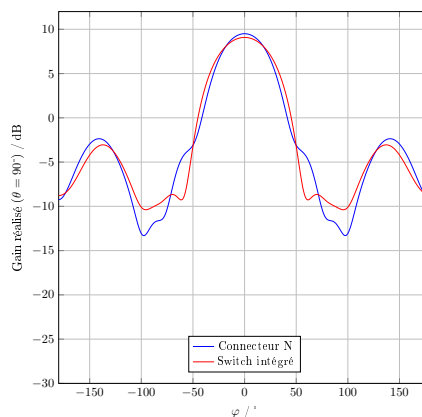


(b) Plan H

Fig. B.5 – Diagrammes de rayonnement à f=1.5GHz

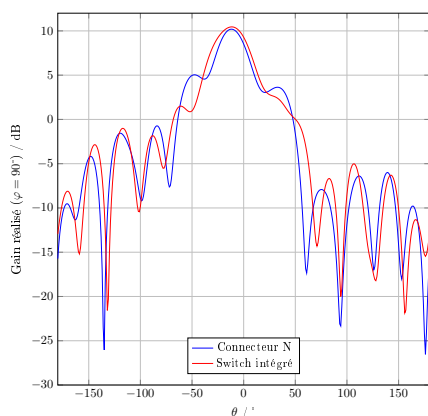


(a) Plan E

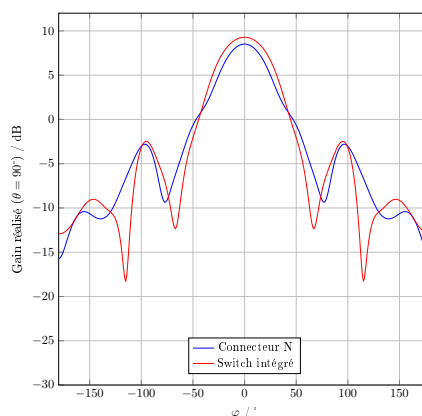


(b) Plan H

Fig. B.6 – Diagrammes de rayonnement à f=2.0GHz

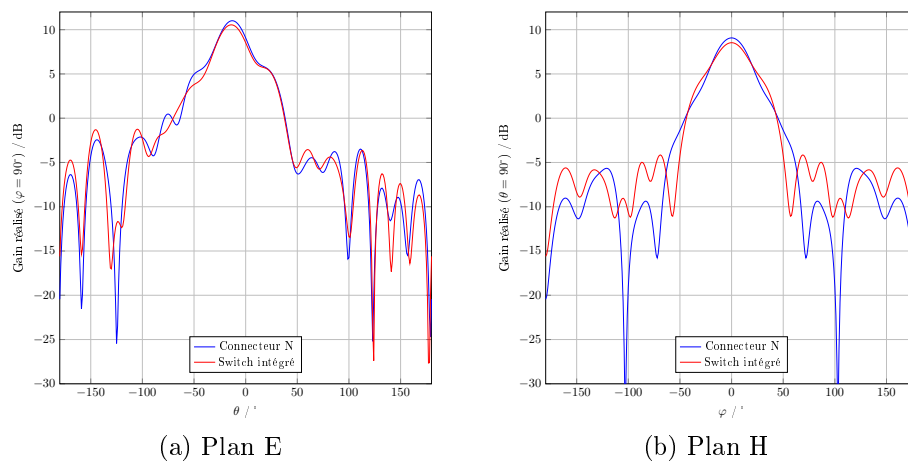


(a) Plan E



(b) Plan H

Fig. B.7 – Diagrammes de rayonnement à f=2.5GHz

Fig. B.8 – Diagrammes de rayonnement à $f=3.0\text{GHz}$

L'observation de ces diagrammes de rayonnement permet de conclure que les modifications apportées par l'intégration du générateur optoélectronique au sein de l'antenne d'origine sont profitables dans la mesure où elle permet d'obtenir un gain réalisé plus important dans la bande de fréquence comprise entre 1.0GHz et 1.8GHz. En effet, l'allongement de l'antenne permettant d'insérer le dispositif lui confère un comportement qui se rapproche de celui des antennes à ondes progressives. On constate également une dissymétrie du diagramme de rayonnement dans le plan E qui s'explique par la dissymétrie physique de l'antenne alors que les diagrammes de rayonnement dans le plan H sont parfaitement symétriques.

2 Caractéristiques du câble haute tension

Le câble haute tension dont les caractéristiques sont présentées en figure B.9 est utilisé pour polariser la ligne de transmission du générateur optoélectronique. Un modèle 3D du câble a été réalisé et simulé afin d'évaluer son impact lorsque celui-ci est intégré au modèle de l'antenne.

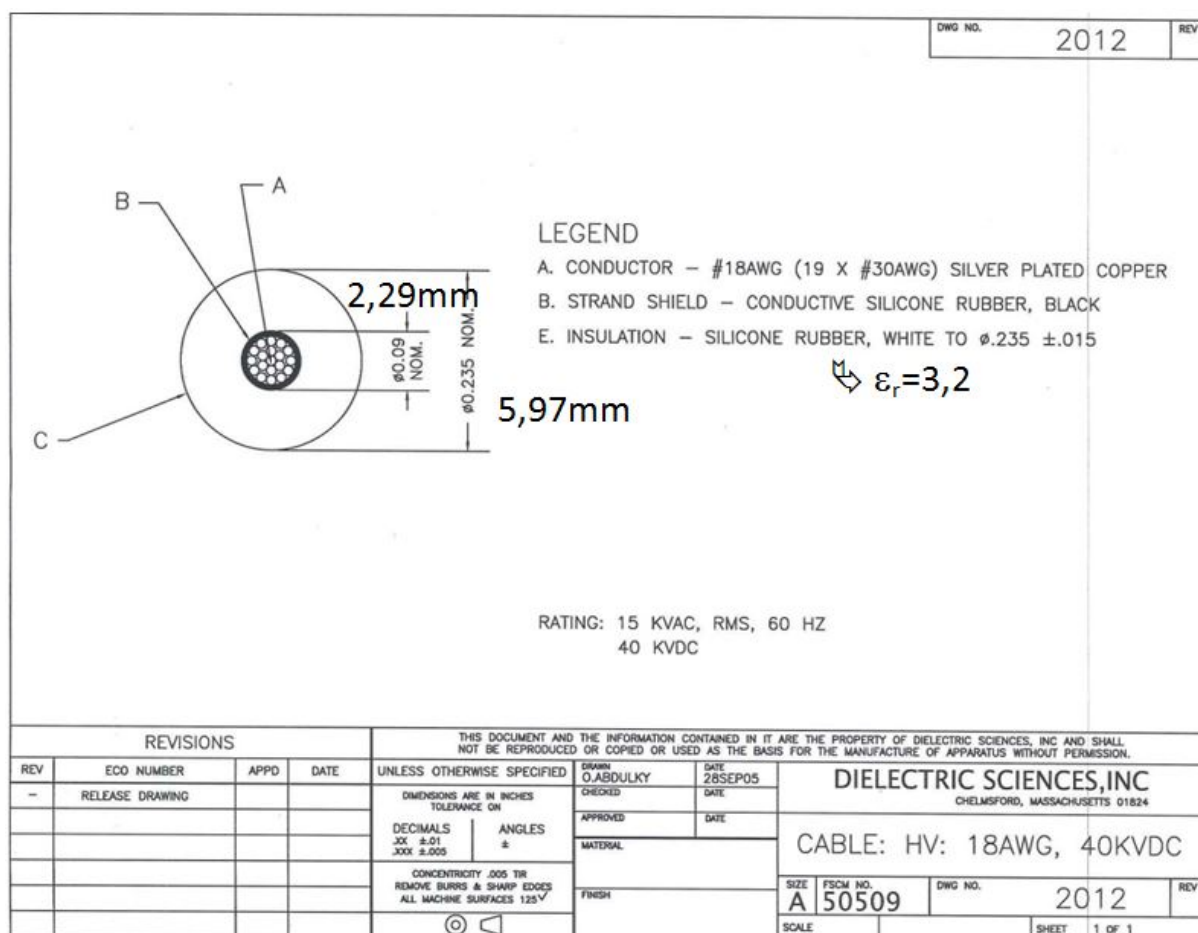


Fig. B.9 – Caractéristiques du câble haute tension

Publications et communications

Revue internationale

- [Ber+14] Bertrand, V. **Négrier, R.** Lalande, M. Andrieu, J. Couderc, V. Shalaby, B. Pecastaing, L. Ferron, A. Equivalent model of photoswitch : application to the UWB antenna design integrating impulse feeding. *Progress In Electromagnetics Research C*, 46 :145–151, 2014.
- [N+16a] **Négrier, R.** Lalande, M. Andrieu, J. Shalaby, B. M. Couderc, V. Fromenteze, T. Decroze, C. Carsenat, D. High-PRF UWB optoelectronic radar system : a clean-type algorithm to overcome depth limitation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(3) :1080–1088, mars 2016.
- [N+16b] **Négrier, R.** Lalande, M. Bertrand, V. Andrieu, J. Couderc, V. Shalaby, B. M. Pecastaing, L. Ferron, A. Desrumaux, L. UWB impulse radiation source with integrated optoelectronic generator. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2016. Special Issue EuMW16.
- [Pec+16] Pecastaing, L. Ferron, A. Couderc, V. Shalaby, B. M. **Négrier, R.** Lalande, M. Andrieu, J. Bertrand, V. A pulsed modulator combined to very high PRF photoconductive switches to build a self-scanning UWB radiation source. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2016. Special Issue Pulsed Power Science and Technology.

Congrès internationaux

- [N+14a] **Négrier, R.** Bertrand, V. Lalande, M. Andrieu, J. Couderc, V. Pecastaing, L. Ferron, A. Improvement of an UWB impulse radiation source by integrating photoswitch device. In *European Radar Conference 2014*. Fiera di Roma, Rome, Italy, 8–10 octobre 2014.

- [N+14b] **Négrier, R.** Bertrand, V. Lalande, M. Andrieu, J. Couderc, V. Shalaby, B. Pecastaing, L. Ferron, A. UWB antenna array with autonomous scanning capability using opto-electronic feeding device. In *International Conference on Antenna Measurements and Applications - Focus on Antenna Systems*. Palais des Congrès, Antibes - Juan-Les-Pins, France, 16–19 novembre 2014.
- [N+15] **Négrier, R.** Lalande, M. Bertrand, V. Andrieu, J. Couderc, V. Shalaby, B. Pecastaing, L. Ferron, A. Desrumaux, L. UWB impulse radiation source with integrated optoelectronic generator. In *European Radar Conference 2015*. Palais des Congrès, Paris, France, 8–11 septembre 2015.
- [Nad+16a] Nadir, H. Sow, M. **Négrier, R.** Martinod, E. Feix, N. Lalande, M. Design of impulse UWB volumetric antenna integrating dielectric material. In *Advanced Electromagnetics Symposium 2016*. Malaga, Spain, 26–28 juillet 2016.
- [Nad+16b] Nadir, H. Sow, M. **Négrier, R.** Martinod, E. Feix, N. Lalande, M. Design of impulse UWB volumetric antenna integrating dielectric material. In *European Radar Conference 2016*. London, England, 5–7 octobre 2016.

Communications nationales

- 🔗 Antenne ULB intégrant une source impulsionnelle optoélectronique
Récentes études dans le domaine des antennes très large bande, Toulouse, mars 2014
- 🔗 BALayage Autonome pour Détection Electromagnétique - BALADE
Forum Innovation DGA, Palaiseau, novembre 2014
- 🔗 Source impulsionnelle ULB avec générateur optoélectronique intégré
Workshop étudiants XLIM, Limoges, octobre 2015
- 🔗 Radar ULB optoélectronique à balayage autonome
Workshop Interdisciplinaire sur la Sécurité Globale, Troyes, février 2016
- 🔗 BALayage Autonome pour Détection Electromagnétique - BALADE
Forum Innovation DGA, Palaiseau, novembre 2016

Lauréats

🏆 Prix de la meilleure présentation pour « Source impulsionnelle ULB avec générateur optoélectronique intégré »

Workshop étudiants XLIM, Limoges, octobre 2015

🏆 Certificate of Recognition for the paper « UWB impulse radiation source with integrated optoelectronic generator »

EuRAD, Paris, septembre 2015

Contribution à la conception de radars impulsionsnels : maîtrise de la rapidité de balayage et traitement de signal associé

Résumé

Ce mémoire présente la conception d'un radar Ultra Large Bande à déclenchement optoélectronique dédié au rayonnement d'impulsions ultra-courtes dans une bande de travail comprise entre 300MHz et 3GHz pour réaliser des opérations de détection à courte et moyenne portée. A l'émission, ce radar est composé de plusieurs sources de rayonnement élémentaires constituées d'une antenne au sein de laquelle un générateur optoélectronique est intégré, d'un générateur de haute tension pulsée et d'un système commande optique. Des mesures de validation ont été menées pour s'assurer du bon fonctionnement d'une source. Cette association garantit une excellente synchronisation entre les sources et autorise un balayage électromagnétique autonome rapide en ajustant les fréquences de répétition (quelques dizaines de MHz) de chaque générateur de manière à décaler proportionnellement à l'angle visé, l'instant d'alimentation. A la réception, une antenne ou plusieurs antennes sont utilisées pour récupérer les signaux diffractés par les cibles et un traitement de signal est appliqué pour reconstruire l'image. Ce traitement spécifique permet de s'affranchir de la limite de détection en distance imposée par la fréquence de répétition en utilisant une association entre des calculs de corrélation et une déconvolution itérative. Un des vecteurs d'amélioration de la qualité de l'image a également été développé. Il concerne la génération de forme d'ondes et plus particulièrement le façonnage spectral par profilage temporel en utilisant un algorithme d'optimisation évolutionnaire.

Mots-clefs : Antennes, Ultra Large Bande, photocommutateurs, imagerie radar.

Contribution to the design of impulse radar : managing sweep rate and associated signal processing

Abstract

This thesis presents the design of an Ultra Wide Band radar triggered by an optoelectronic generator which is dedicated to ultra short pulses radiation for short and medium range detection. The emitting part of this radar is based on transmitting array composed of several UWB antennas with an integrated photoswitch device triggered using optical pulses and a receiving UWB antenna. A specific signal processing method has been proposed and implemented for UWB optoelectronic radar involving autonomous beam scanning capability in order to overcome the limitation in the depth of detection encountered while using standard imaging algorithm. Indeed, this hybrid correlation/CLEAN algorithm considers the whole measured burst and finds the relevant information to rebuilt a radar map with a very good accuracy. In order to improve the radar map quality, the waveform generation technique has been discussed and, more precisely, the temporal shaping method to obtain specific spectrum using evolutionary algorithm.

Keywords : Antenna, Ultra Wide Band, optoelectronic switches, radar imaging.