



HAL
open science

Conception de sources optoélectroniques transitoires à formes d'ondes maîtrisées

Gwenaël Reineix

► **To cite this version:**

Gwenaël Reineix. Conception de sources optoélectroniques transitoires à formes d'ondes maîtrisées. Electronique. Université de Limoges, 2020. Français. NNT : 2020LIMO0011 . tel-02528959

HAL Id: tel-02528959

<https://theses.hal.science/tel-02528959v1>

Submitted on 2 Apr 2020

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

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

Université de Limoges - Faculté des Sciences et Techniques
Ecole Doctorale n° 620 : Sciences et Ingénierie des Systèmes,
Mathématiques, Informatique
XLIM - Antennes et signaux, UMR CNRS 7252

Thèse n° [XX-2020]

THÈSE

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : « Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes »

Présentée et soutenue publiquement par

Gwenaël REINEIX

le 31 janvier 2020

**Conception de sources optoélectroniques
transitoires à formes d'ondes maîtrisées**

Directrice de thèse : **Michèle Lalande**

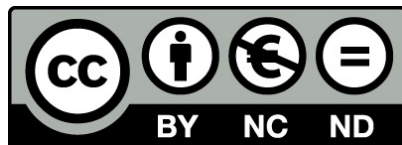
Encadrant : **Romain Négrier**

Jury :

M. Bernard Ratier,	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président du jury
M. Marc Hélier,	Professeur, Sorbonne Université	Rapporteur
Mme Françoise Paladian,	Professeur, Institut Pascal, Université Clermont Auvergne	Rapporteur
M. Joël Andrieu,	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Mme Michèle Lalande,	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
M. Romain Négrier,	Maître de conférences, XLIM, Université de Limoges	Examineur
M. Laurent Labarbe,	Ingénieur, CEA Gramat	Examineur
M. Franck Ballestra,	Ingénieur, DGA Techniques Aéronautiques	Examineur



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.

À ma mère,

Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma gratitude aux responsables du laboratoire Xlim pour m'avoir accueilli pendant mes trois années de doctorat au sein du département « Antennes et signaux ».

Je souhaiterais également remercier M. Marc Hélier de Sorbonne Université et Mme Françoise Paladian de l'Institut Pascal pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mon manuscrit de thèse et pour le temps consacré à lire mes travaux. J'adresse également mes remerciements à M. Bernard Ratier, de l'université de Limoges, pour la présidence du jury.

Je remercie également la Direction Générale de l'Armement (DGA), qui a cofinancé cette thèse. Et je remercie plus personnellement M. Laurent Desrumaux et M. Franck Ballestra pour avoir suivi mes travaux.

J'aimerais plus particulièrement remercier Mme Michèle Lalande, directrice de thèse, ainsi que M. Joël Andrieu et M. Romain Négrier, co-encadrants, pour avoir dirigé mes travaux de recherche. Au delà de nos nombreux échanges qui m'ont permis de progresser sur le plan scientifique, je tiens à les remercier pour leur disponibilité et leur confiance pendant ces trois années ainsi que pour la place essentielle donnée aux relations humaines. Un grand merci.

Je remercie M. Philippe Lévêque pour nous avoir permis de travailler dans son laboratoire. Je tiens plus particulièrement à remercier M. Vincent Couderc avec qui j'ai apprécié passer des journées à mettre au point les expériences. Merci pour sa patience et pour les nombreuses discussions enrichissantes, toujours dans la bonne humeur.

Je voudrais exprimer mes remerciements à M. Laurent Labarbe et M. Frédéric Puybaret du CEA Gramat pour m'avoir permis de participer à des recherches communes dans le cadre du laboratoire commun LEV3E, en espérant que ces travaux puissent vous être utiles.

Je remercie M. Edson Martinod, M. Marc Jovet et Mme Nadia Teillac pour m'avoir donné l'opportunité de découvrir l'enseignement, ce fut une expérience très enrichissante.

Je tiens à particulièrement remercier mon collègue et colocataire de bureau Jérémy Hyvernaud, pour m'avoir supporté ainsi que pour son aide et sa bonne humeur. Je remercie également Houda Nadir, mon ancienne colocataire de bureau, pour son naturel et sa bonne humeur toujours appréciable.

Je voudrais remercier l'ensemble du personnel présent sur le site de Brive-la-Gaillarde pour leur sympathie et la convivialité dans laquelle ce travail a été accompli. Entre panache, intuition et raison, j'espère que les paris sportifs vont encore faire trembler les murs du bâtiment GEII ! J'ai également une pensée pour Bernadette grâce à qui les Goélands sont arrivés à Brive !

Je souhaite bon courage pour la suite à mes collègues doctorants, Jérémy, Abdel, Mohammed, Anas et Vincent.

Enfin, je remercie ma famille et mes amis pour leur soutien, et également pour leur ténacité à me demander l'objet et l'avancement de mes recherches. Je comprends vos doutes quand à l'utilité de faire des trous dans des spectres ... Je termine ces remerciements avec une pensée particulière pour ma compagne Aurélie, qui m'a largement soutenu pendant ces trois années, dans des moments parfois difficiles, et sans qui je ne serais pas arrivé jusqu'ici.

Merci à tous !

Table des matières

Table des figures	v
Liste des tableaux	ix
Introduction générale	1
Chapitre I - Choix de la génération optoélectronique pour deux domaines : la compatibilité électromagnétique et les radars impulsionsnels	5
1 Principes et applications des sources d'agression électromagnétique	6
1.1 Contexte de l'étude	6
1.1.1 La susceptibilité EM	6
1.1.2 La guerre électronique	6
1.1.3 Les armes à énergie dirigée électromagnétique (AED EM)	8
1.1.4 Quelques phénomènes naturels	10
1.2 Les agressions EM	11
1.2.1 Positionnement spectral des agressions dans l'environnement électromagnétique	11
1.2.2 Couplage des agressions sur les systèmes	13
1.2.3 Classification des effets des agressions EM sur les systèmes	14
1.2.4 Cas de la corruption de données	16
1.3 Caractéristiques de formes d'ondes	17
1.3.1 Paramètres temporels	17
1.3.2 Caractéristiques fréquentielles	19
1.3.3 Classification fréquentielle des signaux	21
2 Les systèmes Ultra Large Bande (ULB) et leurs applications	23
2.1 La génération d'ondes ULB pour des applications usuelles	23
2.1.1 La réglementation sur l'utilisation des systèmes ULB	23
2.1.2 Les télécommunications	24
2.1.3 Le biomédical	25
2.2 L'application radar	25
2.2.1 Principe de la détection électromagnétique	26
2.2.2 Les radars « bande étroite »	26
2.2.3 Les radars ULB	28
2.2.4 Les radars ULB impulsionsnels	29
2.3 Méthodes de façonnage spectral	32
2.3.1 Les filtres « notch »	32
2.3.2 Les surfaces sélectives en fréquence	33

	2.3.3	Façonnage spectral via des dispositifs optoélectroniques . .	34
3	Génération d'ondes haute tension pulsées		36
	3.1	Principe de fonctionnement des générateurs de haute tension pulsée	36
	3.2	Technologies de commutation haute tension	37
	3.2.1	Les semi-conducteurs de puissance	37
	3.2.2	Éclateurs à gaz	38
	3.2.3	Photoconducteurs	39
	3.2.4	Résumé des performances	39
	3.3	Structures de commutation et de mise en forme d'impulsions	40
	3.3.1	Générateur de Marx	40
	3.3.2	Structure de type Blumlein	41
	3.3.3	Transformateur à lignes de transmission	42
	3.3.4	Switched oscillators	42
4	L'optoélectronique et les applications haute tension		44
	4.1	Principe de fonctionnement des générateurs optoélectroniques . . .	44
	4.1.1	Générateur d'ondes monopolaires	44
	4.1.2	Générateur d'ondes bipolaires	46
	4.2	Apports de l'optoélectronique à l'ULB impulsif	48
	4.2.1	Avantages inhérents aux générateurs optoélectroniques et à la commande optique	48
	4.2.2	Application de la commande optique à la formation de faisceaux	49
	4.2.3	Génération d'ondes pour des applications biomédicales . .	51
5	Objectifs et démarche de l'étude		53
Chapitre II - Étude et caractérisation de photoconducteurs appliqués			
		à la commutation haute tension	56
1	Notions fondamentales pour l'étude de photoconducteurs		57
	1.1	Les applications de l'effet photoélectrique	57
	1.1.1	Un peu d'histoire	57
	1.1.2	Utilisation de l'effet photoélectrique	57
	1.1.3	Les <i>Photoconductive semiconductor switches (PCSS)</i> . . .	58
	1.2	Notions de physique du semi-conducteur	59
	1.2.1	Les bandes d'énergie	59
	1.2.2	Absorption et pénétration des rayonnements lumineux dans les matériaux semi-conducteurs	60
	1.2.3	Vitesse et mobilité des électrons	61
	1.2.4	Taux de génération	62
	1.2.5	La recombinaison des porteurs de charge	64
	1.2.6	Courants de conduction, de diffusion et de déplacement . .	65
	1.2.7	Equations régissant la concentration en électrons des photoconducteurs résultant d'une excitation optique . . .	67
	1.3	Les régimes de fonctionnement et choix des PCSS	70
	1.3.1	Le régime d'avalanche et l'effet de <i>lock-on</i>	71
	1.3.2	Le mode de fonctionnement linéaire	72
	1.3.3	L'effet Franz-Keldysh et l'effet Raman	73

	1.3.4	Synthèse des éléments influents sur le choix de la technologie de photoconducteurs	73
2		L'illumination des photoconducteurs	75
	2.1	La commande optique	75
	2.1.1	Les sources lasers	75
	2.1.2	Instrumentation optique utilisée	76
	2.2	Utilisation des PCSS hors phénomène de recombinaison	78
	2.2.1	Le dispositif expérimental	78
	2.2.2	La simulation associée	81
	2.2.3	Détermination de la résistance résiduelle	82
	2.3	Influence des paramètres d'éclairement des PCSS	85
	2.3.1	Impact d'un mauvais éclairage	85
	2.3.2	Mise en évidence du phénomène de recombinaison : présentation du dispositif expérimental	86
	2.3.3	Impact de l'énergie optique mise en œuvre sur la durée de l'état passant	87
	2.3.4	Impact de la durée des impulsions laser	89
	2.3.5	Allongement de la durée de l'état passant des PCSS par instrumentation optique	89
	2.3.6	Synthèse des éléments fondamentaux pour l'optimisation de l'illumination	92
3		Etude et caractérisation de photoconducteurs	93
	3.1	Dispositif expérimental	93
	3.1.1	Principe du dispositif de caractérisation	93
	3.1.2	Mesure des paramètres expérimentaux	94
	3.2	Essai de caractérisation physique	96
	3.2.1	Modèle théorique employé	96
	3.2.2	Méthode d'établissement du modèle	96
	3.2.3	Résultats et conclusion	98
	3.3	Caractérisation comportementale	100
	3.3.1	Décomposition des phases de fonctionnement du PCSS	100
	3.3.2	Méthode d'établissement du modèle	101
	3.3.3	Résultats et conclusion	104
	3.4	Utilisation du modèle comportemental appliqué aux générateurs d'ondes bipolaires	106
	3.4.1	Dispositif mis en place	106
	3.4.2	Simulation associée	107
	3.4.3	Résultats et conclusion	108
 Chapitre III - Développement de systèmes optoélectroniques à formes d'ondes maîtrisées adaptés aux essais de susceptibilité EM et au façonnage spectral 110			
1		Développement de générateurs d'ondes sinusoïdales amorties	111
	1.1	Introduction	111
	1.1.1	Le besoin en compatibilité électromagnétique	111
	1.1.2	Les objectifs du façonnage spectral	112
	1.2	Dispositif optoélectronique intégrant un circuit résonnant	113

1.2.1	Descriptif du dispositif	113
1.2.2	Modèle électrique	114
1.2.3	Comparaison des résultats de simulations et des relevés de mesures	115
1.2.4	Analyse et conclusion	116
1.3	Générateurs optoélectroniques d'ondes sinusoïdales amorties	117
1.3.1	Descriptif du générateur	117
1.3.2	Modèle électrique	118
1.3.3	Réalisations et résultats	121
1.3.4	Analyse et conclusion	127
1.4	Générateurs optoélectroniques d'ondes sinusoïdales intégrant un filtre	128
1.4.1	Descriptif du générateur	128
1.4.2	Modèle électrique	129
1.4.3	Le filtrage	130
1.4.4	Réalisation et résultats	132
1.4.5	Analyse et conclusion	135
1.5	Bilan des générateurs développés	136
2	Vers un système d'essai CEM	138
2.1	Solution technique proposée	138
2.2	Étude des générateurs avec système de filtrage appliqué à la CEM .	139
2.2.1	Le banc d'expérience	139
2.2.2	Etude de photoconducteurs appliqué à l'élévation des niveaux de tension	142
2.2.3	Mise en parallèle et/ou série de photoconducteurs	149
2.2.4	Combineur quatre voies	150
2.2.5	Conclusion et perspectives	151
3	Génération de formes d'ondes maîtrisées pour le façonnage spectrale	153
3.1	Objectifs de l'étude et solution proposée	153
3.2	Système développé	153
3.2.1	Simulation et prédiction du spectre désiré	153
3.2.2	Le banc d'expérience	156
3.2.3	Réalisations et résultats	157
3.2.4	Utilisation d'une antenne par générateur	159
3.2.5	Conclusion et perspectives	161
	Conclusion générale	162
	Bibliographie	164
	Annexe A - L'antenne K	172
	Annexe B - Compléments au modèle comportemental	176
	Annexe C - Combineur	182
	Publications et communications	184

Table des figures

I.1	Équipements des 44ème et 54ème régiments de transmissions	8
I.2	Principe d'une AED EM bande étroite	9
I.3	Principe d'une AED LB ou ULB	9
I.4	Active denial system.	10
I.5	Systèmes de défense antiaérienne Triumph S-400.	10
I.6	Foudre s'abattant sur le viaduc de Millau (12)	11
I.7	Aurore boréale pendant l'orage magnétique le 25 octobre 2003.	11
I.8	Positions des différentes menaces dans l'environnement spectral	12
I.9	Les différents modes de couplage d'une perturbation	13
I.10	Paramètres d'étude des signaux	18
I.11	Exemple de spectre d'amplitude d'un signal sinusoïdal amorti	20
I.12	Réglementation de l'utilisation des bandes fréquentielles selon l'ETSI et la FCC	24
I.13	Principe de fonctionnement radar	26
I.14	Occupation spectrale d'un signal bande étroite et d'un signal ULB	27
I.15	Principe d'un radar ULB impulsionnel	30
I.16	Signal émis par un radar ULB	30
I.17	Principe de fonctionnement d'un <i>Photonic Radiofrequency Filter</i>	32
I.18	Motifs périodiques de la FSS présentée dans [GCY+17]	33
I.19	Motifs de la FSS active présentée dans [BTDG16]	34
I.20	Principe du façonnage spectral	34
I.21	Exemple de résultat d'optimisation de l'algorithme [Né16]	35
I.22	Décomposition transitoire de la solution [Né16]	35
I.23	Principe de compression temporelle de l'énergie	36
I.24	Éléments constitutifs d'un générateur de haute tension pulsée	36
I.25	Schéma électrique d'un générateur de haute tension pulsée	37
I.26	Schéma électrique d'un générateur de Marx	41
I.27	Schéma électrique d'un générateur de type Blumlein	41
I.28	Schéma électrique d'un générateur reposant sur les transformateurs à lignes de transmission	42
I.29	Schéma électrique d'un générateur de haute tension pulsée	43
I.30	Schéma électrique d'un générateur d'ondes monopolaires	45
I.31	Principe d'un générateur d'ondes monopolaires	45
I.32	Schéma électrique d'un générateur d'ondes bipolaires	46
I.33	Principe d'un générateur d'ondes bipolaires	46
I.34	Profils d'ondes obtenues par rapport aux éclairissements des PCSS A et B	47
I.35	Dispositif RUGBI	49
I.36	Principe du balayage autonome	50

I.37	Générateur de PEFs	51
I.38	Applicateur [SGL ⁺ 16]	52
II.1	Principe d'utilisation d'un PCSS	58
II.2	Exemple de structures de bandes d'énergie directe (gauche) et indirecte (droite) en fonction du vecteur d'onde k	59
II.3	Principe d'absorption du rayonnement lumineux	60
II.4	Coefficient d'absorption et profondeur de pénétration pour divers semi-conducteurs en fonction de la longueur d'onde du rayonnement incident	61
II.5	Incidence d'un flux lumineux sur un PCSS	63
II.6	Piège et centre de recombinaison dans un matériau semi-conducteur	65
II.7	Schéma d'une diode à jonction p-n	67
II.8	Circuit électrique pour l'étude de la réponse d'un photoconducteur	70
II.9	Sources lasers	75
II.10	Les Miroirs réfléchissants	76
II.11	Lame « demi-onde » (à gauche) et cube de Wollaston (à droite)	77
II.12	Schéma de fonctionnement du couple lame demi-onde et cube de Wollaston	77
II.13	Générateur d'impulsions monopolaires	79
II.14	Impulsion monopolaire mesurée	80
II.15	Circuit électrique considéré pour la simulation	82
II.16	Circuit équivalent pendant la charge de la ligne microruban	83
II.17	Schéma électrique équivalent lorsque le PCSS est passant	83
II.18	Résultats de simulation pour différentes valeurs de R_{on}	85
II.19	Impact de l'illumination	86
II.20	Dispositif de mise en évidence du phénomène de recombinaison	87
II.21	Effet de l'énergie optique sur la durée de l'état passant	88
II.22	Profils des impulsions laser de différentes durées	89
II.23	Dispositif d'allongement de la durée de l'état passant des PCSS	90
II.24	Effet de l'énergie optique sur la durée de l'état passant	91
II.25	Schéma du dispositif de caractérisation des PCSS	94
II.26	PCSS GP0240 de Vishay	95
II.27	46 couples intensité optique/tension de polarisation choisis pour les mesures de tensions de sorties	95
II.28	Schéma Simulink du dispositif optoélectronique	97
II.29	Comparaison des résistances simulées et mesurées pour une polarisation de 400 V	99
II.30	Description des phases de fonctionnement du PCSS sur des exemples de tensions V_s mesurées pour une tension de polarisation de 1200 V	100
II.31	Surface représentant l'évolution de t_{on} en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation	102
II.32	Comparaison des évolutions de résistances de PCSS mesurée et simulée	105
II.33	Banc d'expérience	106
II.34	Modèle électrique pour la simulation	107
II.35	Comparaison des résultats simulés et mesurés	108
III.1	Modèle de signaux sinusoïdaux amortis et leurs spectres associés	112
III.2	Principe du façonnage spectral	113

III.3	Schéma du dispositif optoélectronique	114
III.4	Schéma électrique du dispositif optoélectronique pour la simulation . . .	114
III.5	Résultats simulés et mesurés du dispositif de génération d'ondes	116
III.6	Schéma du générateur optoélectronique	117
III.7	Schéma électrique du générateur optoélectronique pour la simulation . .	118
III.8	Optimisation du facteur de qualité	119
III.9	Lien entre la fréquence et la longueur de base L	120
III.10	Signaux et spectres associés simulés à 700 MHz et 3 GHz	121
III.11	Descriptif du banc de mesure	122
III.12	Signaux obtenus avec le générateur de fréquence centrale $f_c = 90$ MHz pour différentes tensions de polarisation	123
III.13	Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence mesurée $f_c = 90$ MHz pour une tension de polarisation de 2 kV avec le laser délivrant des impulsions de 80 ps	124
III.14	Comparaison des signaux obtenus déclenchés avec des impulsions optiques de 80 ps et 3 ns	124
III.15	Générateur optoélectronique de fréquence centrale visée $f_c = 1.47$ GHz .	125
III.16	Signaux obtenus à la fréquence mesurée $f_c = 1.41$ GHz pour différentes tensions de polarisation	126
III.17	Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence visée $f_c = 1.47$ GHz pour une tension de polarisation de 2 kV avec le laser délivrant des impulsions de 80 ps	127
III.18	Schéma du générateur optoélectronique avec filtrage	128
III.19	Schéma électrique du générateur optoélectronique avec filtrage pour la simulation	129
III.20	Signaux et spectres associés simulés à 20 MHz et à 200 MHz	130
III.21	Schéma électrique équivalent avec des éléments localisés	132
III.22	Comparaison des filtrages par éléments à constantes réparties et par éléments localisés	132
III.23	Signaux obtenus à la fréquence mesurée $f_c = 84$ MHz pour différentes tensions de polarisation	134
III.24	Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence visée $f_c = 90$ MHz pour une tension de polarisation de 2 kV	135
III.25	Résultats obtenus avec les deux types de générateurs (avec et sans filtre)	135
III.26	Schéma de principe du dispositif d'essai CEM	139
III.27	Dispositif d'éclairage des générateurs dédiés à la CEM	140
III.28	Photoconducteurs utilisés pour les générateurs dédiés à la CEM	140
III.29	Schéma électrique pour la simulation des générateurs dédiés à la CEM .	141
III.30	Générateur optoélectronique de fréquence centrale visée $f_c = 190$ MHz .	143
III.31	Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence mesurée $f_c = 84$ MHz pour une tension de polarisation de 4 kV avec le laser délivrant des impulsions de 80 ps	144
III.32	Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence mesurée $f_c = 28$ MHz pour une tension de polarisation de 4 kV avec le laser délivrant des impulsions de 80 ps	144

III.33	Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence mesurée $f_c = 28$ MHz pour une tension de polarisation de 4 kV avec le laser délivrant des impulsions de 3 ns	146
III.34	Résultats mesurés avec le générateur de fréquence visée $f_c = 66$ MHz pour des niveaux de polarisation de 4 kV et 5 kV	147
III.35	Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence visée $f_c = 66$ MHz pour une tension de polarisation de 4 kV avec le laser délivrant des impulsions de 3 ns	148
III.36	Évolution de la résistance de PCSS utilisé seul ou associé à un second PCSS en parallèle	149
III.37	Combineur 4 voies	151
III.38	Schéma électrique pour la simulation du générateur pour le façonnage spectral	153
III.39	Signaux et spectres associés simulés pour le façonnage du spectre	155
III.40	Somme des trois contributions pour former le spectre désiré	156
III.41	Banc d'expérience et système de commande optique	156
III.42	Comparaison des spectres simulés et mesurés	158
III.43	Dispositif expérimental du façonnage spectral	158
III.44	Schéma du dispositif avec une antenne par générateur	159
III.45	Comparaison des spectres simulés et mesurés	160
III.46	Dispositif expérimental de mesure du champ rayonné	160
A.1	Antenne K	173
A.2	Résultats de simulation 2D de l'antenne K	174
A.3	Résultats de simulation 3D de l'antenne K	174
B.1	Surface représentant l'évolution de t_{on} en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation	177
B.2	Surface représentant l'évolution de K_1 en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation	178
B.3	Surface représentant l'évolution de K_2 en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation	179
B.4	Surface représentant l'évolution de τ_1 en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation	180
B.5	Surface représentant l'évolution de τ_2 en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation	181
C.1	Combineur utilisé pour la sommation signaux	183

Liste des tableaux

I.1	Classification selon la durée des effets EM	15
I.2	Classification selon la criticité des effets EM	16
I.3	Classification des signaux selon la largeur de bande réduite et le band-ratio [GT04].	21
I.4	Classification des signaux pour les télécommunications selon la <i>DARPA</i>	21
I.5	Étude comparative de plusieurs technologies ULB	29
I.6	Étude comparative de plusieurs technologies de commutateurs	40
II.1	Données physiques de quelques semi-conducteurs	62
II.2	Caractéristiques des sources lasers	75
II.3	Paramètres physiques	98
II.4	Énergies optiques mesurées et utilisées dans la simulation	99
II.5	Valeur des énergies optiques mesurées et utilisées dans les simulations .	109
III.1	Valeurs obtenues par simulation pour générer un signal à 100 MHz . . .	115
III.2	Valeurs utilisées pour la simulation	119
III.3	Valeurs utilisées pour la réalisation d'un générateur à $f_c = 90$ MHz . . .	122
III.4	Synthèse des performances du générateur de fréquence centrale visée $f_c = 90$ MHz pour différentes tensions de polarisation	123
III.5	Valeurs utilisées pour la réalisation d'un générateur à $f_c = 1.47$ GHz . .	125
III.6	Synthèse des performances du générateur de fréquence centrale mesurée $f_c = 1.41$ GHz pour différentes tensions de polarisation	126
III.7	Valeurs des éléments localisés équivalents au filtrage microruban	131
III.8	Valeurs utilisées pour la réalisation d'un générateur à la fréquence visée $f_c = 90$ MHz	133
III.9	Synthèse des performances du générateur de fréquence centrale mesurée $f_c = 84$ MHz pour différentes tensions de polarisation	134
III.10	Performances des générateurs en simulation pour une polarisation de 4 kV	137
III.11	Paramètres des générateurs réalisés	142
III.12	Performances de différents générateurs dédiés à la CEM pour une tension de polarisation de 4 kV obtenues avec les PCSS GP0240 éclairés par des impulsions de 80 ps	145
III.13	Performances de différents générateurs dédiés à la CEM pour une tension de polarisation de 4 kV obtenues avec les PCSS GP0240 éclairés par des impulsions de 3 ns	146
III.14	Performances de différents générateurs dédiés à la CEM pour une tension de polarisation de 4 kV obtenues avec les PCSS OZ150SG éclairés par des impulsions de 3 ns	148
III.15	Paramètres prédits pour la réalisation du spectre visé	154

III.16	Paramètres des générateurs réalisés	157
B1	Valeurs des constantes dans l'équation de t_{on}	177
B2	Valeurs des constantes dans l'équation de K_1	178
B3	Valeurs des constantes dans l'équation de K_2	179
B4	Valeurs des constantes dans l'équation de τ_1	180
B5	Valeurs des constantes dans l'équation de τ_2	181

Introduction générale

La défense des populations et des territoires est un enjeu majeur du XXI^e siècle. La constante évolution des relations diplomatiques internationales génèrent des incertitudes nouvelles pour la sécurité de la France.

Dans ce contexte de sécurité nationale, l'Agence de l'Innovation de Défense (AID) a été créée le 1^{er} septembre 2018. Placée sous la direction du délégué général pour l'armement, elle « fédère les initiatives d'innovation du ministère des Armées en assurant la coordination et la cohérence de l'ensemble des démarches d'innovation ». Une de ces missions est ainsi de détecter et de faire émerger les futures technologies stratégiques. Les moyens de détection active comme les radars impulsions large bande, permettant de détecter des personnes dissimulées derrière des obstacles, des murs, ou des feuillages ainsi que les dispositifs d'essais de vulnérabilité de systèmes électroniques sont pressenties comme des technologies importantes à développer en matière de recherche.

Depuis plus de dix ans, le laboratoire XLIM développe des sources rayonnantes optoélectroniques dont la commande optique présente un avantage indiscutable. La gigue dans le déclenchement optique de seulement quelques picosecondes autorise en effet le concept de sources multi-générateurs multi-antennes. Les applications sont diverses : elles vont des sources micro-ondes de forte puissance pour lesquelles la multiplication des sources synchronisées se traduit par un très fort niveau de rayonnement au radar à balayage pour lequel le décalage optique de l'alimentation de différentes sources d'un réseau se traduit par une orientation précise du lobe rayonnement émis. Les sources optoélectroniques impulsives réalisées jusque-là avaient pour objectif de couvrir un très large spectre mais la question d'exclure certaines fréquences, par exemple dédiées aux communications, n'ont jamais été prises en compte.

Dans le cadre du laboratoire commun LEV3E entre XLIM et le CEA Gramat, l'un des axes de recherche concerne la conception de sources pour les essais de compatibilité électromagnétiques. Pour certaines fréquences du spectre visé par ces tests, il n'existe pas de sources disponibles chez les fabricants et combler ce manque d'équipement par une conception innovante est de première importance.

Dans ce cadre, le travail de cette thèse a donc pour vocation, d'une part, d'étudier la possibilité d'utiliser des dispositifs optoélectroniques pour aller vers la réalisation d'un système d'essai CEM, et d'autre part de concevoir des sources optoélectroniques à formes d'ondes maîtrisées notamment pour des radars impulsionnels ultra large bande (ULB) en proposant une méthode de façonnage spectral par profilage temporel.

Le premier chapitre, intitulé **Choix de la génération optoélectronique pour deux domaines : la compatibilité électromagnétique et les radars impulsionnels** expose le contexte de l'étude. Les différentes sources d'agression électromagnétique (EM) sont décrites. Le potentiel d'une agression EM pour atteindre une cible ainsi que les éventuels effets sur celle-ci seront abordés. Un rapide état des lieux sur les systèmes radars impulsionnels ULB a pour objectif de les positionner par rapport aux autres types de radars et aux diverses applications ULB. Quelques méthodes de façonnage spectral sont introduites. Ensuite, le principe de fonctionnement, quelques structures et la place de l'optoélectronique dans la génération de haute tension pulsées sont abordés. Les objectifs et la démarche de l'étude, décrivant l'approche générale du sujet ainsi que les différentes méthodes mises en œuvre pour lever les verrous technologiques et répondre aux problématiques, concluent ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre est intitulé **Étude et caractérisation de photoconducteurs appliqués à la commutation haute tension**. Les différents concepts physiques nécessaires à la bonne compréhension du fonctionnement des photoconducteurs sont présentés. Ensuite, l'impact des différents paramètres d'éclairement sur le comportement des photoconducteurs est étudié et une synthèse est proposée afin de cibler les éléments fondamentaux pour optimiser l'éclairement. Enfin, deux méthodes de caractérisation des photoconducteurs, une physique et une comportementale, sont développées et mises en œuvre.

Le troisième chapitre est intitulé **Développement de systèmes optoélectroniques à formes d'ondes maîtrisées adaptés aux essais de susceptibilité électromagnétique et au façonnage spectral**. Ce chapitre expose la démarche suivie pour la conception et la réalisation de sources optoélectroniques appliquées aux deux domaines visés : la compatibilité électromagnétique et le radar impulsionnel. Pour

la compatibilité électromagnétique, l'objectif est de générer des signaux bande étroite en particulier dans la bande VHF, à fort coefficient de qualité et de niveau élevé (10 kV visé). Les performances des générateurs conçus sont évaluées en simulation et confrontées aux mesures. Le principal verrou concerne le niveau de tension à atteindre qui met en jeu des photoconducteurs polarisés par une tension élevée et éclairés par une forte énergie optique, jusqu'aux limites de ce que peuvent supporter les composants photoconducteurs. Des solutions techniques conduisant au développement de la source d'un système d'essais de compatibilité électromagnétique sont proposées. Pour le second domaine visé, l'objectif est d'atteindre une bande rayonnée ultra-large (300 MHz - 3 GHz) excluant les fréquences GSM européennes. Le dispositif conçu dans le cadre de cette thèse associe trois sources optoélectroniques couvrant trois sous-bandes fréquentielles du spectre visé. Les performances mesurées de ce radar ULB à spectre façonné concluent ce troisième chapitre.

Une conclusion et les perspectives ouvertes par ce travail terminent enfin ce manuscrit.

Choix de la génération optoélectronique pour deux domaines : la compatibilité électromagnétique et les radars impulsionsnels



Sommaire

Léonard de Vinci (1452-1519)

1	Principes et applications des sources d'agression électromagnétique	6
1.1	Contexte de l'étude	6
1.2	Les agressions EM	11
1.3	Caractéristiques de formes d'ondes	17
2	Les systèmes Ultra Large Bande (ULB) et leurs applications	23
2.1	La génération d'ondes ULB pour des applications usuelles	23
2.2	L'application radar	25
2.3	Méthodes de façonnage spectral	32
3	Génération d'ondes haute tension pulsées	36
3.1	Principe de fonctionnement des générateurs de haute tension pulsée .	36
3.2	Technologies de commutation haute tension	37
3.3	Structures de commutation et de mise en forme d'impulsions	40
4	L'optoélectronique et les applications haute tension	44
4.1	Principe de fonctionnement des générateurs optoélectroniques	44
4.2	Apports de l'optoélectronique à l'ULB impulsionsnel	48
5	Objectifs et démarche de l'étude	53

1 Principes et applications des sources d'agression électromagnétique

Cette partie a pour objectif de présenter succinctement ce que peuvent être les sources d'agression électromagnétique (EM). Les causes, les moyens ainsi que les potentiels effets d'une agression EM sur une cible seront abordés.

1.1 Contexte de l'étude

1.1.1 La susceptibilité EM

La **susceptibilité** EM d'un système, aussi appelée immunité, s'intéresse aux causes et conditions d'apparition d'un dysfonctionnement lorsque des contraintes EM externes sont imposées à un système. Une contrainte incompatible avec une utilisation normale de ce système est appliquée soit en mode conduit sur les entrées filaires du système, soit en mode rayonné sur tout ou partie du système. Cette contrainte se superpose alors aux signaux « normaux » de commande ou d'alimentation. L'observation complète du comportement normal du système, c'est à dire l'enchaînement de toutes les phases de fonctionnement avec des signaux de commande et d'alimentation est primordiale. En effet, cela permet de vérifier pour chaque contrainte appliquée si un dysfonctionnement a pu être observé. Si un dysfonctionnement provoqué par une contrainte a empêché un des enchaînements des états logiques du système, alors celui-ci est susceptible face à cette contrainte.

1.1.2 La guerre électronique

La guerre électronique (GE) est une spécialité du domaine du renseignement des opérations militaires. Elle désigne tous les moyens d'actions utilisant la propagation des rayonnements électromagnétiques. La guerre électronique se décompose en trois principaux modes d'actions :

- L'**attaque électronique**, autrefois appelée Contre Mesures Électroniques (CME), est la partie offensive de la GE. Les actions menées ont pour but de rendre impossible les émissions radioélectriques de l'adversaire. Il peut s'agir de l'utilisation d'armes à énergie dirigée (AED) visant à détruire les systèmes électroniques. L'utilisation de systèmes de brouillage, de leurrage et d'intrusion permet également de rendre

inopérables les émissions de l'adversaire ou bien de le tromper avec de fausses informations.

- La **protection électronique** constitue la partie défensive de la GE. Il s'agit de rendre inexploitable ou indétectable les rayonnements électromagnétiques que l'adversaire peut intercepter. Les dispositifs employés pour les communications utilisent des protocoles discrets, chiffrés et difficiles à intercepter. Les véhicules, avions et autres systèmes militaires sont optimisés pour minimiser leur signature radar et ainsi être les plus furtifs possibles. Ce domaine était autrefois appelé Contre Mesures Électroniques (CCME).
- Le **soutien électronique** regroupe les ressources liées au renseignement. Auparavant appelé mesure de soutien électronique (MSE), le rôle des actions est ici d'« écouter » les émissions électromagnétiques de l'adversaire. Il existe principalement deux techniques. La première consiste à extraire des informations provenant des communications, et la seconde à localiser et éventuellement à identifier la source émettrice grâce à l'étude de signaux interceptés provenant de radars et de systèmes adverses.

La guerre électronique fait aujourd'hui partie intégrante des conflits. Les états disposant de moyens modernes en GE bénéficient d'une longueur d'avance importante sur leurs rivaux. La France possède deux régiments spécialisés dans la GE : le 44ème et le 54ème régiment de transmission. Le 44ème régiment de transmission « met en œuvre des moyens performants pour permettre la recherche, la localisation, l'identification et l'analyse des émissions radioélectriques » [Dé16a]. Il se compose d'un centre fixe (figure I.1.a) situé à Mutzig (67) et de sept compagnies. Le 54ème régiment de transmission a pour mission d'assurer la recherche du renseignement d'origine électromagnétique et l'attaque électronique des équipements des opposants [Dé16b]. Ce régiment de terrain est doté d'équipements modernes d'interception, de localisation, et de brouillage (figure I.1.b).

Les conflits récents en Syrie ont montré que les théâtres d'opérations modernes seraient aussi les lieux d'affrontements de guerre électronique. Ainsi en avril 2018 le général Américain Raymond Thomas, chef de l'*US Special Operations Command* déclarait que la Syrie était « l'environnement de guerre électronique le plus agressif de la planète ». Des communications entre avions auraient été interrompues et des drones auraient dysfonctionné à cause de dispositifs Russes lors de missions dirigées par les États-Unis [Ope18].



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



(b) LINX et VLAE déployés en Afghanistan

FIGURE I.1 – Équipements des 44ème et 54ème régiments de transmissions

1.1.3 Les armes à énergie dirigée électromagnétique (AED EM)

Longtemps reléguées au domaine de la science fiction, les Armes à Énergies Dirigées (AED) sont aujourd'hui une réalité opérationnelle. Cela a été rendu possible, d'une part, grâce aux avantages que peuvent apporter ces armes sur les théâtres d'opérations militaires et, d'autre part, grâce aux progrès technologiques considérables au cours des deux dernières décennies dans le développement des sources d'énergie, des concepts de contrôle des faisceaux et des techniques de pointage et de suivi [Mai18]. Il existe différentes catégories d'AED, notamment les armes laser, les micro-ondes de forte puissance, les armes à faisceau de particules et les armes plasma. Les AED reposant sur les principes laser et micro-ondes de forte puissance sont les plus répandues.

Une AED EM est conçue pour perturber, dégrader ou détruire l'électronique de la cible en rayonnant dans une bande de fréquences spécifique. Les AED EM sont classées en deux grandes catégories : les armes à bande étroite (BE) d'une part, et les armes large bande (LB) et ultra large bande (ULB) d'autre part.

- **Les AED EM bande étroite** schématisées figure I.2 sont constituées d'un générateur de tension pulsée, d'une source RF, et d'une antenne. Les AED EM BE nécessitent l'utilisation d'un faisceau d'électrons (produit par la source RF) qui interagit avec une onde EM pour former le signal rayonné par l'antenne. La source RF peut être par exemple, un magnétron, un klystron, un vircator (Virtual Cathode Oscillator), un cyclotron etc. À l'inverse, les sources LB et ULB n'utilisent pas de faisceau d'électrons. Ainsi, les sources BE rayonnent toute leur énergie à l'intérieur de quelques pour cent de la fréquence centrale qui se situe entre des dizaines et des centaines de MHz. Elles sont généralement plus puissantes que les sources LB ou

ULB.

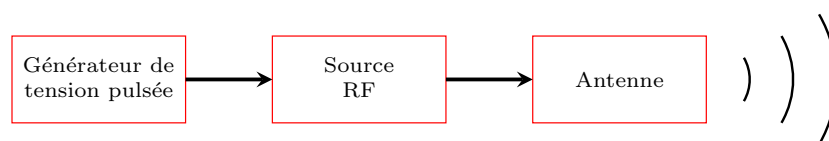


FIGURE I.2 – Principe d'une AED EM bande étroite

- **Les AED EM large bande ou ultra large bande** sont principalement constituées de trois parties représentées figure I.3 comme pour les sources BE. Toutefois, la source RF est remplacée par un système de mise en forme du signal généré par la source pulsée. Une AED EM ultra-large bande rayonne sur une largeur de bande comprise entre des centaines de MHz et plusieurs GHz. Contrairement aux systèmes bande étroite qui ne s'adressent qu'à une catégorie de cibles bien définie, les armes à LB et ULB sont destinées à être utilisées contre un large éventail de cibles. Cependant, en raison d'une énergie rayonnée plus faible que les armes BE, les AED EM LB et ULB ont des portées opérationnelles plus courtes.

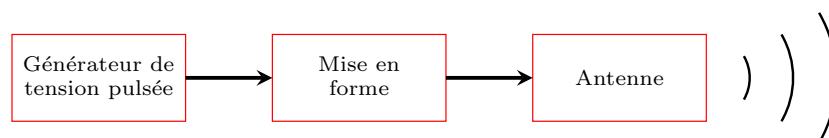


FIGURE I.3 – Principe d'une AED LB ou ULB

Les fréquences autour de 100 GHz ont été exploitées pour fabriquer des armes non létales. Elles provoquent des effets importants sur les êtres humains. C'est par exemple l'objet de l'Active Denial System visible figure I.4. Lorsque les ondes entrent en contact avec la peau, l'énergie se transforme en chaleur en interagissant avec des molécules d'eau. Une impulsion de 2 secondes porte la peau jusqu'à une température d'environ 55 °C, provoquant une intense sensation de brûlure très douloureuse. Ce système peut être utilisé pour disperser les foules.

Idéalement, les systèmes d'armes HPM pourraient être utilisés pour remplacer les munitions afin de neutraliser ou de détruire des cibles ou des installations situées dans des zones peuplées avec un risque réduit de pertes humaines. Une autre application est la suppression des défenses aériennes ennemies (SEAD figure I.5). En effet, la plupart des systèmes de défense aérienne sont très sensibles aux micro-ondes de forte puissance et les missiles sol-air contiennent des systèmes de guidage très sensibles, la conduite de tir étant généralement contrôlée par radar.



FIGURE I.4 – Active denial system.



FIGURE I.5 – Systèmes de défense antiaérienne Triumph S-400.

1.1.4 Quelques phénomènes naturels

Des phénomènes naturels bien connus provoquant des champs électromagnétiques intenses peuvent aussi mettre à rude épreuve les systèmes électroniques.

- **La foudre**, phénomène électrique courant, photographiée figure I.6, est une décharge électrostatique se produisant lorsque la différence de potentiel entre deux points est très importante. Lors d'un orage cette différence de potentiel se crée, à l'instar des condensateurs, à l'intérieur de nuages entre certaines zones, entre différents nuages, ou entre les nuages et le sol et peut atteindre une tension de 100 MV [GB03]. La foudre peut endommager les appareils électriques de manière directe par les câbles d'alimentation, comme une perturbation conduite, provoquant une surtension. Elle peut aussi, et c'est la cause de la majorité des dégâts, créer un champ électromagnétique intense qui suffit à détériorer le matériel électronique sensible (téléviseurs ou ordinateurs par exemple). C'est ce champ électromagnétique qui, par temps d'orage, peut interrompre les transmissions télévisées ou produire des interférences audibles à la radio.
- **Les éruptions solaires** se produisent à la surface du soleil, elles provoquent entre autre la projection d'un jet de plasma. Une des conséquences si ce jet atteint la terre est la formation d'orage magnétique perturbant le champ électromagnétique terrestre. Les modifications de ce champ peuvent donner lieu au phénomène des aurores boréales (figure I.7) mais aussi perturber ou détériorer les équipements électriques. Ainsi, entre le 19 octobre et le 7 novembre 2003, des orages magnétiques ont provoqué des dégâts sur des transformateurs électriques en Afrique du Sud [Mar07] et une coupure de courant d'environ une heure en Suède [Zel17].



FIGURE I.6 – Foudre s’abattant sur le viaduc de Millau (12)

Crédits : Bruno Auroy

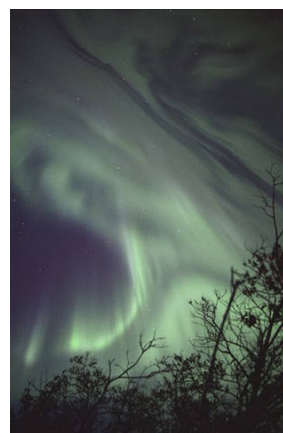


FIGURE I.7 – Aurore boréale pendant l’orage magnétique le 25 octobre 2003.

Crédits : John Russell

1.2 Les agressions EM

1.2.1 Positionnement spectral des agressions dans l’environnement électromagnétique

Les interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) sont devenues un danger important avec l’omniprésence de l’électronique dans notre quotidien. En effet, les infrastructures militaires ne sont pas les seules menacées. Les installations civiles, jugées critiques, comme celles concernant la production et la distribution de l’énergie, les télécommunications, les finances, la distribution ou le transport de l’eau, gérées par des systèmes électroniques, sont des cibles pour d’éventuels agresseurs. La Commission électrotechnique internationale, ou *International Electrotechnical Commission* (IEC), est une organisation internationale dont le rôle est d’élaborer et publier les normes dans les domaines de l’électronique, de la compatibilité électromagnétique, et plus généralement de toutes les technologies apparentées. Des études de la Commission électrotechnique internationale permettent de classifier plusieurs types de menaces à travers l’environnement spectral [IEC09].

La figure I.8 permet d’avoir une vue d’ensemble sur l’environnement électromagnétique et les menaces potentielles. Il est possible d’en distinguer plusieurs catégories :

- La foudre fait partie des menaces naturelles pour les systèmes électroniques. Son spectre est principalement constitué de fréquences inférieures à 10MHz. Les protections des systèmes contre la foudre sont connues et généralement mises en

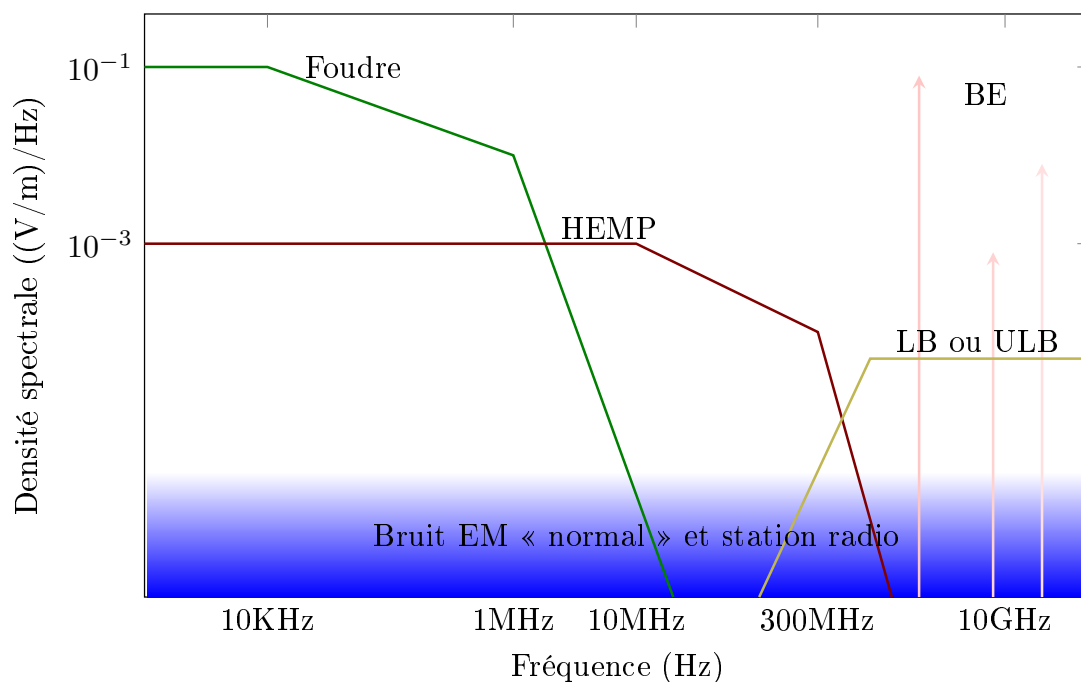


FIGURE I.8 – Positions des différentes menaces dans l'environnement spectral

œuvre dans les zones à risque.

- Les impulsions électromagnétiques de hautes-altitudes (HEMP en anglais), sont créées par des explosions nucléaires. Les IEM d'origine nucléaire sont composées de plusieurs impulsions électromagnétiques, il s'agit ici de l'impulsion E1. Cette impulsion brève mais intense a la capacité de provoquer une surtension au niveau des composants électroniques et de causer leur destruction.
- Les émissions Bandes étroites (BE) peuvent être utilisées comme IEMI. Les formes d'onde BE, dont la largeur de bande n'est égale qu'à quelques pour cent de la fréquence centrale, ont des durées de quelques dizaines de nanosecondes à plusieurs microsecondes. Ces signaux ne peuvent cibler qu'un système sensible à cette fréquence (via son antenne par exemple). Si la fréquence de résonance du système est atteinte, les circuits électroniques peuvent être détériorés. Les signaux BE ont l'avantage d'avoir une très grande portée (plusieurs kilomètres).
- Les impulsions Grandes Bandes (LB) et Ultra Large Bandes (ULB), pouvant aussi être utilisées comme IEMI, sont généralement courtes (quelques nanosecondes) avec un front de montée rapide (de l'ordre de la centaine de picosecondes). Dans le cas des impulsions LB ou ULB, un large spectre est balayé et l'objectif est de venir cibler une quelconque partie des systèmes électroniques visés, cela peut être une piste sur un circuit électronique, un composant, une alimentation, etc. L'utilisation de fréquences « basses » (de l'ordre de la centaine de MHz) permet aux impulsions LB ou ULB

de traverser les murs des bâtiments ou d'éventuels boîtiers des infrastructures visées. Outre les avantages précédents, les émissions LB ou ULB ont des portées opérationnelles plus courtes (quelques centaines de mètres) que les BE.

1.2.2 Couplage des agressions sur les systèmes

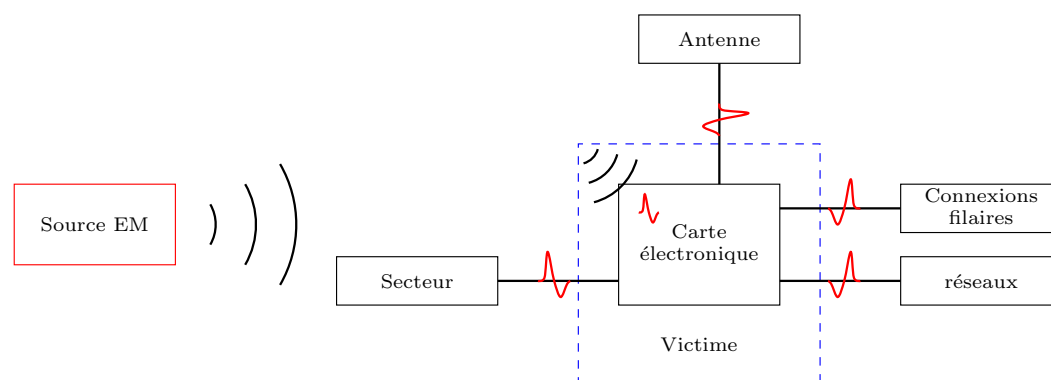


FIGURE I.9 – Les différents modes de couplage d'une perturbation

Pour qu'une agression électromagnétique cause un dysfonctionnement sur un système, trois éléments sont nécessaires : une **source** doit générer la perturbation, une **victime** doit la recevoir et un **mode de couplage** doit permettre de transmettre la perturbation de la source à la victime.

Les **sources** pouvant provoquer des perturbations sont variées. Comme vu précédemment, elles peuvent être naturelles comme la foudre ou les rayonnements solaires, liées à des frictions entre matériaux provoquant des décharges électrostatiques ou bien résulter de l'activité humaine. Ces dernières peuvent être involontaires avec l'utilisation d'équipements électriques (lignes haute tension, moteurs etc.) ou volontaires avec ou sans intention de nuire. Si elles sont volontaires, il s'agit d'agressions provenant d'AE EM, sinon, on retrouve des émissions radio et des antennes relais. La **victime** est un système contenant de l'électronique quelconque.

Il existe trois **modes de couplage** :

- le **couplage conductif** désigne les perturbations empruntant les câbles de liaison utilisés pour l'alimentation ou l'échange d'informations,
- le **couplage rayonné** concerne les perturbations se propageant grâce aux champs électromagnétiques,

- le **couplage électrostatique** correspond aux perturbations atteignant la victime au travers d'une décharge électrostatique.

Lorsqu'une perturbation EM atteint un système électronique, elle a typiquement deux manières pour s'introduire dans celui-ci [BL04] :

- On parle de couplage direct « **Front-Door** » lorsque le signal d'interférence s'introduit dans le système victime par l'intermédiaire d'un point d'entrée conçu pour laisser passer les signaux normaux. Il peut s'agir des antennes de transmission et de réception du système visé, visible figure I.9, permettant de communiquer avec d'autres systèmes. Ceux sans fil, comme les téléphones portables et plus généralement tous les systèmes disposant d'antennes Wi-fi ou Bluetooth, sont des exemples présentant des failles face à un couplage « Front door ». L'efficacité du couplage direct est optimal si la fréquence du signal agresseur se situe dans la bande de fonctionnement des antennes du système visé (sauf s'il est conçu pour y résister).
- Au contraire, lorsque la perturbation s'introduit dans la structure par l'intermédiaire des ouvertures non conçues pour cela, c'est à dire qui ne sont pas dédiées à la transmission et/ou réception de signaux RF, on parle de couplage « **Back-Door** ». Il peut s'agir de plusieurs facteurs visibles figure I.9, comme les câbles d'alimentation ou les accessoires filaires, les liaisons réseaux, les connecteurs ou encore les grilles d'aérations et les fentes quelconques autour d'une structure électronique. Un champ électromagnétique puissant traversant les murs d'un bâtiment et endommageant des circuits électroniques d'ordinateurs via leurs grilles de ventilation est un exemple d'agression rayonnée « back-door ».

1.2.3 Classification des effets des agressions EM sur les systèmes

La plupart des systèmes modernes fonctionnent grâce à l'électronique. Par conséquent, il existe une multitude de structures électroniques différentes de part leur domaine d'application ou leur conception. Ainsi les effets que peuvent avoir une perturbation sur un système ont besoin d'être présentés de la façon la plus adéquate par rapport à l'interlocuteur. Sabath a répertorié les trois principales manières de classer les effets EM sur un système électronique [Sab08].

La première méthode de classification se base sur les **mécanismes physiques** produits par les agressions. Cette méthode décompose les effets en quatre parties (effet inconnu, pas d'effet, interférences, et destruction), ces deux dernières parties étant elles mêmes

divisées en quatre sous-parties chacune. Il sera par exemple possible d'associer à une catégorie d'interférence la réduction du débit de données ou encore un crash de logiciel à une autre. Aussi, dans la partie destruction on classera les effets du changement d'état d'un composant à la fusion des fils sur une carte électronique.

La seconde, présentée par Nitsh et Sabath [NS06], consiste à classer les effets selon la **durée** pendant laquelle le système est perturbé et/ou dysfonctionne. Ce classement catégorisé en cinq parties est résumé dans le tableau I.1.

Cat.	Durée	Description
U	Inconnue	Pas d'effet observé ou la durée de l'effet n'est pas observable.
E	Seulement pendant l'exposition	Les effets sont observés seulement pendant l'exposition à l'agression. Le système retrouve toutes ses fonctionnalités dès la fin de l'agression.
T	Un peu de temps après l'exposition	Les effets sont encore présents après la fin de l'agression mais le système parvient à retrouver un fonctionnement normal sans intervention humaine.
H	Persistant tant qu'il n'y pas d'intervention extérieure	Les effets sont actifs tant qu'un utilisateur ne relance pas le système. Aucun remplacement matériel ni logiciel n'est nécessaire.
P	Permanent	L'agression a causé des dégâts permanents. Des remplacements de matériels ou réinstallation de logiciels sont nécessaires.

TABLE I.1 – Classification selon la durée des effets EM

La troisième, des mêmes auteurs [NS06], introduit une classification des effets par criticité. L'objectif est de déterminer si un système est apte à effectuer sa **fonction principale** suite à une agression EM de façon séparée de la notion de durée explicitée au tableau I.1. Ce classement composé de cinq parties est synthétisé dans le tableau I.2.

Cat.	Effet	Description
U	Inconnu	Pas d'effet observé ou l'effet n'est pas observable.
N	Pas d'effet	Pas d'effet observé sur le fonctionnement du système. Celui-ci fonctionne correctement.
I	Interférences	Des effets sont présents mais le système continue d'assurer sa fonction principale.
II	Dégradations	Les fonctionnalités et l'efficacité du système sont dégradées.
III	Fonction principale annihilée	Le système n'assure plus sa fonction principale.

TABLE I.2 – Classification selon la criticité des effets EM

1.2.4 Cas de la corruption de données

La corruption de données peut être définie comme étant la modification ou la perte d'informations lors d'échange de données informatiques entre deux systèmes (ou plus). Le cas de la corruption de données est particulier au sens où il n'est pas forcément la conséquence d'agressions EM. En effet la quantification d'erreurs binaires dans les transmissions numériques concerne le nombre de bits reçus d'un flux de données sur un canal de communication par rapport au nombre de bits envoyés. Ce nombre d'erreurs binaires peut avoir pour cause des sources EM comme du bruit et des interférences mais aussi être la conséquence de distorsion ou d'erreur de synchronisation.

Pour quantifier le nombre d'erreurs pendant la transmission suite à des interférences, le *Binary Error Rate* est communément utilisé dans la littérature [PTK06],[ANAY10], ainsi que la *bit error probability* [PMAA11] découlant du BER.

Le *Binary Error Rate* est défini comme le nombre d'erreurs binaires par unité de temps. On appelle de la même façon le *Bit Error Ratio* représentant le nombre d'erreurs sur les bits divisé par le nombre total de bits transférés pendant l'intervalle de temps étudié. Le BER est une mesure de performance sans unité que l'on retrouve souvent exprimée en pourcentage. La *bit error probability* est l'estimation du BER sur un intervalle de temps,

plus celui-ci est grand, plus l'estimation sera précise.

1.3 Caractéristiques de formes d'ondes

Les formes d'ondes principalement considérées dans ce manuscrit sont des impulsions monopolaires et des ondes sinusoïdales amorties. Les caractéristiques de ces formes d'onde sont définies dans deux sous-sections, en se basant sur les paramètres de classification essentiellement utilisés dans les mesures rapportées dans la littérature [ATS⁺10],[TSA⁺07]. La première partie correspond aux paramètres temporels [IEC05] et la seconde aux caractéristiques spectrales.

1.3.1 Paramètres temporels

Les paramètres temporels principalement utilisés dans cette étude et permettant de caractériser les impulsions monopolaires sont illustrés figure I.10 :

— L'**amplitude crête** du signal S_{max} est la valeur absolue du maximum atteint par $S(t)$:

$$S_{max} = \max(|S(t)|) \quad (I.1)$$

— Le **temps de montée 10% – 90%** noté t_{m10-90} est le temps que prend le signal $S(t)$ pour passer de 10% de S_{max} à 90% de S_{max} pendant la première phase de croissance du signal :

$$t_{m10-90} = t|_{S(t)=0.9S_{max}} - t|_{S(t)=0.1S_{max}}, t < t|_{S(t)=S_{max}} \quad (I.2)$$

— La **largeur à mi-hauteur** t_{50-50} est le temps compris entre l'instant où le signal atteint 50% du maximum S_{max} pendant la phase de croissance puis lorsqu'il atteint à nouveau 50% du maximum S_{max} pendant la décroissance :

$$t_{50-50} = \left| t|_{S(t)=0.5S_{max} \wedge \frac{dS}{dt} < 0} - t|_{S(t)=0.5S_{max} \wedge \frac{dS}{dt} > 0} \right| \quad (I.3)$$

Les paramètres temporels principalement utilisés dans cette étude et permettant de caractériser les impulsions sinusoïdales amorties sont explicités dans cette section. Dans la pratique les signaux sinusoïdaux amortis mesurés ne reproduisent pas des sinusoïdes amorties « parfaites » cependant ces paramètres peuvent être utilisés comme une première approximation comme le montre la figure I.10 :

- L'**amplitude crête à crête** du signal S_{c-c} est la valeur atteinte par la différence entre l'amplitude maximale et l'amplitude minimale $S_{min} = \min(S(t))$ de $S(t)$:

$$S_{c-c} = S_{max} - S_{min} \quad (I.4)$$

- Le **temps de décroissance** t_d du signal $S(t)$ est le temps mis par l'enveloppe exponentielle $E(t)$ pour décroître de l'amplitude crête S_{max} jusqu'à la valeur $\frac{1}{e} \approx 0.37$ de S_{max} :

$$t_d = t|_{E(t)=0.37S_{max}} - t|_{S(t)=S_{max}} \quad (I.5)$$

- La **pseudo période** T est la période du signal $S(t)$ modulée en amplitude par l'exponentielle $E(t)$. La pseudo période peut être utilisée pour calculer la fréquence moyenne f_{moy} de la sinusoïde amortie :

$$f_{moy} = \frac{1}{T} \quad (I.6)$$

- Le **facteur de qualité moyen** Q_{moy} peut être approximé graphiquement en mesurant la pseudo période T et le temps de décroissance t_d du signal $S(t)$:

$$Q_{moy} = \pi \frac{t_d}{T} = \pi f_{moy} t_d \quad (I.7)$$

- La **durée du signal** est notée t_{imp} , elle débute avec le signal et est considérée terminée lorsque l'amplitude du signal est inférieur à un pour cent de S_{max} .

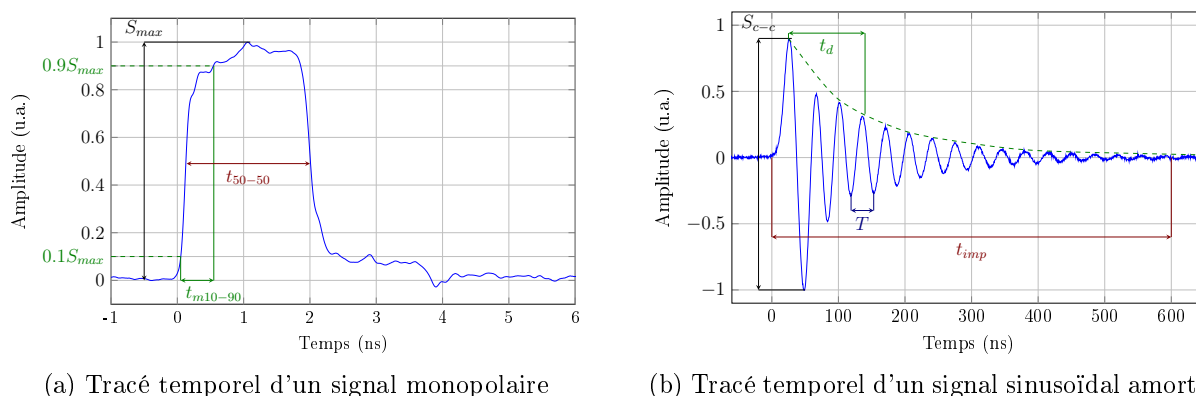


FIGURE I.10 – Paramètres d'étude des signaux

Deux autres paramètres, la fréquence de répétition et le rapport cyclique, permettent de caractériser entièrement le signal étudié :

- La **fréquence de répétition** PRF (Pulse Repetition Frequency en anglais) désigne la fréquence à laquelle se succèdent les impulsions. Elle est définie comme étant l'inverse

de la période PRT (Pulse Repetition Time) entre deux impulsions :

$$PRF = \frac{1}{PRT} \quad (\text{I.8})$$

— Le **rapport cyclique** α désigne le rapport de la durée d'une impulsion t_{imp} sur une période avec la durée de cette même période PRT :

$$\alpha = \frac{t_{imp}}{PRT} = PRF \cdot t_{imp} \quad (\text{I.9})$$

1.3.2 Caractéristiques fréquentielles

Les caractéristiques spectrales nécessaires pour caractériser les signaux étudiés sont données dans le paragraphe suivant. Par exemple la figure I.11 représente le spectre d'amplitude d'un signal sinusoïdal amorti.

— La **fréquence centrale** f_c correspond à la fréquence pour laquelle le spectre atteint son maximum en amplitude S_{max}^f :

$$f_c = f|_{|S(f)|=S_{max}^f} \quad (\text{I.10})$$

— Le **facteur de qualité** Q permet de quantifier l'amortissement d'un signal oscillant. Q est défini comme le rapport entre la fréquence centrale (aussi appelé fréquence propre dans le cas des oscillateurs) et la bande passante BP du système à $-3dB$:

$$Q = \frac{f_c}{BP_{-3dB}} \quad (\text{I.11})$$

— Le rapport de bande ou **band-ratio** br en anglais, est couramment utilisé dans le domaine des générateurs EM haute puissance et des antennes. Il s'agit du rapport entre les limites haute f_h et basse fréquence f_b . f_h et f_b étant définis comme le plus petit intervalle de fréquence autour de f_c contenant 90% de l'énergie du signal :

$$br = \frac{f_h}{f_b} \quad (\text{I.12})$$

— La **largeur de bande réduite** L_b est définie par :

$$L_b(\%) = 200 \frac{f_h - f_b}{f_h + f_b} \quad (\text{I.13})$$

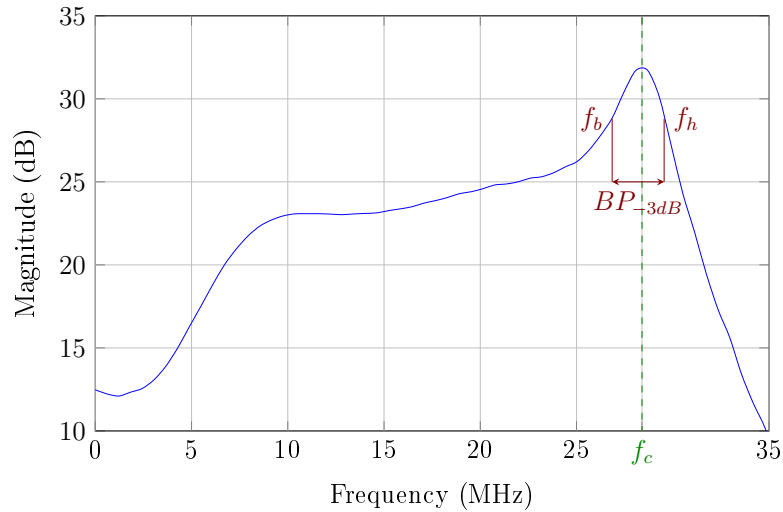


FIGURE I.11 – Exemple de spectre d'amplitude d'un signal sinusoïdal amorti

1.3.3 Classification fréquentielle des signaux

Il existe différentes classifications des signaux ou systèmes en fonction de leur bande fréquentielle de fonctionnement. En effet chaque secteur d'étude privilégie une définition la plus appropriée (générateurs EM haute puissance, communications, antennes etc.). Pour les HPEM, la classification a été standardisée en 2005 par l'IEC [IEC09] avec l'utilisation du *Band-ratio* br . Le tableau I.3 compare la classification avec le *Band-ratio* à celle avec la largeur de bande réduite.

Band type	Percent bandwidth L_b	Band-ratio br
Narrow or hypoband	$< 1\%$	< 1.01
Moderate or mesoband	$1\% < L_b \leq 100\%$	$1.01 < br \leq 3$
Ultra-moderate or sub-hyperband	$100\% < L_b \leq 163.4\%$	$3 < br \leq 10$
Hyperband	$163.4\% < L_b \leq 200\%$	$br \geq 10$

TABLE I.3 – Classification des signaux selon la largeur de bande réduite et le band-ratio [GT04].

La méthode de classification par largeur de bande réduite L_b provenant des télécommunications et standardisée par la *Defense Advanced Research Projects Agency* (DARPA) en 1990 [FEC90] est présentée tableau I.4.

Band type	Percent bandwidth L_b
Narrow or hypoband	$< 1\%$
Wideband	$1\% < L_b \leq 25\%$
Ultra-wideband	$\geq 25\%$

TABLE I.4 – Classification des signaux pour les télécommunications selon la DARPA

Enfin la *Federal Communication Commission* (FCC) adopte en 2002 une définition différente de celles présentées précédemment. Par exemple un signal ULB est défini selon

les caractéristiques suivantes :

- avoir une largeur de bande relative supérieure à 20%,
- avoir une bande passante absolue supérieure à 500MHz,
- respecter la réglementation en vigueur concernant la puissance d'émission.

La première partie de ce chapitre a permis d'introduire le thème de la compatibilité EM. Le contexte de l'étude a été présenté avec les différentes sources d'agressions EM et leurs potentiels effets sur les systèmes électroniques. La seconde partie du chapitre s'intéresse au second thème de ce manuscrit, à savoir les systèmes ultra large bande (ULB).

2 Les systèmes Ultra Large Bande (ULB) et leurs applications

Les systèmes ULB nourrissent un intérêt grandissant depuis ces vingt dernières années. Ceux-ci ont des applications variées qui sont passées en revue au début de cette section. Les systèmes ULB présentent de nombreux avantages pour le domaine Radar qui sera ensuite abordé. Cependant, leurs spectres étendus causent des problèmes de compatibilité avec les systèmes fonctionnant sur des bandes de fréquences étroites comprises dans la même plage spectrale. Cette considération conduit, à la fin de cette section, aux solutions technologiques existantes permettant le façonnage spectral.

2.1 La génération d'ondes ULB pour des applications usuelles

2.1.1 La réglementation sur l'utilisation des systèmes ULB

Le principe des systèmes ULB est d'avoir une très grande occupation spectrale sur un temps très bref, à l'inverse des systèmes BE centralisés sur une fréquence et émettant sur une longue durée ou en continu. Ce principe va à contre sens de nombreux systèmes bande étroite utilisés (par exemple Bluetooth, GSM et zigbee). Ainsi les systèmes ULB peuvent couvrir les bandes de fréquences employées par les systèmes BE et provoquer des interférences. Ceci est un frein au développement de l'ULB notamment du point de vue réglementaire. En effet, la loi impose des densités spectrales de puissances faibles à ces technologies, comparées à celles employées pour les systèmes BE, pour ne pas perturber ces derniers.

La réglementation sur l'utilisation des fréquences est propre à chaque état et ne fait pas l'unanimité. La FCC aux États-Unis a été la première en 2002 à autoriser la technique ULB pour des applications de communication grand public [FCC06]. En France l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR) travaille de concert avec l'*European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) pour une réglementation européenne sur l'utilisation des fréquences. L'ETSI a ainsi proposé en 2007 un standard pour l'Europe [Hir07] qui est discuté car différent de celui des États-Unis. La figure I.12 montre la répartition fréquentielle selon les standards de la FCC et de l'ETSI.

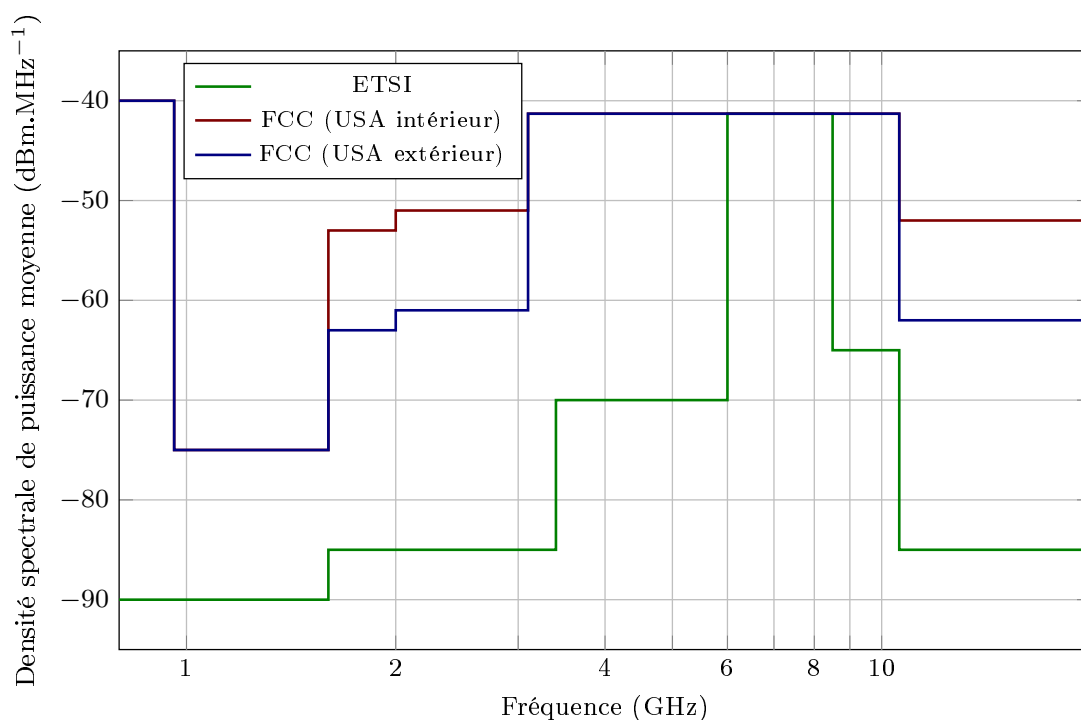


FIGURE I.12 – Réglementation de l'utilisation des bandes fréquentielles selon l'ETSI et la FCC

La technologie ULB est développée dans divers domaines pour lesquels elle apporte des avantages. On peut par exemple citer les télécommunications, le domaine biomédical et les radars qui sont détaillés dans la suite de cette section.

2.1.2 Les télécommunications

Depuis l'autorisation des organismes de régulation pour l'utilisation de l'ULB, même à des niveaux faibles, les recherches s'intensifient pour le développement des communications ULB. En effet, les caractéristiques d'un spectre large sont un atout pour les moyens de télécommunication moderne, notamment en terme d'augmentation des débits. La portée de ces systèmes reste cependant limitée en raison des faibles densités spectrales autorisées. Il existe principalement cinq techniques qui exploitent les avantages de l'ULB pour accroître les performances de communication :

- **l'impulsion radio**,
- **les accès multiples par répartition de code de séquence direct** (*Direct-Sequence Code Division Multiple Access - DS-CDMA*),
- **le multiplexage par division fréquentielle orthogonale** (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM*),

- **l'étalement de spectre par évacion de fréquence** (*Frequency Hopping Spread Spectrum - FHSS*),
- **le chirp**.

2.1.3 Le biomédical

Le terme bioélectromagnétisme concerne l'étude de l'interaction entre les champs électromagnétiques et les entités biologiques. Les domaines d'étude comprennent les champs électriques ou électromagnétiques produits par les cellules, tissus ou organismes vivants. D'autres concernent la navigation des animaux à l'aide du champ géomagnétique, les effets des sources de champs électromagnétiques comme les téléphones mobiles et la mise au point de nouvelles thérapies pour traiter diverses infections. Le terme peut également désigner la capacité des cellules, tissus et organismes vivants à produire des champs électriques et la réponse des cellules aux champs électromagnétiques.

L'électroporation, un phénomène bien connu du bioélectromagnétisme aussi appelée électroperméabilisation, est une technique qui consiste à appliquer un champ électrique sur les membranes cellulaires provoquant un changement de la perméabilité de la membrane [KKP⁺12]. Cette technique permet d'améliorer l'action médicamenteuse ou de mettre au point des traitements contre certaines formes de cancers [HDDN99].

De nombreuses études s'intéressent à déterminer les meilleures caractéristiques des impulsions électriques à utiliser. Les effets de signaux haute tension (plusieurs kV) monopolaires ou bipolaires ayant des caractéristiques ULB avec différentes durées et fréquences de répétition sont testés. Ces impulsions allant de l'ordre de la picoseconde [MLZ⁺18] à la microseconde [NGZ⁺17] en passant par la nanoseconde [KEM⁺10] sont appelées *Pulsed Electric Fields* (PEFs). Elles permettent ainsi de rendre perméables de façon réversible ou non les membranes des cellules traitées, ou de provoquer l'apoptose sur les cellules cancéreuses.

2.2 L'application radar

Cette partie est consacrée à la présentation du principe de fonctionnement des Radars. Le domaine radar étant très étendu, l'objectif est, dans cette partie, de cerner les avantages et inconvénients des radars ULB et plus précisément des radars ULB impulsionnels, sans faire une liste exhaustive des technologies existantes.

2.2.1 Principe de la détection électromagnétique

Les systèmes de détection EM plus communément appelés RADAR de l'anglais *Radio Detection and Ranging* sont des systèmes utilisant les ondes électromagnétiques pour détecter la présence d'objets, d'individus ou d'éléments. Ils sont souvent utilisés pour déterminer la position et/ou la vitesse d'objets tels que des automobiles, avions ou bateaux, mais aussi pour faire de la prospection et détecter la présence d'éléments particuliers d'un sous-sol par exemple. Le principe de fonctionnement d'un radar est le suivant (schématisé figure I.13) : une onde est envoyée par une source et une partie de cette onde est réfléchiée par la cible. La connaissance des paramètres de l'onde émise et la mesure de celle réfléchiée permettent de déterminer la position et/ou la vitesse de la cible.

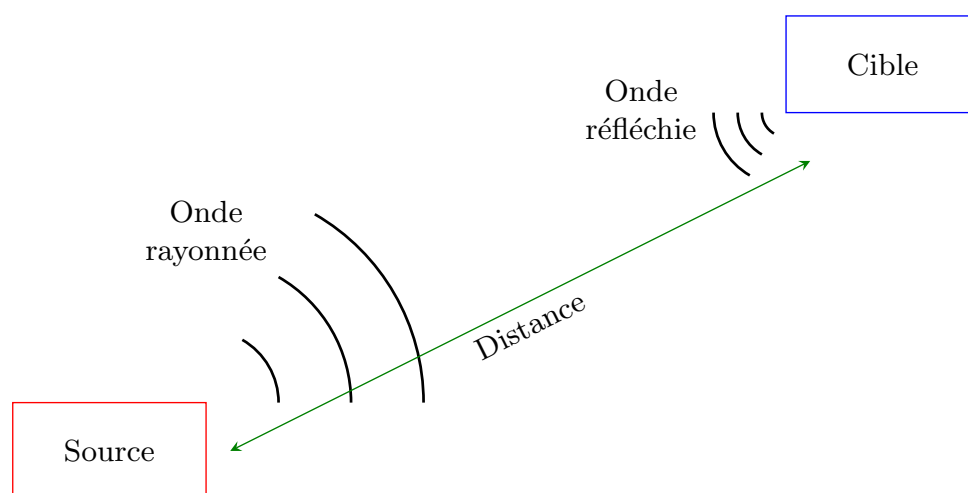


FIGURE I.13 – Principe de fonctionnement radar

2.2.2 Les radars « bande étroite »

Les radars classiques « bandes étroites » fonctionnent en émettant un signal centré autour d'une fréquence. La gamme des fréquences utilisées varie de quelques MHz, surtout dans des applications de surveillance très éloignées, appelés radars « transhorizon », jusqu'à la centaine de GHz pour des applications spécifiques. Dans les fréquences intermédiaires, on pourra par exemple citer le domaine de la gestion du trafic aérien (1 à 2 GHz), ou les radars automobile (75 à 76 GHz).

Le principe des systèmes BE est de focaliser l'envoi de l'énergie autour d'une fréquence en émettant en continu, à l'inverse des systèmes ULB qui couvrent une très grande bande spectrale pendant un temps très bref et de façon moins énergétique comme le montre la figure I.14. De ce fait, les radars BE possèdent des caractéristiques qui leur sont propres

(comparés aux systèmes radar ULB) :

- La richesse fréquentielle d'un spectre permet d'augmenter la résolution, c'est à dire une bonne capacité à distinguer deux points. Les radars BE ont ainsi une **résolution plutôt faible**.
- Ils ne sont **pas discrets** car la fréquence porteuse est émise avec une forte puissance pendant un temps relativement long (jusqu'à plusieurs microsecondes).
- Ils présentent une **zone aveugle importante**. Ces radars doivent attendre la fin de l'émission avant d'entrer en phase d'écoute. Ainsi la détection est inopérante pendant un temps correspondant au signal d'émission, ce qui peut correspondre à plusieurs centaines de mètres.
- Ils ont une **bonne dynamique de mesure**, correspondant à l'écart entre les plus petits et les plus grands signaux mesurés.
- Ils peuvent atteindre de **grandes portées** (plusieurs centaines de km), de part les fortes puissances qui peuvent être transmises par une unique porteuse.

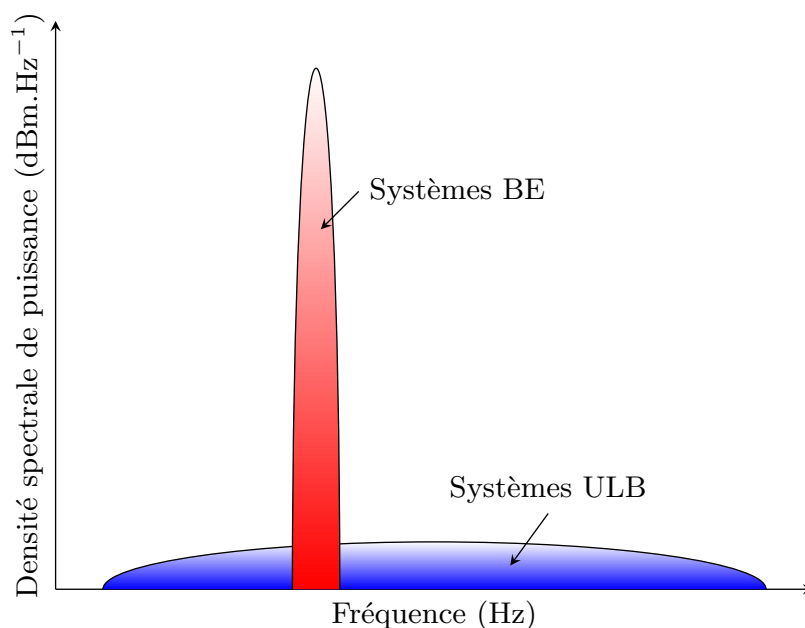


FIGURE I.14 – Occupation spectrale d'un signal bande étroite et d'un signal ULB

2.2.3 Les radars ULB

Les définitions des signaux ULB sont détaillées section 1.3.3, page 21. De par leurs éléments constitutifs, les radars ULB possèdent, à l'instar des radars BE, des caractéristiques spécifiques :

- La richesse fréquentielle de leur spectre permet d'avoir **une forte résolution**.
- La surface équivalente radar (SER) d'un objet dépend de la fréquence de l'onde qui atteint un objet. Un spectre ULB favorise l'**identification de certaines géométries de cibles**.
- Le contenu basse fréquence du spectre permet de **pénétrer les murs, les sols, les feuillages denses etc.**
- Dans le cas des radars impulsionnels, la **discrétion** est un atout fondamental. En effet la durée très courte des impulsions rayonnées (de l'ordre de la nanoseconde) rend la détection électromagnétique quasi impossible.
- Les agressions électromagnétiques étant généralement bande étroite, seule une partie du spectre est atteinte ce qui fait que les radars ULB sont **robustes face aux agressions et perturbations EM bande étroite**.
- Cependant, ils ont une **dynamique de mesure limitée** et sont **susceptibles au bruit**.

La terminologie ULB fait généralement référence à des formes d'ondes en bande de base très courtes (quelques ns), cependant d'autres signaux (harmoniques et bruit) sont considérés comme ULB. Les principales techniques permettant d'obtenir un spectre ULB sont le radar FMCW, le radar à bruit et le radar impulsionnel. Ces différentes technologies de radars ULB sont classées dans le tableau I.5 en fonction des critères de portée, discrétion, rapidité de mesure, dynamique de mesure, sensibilité aux perturbations, résolution et complexité du système. Ces résultats sont issus d'études comparatives menées dans le cadre des travaux de M.Diot [Dio06] et M.Négrier [Né16].

Comme le montre le tableau I.5, les radars ULB impulsionnels bénéficient d'un certain nombre d'avantages. La section suivante en détaille le fonctionnement.






















Paramètres	Radar impulsionsnel	Radar FMCW	Radar à bruit
Portée			
Discrétion			
Rapidité de mesure			
Dynamique de mesure			
Sensibilité aux perturbations			
Résolution			
Complexité système			

TABLE I.5 – Étude comparative de plusieurs technologies ULB

2.2.4 Les radars ULB impulsionsnels

Un radar impulsionsnel ULB, dans sa version la plus simple, est présenté figure I.15. La chaîne d'émission consiste en un générateur d'impulsion brève (de l'ordre de la nanoseconde) représentée figure I.16 et éventuellement une adaptation d'impédance pour acheminer le signal jusqu'à l'antenne émettrice. De manière similaire, la chaîne de réception est composée d'une antenne de réception, au besoin d'une adaptation d'impédance, et d'un échantillonneur rapide.

Une cible illuminée par un signal impulsionsnel renvoie une réponse transitoire riche en terme d'informations. En effet, cette réponse se compose de la diffusion directe de la cible (réflexion spéculaire), d'un régime entretenu correspondant au comportement de la cible pendant l'illumination et d'une réponse libre provenant du rayonnement de la cible après l'illumination. Ces différents éléments peuvent permettre, après traitement, de déterminer la position de la cible et aider à définir sa géométrie et sa composition.

Ces dernières années de nombreuses études mettent à profit l'ULB impulsionsnel. La

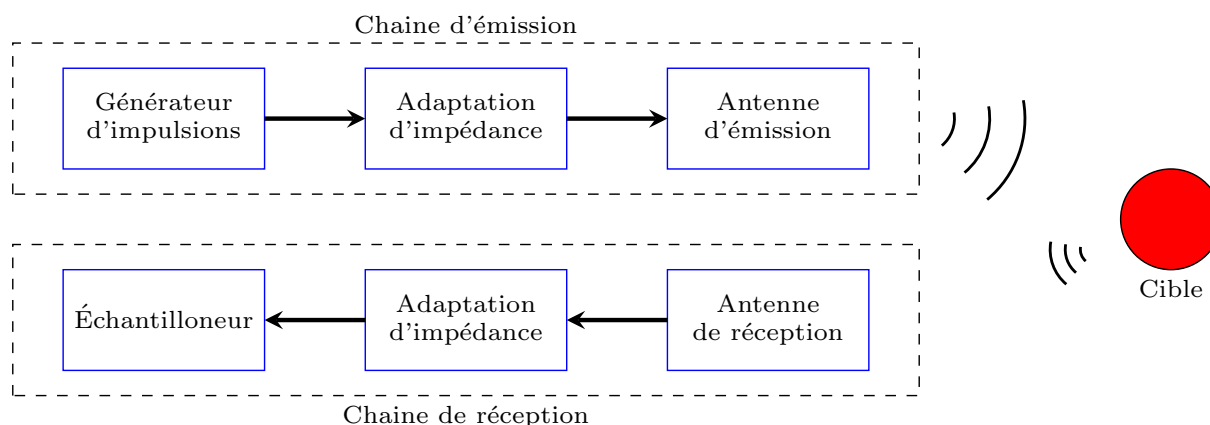


FIGURE I.15 – Principe d'un radar ULB impulsif

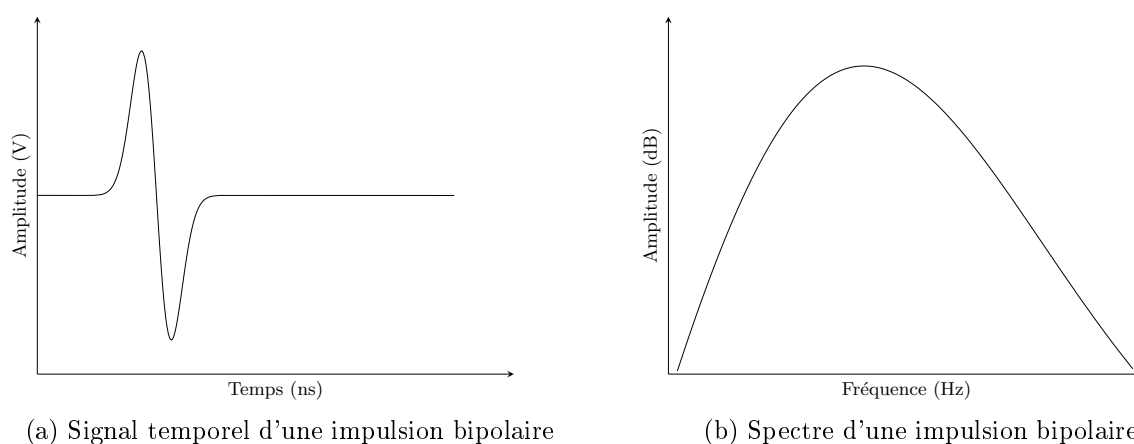


FIGURE I.16 – Signal émis par un radar ULB

détection de la vie [DZ18] fait partie des domaines activement traités. En effet, les formes d'ondes ULB permettent, de part leur spectre basse fréquence, de traverser les murs [LZF⁺17] ou des décombres lors de tremblement de terre par exemple. Ces systèmes ont la capacité de mesurer la déformation du torse et ainsi de déduire le rythme respiratoire. Des systèmes basés sur ce principe sont étudiés pour surveiller les constantes vitales de malades [HCL17] et de conducteurs de véhicules [SGL18] en mesurant à la fois le rythme respiratoire et la fréquence cardiaque. Les signaux ULB sont également couramment utilisés pour la pénétration des sols [AZB⁺16] dans le cadre de la détection d'objets enterrés comme des mines ou le sondage de la composition des sous-sols.

La diversité des applications utilisant l'ULB impulsif ne cesse de se diversifier, cependant certaines limitations subsistent notamment à cause de l'étendue du spectre des signaux ULB. Pour solutionner ce problème, des techniques de façonnage spectral sont

développées, permettant d'ajuster le contenu spectral et ne pas perturber les systèmes environnants. La section suivante présente différentes méthodes de façonnage spectral.

2.3 Méthodes de façonnage spectral

Les problèmes de coexistence entre rayonnements ULB et BE font l'objet de recherche active dans le but de pouvoir pleinement exploiter le potentiel de l'ULB sans nuire aux systèmes BE. La section suivante passe en revue quelques solutions couramment proposées avant de terminer par une solution innovante de façonnage spectral.

2.3.1 Les filtres « notch »

En traitement du signal, un filtre coupe bande avec un coefficient de qualité élevé est appelé un filtre notch. Il laisse passer la plupart des fréquences mais atténue celles d'un intervalle spécifique à des niveaux très bas.

Une technique consiste à réaliser des structures micro ruban comprenant des géométries particulières [HM13]. Des motifs imprimés présentant des changements d'impédances et des modifications de longueurs de lignes micro rubans peuvent être représentés par des éléments localisés de valeurs précises [JSH01]. Cette technique peut être complétée par l'utilisation de guides d'ondes intégrés au substrat (de l'anglais *Substrate Integrated Waveguide (SIW)*) [ZWZW16]. La taille de ces filtres est directement liée aux fréquences mises en jeu. Ils sont plutôt adaptés pour une bande allant de quelques GHz à quelques dizaines de GHz. Un inconvénient de cette technique est la réflexion des fréquences filtrées vers le système amont.

Les *Photonic Radiofrequency Filter* (PRF) ont été conçus dans le but d'utiliser les avantages des technologies photoniques pour des applications hyperfréquences qui étaient très complexes, voire impossible à réaliser directement dans le domaine des radio fréquences. Le principe de cette technique est décrit figure I.17.

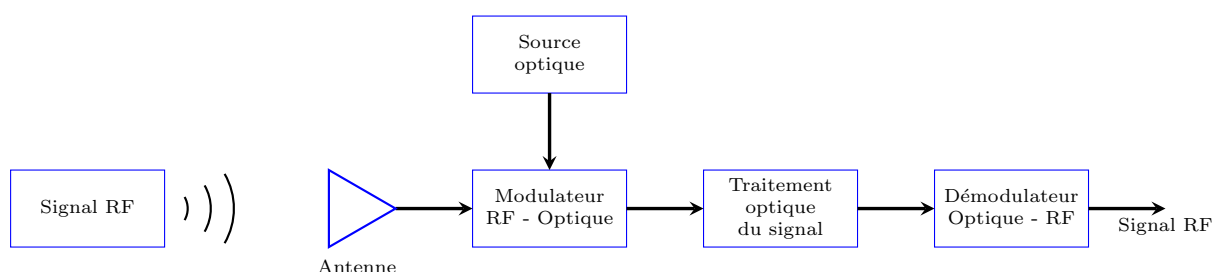


FIGURE I.17 – Principe de fonctionnement d'un *Photonic Radiofrequency Filter*

Ce type de systèmes configurables permet de couvrir des bandes de fréquences larges

de quelques GHz à plusieurs dizaines de GHz [LZP+17] avec des raies rejetées pouvant être étroites [MMP+15]. Cependant, ils sont relativement complexes à mettre en place et imposent de fortes pertes d'insertion limitant ainsi les puissances de sortie.

2.3.2 Les surfaces sélectives en fréquence

Les surfaces sélectives en fréquence, FSS pour *Frequency Selective Surface* en Anglais, sont des surfaces constituées d'un arrangement périodique (figure I.18) dans un plan d'éléments passifs électriquement conducteurs. Lorsqu'une onde atteint cet arrangement, une partie de celle-ci traverse la surface et l'autre est réfléchi. L'arrangement des motifs permet de générer des résonances qui, bien choisies, conduisent à la réflexion ou la diffusion de l'onde incidente et à la suppression des fréquences indésirables. Ce type de surface se comporte comme un filtre coupe bande ou passe-bande. Ainsi, il est possible de filtrer certaines fréquences choisies tout en laissant passer les autres. Par exemple, il est possible d'empêcher, ou non, les bandes de fréquences d'un réseau WiFi [XWZ+15] ou GSM [KGD17].

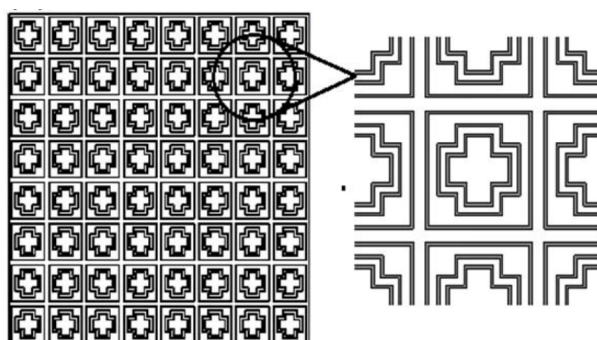


FIGURE I.18 – Motifs périodiques de la FSS présentée dans [GCY+17]

Les surfaces sélectives en fréquence avec éléments actifs que l'on pourrait appeler « antennes sélectives en fréquence » fonctionnent sur un principe comparable aux FSS à éléments passifs. La différence réside dans le fait qu'elles sont constituées d'un arrangement d'éléments actifs. Autrement dit, la surface est alimentée et joue le rôle d'antenne en même temps qu'elle filtre les rayonnements. La figure I.19 présente les travaux de conception d'une antenne à balayage de faisceau à l'aide d'une FSS active [BTDG16]. Les motifs actifs de la FSS, commandés par des diodes PIN, permettent de contrôler les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Un dipôle se trouve au centre du dispositif et est entouré de la FSS cylindrique. Cette antenne fonctionne à 1,8GHz et couvre tous les angles d'azimut en 10 positions.

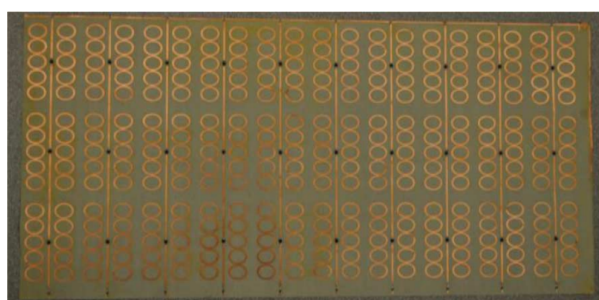


FIGURE I.19 – Motifs de la FSS active présentée dans [BTDG16]

2.3.3 Façonnage spectral via des dispositifs optoélectroniques

Un principe de façonnage spectral et un algorithme d'optimisation associé ont été introduits dans les travaux de Romain Négrier [Né16]. Les résultats présentés dans cette partie sont issus de ces travaux. La figure I.20 expose le principe du façonnage spectral. Un gabarit spectral à respecter est considéré, pour une utilisation donnée, avec une bande de fréquence à générer et des raies fréquentielles à rejeter. Pour créer un spectre correspondant au gabarit défini, des générateurs optoélectroniques sont utilisés. Chaque générateur fournit une réponse transitoire dont la transformée de Fourier correspond à une partie du spectre total. Une antenne, adaptée à la bande de fréquence d'utilisation, est associée à chaque générateur. Les formes d'onde émises par les générateurs et la gestion de la synchronisation des signaux permettent la sommation des rayonnements des antennes et la formation du spectre recherché.

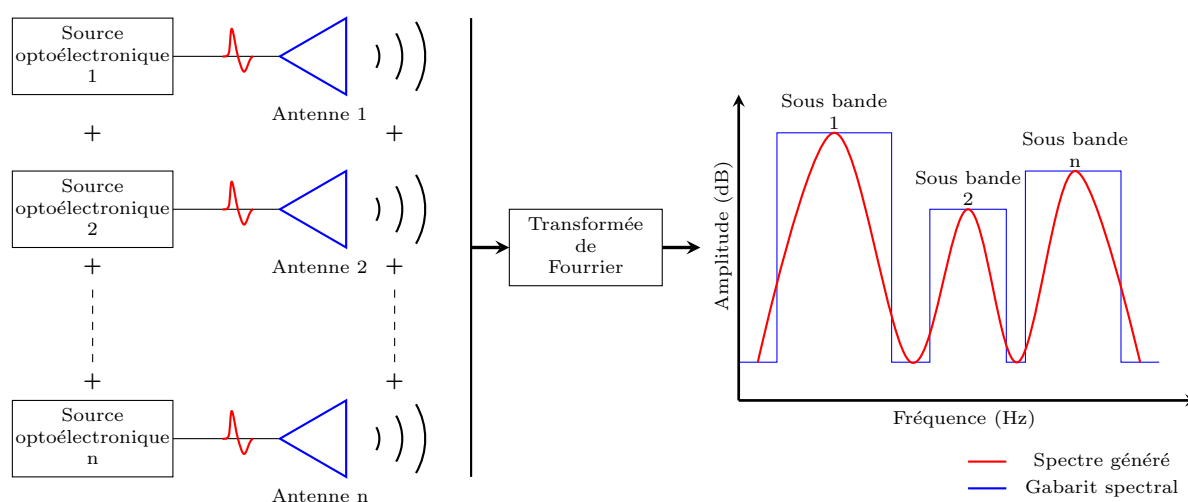


FIGURE I.20 – Principe du façonnage spectral

L'algorithme d'optimisation développé permet d'obtenir les meilleurs signaux de base « réalisables » nécessaires pour se rapprocher au mieux du spectre souhaité. La figure I.21 montre un exemple de gabarit spectral sur la bande 300 MHz - 3 GHz avec le rejet

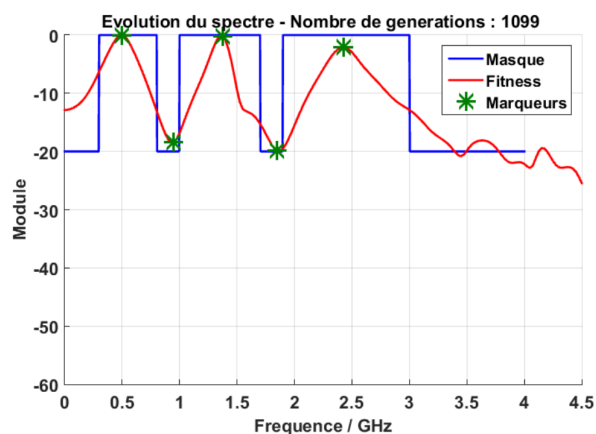


FIGURE I.21 – Exemple de résultat d'optimisation de l'algorithme [Né16]

des fréquences situées autour de 900MHz et 1.8GHz. Pour cette configuration trois sous bandes sont utilisées, et donc trois générateurs, pour former deux « trous » fréquentiels. Le gabarit spectral imposé est représenté en bleu et la solution proposée par l'algorithme pour les objectifs qui lui sont soumis est en rouge sur la figure I.21.

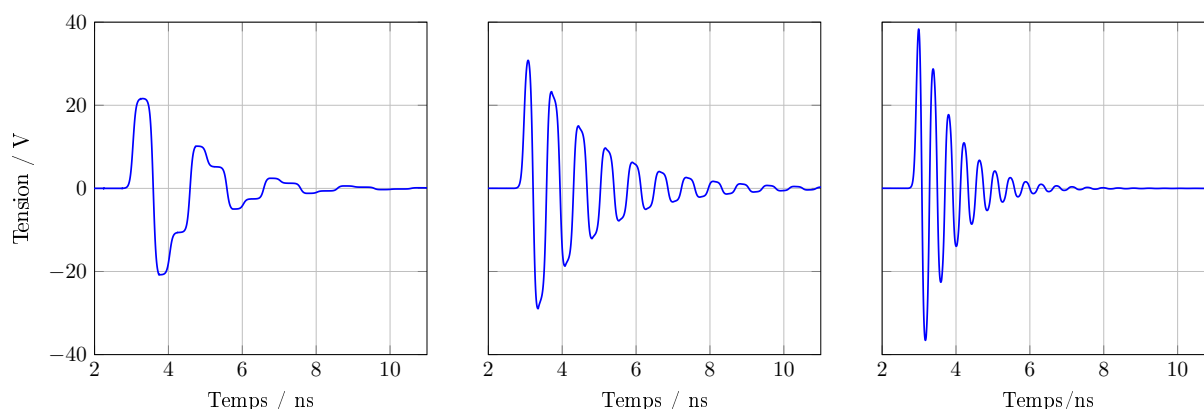


FIGURE I.22 – Décomposition transitoire de la solution [Né16]

La figure I.22 montre les trois formes transitoires correspondant à chaque sous bande issues du calcul de l'algorithme. Les signaux à reproduire sont ainsi trois sinusoïdes amorties caractérisées par leur pseudo-période et leur facteur de qualité. La formation de ces signaux transitoires est l'objet des travaux de conception de générateurs optoélectroniques innovants présentés au chapitre III.

3 Génération d'ondes haute tension pulsées

On appelle hautes tensions pulsées les impulsions de l'ordre de quelques kV à plusieurs MV. L'appellation haute-puissance pulsée (HPP) est, elle, réservée aux systèmes atteignant des puissances supérieures au MW. Cette section présente l'architecture générale des générateurs haute tension et est découpée en trois parties : le stockage de l'énergie, la commutation et la mise en forme des signaux.

3.1 Principe de fonctionnement des générateurs de haute tension pulsée

La génération d'impulsion haute tension consiste à stocker de l'énergie pendant un temps relativement long (par exemple plusieurs secondes), et d'évacuer cette énergie de façon rapide (quelques nanosecondes) via un dispositif de commutation. La figure I.23 présente ce phénomène de compression temporelle qui permet d'augmenter la puissance crête du signal généré. Par exemple, une énergie stockée correspondant à une puissance d'un Watt pendant une seconde peut générer une puissance d'un mégawatt en étant libérée en une microseconde.

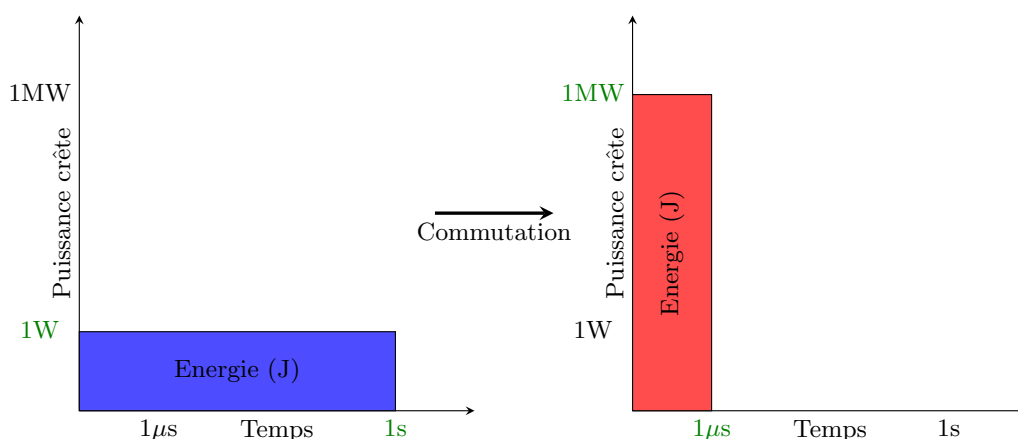


FIGURE I.23 – Principe de compression temporelle de l'énergie

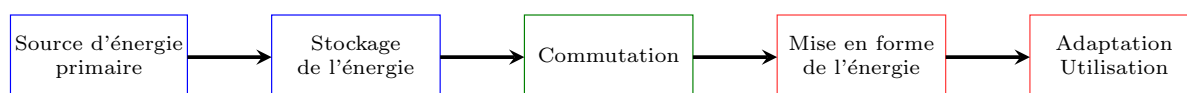


FIGURE I.24 – Éléments constitutifs d'un générateur de haute tension pulsée

Le schéma I.24 représente les différentes étapes de la génération d'impulsion de haute tension. Un source primaire permet d'apporter l'énergie au générateur. Généralement,

le stockage de l'énergie est effectué grâce à des éléments capacitifs (condensateurs par exemple) pour générer des impulsions en tension et par des éléments inductifs pour des impulsions en courant. La commutation est l'étape qui permet de libérer rapidement l'énergie longuement emmagasinée par les éléments de stockage. Cette commutation peut être réalisée par différents composants jouant le rôle d'interrupteur. La section suivante s'intéresse plus en détail aux commutateurs haute tension. La mise en forme de l'impulsion « libérée » est l'objet de la section 1.3.3, page 21. Enfin une éventuelle adaptation d'impédance est effectuée pour assurer l'interface entre la sortie du générateur et la charge soumise à l'impulsion. Le schéma électrique d'un générateur de haute tension pulsée est décrit figure I.25

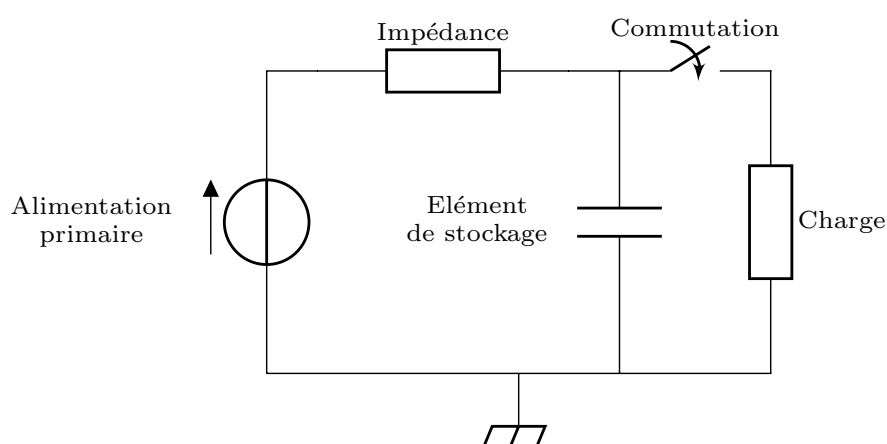


FIGURE I.25 – Schéma électrique d'un générateur de haute tension pulsée

3.2 Technologies de commutation haute tension

Dans cette section, les différentes catégories de commutateurs sont explicitées, puis leurs principales propriétés sont comparées. Ces technologies ont des performances fortement liées aux matériaux qui les composent. C'est pour cette raison que leurs caractéristiques générales dans les applications de commutation haute tension évoluent lentement.

3.2.1 Les semi-conducteurs de puissance

Le fonctionnement de ces commutateurs se base sur la possibilité de doper positivement ou négativement les matériaux semi conducteurs qui les composent. L'épitaxie des semi-conducteurs de puissance crée des jonctions (appelées jonction p-n) permettant de contrôler la direction et la quantité de courant qui peut les traverser. Ces composants peuvent être classés selon leurs façons d'être commandés. Les transistors bipolaires, MOS,

et IGBT sont commandables à la fois à l'ouverture et à la fermeture. Les thyristors ne se commandent qu'à la fermeture et les diodes sont des jonctions p-n non commandables. Les semi-conducteurs de puissance les plus couramment utilisés dans la commutation haute tension sont mentionnés ci-après :

- Un **thyristor** est composé de quatre couches alternativement dopées n et p. Il fonctionne comme une bascule synchrone. Il est commandé à la fermeture par l'alimentation de la gâchette et l'ouverture se produit lorsque le courant principal (anode-cathode) prend une valeur inférieure au courant de maintien nécessaire. Le thyristor est capable de supporter des tensions élevées, typiquement quelques kV. Cependant, il a des temps de fermeture relativement lents (entre 10 μ s et 100 μ s).
- Les transistors à effet de champ à grille isolée sont plus connus sous le nom **MOSFET** de l'anglais *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*. L'application d'un champ électrique sur l'électrode de grille, l'isolant et la couche de matériau semi conducteur crée une différence de potentiel et génère ainsi un canal de conduction. Cette technologie permet d'atteindre des fréquences de commutation élevées (centaine de MHz) mais des tensions maximales faibles (1 kV).
- Les transistors bipolaires à grille isolée couramment appelés **IGBT** de l'anglais *Insulated Gate Bipolar Transistor* combinent les technologies des transistors MOS et bipolaire afin de bénéficier des avantages de chacune. Cet assemblage permet d'atteindre des puissance élevées (jusqu'au MW) et des fréquences de commutation de 10 kHz à 100 kHz. Les temps de fermeture sont de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes pour les plus rapides.

3.2.2 Éclateurs à gaz

Les éclateurs à gaz sont des dispositifs répandus dans les applications hautes tensions. Ils sont par exemple utilisés pour la protection des systèmes électriques face aux surtensions (parafoudre). Ils sont constitués de deux électrodes se faisant face, baignant dans un milieu qui peut être de l'air ou du gaz. Lorsque la différence de potentiel entre les deux électrodes devient supérieure à la tension disruptive prévue pour l'éclateur (définie par la nature du gaz et la distance entre les électrodes), la conduction se produit entre les deux électrodes sous la forme d'un arc électrique.

Il existe deux modes de fonctionnement pour les éclateurs à gaz. Le premier appelé régime relaxé consiste à laisser la conduction se produire lorsque la tension entre les électrodes

est suffisante. Ce régime permet d'obtenir des fronts de montée rapides [Pé01]. Le second, le régime déclenché, est obtenu par l'apport d'une source extérieure. La reproductibilité des impulsions générées avec les éclateurs à gaz est difficile à maîtriser notamment à cause des propriétés du gaz qui varient fortement avec la température et l'érosion des électrodes.

3.2.3 Photoconducteurs

Les photoconducteurs appelés **PCSS** de l'anglais *Photoconductive Semiconductor switches* sont des composants optoélectroniques. Les PCSS sont composés de matériaux semi-conducteurs, ce sont des diodes à jonction p-n. L'éclairement du substrat par un flash lumineux, avec une longueur d'onde bien choisie, permet de provoquer l'effet photoélectrique. Cet effet a lieu dans les semi-conducteurs. Il s'agit de l'excitation d'un électron dans la bande de conduction provoquée par l'énergie transmise par les photons incidents qui donne en général lieu à un courant. Celui-ci peut être mesuré pour servir de détecteurs (photodiode, cellule photoélectrique) ou récolté pour fournir de l'électricité (cellule photovoltaïque). Dans le cas des PCSS, cet effet permet de provoquer la fermeture électrique du composant, il a ainsi le rôle d'un interrupteur commandé par flashes lumineux. L'étude du fonctionnement des PCSS appliqué à la génération d'ondes haute tension est l'objet du deuxième chapitre de ce manuscrit.

3.2.4 Résumé des performances

Le tableau I.6 permet de comparer les différents commutateurs présentés ci-dessus (semi-conducteurs de puissance, éclateurs à gaz et PCSS). Pour cela, des niveaux de performance sont fixés pour des critères de reproductibilité, tenue en tension, gigue temporelle, PRF, rendement et durée de vie. Ces résultats sont extraits d'une étude menée par Saad-el Amari [Ama11] et synthétisée par Romain Négrier [Né16]. Cette étude comparative permet de justifier l'utilisation des PCSS au vu des paramètres de tenue en tension, de gigue temporelle et de reproductibilité.

Critères	Niveau	Semi-conducteurs de puissance	Eclateurs à gaz	PCSS
Reproductibilité		😊	😞	😊
Tenue en tension	10kV	😞	😊	😐
Gigue temporelle	10ps	😞	😐	😊
Rendement	90%	😐	😐	😊
Durée de vie	10 ⁶ cycles	😐	😞	😐

TABLE I.6 – Étude comparative de plusieurs technologies de commutateurs

3.3 Structures de commutation et de mise en forme d'impulsions haute tension

Les méthodes de mise en forme d'impulsion sont variées et leur choix dépend généralement de l'utilisation du système associé. Cette partie décrit les quatre méthodes les plus utilisées dans le domaine de la génération de puissance pulsée, à savoir les générateurs de Marx, les structures Blumlein, les transformateurs à ligne de transmission (TLT) et les *switched oscillators* (SWO).

3.3.1 Générateur de Marx

Le générateur de Marx, dont le schéma électrique est représenté figure I.26, est très répandu dans le domaine des hautes puissances pulsées. Il permet de générer des impulsions de très haute tension (plus de 100 kV). Son principe de fonctionnement repose sur la charge en parallèle de plusieurs condensateurs avec une tension initiale, puis sur la décharge en série des condensateurs. Ce fonctionnement permet de multiplier la tension initiale par le nombre d'étage du générateur de Marx. Cette structure est le plus souvent utilisée avec des éclateurs à gaz, permettant d'atteindre les tensions les plus élevées.

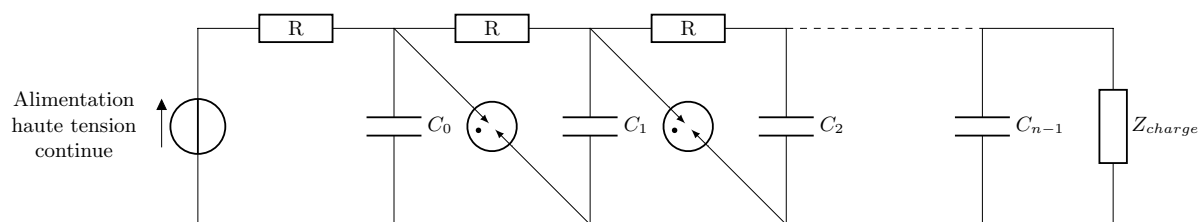


FIGURE I.26 – Schéma électrique d'un générateur de Marx

3.3.2 Structure de type Blumlein

Le principe du générateur Blumlein, décrit figure I.27, est de charger deux lignes de transmission identiques en parallèle et à les décharger en série sur une charge ayant une impédance égale au double de l'impédance interne du générateur. Après la fermeture du commutateur (généralement un éclateur à gaz) une impulsion monopolaire est créée au niveau de la charge. L'amplitude de l'impulsion atteindra la tension d'alimentation, et aura une durée $t_{imp} = 2 \times \frac{L}{v_p}$, L étant la longueur d'une ligne de transmission et v_p la vitesse de propagation. Ce type de structure possède des déclinaisons variables, il est possible de modifier les impédances et la géométrie des lignes et d'intégrer plusieurs commutateurs pour diversifier les formes d'onde obtenues. Par exemple, Tyo [TSA+10] utilise une structure de type Blumlein pour générer des signaux sinusoïdaux amortis (type mésobande) haute tension (20kV crête à crête).

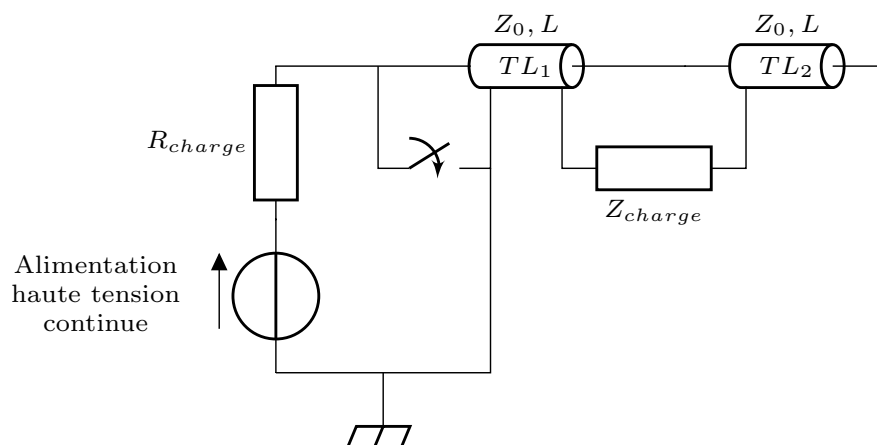


FIGURE I.27 – Schéma électrique d'un générateur de type Blumlein

3.3.3 Transformateur à lignes de transmission

La figure I.28 présente le schéma électrique d'un générateur basé sur les transformateurs à lignes de transmission. Des lignes de transmission aux caractéristiques identiques sont connectées en parallèle au niveau de l'entrée et en série au niveau de la sortie. Si la charge de sortie est deux fois plus grande que l'impédance des lignes de transmission, la tension crête de l'impulsion générée atteindra celle de la source haute tension, et aura une durée $t_{imp} = 2 \times \frac{L}{v_p}$, L étant la longueur d'une ligne de transmission et v_p la vitesse de propagation. Ce type de transformateur peut notamment être utilisé pour effectuer des adaptations d'impédance.

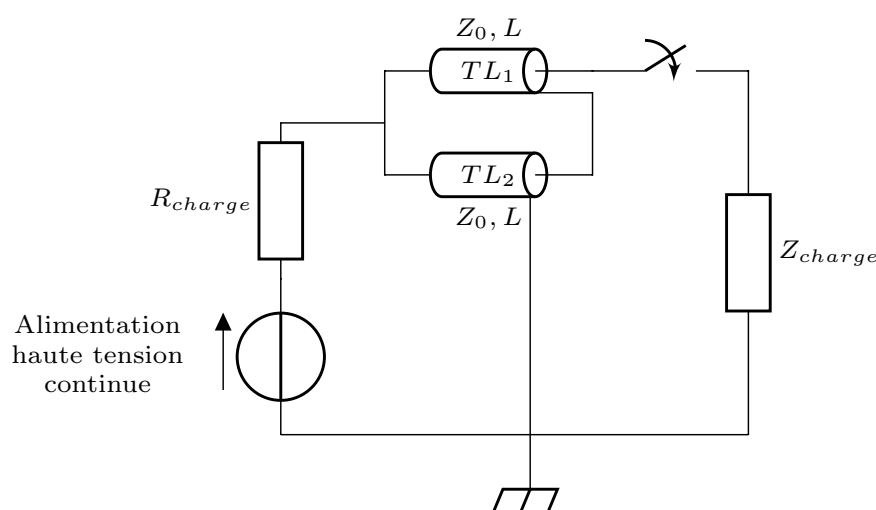


FIGURE I.28 – Schéma électrique d'un générateur reposant sur les transformateurs à lignes de transmission

3.3.4 Switched oscillators

Les *Switched oscillators* (SWO) sont des sources rayonnantes haute puissance de type mésobande [Bau10]. Le principe de fonctionnement des SWO est décrit figure I.29. Ils sont composés d'une ligne de transmission d'impédance faible connectée d'un côté à une antenne de forte impédance. L'autre côté de la ligne de transmission est connectée à un commutateur (généralement un éclateur à gaz) relié à la masse. Une première phase de fonctionnement consiste à charger la ligne de transmission. Une fois la ligne suffisamment chargée, la tension disruptive de l'éclateur est dépassée et génère l'impulsion. La différence d'impédance et la longueur de la ligne habilement choisie jusqu'à l'antenne, par exemple $\frac{\lambda}{4}$ [ATS+10], provoque des résonances mettant en forme le signal sinusoïdal amorti rayonné par l'antenne.

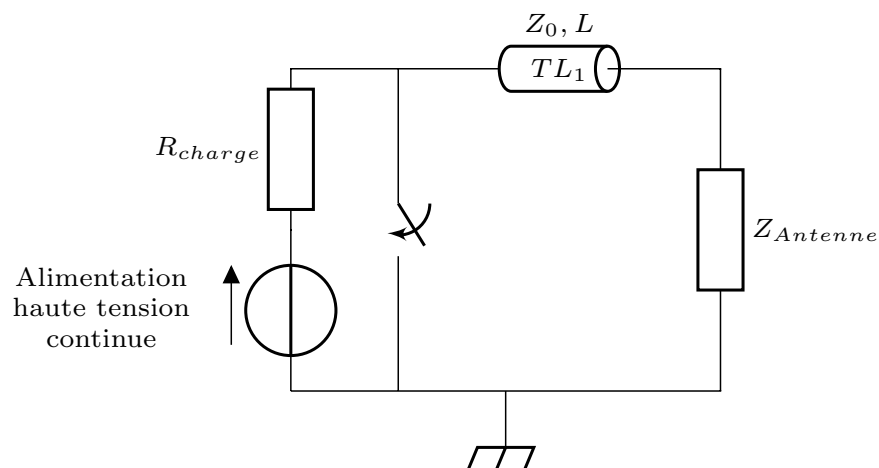


FIGURE I.29 – Schéma électrique d'un générateur de haute tension pulsée

Le système présenté dans [GTA⁺10] montre la conception d'un SWO à l'aide d'une antenne hélicoïdale. Le système développé utilise un éclateur à gaz à base d'azote comme commutateur et permet de générer des signaux de type mésobande à des fréquences de 200 MHz, 300 MHz, 400 MHz et 500 MHz. Par exemple, des ondes de forme sinusoïdales amorties ont été rayonnées avec des champs électriques de 10 kV/m d'amplitude et d'une fréquence de 500 MHz.

4 L'optoélectronique et les applications haute tension

Les générateurs optoélectroniques employés dans les applications haute tension sont communément utilisés pour générer des ondes monopolaires et bipolaires. La section suivante détaille le fonctionnement de ces générateurs. La fin de la section se consacre à détailler quelques applications mettant à profit les caractéristiques inhérentes aux générateurs optoélectroniques.

4.1 Principe de fonctionnement des générateurs optoélectroniques

Les générateurs optoélectroniques présentés fonctionnent sur le principe des générateurs à ondes gelées. Un générateur à ondes gelées consiste à stocker de l'énergie pendant un temps relativement long, grâce à des éléments capacitifs par exemple, avant de libérer cette énergie via un système de commutation rapide (comparé au temps de charge). Il en résulte une impulsion dont les caractéristiques physiques sont liées à celles des éléments du générateur. Les générateurs optoélectroniques présentés dans cette section sont réalisés à l'aide de lignes de propagation micro ruban. De la résine époxy (type FR4) est utilisée comme substrat. Celui-ci possède une permittivité diélectrique relative de $\varepsilon_r = 4.3$, une tangente perte $\tan(\delta) = 0.02$, une épaisseur de 1.6 mm et une métallisation de 35 μm d'épaisseur.

4.1.1 Générateur d'ondes monopolaires

La figure I.30 présente le schéma électrique et la figure I.31.a le schéma de principe d'un générateur optoélectronique d'onde monopolaire. Il est constitué d'une ligne micro ruban de longueur L et d'impédance Z_0 . Cette ligne micro ruban permet d'assurer le stockage capacitif de l'énergie. Pendant une première phase, la ligne micro ruban est polarisée par une source de haute tension continue à travers une résistance de charge R_{charge} . Celle-ci soudée sur de la ligne micro ruban permet de limiter le courant provenant du générateur et empêche les réflexions d'ondes vers l'alimentation primaire. Un second PCSS est placé en extrémité de ligne. Une seconde phase consiste à éclairer le PCSS, ce qui provoque sa fermeture électrique. Une onde progressive se libère vers la charge avec une amplitude égale à la moitié de celle de la tension de polarisation. En même temps, une onde régressive se dirige vers l'extrémité de la ligne micro ruban en circuit ouvert. Cette onde régressive

est, à son tour, réfléchi et se dirige vers la charge, avec la même amplitude que l'onde progressive. Une onde monopolaire en résulte au niveau de la charge.

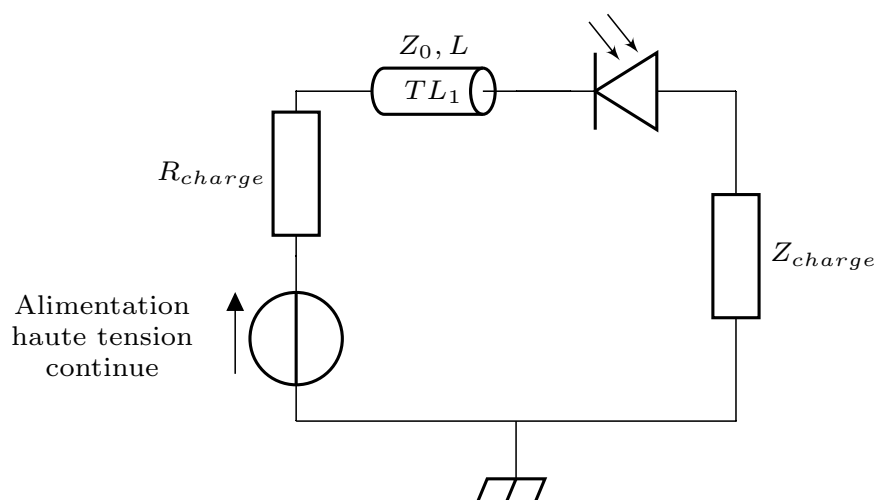
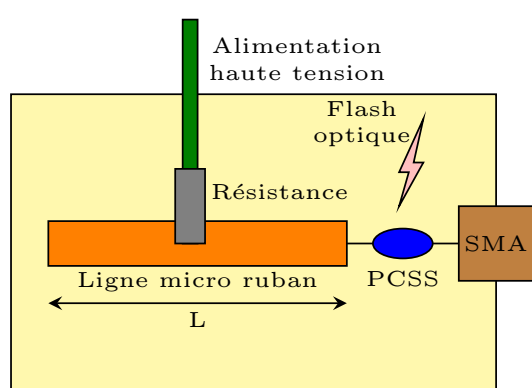
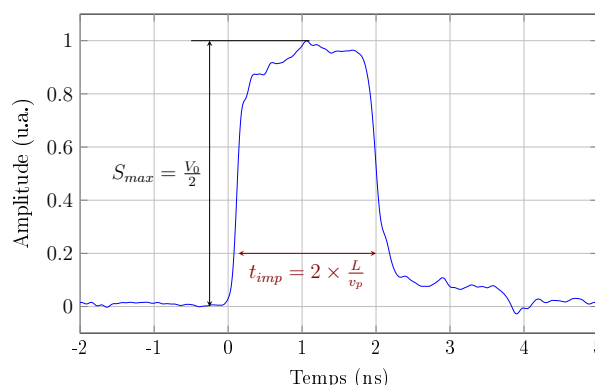


FIGURE I.30 – Schéma électrique d'un générateur d'ondes monopolaires



(a) Schéma de fonctionnement



(b) Signal obtenu

FIGURE I.31 – Principe d'un générateur d'ondes monopolaires

La figure I.31.b présente une impulsion monopolaire obtenue avec le générateur ci-dessus. Les caractéristiques de l'onde sont directement reliées aux paramètres physiques du générateur employé. Si l'impédance du générateur Z_0 est égale à celle de la charge, une onde monopolaire d'amplitude $\frac{V_0}{2}$ sera obtenue, V_0 étant la tension de polarisation de la ligne micro ruban (celle de l'alimentation haute tension). La longueur de la ligne micro ruban L est reliée à la durée de l'impulsion par $t_{imp} = 2 \times \frac{L}{v_p}$, v_p étant la vitesse de propagation.

4.1.2 Générateur d'ondes bipolaires

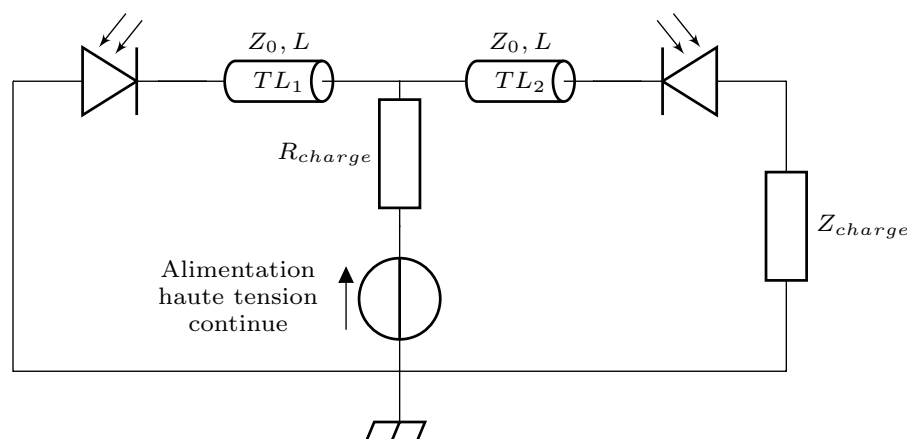


FIGURE I.32 – Schéma électrique d'un générateur d'ondes bipolaires

Les figures I.32 et I.33.a représentent respectivement le schéma électrique et le principe d'un générateur optoélectronique d'ondes bipolaires. De manière similaire au générateur d'ondes monopolaires, il est constitué d'une ligne micro ruban de longueur L et d'impédance Z_0 . Cette ligne micro ruban est polarisée par une source de haute tension continue à travers une résistance de charge R_{charge} , et permet d'assurer le stockage capacitif de l'énergie. Dans le cas du générateur bipolaire, la ligne microruban est entourée de deux PCSS montés tête-bêche. Le PCSS A est connecté à la masse et le PCSS B à la sortie du générateur. Après la phase de chargement de la ligne, l'éclairement des deux photoconducteurs, de manière synchrone ou non, permet de générer une onde bipolaire dont le profil peut être ajusté.

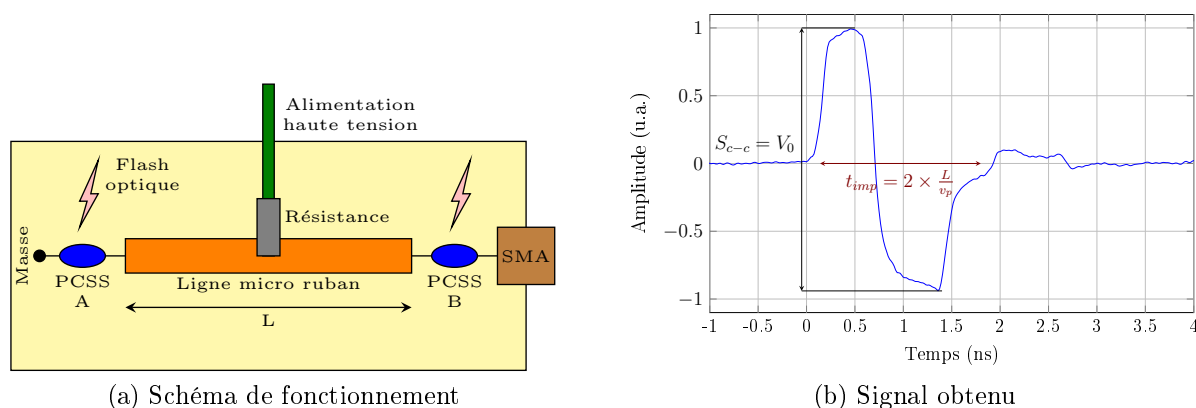


FIGURE I.33 – Principe d'un générateur d'ondes bipolaires

Cette configuration permet, via des retards et des différences d'éclairement entre les deux PCSS, d'ajuster les profils temporels (et spectraux) des ondes générées. La figure I.34

synthétise les différents profils d'ondes qu'il est possible d'obtenir en fonction des retards temporels d'éclairement entre les deux photoconducteurs.

Si le PCSS B est le seul sollicité, la situation devient celle du générateur d'onde monopolaire.

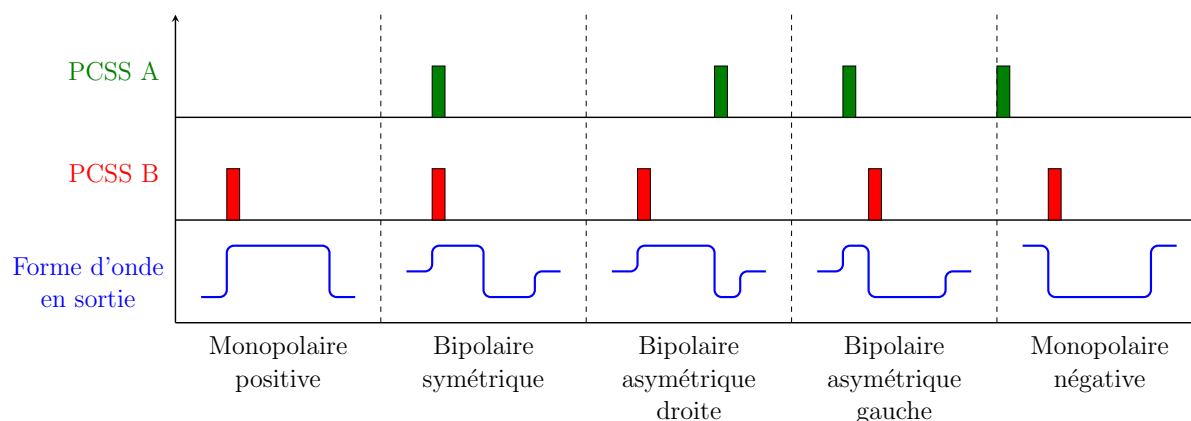


FIGURE I.34 – Profils d'ondes obtenues par rapport aux éclairages des PCSS A et B

Si les deux PCSS sont éclairés simultanément, les ondes progressive et régressive sont générées en même temps. L'onde progressive se dirige vers la charge tandis que l'onde régressive est réfléchiée avec une polarité inversée par le court circuit (anode du PCSS A connectée à la masse). Une impulsion bipolaire symétrique est obtenue en sortie (visible figure I.33.b), avec une amplitude crête à crête égale à la tension de polarisation. La durée de l'onde se calcule de la même manière que précédemment avec $t_p = 2 \times \frac{L}{v_p}$.

Une désynchronisation de l'éclairement entre les deux PCSS permet d'obtenir une onde bipolaire asymétrique (droite ou gauche), dont les durées des alternances positives et négatives peuvent être parfaitement maîtrisées grâce à des retards optiques.

Si le PCSS A est éclairé suffisamment en avance par rapport au PCSS B, une onde monopolaire inversée est obtenue.

Les résultats précédents sont obtenus dans l'hypothèse où les photoconducteurs, une fois éclairés, se comportent comme des interrupteurs. Leur résistance à la fermeture doit être négligeable devant l'impédance du générateur et de la charge. De plus, il est nécessaire qu'ils restent clos suffisamment longtemps pour que l'onde soit libérée. Le chapitre suivant revient en détails sur le comportement des PCSS.

4.2 Apports de l'optoélectronique à l'ULB impulsionsnel

Diverses applications reposent sur l'utilisation de l'optoélectronique. La section suivante présente les avantages de la génération optoélectronique pour les radar ULB impulsionsnels, le balayage autonome et les applications biomédicales.

4.2.1 Avantages inhérents aux générateurs optoélectroniques et à la commande optique

La figure I.35 présente l'architecture du système RUGBI [DVA+05] développé dans les travaux de M. Diot. Les résultats énoncés sont issus des mêmes travaux [Dio06]. Ce système a permis de valider une architecture de radar impulsionsnel ULB comprenant un générateur par antenne (N générateurs pour N antennes). L'avantage fondamental de cette structure couplée à la commande optoélectronique est de pouvoir cumuler les rayonnements de plusieurs antennes et ainsi d'augmenter le champ rayonné. Le déclenchement des PCSS est effectué par des flashes produits par une source laser. Des retards optiques peuvent être générés de façon mécanique et une source haute tension alimente les sources optoélectroniques. Les antennes d'émission (1 à 4) sont de type Libellule et celle de réception est de type Valentine.

La sommation des rayonnements provenant de plusieurs antennes augmente le champ rayonné ce qui a pour effet d'améliorer la portée du système impulsionsnel. Dans le cas de RUGBI, le niveau de champ rayonné est multiplié par quatre (car le réseau compte quatre antennes). La portée radar est ainsi doublée par rapport à celle qui serait obtenue avec un même champ et une seule antenne.

La génération optoélectronique du signal apporte la précision nécessaire sur l'instant de déclenchement grâce à la gigue très faible (2 ps) des PCSS utilisés. L'ajout de retards d'éclairements a montré la possibilité d'effectuer un dépointage horizontal du faisceau.

La dynamique de mesure est améliorée par l'utilisation de signaux bipolaires. En effet, ce type d'impulsion est à valeur moyenne nulle et le spectre de ces impulsions ne possède pas de contenu basse fréquence qui n'a pas à être rayonné par l'antenne. Les réflexions entre les antennes et les générateurs sont ainsi faibles ce qui limite les problèmes de couplage entre antennes. Les contenus spectraux du signal d'alimentation et la bande de fonctionnement de l'antenne utilisée peuvent être accordés, ce qui améliore les rendements.

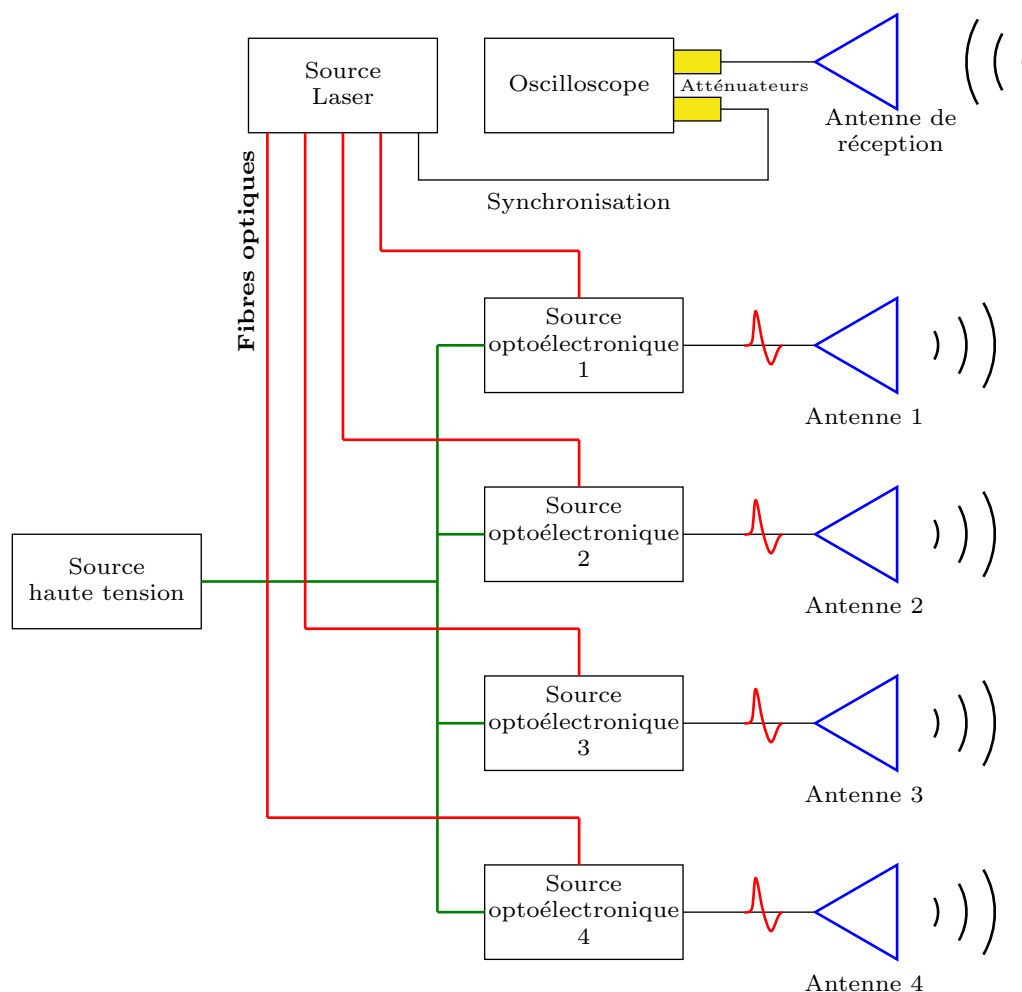


FIGURE I.35 – Dispositif RUGBI

4.2.2 Application de la commande optique à la formation de faisceaux

Le balayage autonome est une technique permettant de faire varier l'orientation du faisceau électromagnétique d'un radar sans déplacement mécanique. Le changement d'orientation est obtenu grâce la gestion de la synchronisation des signaux d'alimentation des antennes.

La figure I.36 présente le principe de fonctionnement du balayage autonome. Un réseau comportant un nombre n d'antennes est considéré. Chacune de ces antennes est alimentée par un train d'impulsions dont la fréquence de répétition (PRF) varie légèrement. La différence de PRF entraîne un décalage du signal d'alimentation des antennes conduisant à un angle de dépointage.

Le retard Δt , entre deux impulsions alimentant une antenne, nécessaire pour provoquer un dépointage de l'angle θ , en fonction de la distance d entre deux antennes est donné

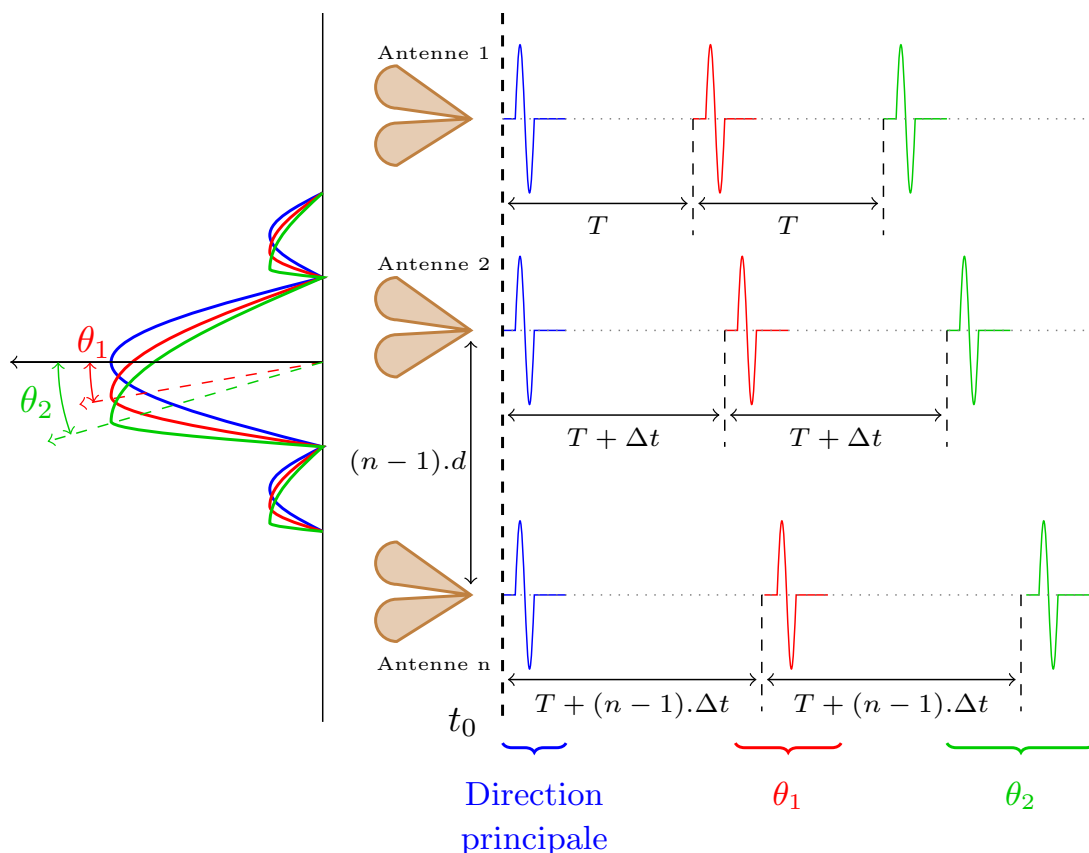


FIGURE I.36 – Principe du balayage autonome

Crédits : Romain Négrier [Né16]

par I.14 :

$$\Delta t = \frac{d \sin \theta}{c} \quad (\text{I.14})$$

La fréquence de répétition des trains d'impulsions PRF_n alimentant chaque antenne est donnée par I.15 :

$$PRF_n = \frac{1}{T + \Delta t(n - 1)} \quad (\text{I.15})$$

La structure présentée figure I.36 présente l'avantage de pouvoir atteindre un champ rayonné important en multipliant le nombre d'antennes. Toutefois, les capacités de dépointage sont limitées par le système antenne.

Par exemple, les travaux d'Adrien Godard [God09] ont montré qu'il était possible de réaliser un balayage de -21° à 21° sur une bande de 300 MHz à 3 GHz en utilisant des antennes K (caractéristiques données en annexe A). Pour cela, une distance entre antennes d de 12 cm a été choisie, et un pas de 3° entre deux tirs obtenus avec un train de 15 impulsions a été utilisé. Ces paramètres de réglages sont les fruits de compromis entre le couplage entre antennes, le niveau du rayonnement arrière, le niveau des lobes de réseau et la déformation de l'onde en fonction de l'angle visé.

4.2.3 Génération d'ondes pour des applications biomédicales

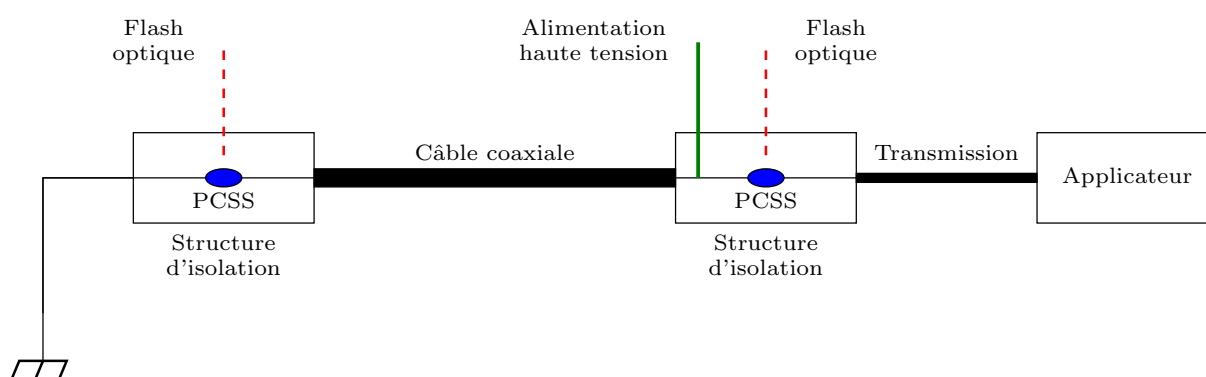
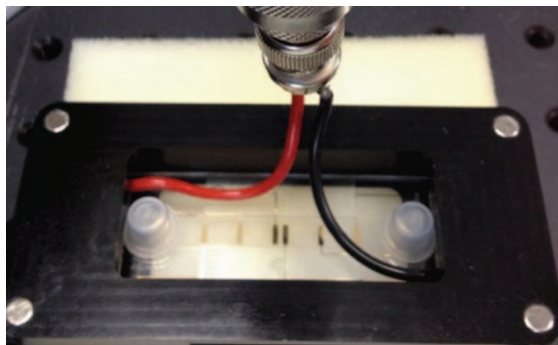
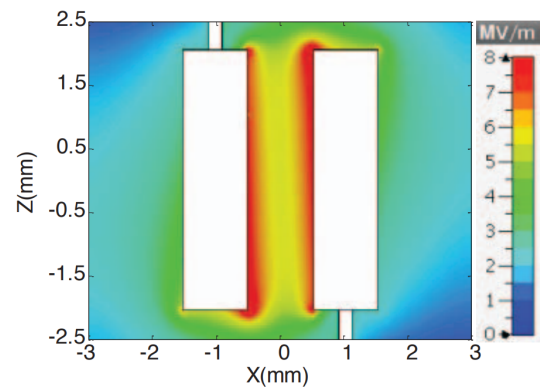


FIGURE I.37 – Générateur de PEFs

Les bénéfices des *Pulsed Electric Fields* (PEFs) dans le domaine biomédical ont été introduits section 2.1.3, page 25. Le principe des générateurs optoélectroniques présentés dans cette partie est utilisé pour générer des PEFs. Par exemple, la figure I.37 présente un générateur issu des travaux de Sophie Kolher [KCO⁺13] produisant des impulsions avec une amplitude, une durée et une forme facilement réglables. Comparé aux générateurs d'impulsions en technologie microruban, ce dispositif peut supporter des tensions de polarisation plus élevées. En effet, pour éviter les éventuels claquages, des structures spécifiques permettent d'isoler les PCSS. De plus, la ligne microruban entre les deux PCSS est remplacée par un câble coaxial.



(a) Photographie de l'applicateur



(b) Champ électrique produit autour des électrodes de l'applicateur

FIGURE I.38 – Applicateur [SGL⁺16]

Combiné à des systèmes de transmission et des applicateurs d'impulsions spécifiques (cuves d'électroporation, microchambres, biopuces microfluidiques, etc.), ce générateur peut être utilisé pour étudier les effets d'impulsions nanosecondes et subnanosecondes intenses sur des cellules ou tissus biologiques. C'est par exemple le cas avec l'applicateur d'impulsions [SGL⁺16] dont la distribution du champ est visible figure I.38. Il permet l'exposition de cellules entre les électrodes, avec un niveau d'homogénéité du champ satisfaisant, dans un canal de 2 mm de long par 1 mm de large.

5 Objectifs et démarche de l'étude

Les travaux concernant les générateurs optoélectroniques ont permis de réaliser des avancées notables dans plusieurs domaines. Pour les systèmes radars ULB impulsionsnels ou le domaine biomédical, les générateurs optoélectroniques permettent la génération d'impulsions de forts niveaux (plusieurs kilovolts) avec un large contenu spectral (de quelques centaines de mégahertz à plusieurs gigahertz). La commande optique et le déclenchement synchronisé des photoconducteurs, grâce à un jitter très faible (2 ps), a permis de construire de nouvelles architectures radars comprenant N antennes pour N générateurs (par exemple le système RUBGI [DVA+05]). Ces structures permettent de sommer les rayonnements (de chaque couple générateur/antenne) et d'augmenter la portée des systèmes radars. De plus, la commande synchronisée des photoconducteurs autorise aussi le contrôle de changements de direction du faisceau électromagnétique grâce au principe de balayage autonome optoélectronique.

La maîtrise de la forme d'onde et le contrôle du profilage spectral permettent la diversification des impulsions et apportent des solutions dans divers domaines. Dans ce manuscrit, le développement des technologies optoélectroniques s'articule autour de deux domaines : le façonnage spectral pour les radars impulsionsnels et la génération de forme d'onde spécifique pour des applications de compatibilité électromagnétique. Dans cette optique, le deuxième chapitre s'intéresse au fonctionnement et à la caractérisation des photoconducteurs. Ainsi, une caractérisation comportementale est proposée au chapitre II section 3.3, page 100. Cette prédiction des paramètres d'utilisation des photoconducteurs (tension de polarisation et énergie optique) doit permettre l'optimisation des outils de simulation pour la génération de formes d'ondes.

Le fonctionnement nominal de certains systèmes peut être mis à mal par les problèmes de cohabitation entre les signaux ULB et BE. Du point de vue des radars ULB impulsionsnels, la possibilité de contrôler le spectre en rejetant certaines fréquences indésirables doit permettre de réduire, d'une part, le pouvoir perturbateur du système et, d'autre part, de maintenir la discrétion de l'émission. Un système intégrant de nouveaux générateurs optoélectroniques et permettant de façonner un spectre ULB en rejetant certaines fréquences présélectionnées est présenté au chapitre III section 3, page 153. Une simulation permet de prédire les paramètres nécessaires à la réalisation des générateurs optoélectroniques le composant.

L'utilisation de systèmes électroniques est omniprésente pour le contrôle et la gestion d'infrastructures critiques comme les réseaux électriques, la distribution d'eau, les

transports etc. Devant la menace que représente le dysfonctionnement de ces systèmes, il est nécessaire d'en assurer la fiabilité face aux agressions électromagnétiques. Les générateurs de signaux permettant les tests de susceptibilité d'équipements peuvent ne pas être disponibles chez les équipementiers où présenter des coûts trop importants. L'étude de photoconducteurs ayant des tenues en tension élevées et la conception de générateurs optoélectroniques innovants est proposé afin de développer un système de génération d'ondes de type mésobande pour des essais de susceptibilité EM respectant les contraintes liés aux applications visées. La simulation et le dimensionnement des générateurs conçus sont présentés au chapitre III section 1.4, page 128. Le système dans son intégralité est introduit au chapitre III section 2, page 138, des perspectives d'amélioration et de développement sont également exposées.

Étude et caractérisation de photoconducteurs appliquées à la commutation haute tension



James C. Maxwell (1831-1879)

Sommaire

1	Notions fondamentales pour l'étude de photoconducteurs . . .	57
1.1	Les applications de l'effet photoélectrique	57
1.2	Notions de physique du semi-conducteur	59
1.3	Les régimes de fonctionnement et choix des PCSS	70
2	L'illumination des photoconducteurs	75
2.1	La commande optique	75
2.2	Utilisation des PCSS hors phénomène de recombinaison	78
2.3	Influence des paramètres d'éclairement des PCSS	85
3	Etude et caractérisation de photoconducteurs	93
3.1	Dispositif expérimental	93
3.2	Essai de caractérisation physique	96
3.3	Caractérisation comportementale	100
3.4	Utilisation du modèle comportemental appliqué aux générateurs d'ondes bipolaires	106

1 Notions fondamentales pour l'étude de photoconducteurs

Cette section rassemble les notions théorique de physique utiles pour comprendre le fonctionnement des matériaux semi-conducteurs dont les photoconducteurs sont constitués. Les paramètres permettant de décrire les interactions entre le rayonnement et la matière sont exposés. De plus, les principaux phénomènes ayant lieu dans les semi-conducteurs exposés à un rayonnement lumineux sont présentés. Enfin, les caractéristiques intrinsèques des semi-conducteurs permettant de justifier le choix des technologies utilisées sont mises en exergue.

1.1 Les applications de l'effet photoélectrique

1.1.1 Un peu d'histoire

Un effet photoélectrique a été observé pour la toute première fois en 1839 par Antoine Becquerel et son fils Alexandre Edmond. Ils ont observé que le comportement électrique d'électrodes plongées dans un liquide pouvait être modifié par un éclairage. En 1887, Hertz mit également en évidence ce phénomène. Son expérience consistait à éclairer une plaque de zinc, préalablement chargée négativement, par un rayonnement UV produit par un arc électrique. Un électroscope relié à la plaque de zinc a permis de mesurer une décharge électrique résultant de l'illumination.

C'est Albert Einstein, en 1905, qui explique, le premier, le phénomène d'absorption. Pour cela, il utilise un nouveau concept de particule de lumière, aujourd'hui reconnu sous le nom de photon, ainsi que les quanta d'énergie introduit par Max Planck en 1900 dans la théorie d'émission du corps noir. Albert Einstein a obtenu le prix Nobel de physique en 1921 pour son explication de l'effet photoélectrique, toujours utilisé aujourd'hui.

1.1.2 Utilisation de l'effet photoélectrique

Différentes utilisations de l'effet photoélectrique ont émergé depuis sa découverte. On distinguera ici les deux principales :

- La première appelée photo-conductivité consiste à utiliser la lumière pour modifier les propriétés électriques d'un matériau, c'est tout l'intérêt de cet effet qui est utilisé

dans les travaux présentés dans ce manuscrit.

- La seconde, sans doute la plus connue provient de l'effet photovoltaïque. C'est grâce à celui-ci que fonctionnent les panneaux solaires. L'absorption des photons par les matériaux semi-conducteurs génère un faible courant électrique. Il peut être utilisé pour faire de la détection (par exemple les photo-diodes). Mais il peut aussi, en multipliant le nombre de jonctions, comme c'est le cas pour les panneaux solaires, être source d'énergie.

1.1.3 Les *Photoconductive semiconductor switches (PCSS)*

Les photoconducteurs, aussi connus sous le nom de *Photoconductive semiconductor switches* (PCSS), sont des composants électroniques composés de matériaux semi-conducteurs. Ils deviennent électriquement passant lorsqu'ils sont éclairés par de la lumière ayant une longueur d'onde adaptée. Le principe d'utilisation des PCSS dans ces travaux est décrit figure II.1. A l'état bloqué, un PCSS peut être assimilé à une résistance ayant une très grande valeur (typiquement plusieurs $M\Omega$). Un flash optique dirigé sur le photoconducteur permet de rendre passant le PCSS ; sa résistance devient alors très faible (de l'ordre de quelques Ω). Ensuite, spontanément dans le temps, un phénomène appelé recombinaison des porteurs de charge rend progressivement sa résistance initiale (plusieurs $M\Omega$) au PCSS.

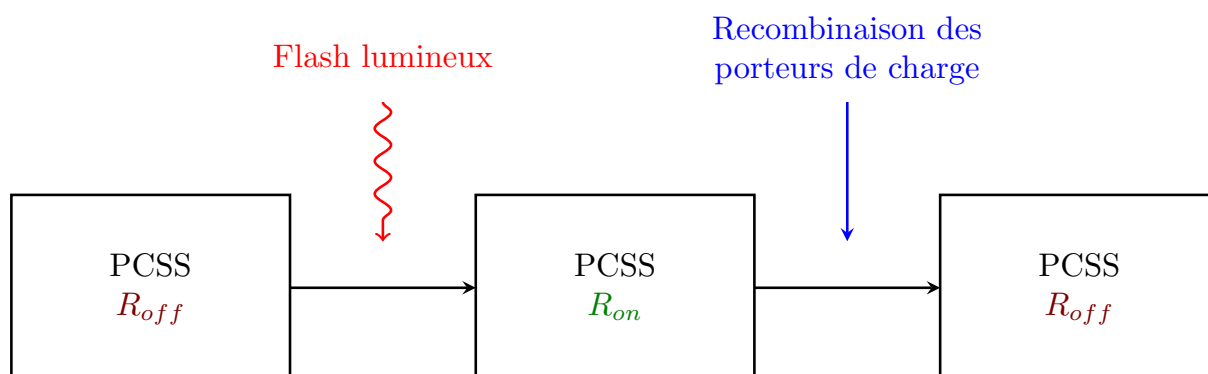


FIGURE II.1 – Principe d'utilisation d'un PCSS

1.2 Notions de physique du semi-conducteur

1.2.1 Les bandes d'énergie

La théorie des bandes d'énergies permet de quantifier l'énergie nécessaire à un électron pour changer d'état. Les différents niveaux d'énergie pouvant être occupés par un électron sont discrets. Dans un semi conducteur au repos, le dernier niveau plein occupé par des électrons est appelé « bande de valence ». Le premier niveau d'énergie libre supérieure appartient à la « bande de conduction ». Si les électrons de la bande de valence sont excités, c'est-à-dire s'ils reçoivent suffisamment d'énergie E , ils peuvent franchir le « gap » énergétique (bande interdite), notée E_g , nécessaire pour se détacher du noyau et venir occuper le premier niveau d'énergie libre supérieure de la « bande de conduction ». La conduction électrique d'un matériau est assurée par les électrons libres. C'est donc l'état de la bande de conduction qui définit les propriétés électriques d'un matériau. Il existe trois façons de modifier la conductivité :

- faire varier la température,
- doper le matériau avec des impuretés,
- exciter le matériau avec **une source lumineuse**.

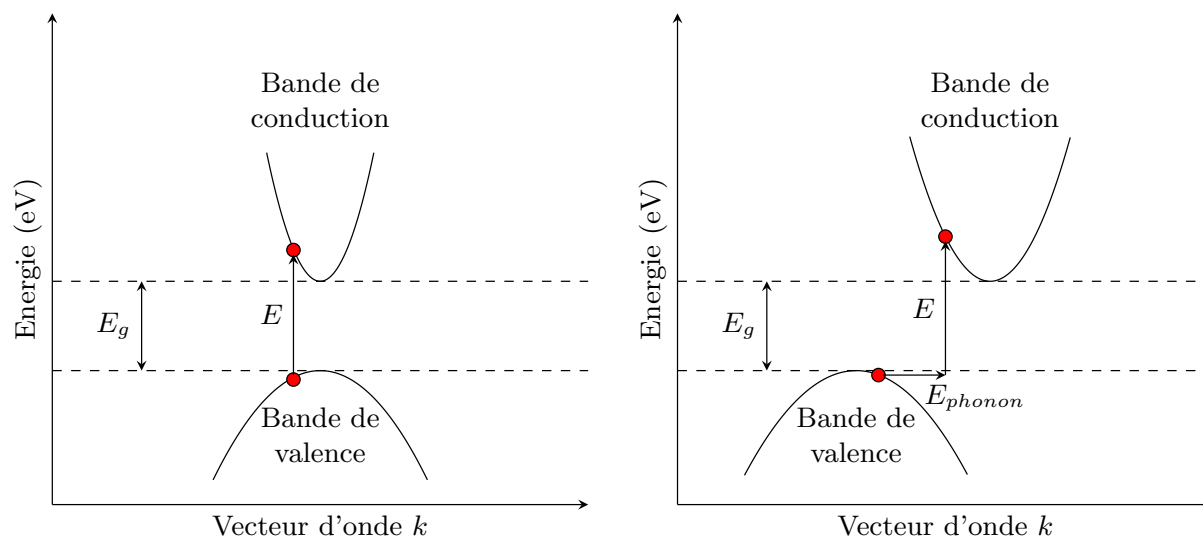


FIGURE II.2 – Exemple de structures de bandes d'énergie directe (gauche) et indirecte (droite) en fonction du vecteur d'onde k

Il existe deux grandes familles de semi-conducteurs. La première désigne les matériaux à bande directe, lorsque le minimum de la bande de conduction correspond au maximum de la bande de valence. La seconde concerne les matériaux à bande indirecte, dans ce cas

l'énergie supplémentaire d'un phonon est nécessaire. Le gap énergétique est plus faible pour les structures à bande directe que pour les structures à bande indirecte. La figure II.2 montre un exemple de structures de bandes d'énergie directe et indirecte en fonction du vecteur d'onde k .

1.2.2 Absorption et pénétration des rayonnements lumineux dans les matériaux semi-conducteurs

Pour optimiser le fonctionnement des générateurs à base de photoconducteurs, il est nécessaire d'utiliser un couple source de rayonnement/photoconducteur optimisant l'absorption. En effet, comme le montre la figure II.3, les photons incidents sur le semi-conducteur apportent l'énergie nécessaire, $E_p = h\nu$ (où h est la constante de Plank, et ν la fréquence en Hertz de l'onde électromagnétique associée au photon considéré), pour qu'un électron passe de la bande de valence à la bande de conduction. L'absorption a lieu si $E_p > E_g$. Qu'il s'agisse d'absorption directe ou indirecte, l'illumination des semi-conducteurs conduit à la génération de paires électrons-trous ce qui permet la circulation du courant.

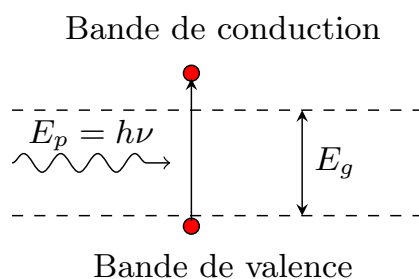


FIGURE II.3 – Principe d'absorption du rayonnement lumineux

Un semi-conducteur est photosensible s'il absorbe suffisamment le rayonnement qu'il reçoit. Les photoconducteurs utilisés dans la suite des travaux sont à base de silicium. En effet, en plus d'être photosensibles, les semi-conducteurs utilisés dans ces travaux doivent aussi posséder des caractéristiques satisfaisantes au niveau de la profondeur de pénétration des rayons lumineux. Cela assure une génération homogène de porteurs dans le photoconducteur traduisant une chute homogène de la résistivité du composant. La figure II.4 décrit les variations des coefficients d'absorption de plusieurs matériaux et la profondeur de pénétration du rayonnement lumineux en fonction de la longueur d'onde.

Le silicium a une très forte absorption dans le domaine du rayonnement visible (entre 400nm et 800nm) mais avec une profondeur de pénétration très faible ($1\mu\text{m}$). Pour obtenir

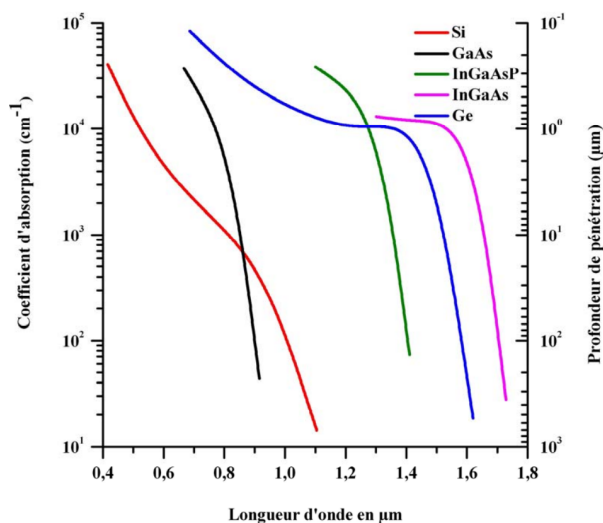


FIGURE II.4 – Coefficient d’absorption et profondeur de pénétration pour divers semi-conducteurs en fonction de la longueur d’onde du rayonnement incident

une génération de porteurs de charge la plus homogène possible, le silicium doit être éclairé avec des longueurs d’onde de l’ordre de 1000nm, la profondeur de pénétration est alors de l’ordre de la centaine de micromètres.

1.2.3 Vitesse et mobilité des électrons

Si aucun champ électrique n’est appliqué, les porteurs libres dans un matériau semi-conducteur se déplacent aléatoirement selon un mouvement de type brownien. Entre les collisions, les mouvements sont rectilignes uniformes et dépendent de la température. Dans ce cas, le déplacement des électrons se caractérise par la vitesse thermique :

$$v_{th} = \sqrt{\frac{3kT}{m^*}} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

- $k = 1.381 \times 10^{-23} J/K$ la constante de Boltzmann,
- T la température en Kelvin,
- m^* la masse effective du porteur.

Dans le cas où le semi-conducteur est soumis à un champ électrique, les mouvements des porteurs sont accélérés et ils gagnent de l’énergie. Un équilibre se met en place entre d’une part l’accélération des électrons, et d’autre part les collisions inter-électrons qui leur font

perdre de l'énergie et modifient les directions de propagation. Cet équilibre se traduit par l'établissement d'une vitesse moyenne de déplacement appelée « vitesse de dérive ». La mobilité est l'aptitude des électrons à se déplacer sous l'effet d'un champ électrique, elle s'écrit :

$$\mu = \frac{q\tau}{m^*} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

- $q = \pm 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$, la charge d'un électron ou d'un trou,
- τ , le temps de relaxation.

Le temps de relaxation d'un électron est généralement plus grand que celui des trous et la masse effective des électrons est plus faible que celle des trous. Par conséquent, la mobilité des électrons est plus grande que celle des trous. Le tableau II.1 compare les valeurs de mobilité, et d'autres caractéristiques pour différents semi-conducteurs :

Donnée :	Arséniure de Gallium	Diamant	Phosphore d'Indium dopé Fer	Silicium
Longueur d'onde (nm)	886	226	954	1128
Résistivité (Ohm.cm^{-1})	10^8 - 10^9	10^{14} - 10^{16}	10^7	10^3 - 10^4
Mobilité des électrons ($\text{cm}^2.\text{V}^{-1}.\text{s}^{-1}$)	8000	1800	4500	1350
Mobilité des trous ($\text{cm}^2.\text{V}^{-1}.\text{s}^{-1}$)	300	1200	100	480
Énergie de la bande interdite (eV)	1.4	5.5	1.3	1.1

TABLE II.1 – Données physiques de quelques semi-conducteurs

1.2.4 Taux de génération

Lorsqu'un flux optique atteint un PCSS, une partie du flux est réfléchi, l'autre est absorbée par le matériau (illustration figure II.5). On appelle le taux de génération le

paramètre permettant de considérer le transfert entre les photons incidents et la génération de paires électrons-trous.

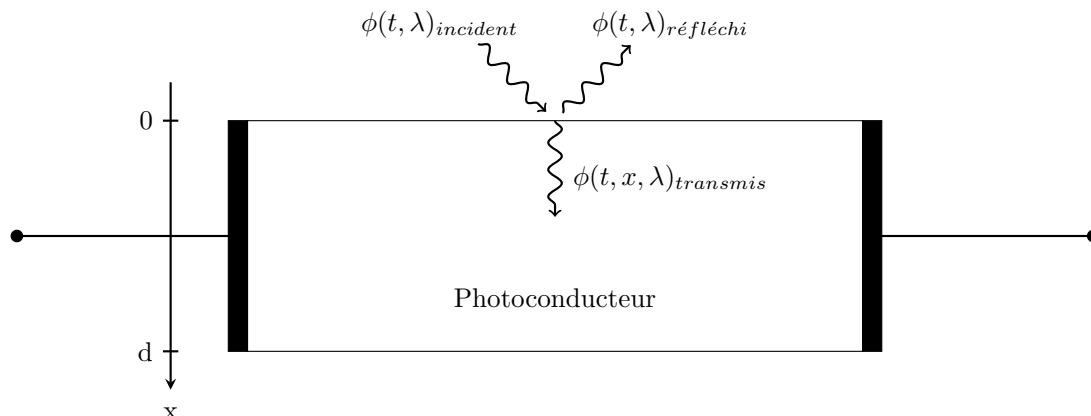


FIGURE II.5 – Incidence d'un flux lumineux sur un PCSS

En régime de fonctionnement linéaire, et à longueur d'onde λ fixe, l'évolution temporelle du taux de génération volumique $g(t, x)$ ($cm^{-3}.s^{-1}$) suit le profil du flux optique incident $\phi(t, \lambda)_{incident}$. Son expression est (à longueur d'onde λ fixe) :

$$g(t, x) = (1 - R)\alpha \exp^{-\alpha x} \phi(t)_{incident} \quad (II.3)$$

Avec :

- R le coefficient de réflexion optique,
- α le coefficient d'absorption optique du semi-conducteur.

Si l'on considère en plus que le photoconducteur est un volume éclairé de façon homogène, c'est-à-dire que tous les porteurs de charge se comportent de manière similaire indépendamment du volume, on peut alors définir un taux de génération surfacique $g(t)$ ($cm^{-2}.s^{-1}$) tel que :

$$g(t) = (1 - R)(1 - \exp^{-\alpha d})\phi(t)_{incident} \quad (II.4)$$

Avec : d , l'épaisseur du semi-conducteur.

On approxime l'impulsion laser $\phi(t)_{incident}$ par une gaussienne :

$$\phi(t)_{incident} = \frac{E\lambda}{hc\tau_g} \frac{\gamma}{lw} \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{w_0^2}\right) \quad (\text{II.5})$$

Avec :

- t_0 le décalage par rapport à l'origine des temps et w_0 le paramètre permettant de fixer la durée de l'impulsion,
- E l'énergie de l'impulsion laser,
- λ la longueur d'onde,
- h la constante de Planck,
- c la célérité de la lumière,
- τ_g la largeur de l'impulsion optique à mi-hauteur,
- γ le facteur géométrique prenant en compte la surface éclairée par rapport à la surface totale du photoconducteur,
- w la largeur et l la longueur entre les plots.

1.2.5 La recombinaison des porteurs de charge

La recombinaison des porteurs de charge est le phénomène par lequel les électrons retournent de la bande de conduction vers la bande de valence en dissipant de l'énergie. C'est par ce phénomène que la résistivité des PCSS augmente après l'excitation optique et que le photoconducteur revient à l'état bloqué. Il existe deux modes de recombinaison : directe et indirecte.

Il existe trois mécanismes de recombinaison directe :

- la **recombinaison radiative** est l'émission d'un photon lors du retour d'un électron de la bande de conduction vers la bande de valence,
- la **recombinaison non-radiative** désigne la création de phonon et avec, l'échauffement du matériau,
- la **recombinaison Auger** se produit lorsqu'un électron perd de l'énergie suite à des chocs avec d'autres électrons libres (échange d'énergie cinétique).

Ces trois modes de recombinaison sont plutôt minoritaires dans le cadre de l'utilisation des PCSS dans notre étude. Les principales causes de recombinaison sont indirectes. Les matériaux semi-conducteurs contiennent des défauts dans leurs structures cristallines. Ils peuvent être ajoutés volontairement avec les dopages. Il s'agit :

- des **pièges** qui génèrent des niveaux à proximité de la bande valence et de conduction (voir figure II.6). Ils ont pour effet de diminuer momentanément la densité des porteurs libres et modifient ainsi le courant.
- Les niveaux proches du centre de la bande interdite, visibles figure II.6, sont appelés **centre de recombinaison**. Ils ont une probabilité importante de capturer un électron de la bande de conduction et de le renvoyer sur la bande de valence.

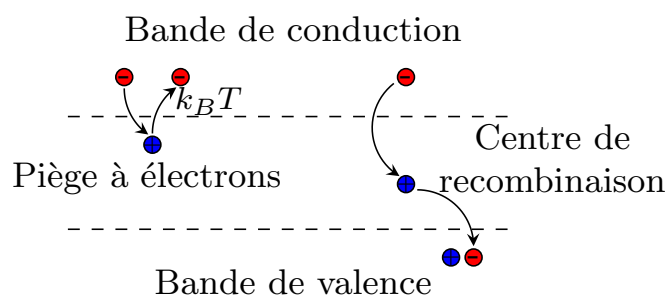


FIGURE II.6 – Piège et centre de recombinaison dans un matériau semi-conducteur

Les impuretés qui créent les pièges et les centres de recombinaison ont un rôle important : favoriser la recombinaison des porteurs de charge et permettre le retour à l'état bloqué, mais aussi augmenter la résistance d'obscurité permettant d'obtenir un photoconducteur avec une résistance élevée dans son état bloqué.

1.2.6 Courants de conduction, de diffusion et de déplacement

L'objectif des travaux menés dans la suite de ce chapitre est d'obtenir la variation de la résistivité des photoconducteurs étudiés résultant d'une excitation optique. Cette partie recense les différents phénomènes pouvant entraîner le déplacement de porteurs de charge et donc générer un courant.

- Le **courant de conduction** est créé par le déplacement des charges sous l'action d'un champ électrique. La densité est définie comme la quantité de charges traversant une unité de surface pendant une unité de temps. Elle s'écrit :

$$\vec{j}_c = qn\mu_n\vec{e} + qp\mu_p\vec{e} = \sigma\vec{e} \quad (\text{II.6})$$

Avec : $n = n_0 + \Delta n$ et $p = p_0 + \Delta p$,

- où n et p sont respectivement les densités d'électrons et de trous totales,
- n_0 et p_0 les densités d'électrons et de trous à l'équilibre thermodynamique,
- Δn et Δp les densités d'électrons et de trous générés par l'excitation optique,

- μ_n et μ_p les mobilités des électrons et des trous,
 - $\sigma = qn\mu_n + qp\mu_p$ la conductivité du matériau (S/m).
- Le **courant de diffusion** est créé par le déplacement des électrons dans un semi-conducteur lorsque leur distribution est inhomogène. Le mouvement des électrons tend à uniformiser leur distribution spatiale. L'expression du courant de diffusion est donnée par :

$$\vec{j}_d = qD_n \overrightarrow{\text{grad}n} + qD_p \overrightarrow{\text{grad}p} \quad (\text{II.7})$$

Avec : D_n et D_p les constantes de diffusion (m^2/s).

Les constantes de diffusion sont reliées aux mobilités par la relation d'Einstein :

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} \quad (\text{II.8})$$

- Le **courant de déplacement** est généralement négligeable pour les matériaux conducteurs utilisés à basse fréquence. L'expression du courant de déplacement est :

$$\vec{j} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.9})$$

L'équation de Poisson permet de relier le vecteur de déplacement électrique \vec{D} aux charges du matériau par $\text{div}\vec{D} = \rho$ où ρ est la résistivité (Ω/m).

1.2.7 Equations régissant la concentration en électrons des photoconducteurs résultant d'une excitation optique

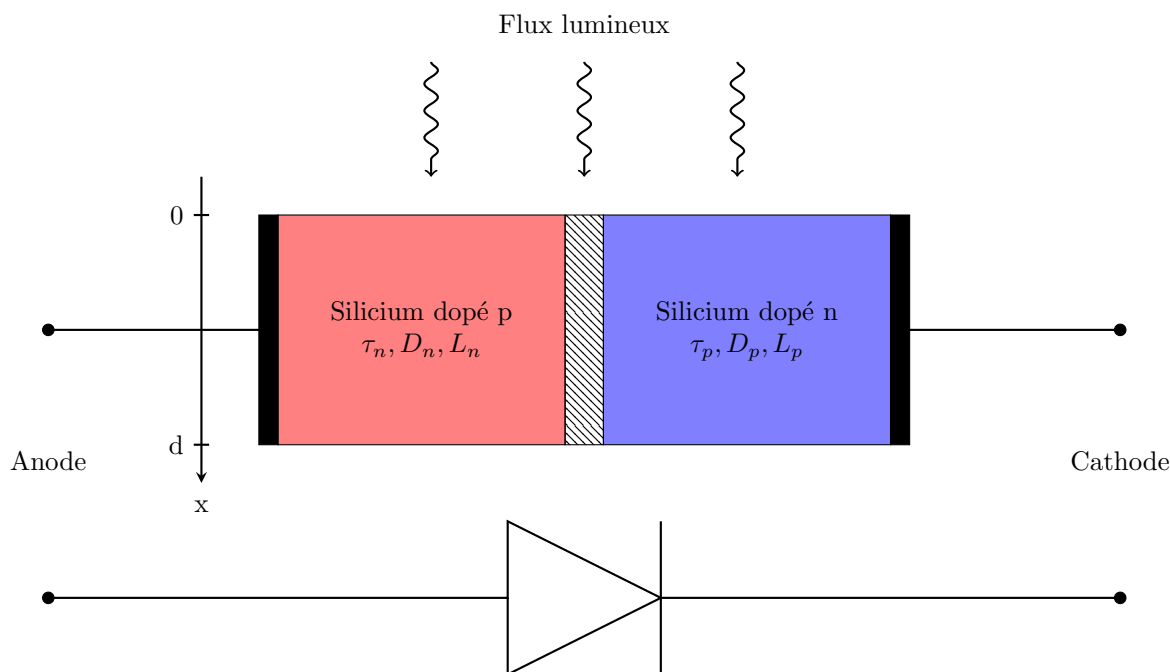


FIGURE II.7 – Schéma d'une diode à jonction p-n

τ_n et τ_p sont les temps de relaxation des porteurs de charge et des trous, D_n et D_p sont les constantes de diffusion (m^2/s), L_n et L_p sont les longueurs de diffusion (m).

Dans cette partie les hypothèses employées pour la mise en équation de l'illumination des PCSS sont présentées. Ensuite, les équations correspondantes sont établies et, considérant des hypothèses différentes, deux solutions concernant la variation de la densité des électrons et des trous dans un photoconducteur sont énoncées.

Les photoconducteurs utilisés dans ces travaux sont des diodes à jonction p-n. Elles sont composées d'un matériau semi-conducteur séparé en deux parties comme montré figure II.7. Une partie est dopée p et l'autre dopée n. Lorsque ces deux régions sont en contact, les électrons et les trous diffusent spontanément de part et d'autre de la jonction. Une zone de déplétion est créée à l'interface où la concentration en porteurs libres est quasiment nulle. C'est cette jonction qui permet de bloquer le courant et d'obtenir le fonctionnement d'une diode. L'illumination de la jonction permet d'augmenter temporairement la densité d'électrons et de rendre passante la diode.

Première solution :

On considère que les courants de déplacement sont négligeables dans le photoconducteur après l'excitation optique, et que la répartition des charges est inhomogène. L'évolution de la densité des électrons $\Delta n(t)$ et des trous $\Delta p(t)$ au cours du temps dépend du taux de génération $g(t, x)$ et du nombre de porteurs recombinés. L'équation de continuité des porteurs dans le PCSS soumis à une impulsion optique (de même pour les trous) s'écrit [Sch06] :

$$\frac{\partial \Delta n(x, t)}{\partial t} = \frac{\partial^2 \Delta n(x, t)}{\partial x^2} - \frac{\Delta n(x, t)}{\tau_n} + g(x, t) \quad (\text{II.10})$$

En considérant qu'après l'excitation optique $g(x, t) = 0$, une solution à cette équation s'écrit :

$$\Delta n(x, t) = \sum_{m=1}^{\infty} A_m(t) \exp\left(\frac{-t}{\tau_{n_m}}\right) \quad (\text{II.11})$$

Avec $A_m(t) = K \exp\left(\frac{-t}{\tau_{eq}}\right)$ où K et τ_{eq} sont des constantes dépendant des conditions initiales [Sch06], et τ_{n_m} les temps de relaxation des porteurs de charge.

Seconde solution :

Cette seconde solution consiste à simplifier la première en utilisant des hypothèses supplémentaires. En plus des hypothèses précédentes, l'éclairement du PCSS et l'absorption du faisceau lumineux sont considérés comme homogènes. Cela conduit à ignorer les termes liés à la diffusion. L'équation de continuité peut être réduite à :

$$\frac{\partial \Delta n(t)}{\partial t} = g(t) - \frac{\Delta n(t)}{\tau_n} \quad (\text{II.12})$$

Une solution à cette équation s'écrit :

$$\Delta n(t) = \exp\left(\frac{-t}{\tau_n}\right) \int_0^t \exp\left(\frac{-t'}{\tau_n}\right) \left[\frac{EI(t')\lambda\gamma}{hclw\tau_g} (1 - R)(1 - \exp(-\alpha d)) \right] dt' \quad (\text{II.13})$$

Avec :

- $I(t') = \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{w_0^2}\right)$, t_0 étant le décalage par rapport à l'origine des temps et w_0 le paramètre de largeur de l'impulsion,
- R le coefficient de réflexion optique,
- E l'énergie de l'impulsion laser,
- λ la longueur d'onde,
- h la constante de Planck,
- c la célérité de la lumière,
- τ_g la largeur de l'impulsion optique à mi-hauteur,
- γ le facteur géométrique prenant en compte la surface éclairée par rapport à la surface totale du photoconducteur,
- τ_n le temps de relaxation des porteurs de charge,
- w la largeur, l la longueur entre les plots, et d l'épaisseur du semi-conducteur.

Cette formulation a notamment été utilisée pour l'optimisation d'un PCSS pour des applications de puissance pulsée [HSDN12]. Le PCSS étudié était constitué d'un alliage de carbure de silicium (4H-SiC), de structure radiale, résistant à une tension inverse de 50 kV.

1.3 Les régimes de fonctionnement et choix des PCSS

Les conditions d'utilisation des PCSS sont très variables. En effet de nombreux paramètres entrent en jeu et modifient considérablement la réponse des PCSS. Le circuit rappelé figure II.8 permet de visualiser la réponse des photoconducteurs. Au niveau de l'illumination, ces paramètres sont la durée et l'amplitude de l'impulsion optique. Les photoconducteurs utilisés peuvent aussi être soumis à des champs électriques importants. Sous l'action d'un champ électrique intense, le comportement d'un photoconducteur est largement modifié. Différents phénomènes dépendant des paramètres cités précédemment peuvent avoir lieu pendant l'excitation du PCSS. Ainsi un photoconducteur pourra fonctionner sous un régime dit d'avalanche ou bien linéaire. Dans le cas du régime avalanche, un effet de « lock-on » peut être déclenché. Les différents régimes de fonctionnement des PCSS ainsi que de potentiels effets connus sont abordés dans cette partie.

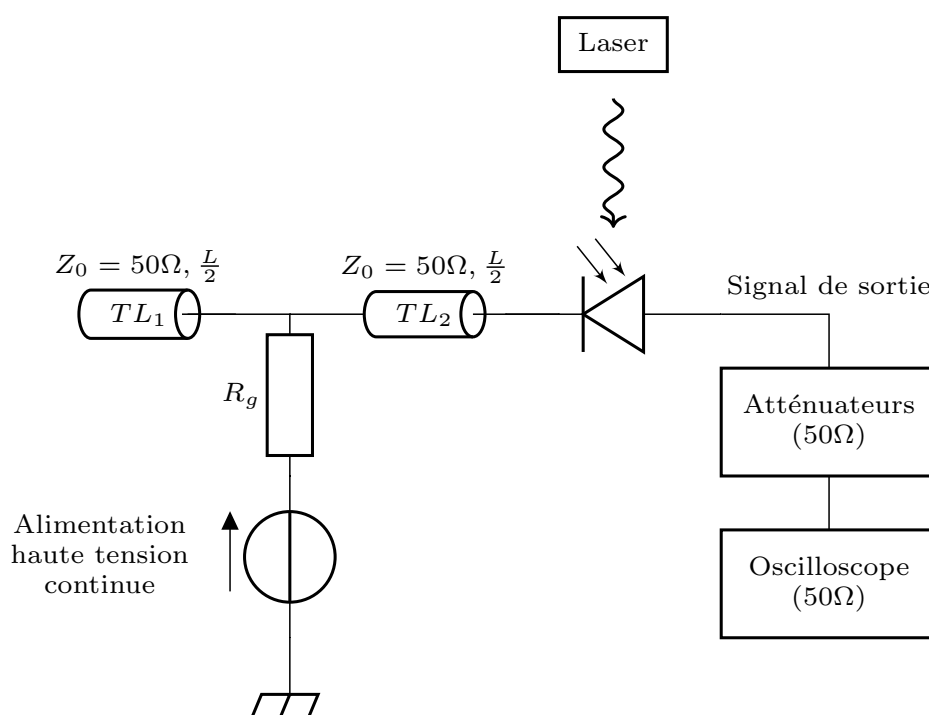


FIGURE II.8 – Circuit électrique pour l'étude de la réponse d'un photoconducteur

1.3.1 Le régime d'avalanche et l'effet de *lock-on*

Le **régime avalanche** est un mode de fonctionnement non linéaire des PCSS. Ce régime ne s'établit que dans des conditions bien particulières. Dans un premier temps le PCSS fonctionne en régime linéaire, le nombre de porteurs photogénérés n'est alors pas suffisant pour commuter de façon optimale le PCSS. La durée de cette période de photoconduction dépend du champ appliqué sur le PCSS et de la quantité d'énergie optique reçue [CSP⁺91].

Ensuite, si les conditions de champ électrique et d'énergie optique nécessaires sont réunies pour provoquer le régime avalanche, alors les électrons photogénérés sont accélérés dans le champ électrique. Cela engendre des collisions très énergétiques avec le réseau cristallin provoquant l'ionisation et l'arrachement de nouveaux électrons. Ainsi une petite quantité d'énergie permet de créer une réaction en chaîne multipliant le nombre d'électrons libres, c'est ce phénomène qui est appelé le régime d'avalanche.

Après l'établissement du régime d'avalanche, la recombinaison des porteurs de charge intervient. Elle conduit à l'augmentation de la résistivité du PCSS et donc à l'élévation du champ électrique aux bornes de celui-ci. C'est dans ces conditions que peut s'établir le régime de « **lock-on** » [HLZ⁺99]. L'évolution tend vers deux cas possibles :

- Si le circuit en amont du PCSS possède une réserve de charges suffisante pour entretenir un champ électrique, un plateau se forme sur le signal de sortie. La tension qui entretient le régime à fort gain est appelée tension de lock-on. Ce régime se maintient jusqu'à l'épuisement des charges du circuit puis le phénomène de recombinaison fait chuter l'impulsion.
- Si le circuit ne possède pas suffisamment de charges alors le régime avalanche est directement suivi par la recombinaison des porteurs de charge.

Les régimes avalanche et de « lock-on » dépendent très fortement des conditions d'utilisation et des caractéristiques du PCSS employé (énergie optique, champ appliqué, impuretés, défauts cristallins). De plus, le régime avalanche crée des canaux de courants intenses, appelé phénomène de filamentation [ZBH⁺93], qui provoquent une érosion des matériaux et entraîne une modification du comportement des composants semi-conducteurs et leur destruction prématurée [LZM⁺98]. Pour toutes ces raisons les impulsions générées par des PCSS fonctionnant en mode avalanche sont difficilement synchronisables et reproductibles. Dans les travaux présentés dans ce manuscrit, les photoconducteurs seront donc utilisés en mode de fonctionnement linéaire.

1.3.2 Le mode de fonctionnement linéaire

Un semi-conducteur fonctionne en régime linéaire quand le nombre de porteurs de charge est limité par le nombre de photons photo-générés. L'avantage fondamental du régime linéaire est de permettre un parfait synchronisme entre la commande optique et l'impulsion électrique générée [MK79]. Le PCSS se ferme en copiant le front de montée de l'impulsion optique qui est utilisée pour effectuer sa commutation. Il reste fermé le temps de l'impulsion optique et même après suivant la quantité d'énergie reçue et le nombre de paires électrons-trous générées. C'est enfin le phénomène de recombinaison des porteurs de charge qui mène à l'ouverture progressive du PCSS. L'énergie optique nécessaire pour effectuer la commutation et maintenir la fermeture pendant une durée déterminée dépend des conditions d'utilisation (énergie optique, champ électrique) et des caractéristiques du PCSS (tenue en tension, dimensions, composition).

Si on considère le montage présenté figure II.8, intégrant un photoconducteur, on peut distinguer deux cas. Dans le premier cas, l'énergie optique envoyée sur le photoconducteur est plutôt « faible », le temps de recombinaison des porteurs est très petit devant la durée de l'impulsion optique. L'impulsion électrique a alors le même profil que l'impulsion optique reçue par le photoconducteur. Dans le second cas, l'énergie optique envoyée est plus conséquente, le temps de recombinaison des porteurs est plus grand que la durée de l'impulsion optique. La durée de l'impulsion électrique générée est alors plus longue que la durée de l'excitation optique. C'est cette utilisation qui est privilégiée dans les études menées dans cette étude.

La copie du front de montée de l'impulsion optique sur l'impulsion électrique limite la fréquence maximale de l'impulsion électrique générée et la durée pendant laquelle le photoconducteur est passant limite la durée du signal. Il faut noter que la capacité du photoconducteur à transmettre un spectre haute fréquence peut être limitée par le circuit électrique dans lequel il est inséré.

Ce chapitre vise à étudier le comportement de différents photoconducteurs lorsqu'ils fonctionnent en mode linéaire. Cependant, l'apparition de phénomènes physiques tel que l'effet Keldysh, présenté ci-après, complexifie le fonctionnement linéaire des photoconducteurs.

1.3.3 L'effet Franz-Keldysh et l'effet Raman

L'effet Franz-Keldysh se produit lorsqu'un matériau semi-conducteur est plongé dans un champ électrique. L'énergie séparant la bande valence de la bande de conduction est alors modifiée [Cal63]. Le champ électrique a pour effet de modifier la longueur d'onde d'absorption du matériau. Ainsi, pour une longueur d'onde d'éclairement donnée, l'augmentation du champ électrique « décale » la longueur d'onde optimale pour la photogénération. Pour compenser cet effet, il est possible d'augmenter l'énergie incidente. Cependant, quand le décalage de longueur d'onde est trop important, l'augmentation de l'énergie optique devient insignifiante pour la commutation.

L'effet Raman provoque une modification de la longueur d'onde des photons diffusés dans le photo-conducteur. On distingue deux cas ; le premier est appelé décalage Stokes (la lumière est décalée vers le rouge), le second est appelé décalage anti-Stokes (la lumière est décalée vers le bleu). Même si ce phénomène peut avoir un effet sur la commutation des photoconducteurs, on estime qu'il est négligeable comparé à l'effet Keldysh.

1.3.4 Synthèse des éléments influents sur le choix de la technologie de photoconducteurs

Un bon compromis est nécessaire pour coupler **une bonne absorption du rayonnement, une bonne profondeur de pénétration et une longueur d'onde « disponible »**. Pour une bonne absorption, les semi-conducteurs à transition directe sont préférables (section 1.2.1, page 59). Les technologies laser actuelles ne permettent pas de générer des impulsions laser d'énergie élevée à toutes les longueurs d'onde. Les PCSS à base de silicium sont sensibles à 1128 nm ce qui en fait de bons candidats pour être éclairés par des lasers de type Nd :YAG à 1064 nm. La technologie sur ce type de laser est relativement avancée, et il est possible de générer des impulsions courtes (jusqu'à quelques fs) avec suffisamment d'énergie pour commuter les photoconducteurs. Des impulsions de durée plus longues (quelques ns) permettent d'atteindre des énergies de plusieurs centaines de mJ.

Une **bonne mobilité** des électrons couplée à une forte résistance d'obscurité permet d'obtenir un commutateur sans « fuite » de courant lorsqu'il est bloqué et avec une résistivité faible à l'état passant.

Le **temps de recombinaison** des porteurs de charge du matériau reflète la durée

pendant laquelle le PCSS est passant puis bloqué après l'excitation optique. C'est une caractéristique intrinsèque du matériau choisi. Si une **fréquence de répétition élevée** est souhaitée, alors il faut privilégier un photoconducteur avec une **recombinaison de courte durée** pour qu'il puisse revenir à son état bloqué entre deux signaux. Dans le cas de la génération des **signaux électriques de plus longue durée**, un temps de recombinaison plus long est préférable pour ne pas couper les signaux.

Les photoconducteurs à base de silicium sont un bon compromis pour rassembler les éléments cités précédemment. La dimension économique est non négligeable, l'élément le plus déterminant est la disponibilité de lasers fournissant des impulsions à une longueur d'onde optimale avec des niveaux d'énergie suffisants pour la commutation des PCSS à haute tension inverse (jusqu'à 15 kV dans notre cas) à base de silicium.

2 L'illumination des photoconducteurs

2.1 La commande optique

2.1.1 Les sources lasers

Deux sources optiques différentes ont été utilisées ayant chacune une longueur d'onde de 1064 nm. Ces deux sources EKSPLA PL2250 (impulsions de 80 ps) et EKSPLA SL300 (impulsions de 3 ns) sont visibles figure II.9. Le tableau II.2 permet de comparer les caractéristiques des impulsions délivrées par ces deux sources en termes de durée, fréquence de répétition et énergie maximale.

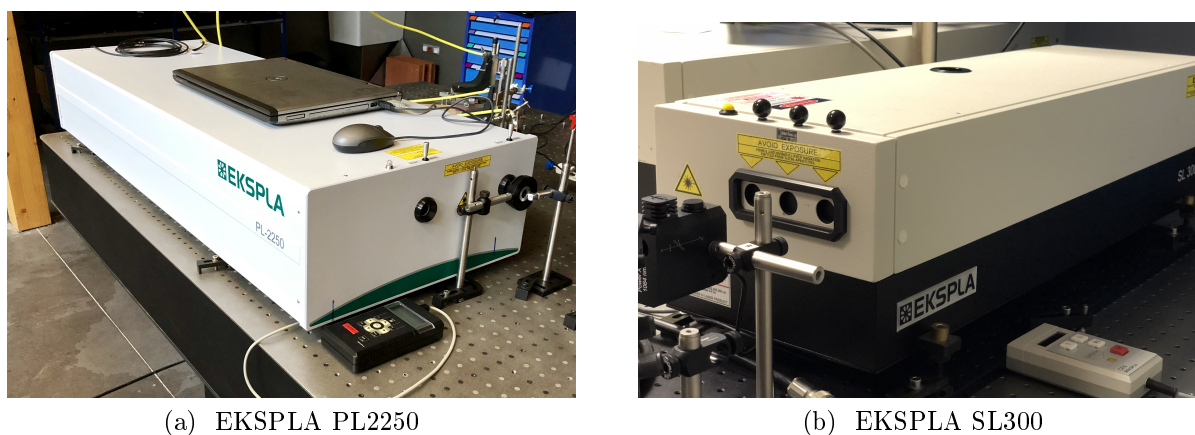


FIGURE II.9 – Sources lasers

Caractéristiques	EKSPLA PL2250	EKSPLA nano
type de laser	Nd :YAG 1064 nm	Nd :YAG 1064 nm
Durée de l'impulsion	80 ps	3 ns
Temps de montée	80 ps	3 ns
Énergie maximale	1 mJ	50 mJ
Fréquence de répétition	Monocoup à 10 Hz	Monocoup à 10 Hz

TABLE II.2 – Caractéristiques des sources lasers

2.1.2 Instrumentation optique utilisée

A partir de l'impulsion délivrée par les sources laser, il est nécessaire de maîtriser le chemin optique jusqu'à l'éclairement des PCSS. Des dispositifs spécifiques permettent alors de gérer l'énergie de l'impulsion, de diviser l'impulsion primaire en plusieurs impulsions secondaires, et de diriger les faisceaux. Les différents instruments optiques utilisés et leurs principes de fonctionnement sont présentés dans cette partie.

Les miroirs :

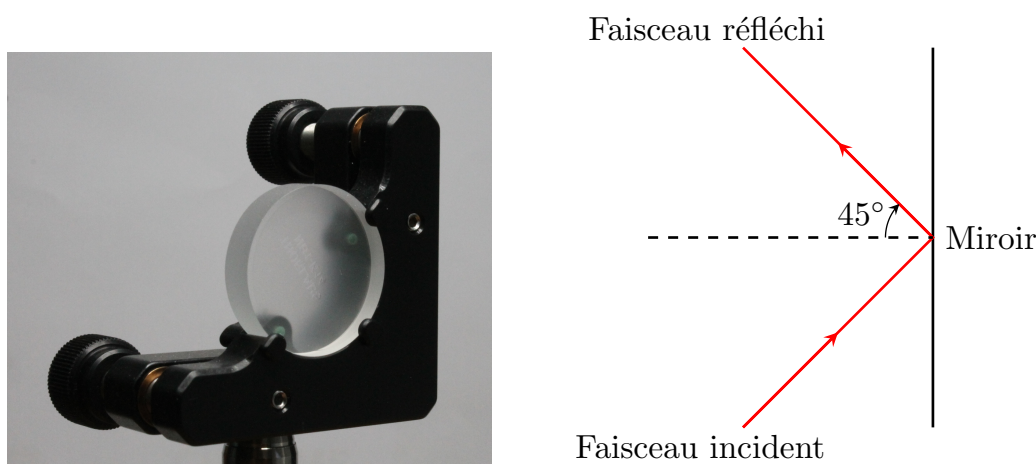


FIGURE II.10 – Les Miroirs réfléchissants

Les miroirs réglables photographiés II.10 peuvent réfléchir des faisceaux lumineux de longueur d'onde allant de 1047 à 1064 nm avec un angle d'incidence de 0 à 45°. Ils permettent d'ajuster la longueur des chemins optiques et d'optimiser l'éclairement des PCSS.

Les lames « demi-onde » et les cubes de Wollaston :

Le couple lame demi-onde et cube de Wollaston, photographié figure II.11, a pour but de diviser le faisceau optique incident en deux. Il est possible d'ajuster la distribution de l'énergie optique entre les deux faisceaux créés grâce au couple lame demi-onde et cube de Wollaston.

Une lame demi-onde permet de modifier l'état de polarisation de la lumière comme montré figure II.12. Les lames demi-onde sont des lames à faces parallèles fabriquées dans un matériau biréfringent (propriété physique d'un matériau dans lequel l'indice de réfraction n'est pas unique et dépend de la polarisation de l'onde lumineuse). Cela permet d'introduire un retard de phase de la lumière de $\frac{\lambda}{2}$ entre les deux axes de biréfringence,

c'est-à-dire un retard d'une moitié de longueur d'onde et un déphasage de 180° .

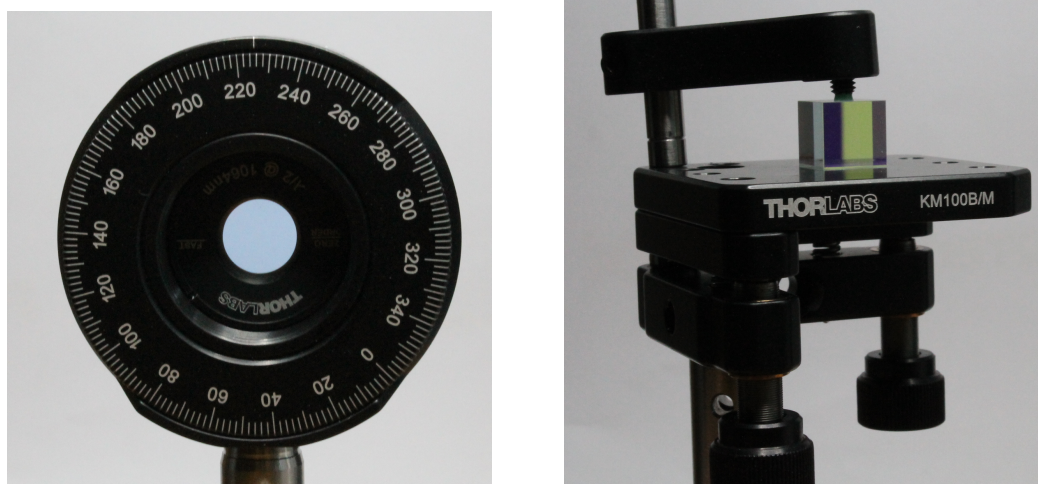


FIGURE II.11 – lame « demi-onde » (à gauche) et cube de Wollaston (à droite)

Un prisme de Wollaston est constitué de deux prismes de calcite ou de quartz accolés, dont les axes optiques sont orthogonaux entre eux. Il sépare ainsi en deux le faisceau lumineux incident suivant son angle de polarisation (figure II.12).

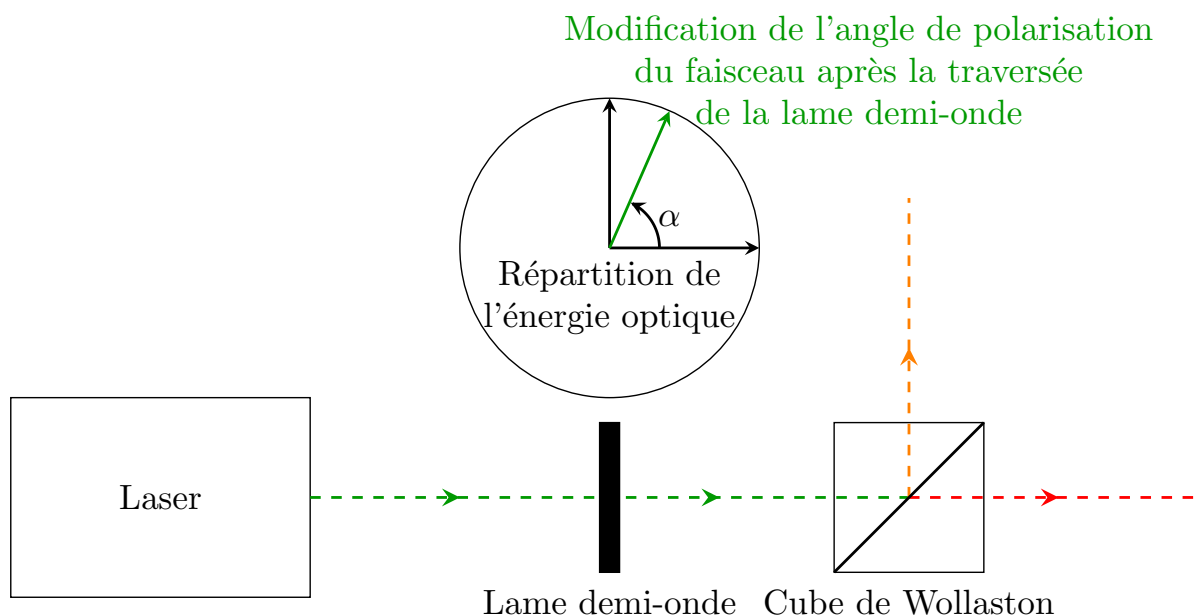


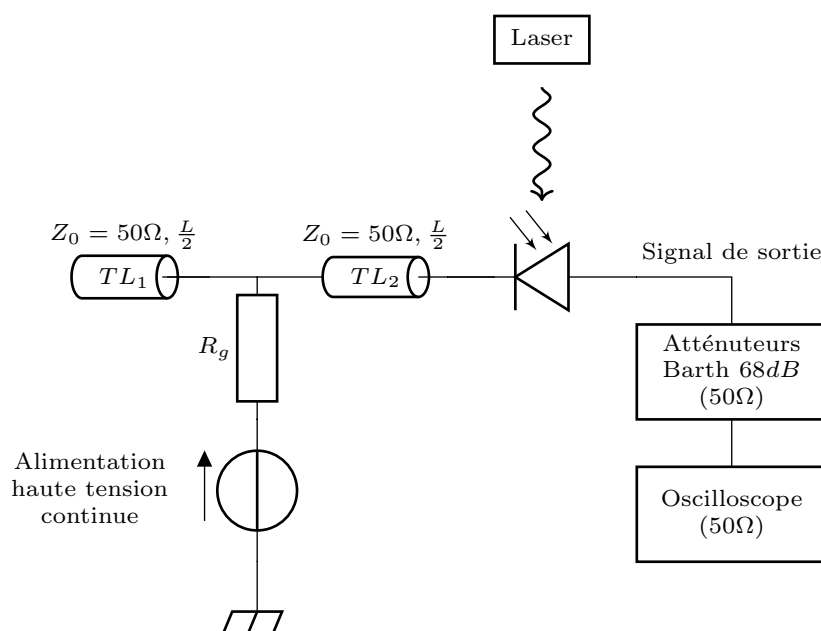
FIGURE II.12 – Schéma de fonctionnement du couple lame demi-onde et cube de Wollaston

2.2 Utilisation des PCSS hors phénomène de recombinaison

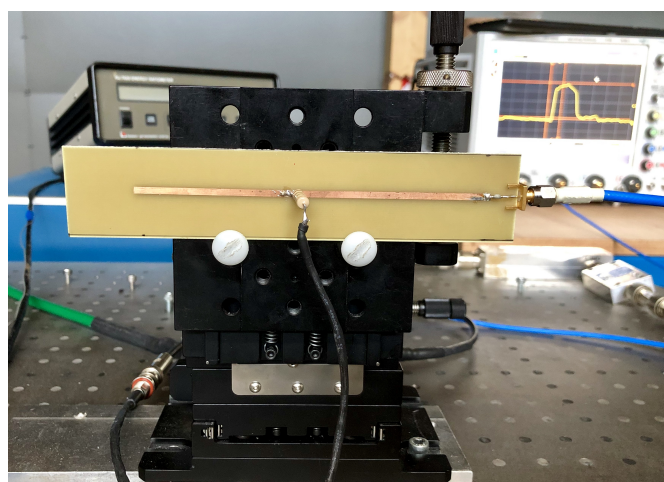
Dans cette partie, un exemple de génération d'une impulsion monopolaire est traité. Ce cas correspond au fonctionnement des PCSS lorsque la recombinaison des porteurs de charge n'intervient pas, c'est-à-dire lorsque le signal à générer par le circuit optoélectronique a franchi le photoconducteur avant le début de la recombinaison des porteurs de charge. On suppose que l'illumination apporte suffisamment d'énergie au PCSS pour qu'il soit passant jusqu'à la libération complète du signal à générer. Le dispositif expérimental utilisé est présenté, puis les principales caractéristiques de l'impulsion électrique générée sont étudiées. Une simulation du circuit est établie à l'aide du logiciel ADS de Keysight, et deux méthodes de détermination de la résistance résiduelle du PCSS dans son état passant sont exposées.

2.2.1 Le dispositif expérimental

Le dispositif expérimental présenté figure II.13 se compose d'une source haute tension permettant de charger la ligne microruban à travers une résistance notée $R_g = 100 \text{ k}\Omega$. Le laser EKSPLA PL2250 (délivrant des impulsions de 80 ps) est utilisé pour commander la fermeture du PCSS. La fréquence du laser est volontairement abaissée à 1 Hz, le photoconducteur se comporte ainsi comme s'il était éclairé en mode monocoup. Le photoconducteur utilisé a une tenue en tension inverse de 4 kV. Une chaîne d'atténuateurs Barth permet d'obtenir une atténuation de 68 dB et les signaux sont visualisés sur un oscilloscope Keysight DSOX92004Q Infiniium (bande passante de 20 GHz).



(a) Schéma du dispositif expérimental



(b) Réalisation du générateur

FIGURE II.13 – Générateur d'impulsions monopolaires

Étude des caractéristiques du signal :

La figure II.14 présente une impulsion générée pour une tension de polarisation de 2 kV. La longueur L de la ligne microruban est de 13.5 cm . Une énergie optique de $12 \mu\text{J}$ est envoyée sur le PCSS. On considère qu'il s'agit de la valeur optimale pour obtenir la commutation du photoconducteur utilisé dans cette configuration. Différentes caractéristiques du circuit et de l'impulsion générée sont étudiées, à savoir : le temps de chargement de la ligne microruban, sa charge, le temps de montée, la durée de l'impulsion et enfin quelques « défauts » repérables sur le signal.

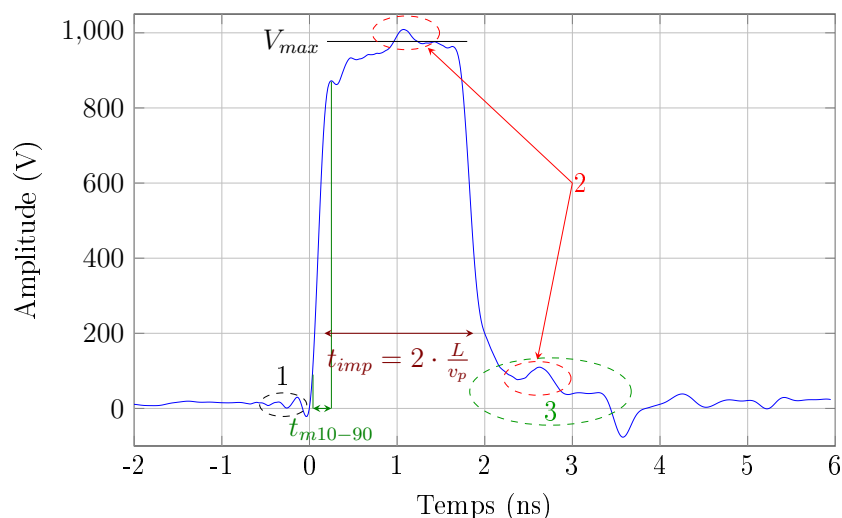


FIGURE II.14 – Impulsion monopolaire mesurée

Charge et temps de charge de la ligne microruban :

La ligne microruban utilisée dans le générateur est une réserve de charge capacitive. La capacité équivalente C_{eq} de la ligne microruban s'écrit :

$$C_{eq} = \frac{L}{Z_0 v_p} \quad (\text{II.14})$$

Où v_p est la vitesse de propagation sur la ligne microruban et $v_p = 0.528 \cdot c$. Pour une longueur de 13.5 cm, $C_{eq} = 17$ pF.

La charge de la ligne s'écrit $Q_l = C_{eq} \cdot V_p$, soit pour une polarisation de 2 kV, $Q_l = 34$ nC.

La charge de l'impulsion générée se calcule par l'intégrale du courant par rapport au temps (voir figure II.14). L'impulsion est assimilée à un rectangle de courant maximum $\frac{V_{max}}{Z_0} = \frac{980}{50} = 19.6$ A, pendant 1.7 ns. La charge de l'impulsion est donc $Q_{imp} = 33.3$ nC. Ainsi, la charge de la ligne microruban se retrouve bien libérée dans l'impulsion.

Le temps de charge de la ligne τ_c est le temps de charge d'une capacité au travers d'une résistance soit $\tau_c = C_{eq} \cdot R_{charge} = 1.7$ μ s. C'est le temps minimum à attendre avant le déclenchement de la photoconduction.

Temps de montée et durée de l'impulsion :

Le temps de montée de l'impulsion électrique est d'environ 150 ps, supérieur au temps de montée de l'impulsion optique (80 ps cf. tableau II.2), cela vient en partie de la dimension des PCSS qui introduit une limite fréquentielle. Ce front de montée limite la fréquence maximale des signaux à $\frac{0.35}{t_{m10-90}} = 2.33$ GHz. Au delà de cette fréquence, les amplitudes des composantes spectrales sont atténuées.

La durée mesurée de l'impulsion est de 1.7 ns, ce qui correspond au temps pour que l'onde générée à la fermeture du PCSS parcourt un aller-retour sur la ligne soit $t_{imp} = \frac{2 \cdot L}{v_p} = 1.7$ ns ($v_p = 0.528 \cdot c$).

« Défauts » présents sur le signal étudié figure II.14 :

- Avant d'émettre l'impulsion optique permettant de déclencher la commutation, le laser laisse échapper de petits flux optiques. Ils provoquent des légères variations de l'impédance du photoconducteur. Une faible montée en tension (1) est alors visible avant l'impulsion effective (dédiée à la commutation).
- Un changement d'impédance est créé par la soudure de la résistance de charge. Il en résulte une légère surtension (2). Elle peut être déplacée sur le sommet de l'impulsion en modifiant la position de la soudure de la résistance de charge.
- Lorsque le PCSS est passant, la résistance résiduelle R_{on} demeure. En effet si R_{on} était nulle, le signal retomberait à zéro après l'impulsion électrique. Une réflexion est créée par cette résistance et peut être constatée (3). La durée de cette réflexion est la même que celle de l'impulsion principale (c'est un second aller-retour sur la ligne de propagation). Plus la résistance résiduelle est élevée, plus l'amplitude de cette réflexion l'est aussi. Celle-ci peut néanmoins être utilisée pour déterminer la résistance résiduelle des photoconducteurs. La méthode est développée section 2.2.3, page 82.

2.2.2 La simulation associée

Une simulation du générateur d'onde monopolaire a été développée sous le logiciel ADS de Keysight. Le circuit électrique mis en place est décrit figure II.15. Il reproduit le circuit utilisé expérimentalement. Une source de tension continue (V_p) permet de charger une ligne microruban d'impédance 50Ω et de longueur L à travers une résistance $R_g = 100$ k Ω . Cette valeur, grande devant 50Ω permet d'éviter les réflexions vers le générateur. La charge Z_{charge} est de 50Ω .

De l'époxy (type FR4) est utilisé comme substrat. Celui-ci possède une permittivité diélectrique de $\epsilon_r = 4.3$, une tangente de perte $\tan(\delta) = 0.02$, une épaisseur de 1.6 mm et une métallisation de 35 μm d'épaisseur.

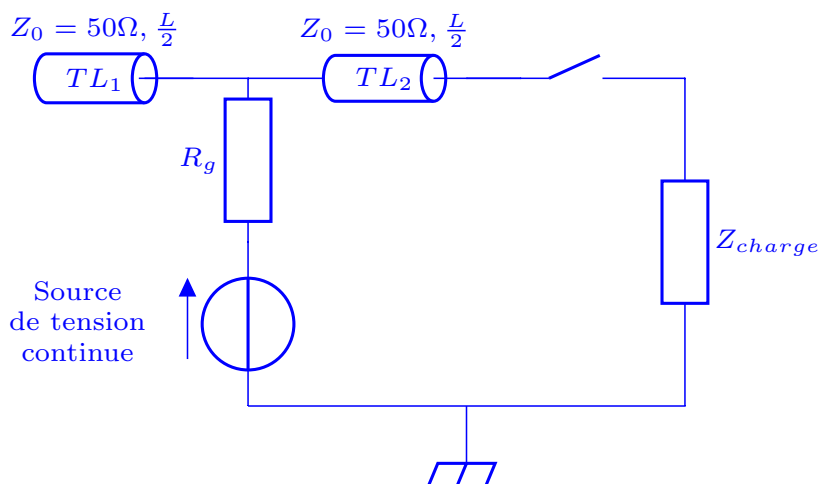


FIGURE II.15 – Circuit électrique considéré pour la simulation

Dans cette simulation, le photoconducteur est considéré comme un interrupteur présentant une forte résistance à l'état bloqué (1 M Ω), et une faible résistance résiduelle à l'état passant de quelques ohms. L'hypothèse est donc faite que la recombinaison des porteurs de charge n'intervient pas. Cela se traduit en pratique par une énergie optique « suffisante » pour fermer les photoconducteurs pendant un temps correspondant à au moins un aller-retour sur la ligne microruban. Dans la simulation, après sa fermeture, l'interrupteur reste clos jusqu'à la fin de la simulation. Les calculs sont effectués sous ADS en mode transitoire avec un pas de 0.01 ns.

Cette simulation permet, après avoir effectué la mesure d'un signal monopolaire, de déterminer la valeur de la résistance résiduelle.

2.2.3 Détermination de la résistance résiduelle

— Calcul de R_{on}

Le fonctionnement du générateur peut être découpé en deux phases distinctes. La première phase est représentée par la figure II.16. Pendant cette première phase, la ligne microruban (TL_1 et TL_2) est chargée comme une capacité par la source de tension continue V_p à travers la résistance R_g .

La seconde phase intervient aux tout premiers instants lorsque le photoconducteur passe à l'état passant. Il est représenté par une résistance de valeur R_{on} . Le schéma

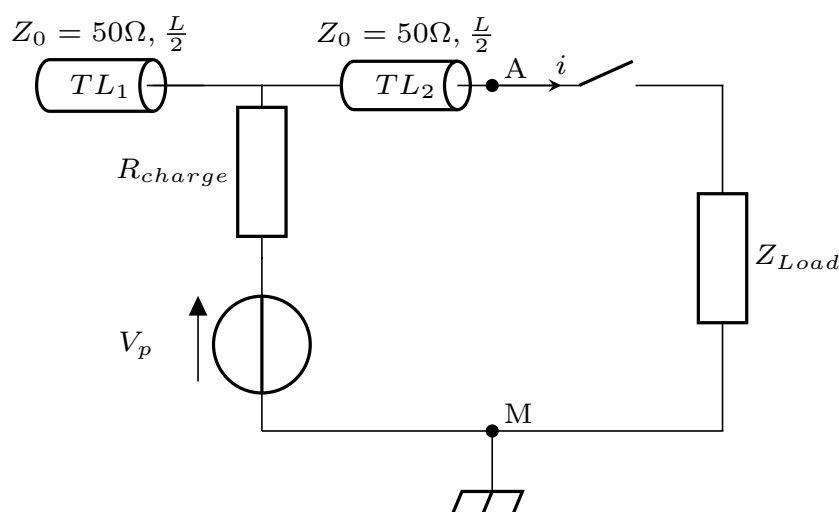


FIGURE II.16 – Circuit équivalent pendant la charge de la ligne microruban

électrique équivalent est décrit figure II.17.

Le générateur de Thévenin équivalent à gauche de A-M est défini par :

- Une force électromotrice $V_A - V_M|_{i=0} = V_p$
- Une impédance interne Z à gauche de A-M lorsqu'on supprime la source V_p aux tout premiers instants après la fermeture (passage à l'état passant). A ce moment, on ne voit pas l'extrémité de la ligne microruban, c'est comme si la ligne était adaptée, donc $Z = Z_0$.

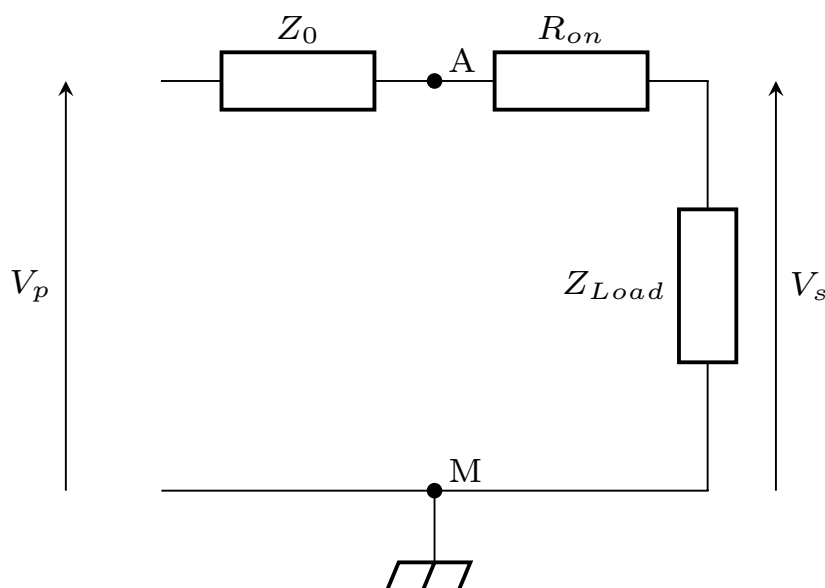


FIGURE II.17 – Schéma électrique équivalent lorsque le PCSS est passant

La résistance résiduelle R_{on} peut donc se calculer par :

$$R_{on} = \frac{(V_p - V_s) \cdot Z_{charge}}{V_s} - Z_0 \quad (\text{II.15})$$

Avec cette méthode, une mesure de l'ordre du Volt de la tension de polarisation V_p est nécessaire. Un faible écart dans l'estimation de la valeur de la tension de polarisation peut provoquer de grandes variations de la résistance résiduelle (plusieurs ohms). Dans l'exemple de la figure II.14, la tension de sortie maximale mesurée est $V_s = 980$ V ce qui donne $R_{on} = 2 \Omega$.

— Détermination de R_{on} par simulation

Le but est de faire concorder les résultats simulés et mesurés en faisant varier la valeur de la résistance résiduelle R_{on} du PCSS (représentée par celle de l'interrupteur à l'état fermé en simulation sous ADS). Avec cette méthode, il est possible de s'assurer de la cohérence des résultats grâce à la superposition des courbes mesurées et simulées.

La figure II.18 montre la superposition d'un signal mesuré et de quatre exemples de signaux simulés pour différentes valeurs de résistance résiduelle (0.1Ω , 2.4Ω , 10Ω , 100Ω). La superposition des courbes est optimale pour une valeur de résistance résiduelle $R_{on} = 2.4 \Omega$. Si la résistance est faible (0.1Ω), la réflexion liée à R_{on} est quasi inexistante et une tension maximale de $\frac{V_p}{2}$ est atteinte. À l'inverse avec une forte résistance (100Ω), de multiples réflexions sont créées et la tension maximale atteinte est plus faible. Il est à noter qu'en pratique une telle réflexion n'est pas réaliste car cela sous-entendrait que le nombre de paires électrons-trous générées serait faible et la recombinaison des porteurs de charge débiterait avant la fin du signal.

Cette simulation utilise un interrupteur pour imager le fonctionnement du PCSS, sa fermeture est donc « immédiate ». De ce fait, le temps de fermeture des photoconducteurs n'est pas pris en compte, le temps de montée des impulsions dans la simulation n'est donc pas représentatif de la réalité. De plus, des effets capacitifs imputables aux soudures entre les composants ne sont pas pris en compte, ils peuvent eux aussi modifier l'allure de l'impulsion. Ces éléments ne sont pas considérés car ils n'impactent pas la recherche de la valeur de la résistance résiduelle.

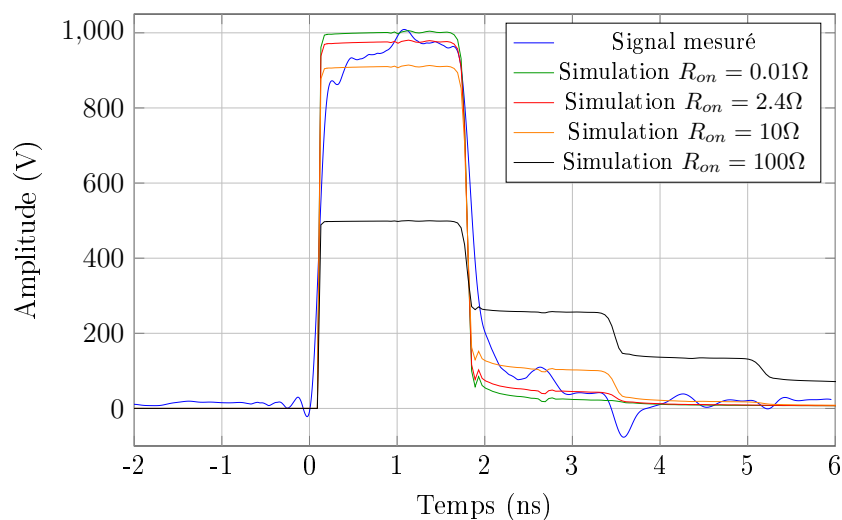


FIGURE II.18 – Résultats de simulation pour différentes valeurs de R_{on}

La caractérisation du photoconducteur via la génération d'une impulsion monopolaire suffit dans le cas où la recombinaison des porteurs de charge n'intervient pas. Cette étude a permis de mettre en avant les différents paramètres significatifs ayant un impact sur l'onde générée. Deux méthodes de détermination de la résistance résiduelle des photoconducteurs ont été présentées. Pour l'exemple étudié, elles ont permis de déterminer une valeur de résistance résiduelle R_{on} voisine de 2Ω .

2.3 Influence des paramètres d'éclairement des PCSS

La zone d'illumination des PCSS, l'énergie optique transmise et la durée d'exposition sont les trois paramètres optiques qui ont un fort impact sur le fonctionnement des photoconducteurs. Cette section a pour objectif de quantifier l'impact de ces différents paramètres. Une méthode expérimentale permettant de mettre en avant la recombinaison des porteurs de charge et l'influence de l'illumination sur celle-ci est présentée. Une synthèse des paramètres d'illumination des PCSS conclut la section.

2.3.1 Impact d'un mauvais éclairage

Pour montrer l'impact d'une mauvaise illumination des PCSS sur le signal généré, le dispositif expérimental de génération d'impulsions monopolaires présenté sur la figure II.13, section 2.2.1, page 78 est utilisé. La tension de polarisation appliquée est de 2 kV. La figure II.19 montre la superposition de différents résultats. Un signal obtenu

avec éclairage optimal est comparé à d'autres signaux générés avec des défauts d'éclairage. Une énergie de commutation insuffisante ne permet pas d'atteindre une résistance résiduelle suffisamment faible pour libérer le signal. Une désadaptation de l'éclairage, c'est-à-dire une illumination non homogène du PCSS, provoque également une fermeture incomplète. Cela se traduit par une résistance résiduelle importante. Les travaux de Bertrand Vergne [Ver06] montre l'impact de l'éclairage de différentes zones des photoconducteurs. Cela a permis de conclure sur l'importance d'appliquer un éclairage homogène et suffisant. Il est donc nécessaire d'adapter la forme de la tâche d'éclairage à la géométrie du PCSS.

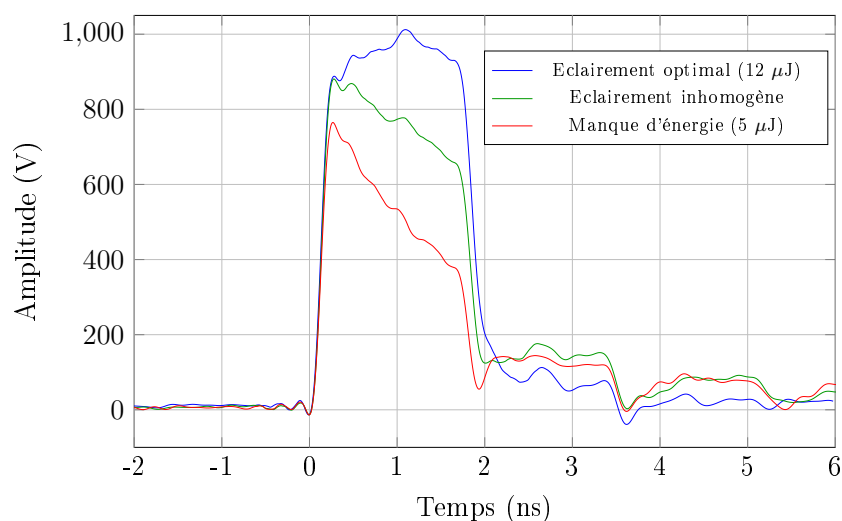


FIGURE II.19 – Impact de l'illumination

On considère que l'illumination d'un photoconducteur est optimale lorsque l'impulsion libérée est la plus énergétique possible. Ainsi, un bon indicateur est la maximisation de l'aire sous la courbe du signal généré.

2.3.2 Mise en évidence du phénomène de recombinaison : présentation du dispositif expérimental

La recombinaison des porteurs de charge est le phénomène qui mène progressivement les photoconducteurs de l'état passant à l'état bloqué après l'illumination (section 1.2.5, page 64).

La figure II.20 présente un dispositif optoélectronique permettant de visualiser le phénomène de recombinaison des porteurs de charge. Il est composé du générateur d'onde monopolaire présenté sur la figure II.13, section 2.2.1, page 78, auquel a été ajouté à

l'extrémité de la ligne microruban un long câble coaxial se terminant en circuit ouvert. Ce câble mesure 100 mètres de long et possède une impédance caractéristique de 50Ω .

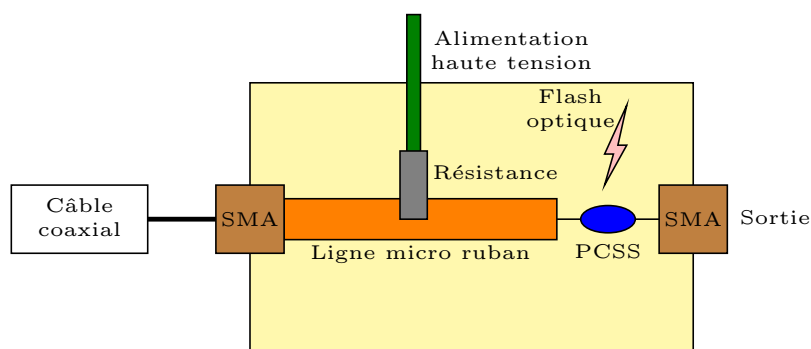
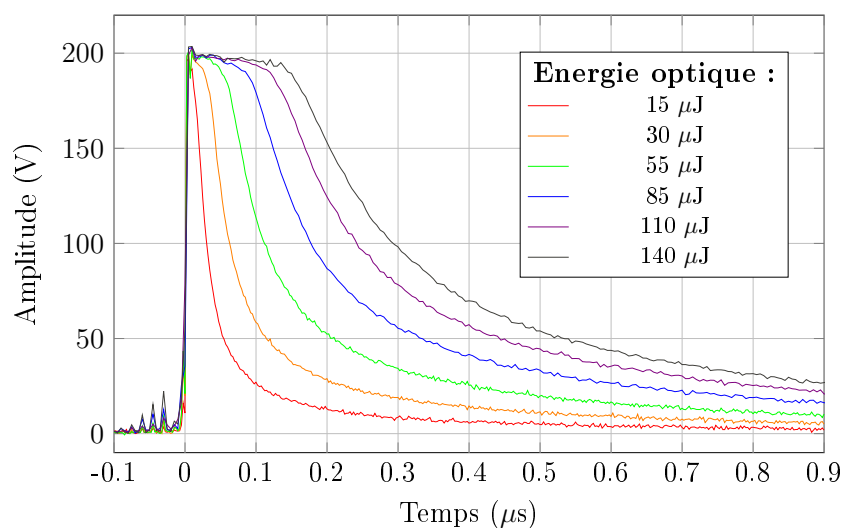


FIGURE II.20 – Dispositif de mise en évidence du phénomène de recombinaison

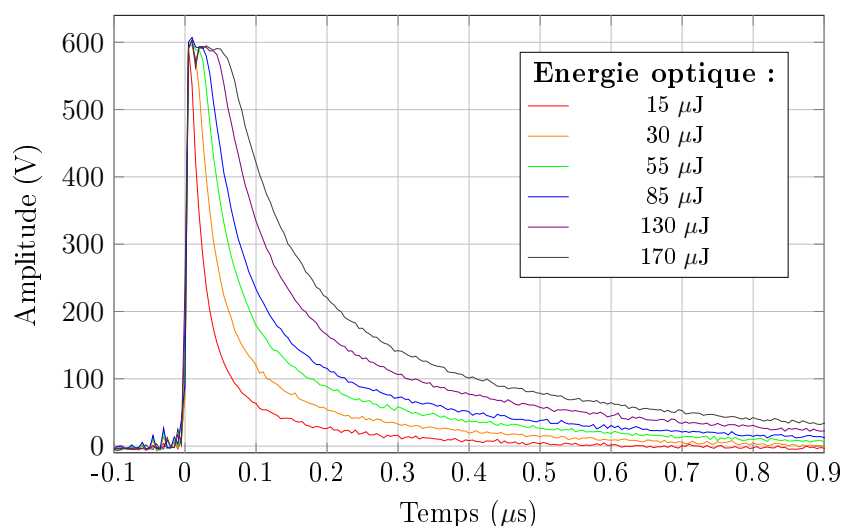
Le principe de fonctionnement demeure le même, une alimentation haute tension continue charge la ligne microruban et le câble, puis l'éclairement du PCSS libère une onde. La différence réside dans le fait que l'onde régressive générée lors de l'éclairement du PCSS met un temps suffisamment long à parcourir un aller-retour dans le câble coaxial pour ne pas intervenir sur le signal mesuré. Ainsi, le phénomène de recombinaison des porteurs de charge, dans le PCSS, débute avant que l'onde réfléchie au bout du câble coaxial n'est pu, à son tour, franchir le PCSS. La résistivité du photoconducteur augmente alors jusqu'à son retour à l'état bloqué. Ce dispositif permet donc de mettre en avant le phénomène de recombinaison des porteurs de charge et d'avoir, à travers la tension de sortie mesurée, l'image de la résistivité du PCSS.

2.3.3 Impact de l'énergie optique mise en œuvre sur la durée de l'état passant

Le montage présenté figure II.20 est utilisé pour montrer l'effet de l'énergie optique sur la durée pendant laquelle les photoconducteurs peuvent rester à l'état passant. La figure II.21 montre des mesures de tension en sortie du dispositif pour différentes tensions de polarisation et plusieurs valeurs d'énergie optique utilisées pour commuter les PCSS.



(a) Tensions de sortie mesurées pour une polarisation de 400V



(b) Tensions de sortie mesurées pour une polarisation de 1200V

FIGURE II.21 – Effet de l'énergie optique sur la durée de l'état passant

Plus l'énergie optique utilisée est importante, plus le PCSS se maintient dans son état passant avant le début de la recombinaison des porteurs de charge. En effet, plus la quantité d'énergie reçue par le photoconducteur est importante, plus il y a de paires électrons-trous créées. Cependant, lorsque la tension de polarisation augmente, la quantité d'énergie à fournir au PCSS pour maintenir l'état passant augmente aussi. Cela est imputé au phénomène de Franz Keldysh (section 1.3.3, page 73). En augmentant la tension de polarisation, le PCSS est plongé dans un champ électrique de valeur plus importante et la longueur d'onde d'absorption du substrat composant le photoconducteur s'en trouve modifiée. Il est alors nécessaire de compenser le manque d'absorption par l'augmentation de l'énergie optique.

2.3.4 Impact de la durée des impulsions laser

La durée de l'état passant des photoconducteurs peut être augmenté en utilisant des impulsions laser de durées plus longues. En effet, si l'énergie pour commuter un PCSS est atteinte, il restera à l'état passant tant qu'il sera soumis à l'éclairement (et plus longtemps si l'énergie reçue le permet). La figure II.22 compare les profils de deux impulsions laser de 80 ps et 3 ns. Il peut donc être intéressant d'adapter la durée de l'impulsion optique au signal à générer. Cependant, l'utilisation de sources optiques différentes en fonction de la durée des signaux à respecter représente un coût important. De plus, plus une impulsion optique est longue, plus le temps de montée l'est aussi, ce qui limite la fréquence des signaux générés. Des compromis sont donc à trouver entre la durée des impulsions laser (et leur temps de montée) et la fréquence des signaux à générer.

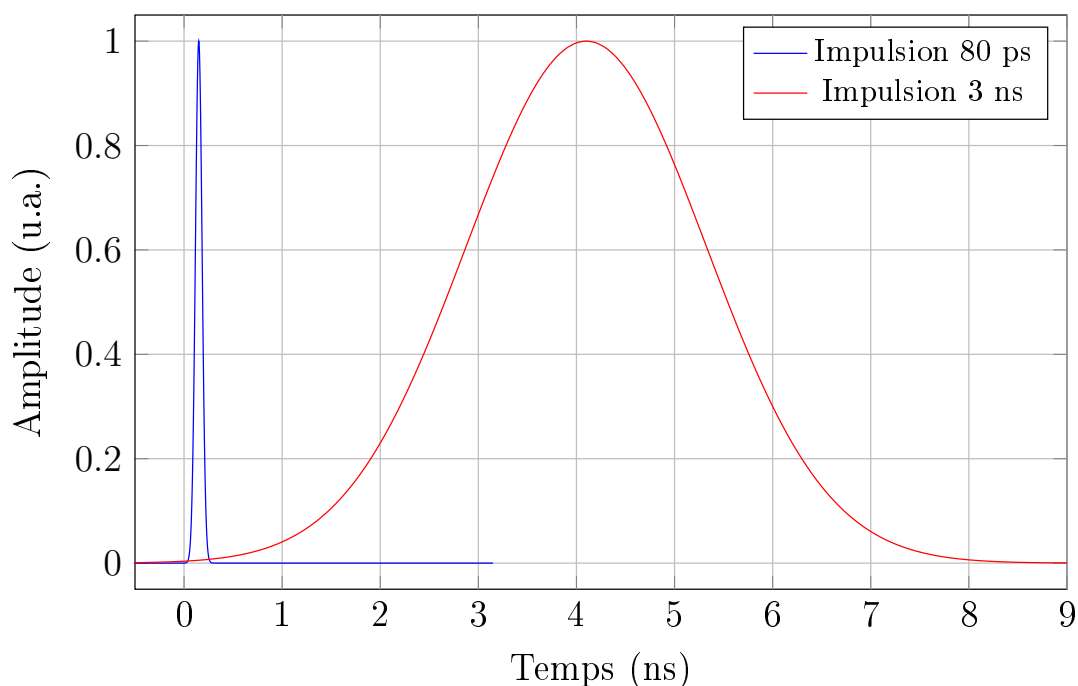


FIGURE II.22 – Profils des impulsions laser de différentes durées

2.3.5 Allongement de la durée de l'état passant des PCSS par instrumentation optique

Il est possible d'« allonger » la durée de l'état passant d'un PCSS en employant des retards optiques. Pour montrer l'allongement de la durée de l'état passant, le dispositif optoélectronique présenté figure II.20 est utilisé. La figure II.23 décrit l'expérience mise en place. L'impulsion délivrée par le laser (d'une durée de 80 ps) est d'abord divisée en deux

impulsions d'énergies égales grâce au couple lame demi-onde (LDO) et cube de Wollaston (CW). La première est dirigée vers le photoconducteur à commuter et la seconde parcourt un chemin optique de manière à retarder son arrivée sur le PCSS. Le chemin optique est créé à l'aide de miroirs (M) et sa longueur détermine le retard entre les deux impulsions optiques. L'illumination du photoconducteur avec un petit angle (quelques degrés) n'a pas d'incidence sur la réponse de celui-ci par rapport à une illumination orthogonale. Des lentilles convergentes (LC) focalisent le faisceau sur le PCSS.

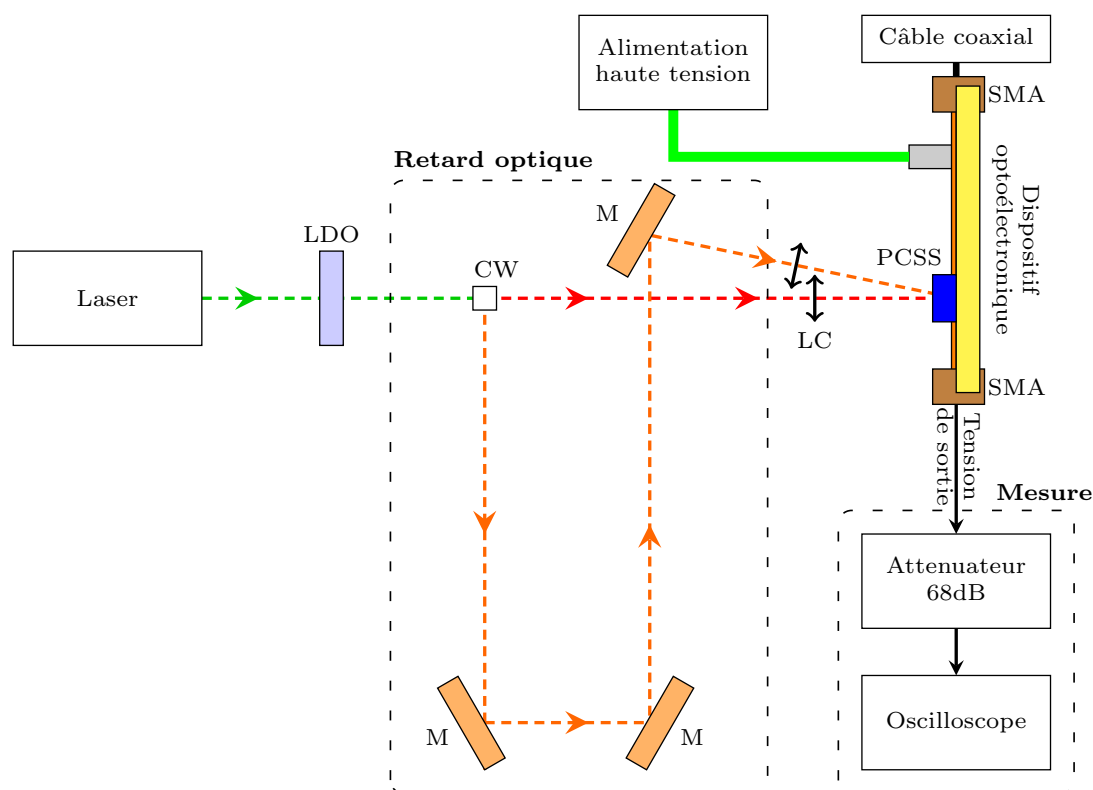
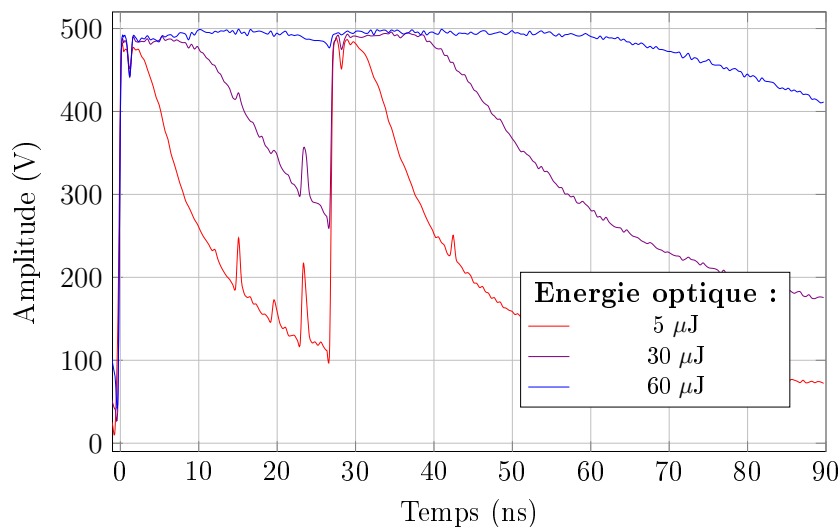


FIGURE II.23 – Dispositif d'allongement de la durée de l'état passant des PCSS

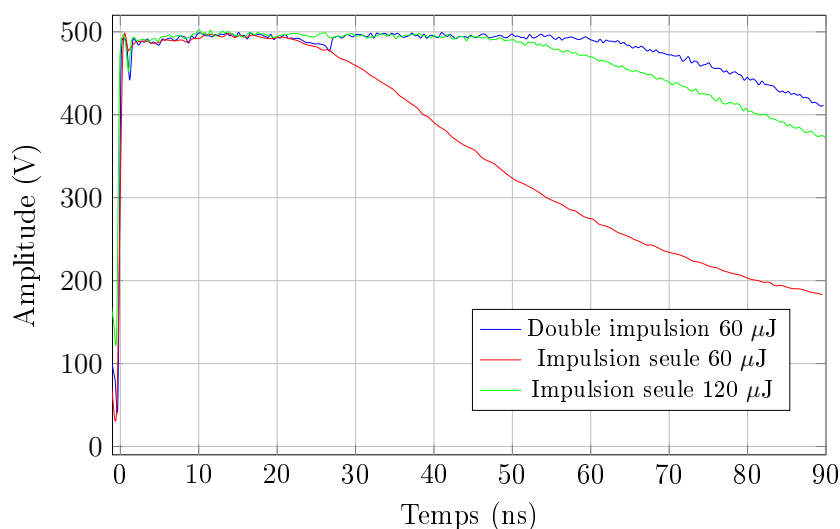
Un retard optique de 27.2 ns est introduit entre les deux impulsions optiques (soit un chemin optique de 8.16 m) dans les résultats présentés figure II.24.a. On remarque que si l'intensité optique employée est trop faible pour maintenir l'état passant jusqu'au début de la seconde impulsion, deux signaux distincts sont générés. En revanche, en adaptant le retard optique et l'énergie nécessaire pour que l'état passant soit maintenu entre les deux impulsions, un seul signal est généré, comme si une seule impulsion avait été utilisée.

La figure II.24.b montre la superposition entre le signal obtenu avec deux impulsions optiques (avec l'ajout d'un retard) et un signal généré avec une seule impulsion optique. La même énergie optique est utilisée dans les deux cas avant la séparation du faisceau d'origine en deux d'intensités égales. Globalement, les deux méthodes d'illumination maintiennent le photoconducteur dans son état passant pendant environ 60 ns (avant

le début de la recombinaison des porteurs de charge). De plus, cette expérience montre la possibilité de maintenir l'état passant d'un photoconducteur avec plusieurs impulsions optiques répétées d'intensité plus faible.



(a) Tension de sortie mesurée pour une polarisation de 1000 V



(b) Comparaison des impulsions électriques

FIGURE II.24 – Effet de l'énergie optique sur la durée de l'état passant

L'énergie optique éclairant sur le photoconducteur est mieux répartie dans le temps que si l'état passant avait été obtenu avec une seule impulsion plus énergétique. Cela permet de limiter, si nécessaire, l'exposition des PCSS à des énergies optiques importantes qui limiteraient leur durée de vie. L'énergie nécessaire pour obtenir la même durée de commutation qu'avec une seule impulsion est ainsi plus faible. De plus, le front de montée de l'impulsion d'origine est conservé, ce qui ne limite donc pas le contenu fréquentiel des signaux générés comparé à l'utilisation d'impulsions optiques de plus grandes durées mais

ayant un front de montée plus long.

2.3.6 Synthèse des éléments fondamentaux pour l'optimisation de l'illumination

L'optimisation de l'illumination des PCSS est assurée par plusieurs facteurs :

- **L'homogénéité de l'illumination des PCSS doit être assurée.** En fonction de la forme géométrique du photoconducteur employé, la forme de la tache d'éclairement doit être adaptée (utilisation de lentilles divergentes, convergentes, cylindriques, etc.).
- **L'énergie optique doit être ajustée** en fonction des paramètres d'utilisation du photoconducteur. La technologie du PCSS, la durée du signal qui doit le franchir et la tension de polarisation ont un impact direct sur le niveau d'énergie optique à fournir.
- En fonction de la durée du signal qui doit franchir le photoconducteur, **la durée de l'impulsion optique** doit permettre à celui-ci de se maintenir dans un état passant aussi longtemps que nécessaire. Le contenu fréquentiel et la durée du signal à générer déterminent la durée de l'impulsion optique indispensable.

Obtenir l'illumination optimale du PCSS fait donc entrer en jeu de nombreux paramètres. Les sources lasers permettant d'obtenir des impulsions de durées et d'énergies spécifiques sont limitées. Il est donc indispensable de trouver des compromis entre les sources lasers disponibles et les objectifs en termes de signaux spécifiques à générer.

3 Etude et caractérisation de photoconducteurs

Utilisés dans les générateurs optoélectroniques, les photoconducteurs et leurs paramètres d'utilisation (tensions de polarisation et énergies optiques employées) ont un impact direct sur la forme du signal généré. Le photoconducteur employé dépend donc principalement du domaine d'utilisation du système optoélectronique dans lequel il est implanté. Pour les radars impulsionnels, les photoconducteurs de petites tailles (quelques millimètres) permettant de générer des signaux dont le spectre s'étend de quelques centaines de mégahertz à plusieurs gigahertz seront privilégiés. Ils devront également supporter quelques kilovolts pour ne pas limiter l'amplitude des signaux et par conséquent la portée du système radar associé. Pour les tests de compatibilité électromagnétique, les signaux utiles ont des fréquences allant de 20 MHz à 200 MHz. Ils sont de forts niveaux (supérieurs à 10 kV) et de durées relativement longues (jusqu'à plusieurs centaines de nanosecondes). Il n'y a pas de contrainte sur la taille, hormis leur intégration sur le circuit microruban qui la limite à deux ou trois centimètres maximum.

Cette section présente un dispositif de caractérisation puis un essai de caractérisation physique appliqué à un PCSS (GP0240 de Vishay illustré figure II.26). Ensuite une méthode de caractérisation comportementale est présentée et appliquée au même PCSS. Enfin, l'étude de plusieurs PCSS ayant des tenues en tension différentes est effectuée et les caractéristiques de ces composants sont confrontées.

3.1 Dispositif expérimental

3.1.1 Principe du dispositif de caractérisation

Le dispositif de caractérisation est présenté figure II.25. Le but est d'obtenir la réponse des PCSS, en incluant le phénomène de recombinaison des porteurs de charge, pour une tension de polarisation et une énergie optique données. Les PCSS sont caractérisés avec des impulsions fournies par le laser EKSPLA PL2250 (impulsions de 80 ps). Les réponses des PCSS correspondent donc à une sollicitation par ce type d'impulsion et l'excitation par d'autres impulsions optiques engendreraient des réponses différentes. Le dispositif optoélectronique permettant de visualiser le phénomène de recombinaison des porteurs de charge (présenté figure II.20) est utilisé. Un couple lame demi-onde (LDO) et cube de Wollaston (CW) permet de commander finement la valeur de l'énergie optique envoyée vers le PCSS. Une lame réfléchissante (LR) permet de prélever une partie de cette

énergie utilisée pour l'illumination. La lame réfléchit 4% de l'énergie optique envoyée sur le photoconducteur. Cette dernière est mesurée à l'aide d'une sonde et permet de déduire l'énergie reçue par le PCSS.

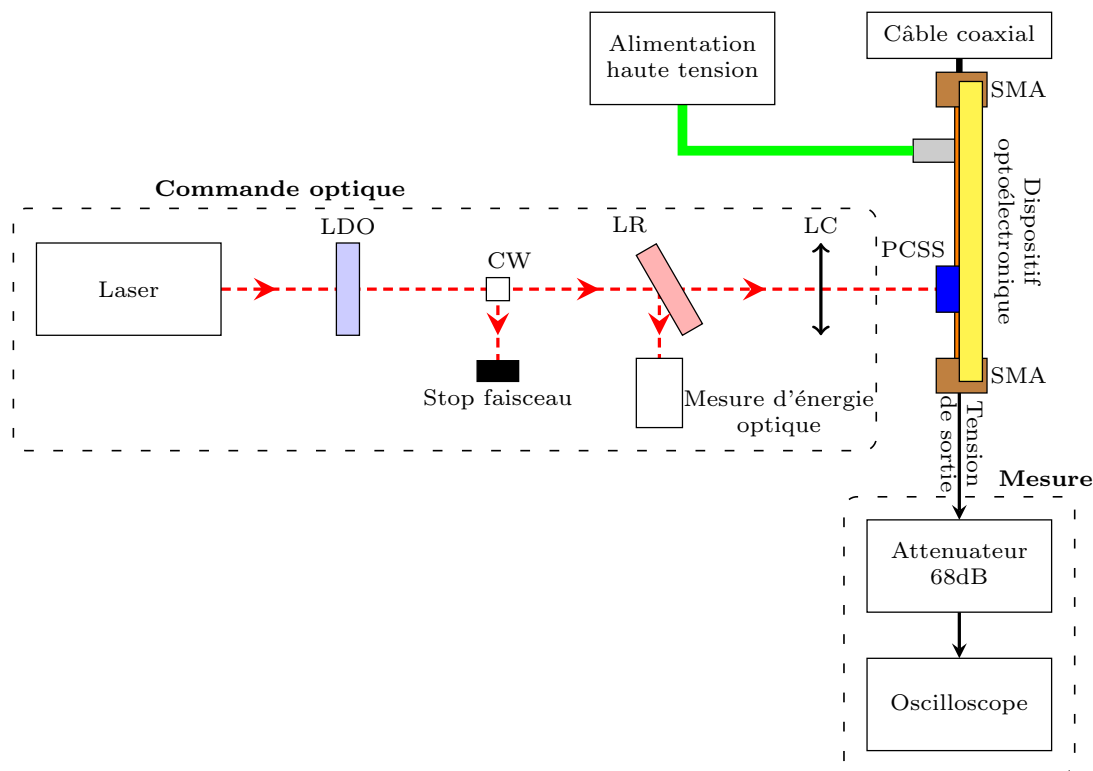


FIGURE II.25 – Schéma du dispositif de caractérisation des PCSS

Pour caractériser les PCSS grâce à ce dispositif, une tension de polarisation, connue et mesurée, est appliquée sur la ligne microruban du générateur. Des impulsions optiques, dont l'énergie est mesurée avec la lame réfléchissante, illuminent le photoconducteur à caractériser. La tension en sortie du dispositif est mesurée à travers une chaîne d'atténuation (Barth 68dB), et la forme de cette tension de sortie permet d'extraire les données utiles à la caractérisation des photoconducteurs et à l'analyse de la recombinaison des porteurs de charge.

3.1.2 Mesure des paramètres expérimentaux

La caractérisation des PCSS repose sur l'utilisation de modèles pour lesquels les paramètres (propres à chaque modèle) doivent être fixés. Pour cela, il est nécessaire d'obtenir la réponse en tension générée des PCSS face à diverses sollicitations s'étendant sur un intervalle de caractérisation. La figure II.27 montre l'étendue des points de mesure effectués avec le photoconducteur GP0240 de Vishay (photographié figure II.26). Des

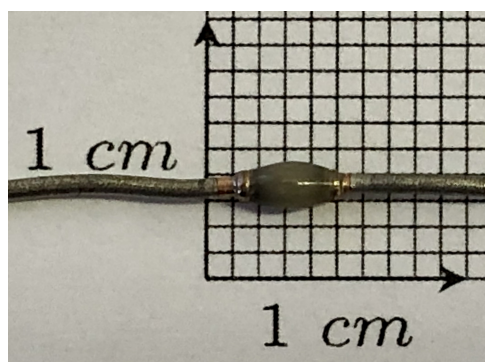


FIGURE II.26 – PCSS GP0240 de Vishay

tensions de polarisation allant de 400 V à 2400 V, et des énergies optiques allant de 10 μJ à 180 μJ ont été utilisées.

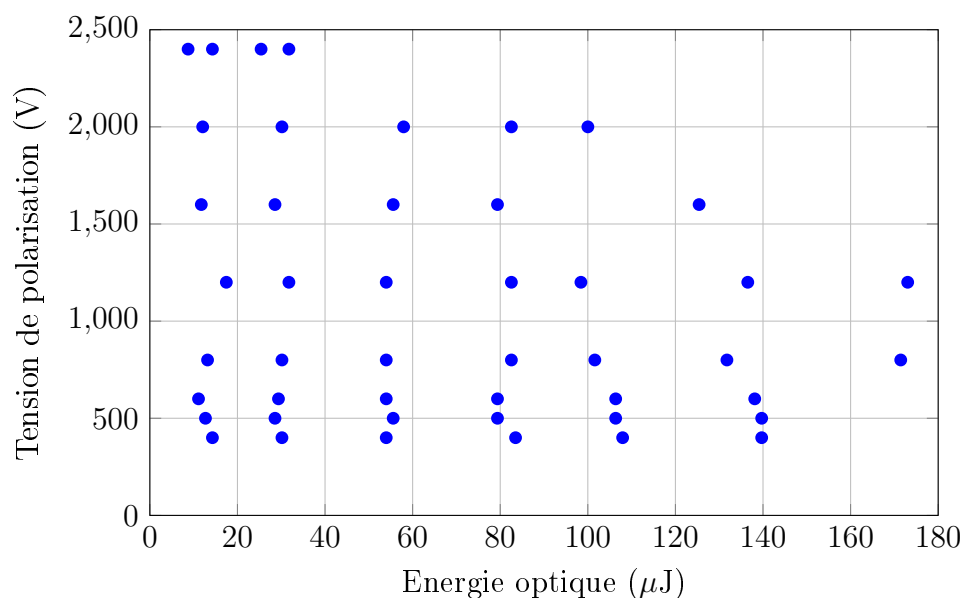


FIGURE II.27 – 46 couples intensité optique/tension de polarisation choisis pour les mesures de tensions de sorties

Les mesures effectuées sur ces intervalles de tensions de polarisation et d'énergies optiques permettent d'obtenir les données utiles pour l'établissement de modèles. En plus de la tension crête générée, il est possible d'extraire le temps t_{on} pendant lequel les PCSS sont à l'état passant, ainsi que les allures des courbes pendant la recombinaison (c'est-à-dire le retour à l'état bloqué des PCSS), qui sont l'image de la résistivité des PCSS. Les mesures sont limitées à ces intervalles de tensions de polarisation et d'énergie optique car, en dehors, les photoconducteurs se trouvent trop sollicités et sont détruits.

3.2 Essai de caractérisation physique

3.2.1 Modèle théorique employé

L'objectif a été d'obtenir l'évolution de la densité d'électrons $\Delta n(t)$ dans le PCSS faisant suite à l'illumination. Pour effectuer cette caractérisation la solution (II.12) déterminée section 1.2.7, page 68, rappelée ci-dessous, est utilisée.

$$\Delta n(t) = \exp\left(\frac{-t}{\tau_n}\right) \int_0^t \exp\left(\frac{-t'}{\tau_n}\right) \left[\frac{EI(t')\lambda\gamma}{hclw\tau_g} (1-R)(1-\exp(-\alpha d)) \right] dt'$$

Pour employer cette solution, les hypothèses considérées sont rappelées :

- les courants de déplacement sont négligeables dans le photoconducteur après l'excitation optique,
- l'illumination du PCSS et l'absorption du faisceau lumineux sont homogènes,
- l'évolution de la densité des électrons $\Delta n(t)$ et des trous $\Delta p(t)$ au cours du temps dépend du taux de génération $g(t)$ et du nombre de porteurs recombinés.

L'évolution de la résistance du PCSS en fonction du temps $R_{PCSS}(t)$ est reliée à la densité de porteurs $\Delta n(t)$ (II.12) par :

$$R_{PCSS}(t) = \frac{l}{qwd(\mu_n n(t) + \mu_p p(t))} \quad (\text{II.16})$$

Avec $l = 3$ mm la longueur du PCSS, $w = 1.5$ mm la largeur, d l'épaisseur = 1.5 mm, q la charge d'un électron, μ_n la mobilité des porteurs, μ_p la mobilité des trous, $n(t) = n_0 + \Delta n(t)$ la densité en électrons et $p(t) = p_0 + \Delta p(t)$ la densité des trous.

3.2.2 Méthode d'établissement du modèle

Une simulation du dispositif optoélectronique de caractérisation a été mise au point sur les logiciels Matlab et Simulink. La figure II.28 montre le schéma Simulink du générateur optoélectronique reproduit. L_1 et L_2 représentent la ligne microruban chargée par un générateur via la résistance R_g . La ligne microruban L_1 se termine par un circuit ouvert (résistance $R_{co} = 100$ M Ω). La modélisation du PCSS et de sa résistance R_{PCSS} sont contenues dans le bloc R_{PCSS} . La simulation de l'illumination du PCSS se fait via la commande *Imp* (qui lance la variation de R_{PCSS}). Les différents éléments prenant en compte les effets capacitifs entre le substrat et le PCSS sont modélisés dans le bloc noté

M. La tension de sortie V_s est prélevée aux bornes de la résistance R_s (50Ω).

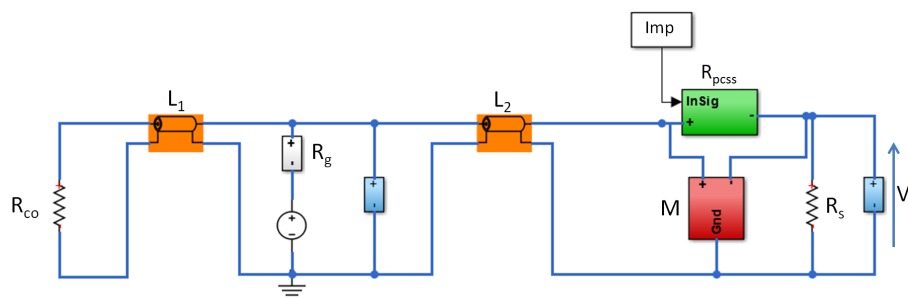


FIGURE II.28 – Schéma Simulink du dispositif optoélectronique

La méthode de caractérisation consiste à utiliser la résistance calculée avec (II.16) dans la simulation. La tension de sortie de la simulation est alors comparée aux mesures effectuées pour une tension de polarisation et une énergie optique donnée. L'optimisation consiste à reproduire la tension de sortie V_s mesurée avec la tension simulée en faisant varier les paramètres physiques. Ceux-ci peuvent ainsi être extraits.

Plusieurs paramètres sont inconnus ou mal connus du fait de la mauvaise connaissance de la composition et de l'épitaxie des PCSS. Le tableau II.3 énumère la valeur des paramètres de (II.12) et (II.16) utilisés en simulation. En guise de point de départ, des valeurs physiques correspondant au silicium (à température ambiante, soit $25 \text{ }^\circ\text{C}$) ont été retenues. Les valeurs des différents paramètres ont été modifiées et optimisées dans l'objectif de reproduire les résultats mesurés et d'extraire les caractéristiques du PCSS.

Paramètres	Notation	Valeur
Durée de vie des porteurs	τ_n	25 ns
Durée de vie des trous	τ_p	45 ns
Largeur à mi-hauteur de l'impulsion optique	τ_g	80 ps
Coefficient de réflexion optique	R	0.5
Coefficient d'absorption optique	α	100
Facteur géométrique	γ	0.5
Mobilité des porteurs	μ_n	1350 $cm^2.V^{-1}.s^{-1}$
Mobilité des trous	μ_p	480 $cm^2.V^{-1}.s^{-1}$
Concentration initiale de porteurs	n_0	$1.45 \cdot 10^{10} e.cm^{-3}$
Concentration initiale de trous	p_0	0 $p.cm^{-3}$

TABLE II.3 – Paramètres physiques

3.2.3 Résultats et conclusion

Une simulation de l'évolution des résistances des PCSS en fonction de l'énergie optique a été effectuée avec les valeurs présentées dans le tableau II.3. La figure II.29 compare, pour quelques exemples, l'évolution de la résistance mesurée (inversée par rapport à l'évolution de la tension de sortie) avec celle prédite par le modèle physique pour une polarisation de 400 V. La concordance entre simulation et mesure n'est pas satisfaisante, de plus, la valeur d'énergie optique employée dans le modèle ne correspond pas à celle mesurée. Les valeurs d'énergies optiques employées sont reportées dans le tableau II.4.

Énergie optique mesurée (μJ)	Énergie optique simulation (J)
15	$1.5 \cdot 10^{-12}$
50	$4 \cdot 10^{-12}$
100	$50 \cdot 10^{-12}$

TABLE II.4 – Énergies optiques mesurées et utilisées dans la simulation

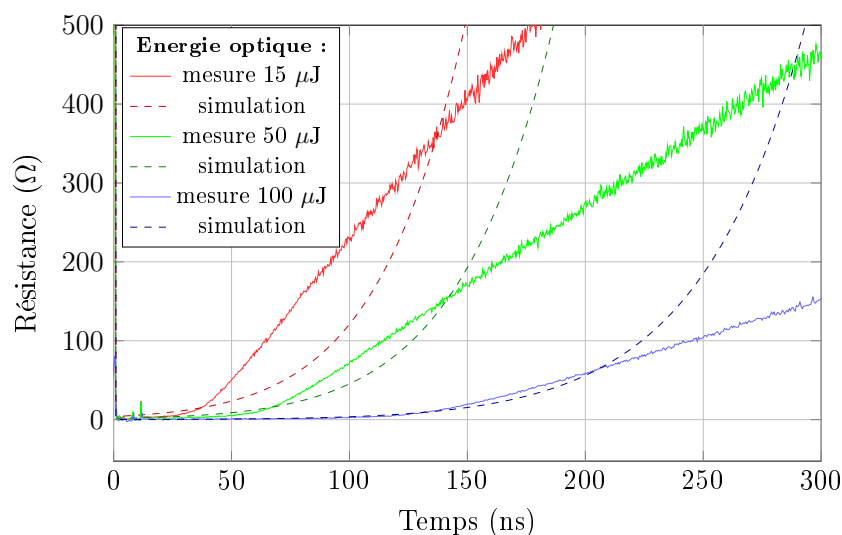


FIGURE II.29 – Comparaison des résistances simulées et mesurées pour une polarisation de 400 V

Cette méthode de caractérisation n'a donc pas permis de reproduire les résultats obtenus lors des mesures. La durée pendant laquelle les PCSS sont à l'état passant et l'allure des recombinaisons n'ont pas pu être reproduites. Le nombre de paramètres à faire varier et la diversité des solutions possibles rendent l'optimisation difficile. La mise au point d'un algorithme incluant les paramètres non ou mal connus permettrait peut-être de déterminer des solutions.

L'échec de cette caractérisation physique peut être imputé à plusieurs paramètres. Tout d'abord les caractéristiques intrinsèques et l'épitaxie des photoconducteurs sont mal connues. En effet, hormis le composant principal, à savoir le silicium, la composition exacte des PCSS n'est pas disponible. La concentration d'éventuels autres matériaux et les dopages ne peuvent donc pas être pris en compte. Ensuite, le modèle utilisé est

discutable sachant, qu'en augmentant la tension de polarisation, d'autres phénomènes physiques interviennent (Franz-Keldysh par exemple). Il serait peut-être nécessaire de remettre en cause l'homogénéité de la création des porteurs dans le photoconducteur et d'intégrer de nouveaux phénomènes.

Au vu des besoins de développer un modèle de PCSS à l'exécution rapide et intégrable en simulation, la section suivante présente une caractérisation comportementale des PCSS.

3.3 Caractérisation comportementale

La prise en compte de tous les phénomènes physiques et la mauvaise connaissance de l'épitaxie des PCSS rend difficile la mise en place d'une caractérisation physique. Cependant, une caractérisation comportementale permettant d'obtenir un modèle de l'évolution de la résistance des PCSS, prenant en compte la recombinaison, a été effectuée.

3.3.1 Décomposition des phases de fonctionnement du PCSS

La figure II.30 montre des exemples de tensions de sortie V_s mesurées à l'aide du dispositif de caractérisation. On remarque que le signal peut être décomposé en trois phases.

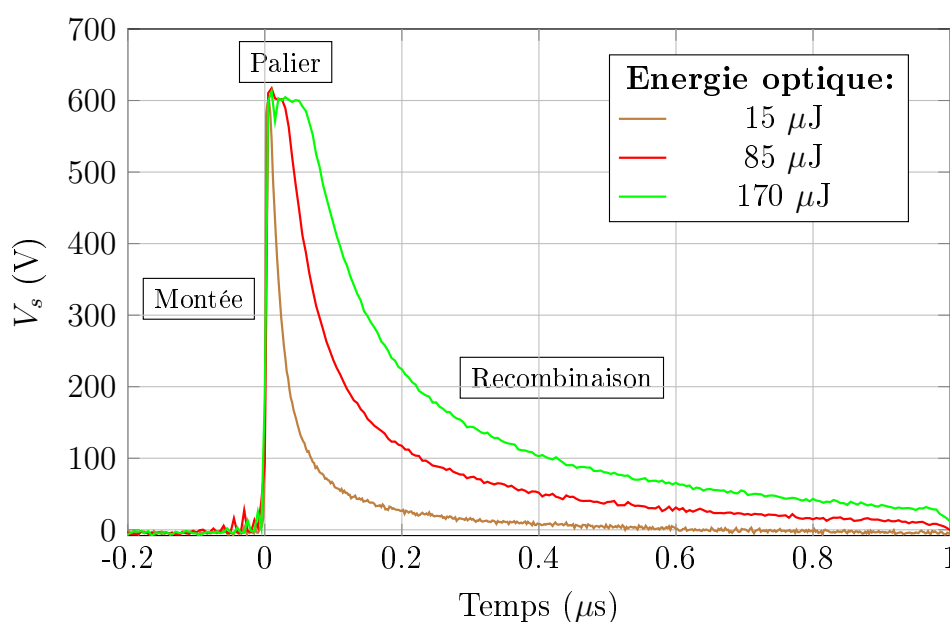


FIGURE II.30 – Description des phases de fonctionnement du PCSS sur des exemples de tensions V_s mesurées pour une tension de polarisation de 1200 V

- La première, appelée **montée**, correspond à l'illumination du PCSS et sa commutation de l'état bloqué vers l'état passant.
- La deuxième, le **palier**, correspond au temps t_{on} pendant lequel le photoconducteur reste dans son état passant avec une résistance résiduelle R_{on} .
- La troisième correspond à la **recombinaison**, c'est-à-dire le passage progressif du PCSS de l'état passant à l'état bloqué.

La caractérisation comportementale mise en place utilise la décomposition des trois phases de fonctionnement pour établir un modèle de l'évolution de la résistance du photoconducteur R_{PCSS} après l'illumination.

3.3.2 Méthode d'établissement du modèle

Pendant la phase de **montée**, la forme du signal électrique est recopiée sur l'impulsion optique. Pendant cette phase, quelles que soient l'énergie optique employée et la tension de polarisation, l'évolution de l'impédance peut être représentée par (II.17) sur tout l'intervalle de caractérisation.

$$R_{PCSS} = R_{off} \exp\left(\frac{-t}{\tau_m}\right) + R_{on} \quad (\text{II.17})$$

Avec R_{off} la résistance du PCSS dans son état bloqué (plusieurs M Ω) et R_{on} la résistance résiduelle du PCSS dans son état passant. Pour simplifier la caractérisation, une valeur de la résistance résiduelle d'un ohm est utilisée correspondant à un bon compromis pour tout l'intervalle de caractérisation. τ_m permet d'ajuster le front de montée des impulsions dont une valeur approchée est $\tau_m = 35$ ps.

Le **palier** correspond au temps t_{on} pendant lequel la résistance R_{PCSS} se maintient à son niveau le plus bas, c'est-à-dire lorsque R_{PCSS} est égale à R_{on} , la résistance résiduelle à l'état passant. La durée du palier, c'est-à-dire du temps t_{on} , dépend à la fois de l'énergie optique et de la tension de polarisation appliquée à la ligne microruban. Le temps t_{on} a été relevé pour les 46 configurations de mesure. Le logiciel ORIGIN a été utilisé pour obtenir une loi de l'évolution de t_{on} en fonction de la tension de polarisation et de l'énergie optique. L'évolution de t_{on} a été modélisée par une équation tri-dimensionnelle. La surface la représentant est visible figure II.31. Son expression est :

$$t_{on}(I_{opt}, V_p) = z_0 + 0,25B \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{(V_p - C)}{\sqrt{2}D} \right) \right) \cdot \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{(I_{opt} - E)}{\sqrt{2}F} \right) \right) \quad (\text{II.18})$$

Les coefficients B, C, D, E, F sont des constantes (valeurs données en annexe B), I_{opt} est l'énergie optique (μJ) et V_p la tension de polarisation (V).

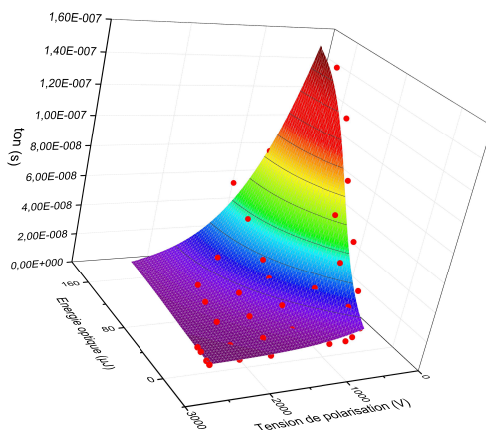


FIGURE II.31 – Surface représentant l'évolution de t_{on} en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation

La **recombinaison des porteurs de charge** correspond à la décroissance du signal visible figure II.30. La recombinaison dépend, comme la durée de l'état passant, de l'énergie optique et de la tension de polarisation. Les mêmes 46 configurations de mesures ont été utilisées. L'impédance du photoconducteur R_{PCSS} est reliée à la tension de sortie mesurée V_s par (II.19). En respectant un temps de charge suffisant, la charge de la ligne microruban et du câble coaxial ne limite pas la génération du signal de sortie. La tension de polarisation V_p est considérée comme constante. Z_{charge} est l'impédance de sortie (50Ω) et Z_{source} est l'impédance de la ligne microruban du générateur optoélectronique (50Ω).

$$R_{PCSS} = \frac{(V_p - V_s) \cdot Z_{charge}}{V_s} - Z_{source} \quad (\text{II.19})$$

Une étude quantitative a permis de montrer que la phase de recombinaison pouvait être décrite en tout point sur l'intervalle de caractérisation par la somme de deux exponentielles. L'objectif a donc été de caractériser les recombinaisons avec l'équation :

$$V_r = K_1 \exp\left(\frac{-(t - t_{on})}{\tau_1}\right) + K_2 \exp\left(\frac{-(t - t_{on})}{\tau_2}\right) \quad (\text{II.20})$$

Le logiciel ORIGIN et l'algorithme de Levenberg Marquart ont permis de déterminer les coefficients des courbes simulées (V_r) correspondant aux allures des phases de recombinaisons sur les courbes mesurées (V_s). Les valeurs des coefficients définissant (II.20), $K_1(I_{opt}, V_p)$, $K_2(I_{opt}, V_p)$, $\tau_1(I_{opt}, V_p)$ et $\tau_2(I_{opt}, V_p)$ ont été relevées pour chaque configuration de mesure. Un modèle de la valeur de chaque coefficient en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation a été établi, toujours à l'aide du logiciel ORIGIN. Ainsi, quatre équations ont été obtenues (une pour chaque coefficient).

Pour assurer la continuité de la courbe entre le palier et la recombinaison une condition aux limites est à respecter pour la détermination des valeurs de A_1 et A_2 .

$$\text{A } t = t_{on}, \text{ on a : } V_r = K_1 + K_2$$

La somme des coefficients K_1 et K_2 doit prendre la valeur de la tension atteinte pendant la durée du palier, à savoir $\frac{V_p}{2}$ (un peu moins en considérant la résistance résiduelle).

Les coefficients K_1 et K_2 sont représentés par des équations de type polynomiales :

$$\begin{aligned} K_1(I_{opt}, V_p) = & z_0 + A_1 V_p + A_2 V_p^2 + A_3 V_p^3 + A_4 V_p^4 + A_5 V_p^5 \\ & + B_1 I_{opt} + B_2 I_{opt}^2 + B_3 I_{opt}^3 + B_4 I_{opt}^4 + B_5 I_{opt}^5 \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Avec $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, B_1, B_2, B_3, B_4, B_5$, des constantes données en annexe B.

$$\begin{aligned} K_2(I_{opt}, V_p) = & z_0 + A_1 V_p + A_2 V_p^2 + A_3 V_p^3 + A_4 V_p^4 + A_5 V_p^5 \\ & + B_1 I_{opt} + B_2 I_{opt}^2 + B_3 I_{opt}^3 + B_4 I_{opt}^4 + B_5 I_{opt}^5 \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Avec $A_1, A_2, A_3, A_4, A_5, B_1, B_2, B_3, B_4, B_5$, des constantes données en annexe B.

τ_1 est représenté par :

$$\begin{aligned} \tau_1(I_{opt}, V_p) = z_0 + B \exp \left(- \exp \left(- \frac{V_p - C}{D} \right) \right) + E \exp \left(- \exp \left(- \frac{I_{opt} - F}{G} \right) \right) \\ + H \exp \left(- \exp \left(- \frac{V_p - C}{D} \right) - \exp \left(- \frac{I_{opt} - F}{G} \right) \right) \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

Avec z_0, B, C, D, E, F, G, H , des constantes données en annexe B.

τ_2 est représenté par :

$$\tau_2(I_{opt}, V_p) = z_0 + BI_{opt} + CI_{opt}^2 + D \exp \left(- \exp \left(- \frac{V_p - E}{F} \right) - \frac{V_p - E}{F} + 1 \right) \quad (\text{II.24})$$

Avec z_0, B, C, D, E, F , des constantes données en annexe B.

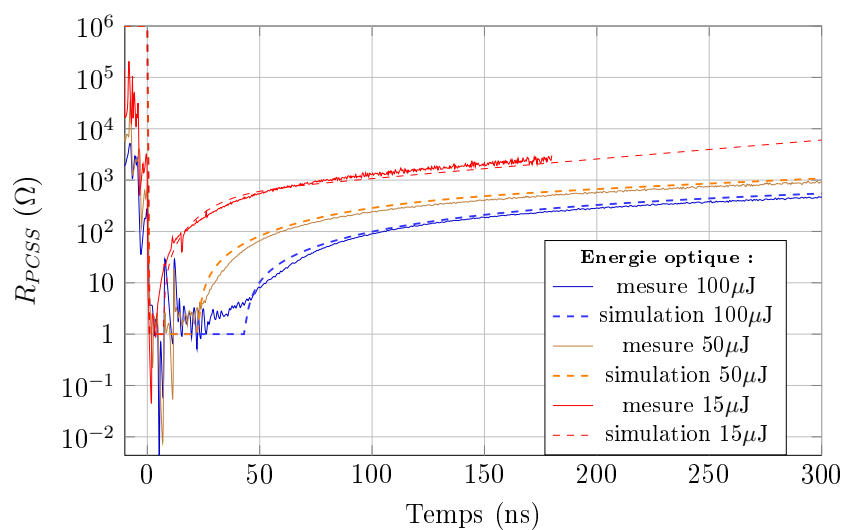
L'expression de l'évolution de la résistance du PCSS R_{PCSS} pendant la phase de recombinaison est donnée par (II.19) où V_s est remplacée par V_r , ce qui donne (II.25) :

$$R_{PCSS} = \frac{(V_p - V_r) \cdot Z_{load}}{V_r} - Z_{source} \quad (\text{II.25})$$

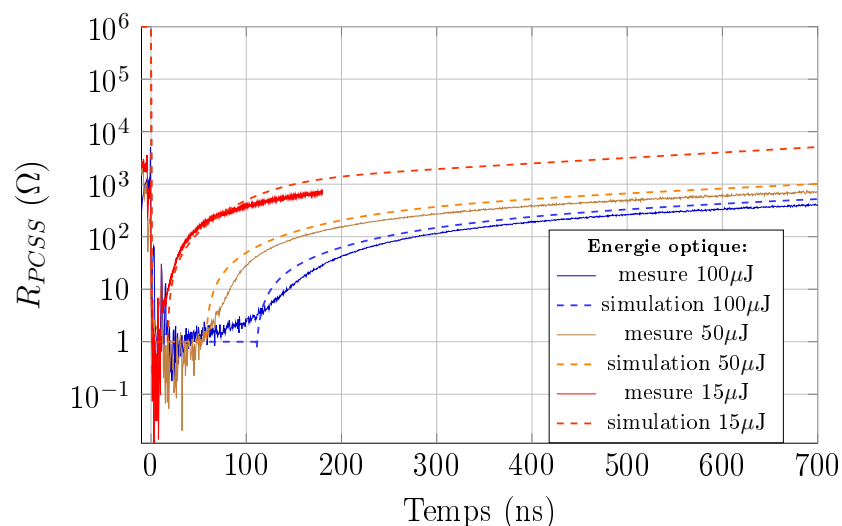
Cette caractérisation comportementale permet de représenter les trois phases du signal, la montée, le palier et la recombinaison. La réponse du photoconducteur est ainsi modélisée sur la plage de caractérisation allant de 400 V à 2400 V pour la tension de polarisation et de 10 μJ à 180 μJ pour l'énergie optique.

3.3.3 Résultats et conclusion

La figure II.32 montre les résultats de caractérisation pour deux exemples de tension de polarisation. La concordance entre les résultats mesurés et simulés est globalement satisfaisante sur la plage de caractérisation. Toutefois, la concordance est moins bonne lorsque les limites de la zone de caractérisation sont atteintes. Proches de ces limites, les fortes sollicitations peuvent modifier la réponse des PCSS (échauffement thermique et dégradation).



(a) Polarisation de 1000V



(b) Polarisation de 400V

FIGURE II.32 – Comparaison des évolutions de résistances de PCSS mesurée et simulée

La méthode de caractérisation comportementale mise au point a permis d'extraire un modèle de variation de la résistance du photoconducteur GP0240. Ce modèle peut être exporté dans d'autres simulations dans lesquelles les PCSS sont utilisés dans les mêmes conditions, c'est à dire dans le cadre de générateurs à ondes gelées où le générateur est adapté en sortie. Cette condition écarte l'utilisation de ce modèle de photoconducteur avec les systèmes résonnants dans lesquels une onde franchirait plusieurs fois le PCSS. La prédiction des paramètres (énergie optique et tension de polarisation) constitue un outil performant dans le but de dimensionner des systèmes de génération de formes d'ondes spécifiques. En pratique la parfaite connaissance du phénomène de recombinaison des porteurs de charge permettra d'optimiser le façonnage des signaux. A noter que cette

méthode peut être étendue à tous les photoconducteurs pour lesquels la composition et l'épitaxie sont mal connues.

3.4 Utilisation du modèle comportemental appliqué aux générateurs d'ondes bipolaires

Dans cette partie le modèle des photoconducteurs GP0240 précédemment établi est intégré dans une simulation pour prédire les signaux provenant de générateurs optoélectroniques d'ondes bipolaires. Le dispositif d'essai utilisé est présenté ainsi que la simulation associée représentant le générateur d'ondes bipolaires. Les résultats issus de la simulation intégrant le modèle des PCSS sont confrontés aux mesures correspondantes.

3.4.1 Dispositif mis en place

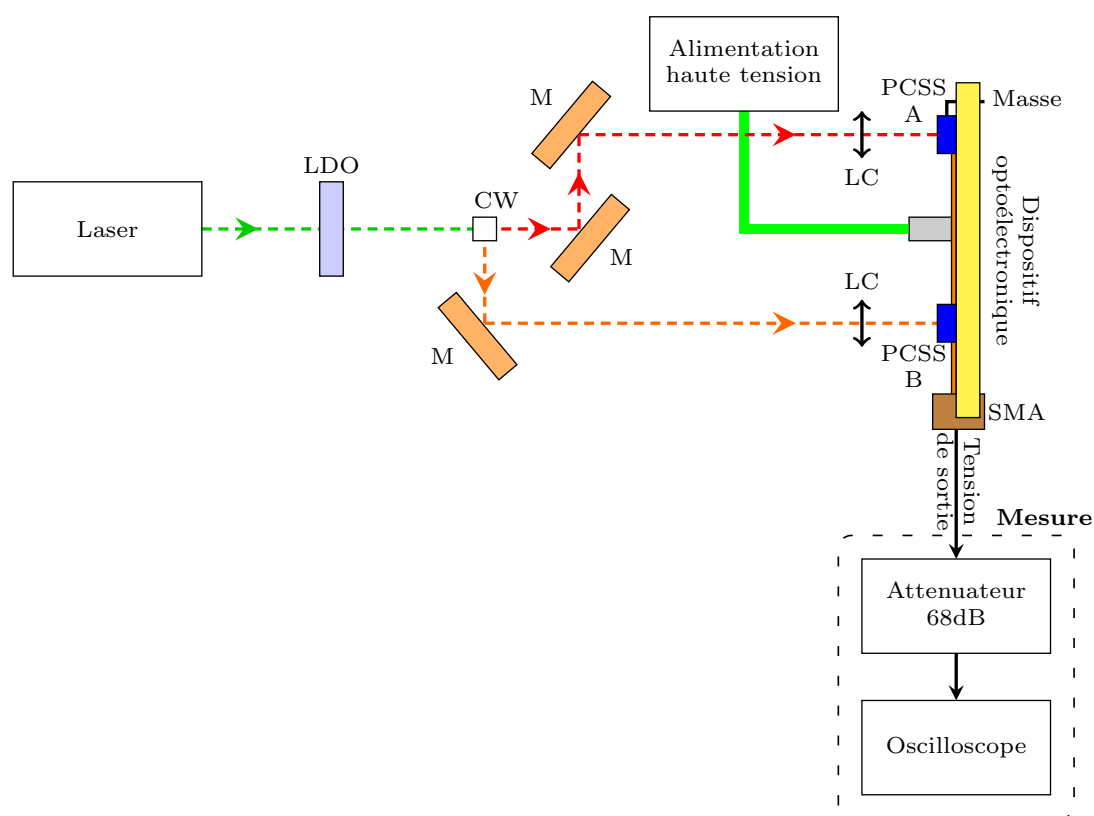


FIGURE II.33 – Banc d'expérience

La figure II.33 présente le dispositif de génération d'ondes bipolaires. Le laser EKSPLA PL2250 (impulsions de 80 ps) a été utilisé. Un couple lame demi-onde (LDO) et cube de Wollaston (CW) permettent de répartir l'énergie optique de façon équilibrée entre

les deux PCSS. Les miroirs (M) sont utilisés pour égaliser la longueur des chemins optiques jusqu'aux PCSS et assurer un éclairage simultané. Un exemple de générateur optoélectronique d'ondes bipolaires avec une ligne micro ruban mesurant 1.2 m a été traité. La ligne a volontairement été choisie de grande longueur afin de faciliter la visualisation de la recombinaison des porteurs de charge. En effet, la durée de l'impulsion électrique est proportionnelle à la longueur de cette ligne et, plus la durée de l'impulsion électrique est grande, plus il faut d'énergie optique pour la libérer. Cette configuration permet donc de générer une impulsion sur laquelle l'effet du phénomène de recombinaison peut être facilement observé en n'envoyant pas suffisamment d'énergie pour commuter les PCSS pendant toute la durée du signal.

3.4.2 Simulation associée

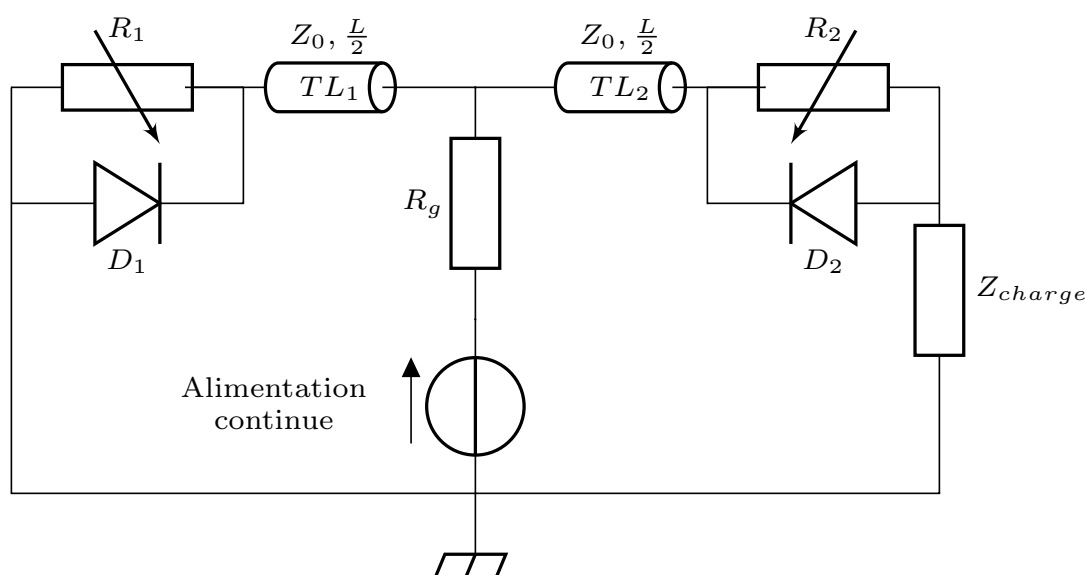


FIGURE II.34 – Modèle électrique pour la simulation

Le circuit électrique de simulation est décrit figure II.34. Le modèle d'évolution des photoconducteurs est intégré dans les résistances variables R_1 et R_2 . Lorsque les PCSS sont utilisés, ils peuvent être dans leur état passant provoqué par l'éclairage, bloqué ou en phase de recombinaison. Ces trois états sont intégrés dans le modèle des PCSS. Cependant, l'état passant « normal » (dans le sens passant de la diode) n'est pas représenté par la seule évolution de la résistance du PCSS après éclairage, les diodes D_1 et D_2 ont donc été ajoutées en parallèle des résistances variables R_1 et R_2 . Elles possèdent une résistance résiduelle d'une valeur d'un ohm (la même que dans l'état passant provoqué par l'éclairage). La ligne microruban est de longueur $L = 1.2$ m et d'impédance $z_0 =$

50 Ω . La résistance R_g à travers laquelle la ligne est chargée vaut 100 k Ω et l'impédance de charge est fixée à 50 Ω .

3.4.3 Résultats et conclusion

Deux exemples de signaux simulés sont comparés à une mesure sur la figure II.35. Les valeurs des tensions de polarisation et des énergies optiques employées sont regroupées dans le tableau II.5. L'énergie optique utilisée dans la simulation n°1 permet d'obtenir une meilleure concordance avec la mesure que la simulation n°2 dans laquelle l'énergie optique employée est proche de celle mesurée sur chacun des PCSS.

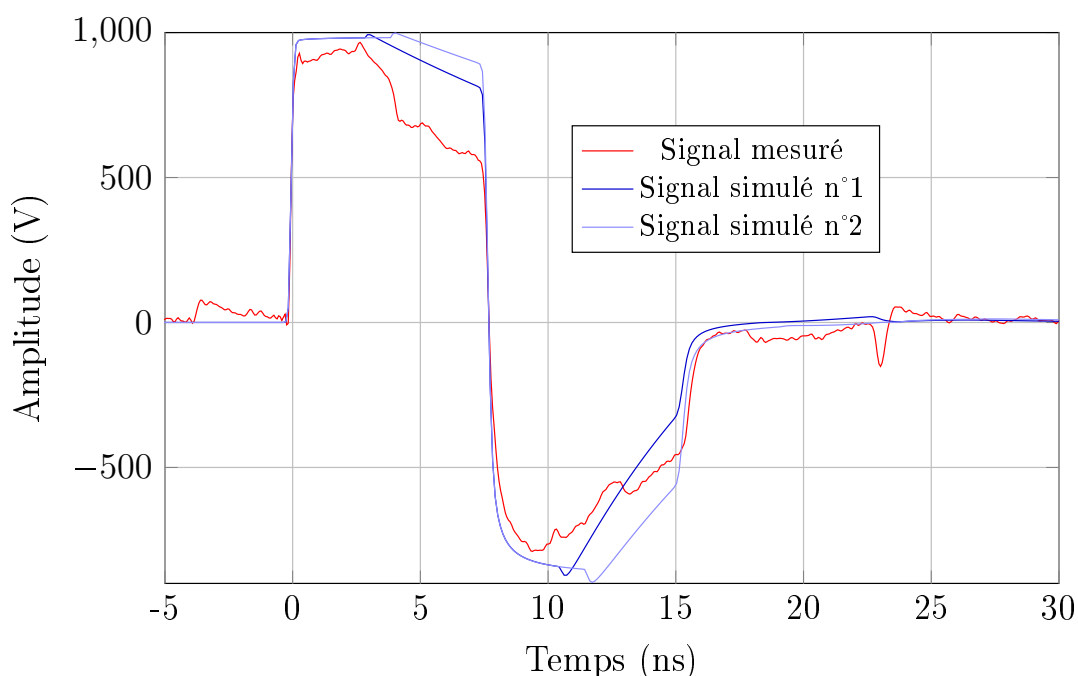


FIGURE II.35 – Comparaison des résultats simulés et mesurés

La concordance des résultats dépend beaucoup de la valeur d'énergie optique utilisée dans la simulation. Des écarts importants (de l'ordre de la dizaine de μJ) peuvent intervenir entre les énergies optiques mesurées et celles employées dans la simulation pour obtenir de meilleures concordances. Ces écarts peuvent être imputés à plusieurs paramètres. Les réglages de l'instrumentation optique tiennent une part déterminante sur l'énergie qui atteint le PCSS. En pratique, il s'agit d'utiliser une tache qui éclaire le photoconducteur de façon homogène, cependant, pour assurer cette homogénéité, une tache un peu plus large que les dimensions du photoconducteur est employée. Il est donc difficile d'estimer la part d'énergie « perdue » pour le réglage de la tâche d'éclairement. Les incertitudes entre la mesure de l'énergie optique délivrée et celle effectivement reçue par le PCSS

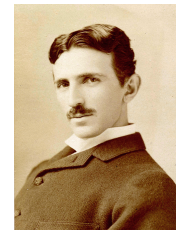
Résultats	Tension de polarisation (kV)	Energie optique PCSS A (masse) (μJ)	Energie optique PCSS B (sortie) (μJ)
Mesuré	2	59	61
Simulé n°1	2	45	45
Simulé n°2	2	60	60

TABLE II.5 – Valeur des énergies optiques mesurées et utilisées dans les simulations

lors des différents de réglage du dispositif optique peuvent ainsi induire des erreurs de l'ordre de la dizaine de μJ . D'autres imprécisions sont dues au modèle comportemental établi. On remarque un décalage entre les extrema du signal prévu par la simulation et ceux obtenus par la mesure. La valeur de la résistance résiduelle est fixée à un ohm dans le modèle comportemental, or dans ce cas, une résistance résiduelle un peu plus grande permettrait d'avoir une meilleure concordance. En revanche, l'utilisation du modèle des PCSS GP0240 permet de prédire un ordre de grandeur de l'énergie optique et de la tension de polarisation nécessaire pour la génération d'impulsions bipolaires.

Chapitre **III**

Développement de systèmes
optoélectroniques à formes d'ondes maîtrisées
adaptés aux essais de susceptibilité EM et au
façonnage spectral



Nikola Tesla (1856-1943)

Sommaire

1	Développement de générateurs d'ondes sinusoïdales amorties	111
1.1	Introduction	111
1.2	Dispositif optoélectronique intégrant un circuit résonnant	113
1.3	Générateurs optoélectroniques d'ondes sinusoïdales amorties	117
1.4	Générateurs optoélectroniques d'ondes sinusoïdales intégrant un filtre	128
1.5	Bilan des générateurs développés	136
2	Vers un système d'essai CEM	138
2.1	Solution technique proposée	138
2.2	Étude des générateurs avec système de filtrage appliqué à la CEM . .	139
3	Génération de formes d'ondes maîtrisées pour le façonnage spectrale	153
3.1	Objectifs de l'étude et solution proposée	153
3.2	Système développé	153

1 Développement de générateurs d'ondes sinusoïdales amorties

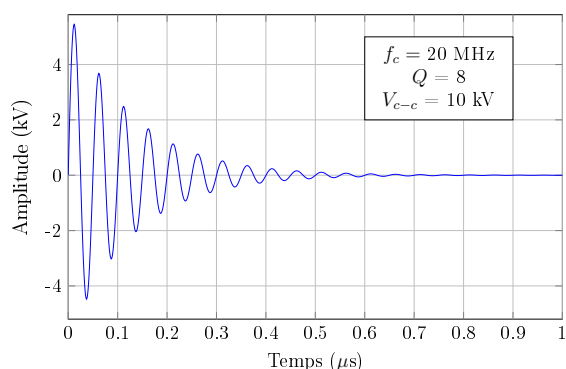
Cette section présente le développement d'architectures innovantes de générateurs optoélectroniques à base de lignes microrubans. Le principe de ces structures est de pouvoir mettre en forme les signaux utiles pour les tests de compatibilité électromagnétique et pour le façonnage spectral. Les besoins dans ces deux domaines sont précisés en début de section. Une première structure permet d'introduire le principe de génération de signaux à l'aide d'un résonateur, puis deux types de générateurs optoélectroniques mis au point sont étudiés. Le descriptif des générateurs est accompagné d'un modèle de simulation et des exemples de signaux délivrés par les générateurs sont comparés à leurs simulations associées. Les réalisations présentées dans cette section sont mis en œuvre avec des PCSS GP0240 ayant une tenue en tension de 4 kV. De plus, la fréquence de répétition des impulsions laser utilisées est fixée à 1 Hz, ce qui permet d'assurer que les photoconducteurs reviennent dans leur état initial entre deux sollicitations. Une synthèse des générateurs développés conclue la section.

1.1 Introduction

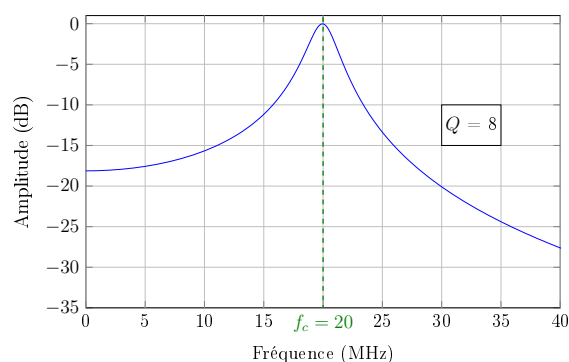
1.1.1 Le besoin en compatibilité électromagnétique

Pour assurer la sécurité des biens et des personnes, la vulnérabilité des systèmes électroniques des infrastructures critiques nécessite d'être contrôlée face aux différentes menaces possibles. Les agressions de type électromagnétique en font partie. Le besoin est plus particulièrement ciblé, dans cette étude, à la génération de signaux de formes sinusoïdales amorties dont la fréquence varie entre 20 MHz et 200 MHz avec un facteur de qualité minimum de 8. L'objectif est d'atteindre une amplitude crête à crête de 10 kV sur une charge présentant une impédance de 50 Ω . La figure III.1 montre les signaux à générer, associés à leurs spectres, aux bornes de l'intervalle considéré (à 20 MHz et 200 MHz). Les signaux sinusoïdaux amortis sont calculés avec (III.1) en fonction de leurs pulsation w , facteur de qualité Q et amplitude U_0 .

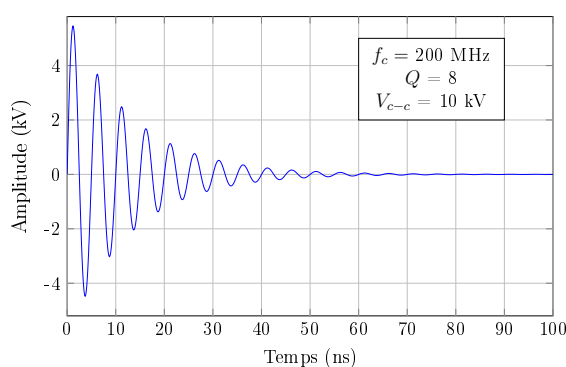
$$u(t) = U_0 \exp\left(-\frac{w}{2Q}t\right) \cos\left(wt\sqrt{1 - \frac{1}{4Q}} + \phi\right) \quad (\text{III.1})$$



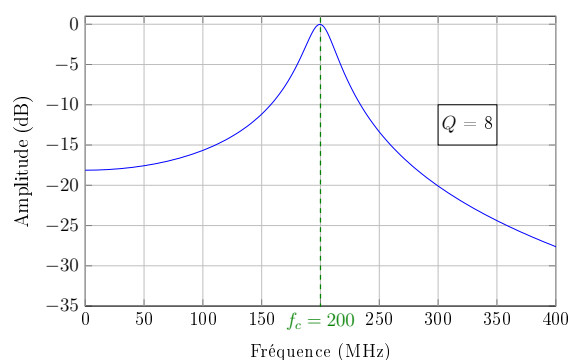
(a) Signal transitoire à 20 MHz



(b) Spectre associé au signal transitoire à 20 MHz



(c) Signal transitoire à 200 MHz



(d) Spectre associé au signal transitoire à 200 MHz

FIGURE III.1 – Modèle de signaux sinusoidaux amortis et leurs spectres associés

1.1.2 Les objectifs du façonnage spectral

La maîtrise du spectre rayonné par un système est importante pour éviter les problèmes de cohabitation entre les systèmes large bande et ceux à bande étroite. La technique de façonnage spectral présentée dans ces travaux est développée pour les radars impulsions ULB. Cependant les travaux entrepris ne se limitent pas aux radars et peuvent être étendus aux applications pour lesquelles la maîtrise du spectre rayonné présente un intérêt. Dans cette étude, l'objectif est de façonner un spectre étendu de 300 MHz à 3 GHz avec, par exemple, le rejet de fréquences jugées indésirables. La méthode de profilage temporel employée consiste à superposer des signaux sinusoidaux amortis bande étroite, tout en maîtrisant leurs formes et le déphasage entre les différentes contributions. Ainsi, les signaux sinusoidaux amortis utiles pour cette application doivent avoir des fréquences centrales comprises entre 300 MHz et 3 GHz, d'amplitude flexible (entre quelques centaines de volts et deux kilovolts), avec des facteurs de qualité compris autour de 8. La figure III.2 décrit le principe de génération de spectres à gabarit maîtrisé développé dans ces

travaux.

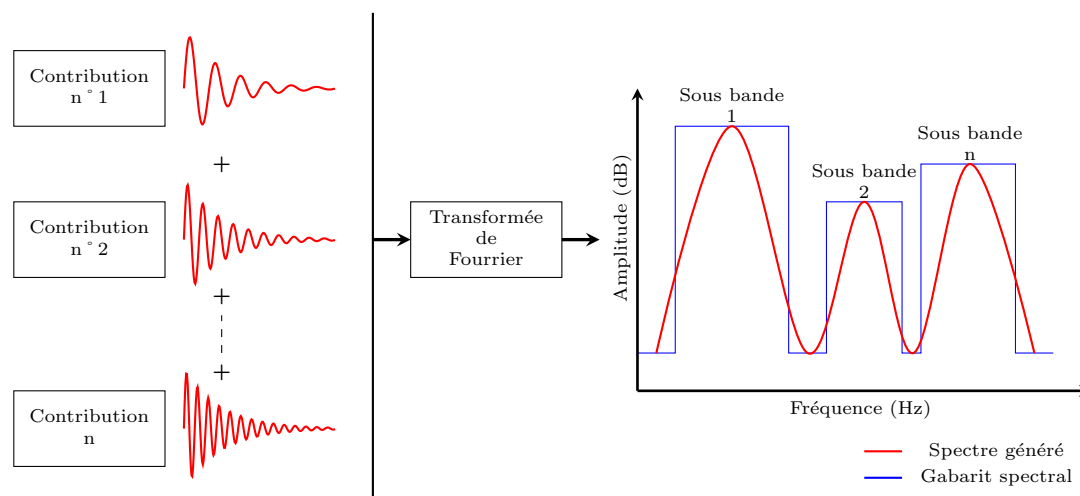


FIGURE III.2 – Principe du façonnage spectral

1.2 Mise en œuvre d'un dispositif optoélectronique intégrant un circuit résonnant

Dans cette partie, un premier dispositif optoélectronique est développé pour montrer la possibilité de construire une onde à l'aide d'un circuit résonnant réalisé en technologie microruban associé à un générateur d'onde monopolaire. Le descriptif du circuit et la présentation de son fonctionnement sont d'abord effectués. La modélisation électrique du dispositif est présentée. Elle est suivie par une confrontation des résultats simulés et mesurés. Enfin, un bilan des performances obtenues avec cette structure reliant un générateur optoélectronique d'onde monopolaire et un circuit résonnant conclut la section.

1.2.1 Descriptif du dispositif

Le dispositif exposé figure III.3 est inspiré du principe de formation des ondes avec des oscillateurs commutés, *switched oscillators* en anglais [GTA+10], utilisant les résonances entre une antenne et un circuit tenant place de réserve de charge. Un générateur d'onde monopolaire produit le signal primaire, puis une ligne microruban et deux stubs identiques composent le circuit résonnant. Les impédances caractéristiques des lignes du générateur d'onde monopolaire L_1 et du circuit résonnant L_2 sont de 50Ω . Une optimisation permet de déterminer l'impédance et la longueur des stubs L_s ainsi que les longueurs des lignes (L_1 et L_2) idéales pour construire un signal se rapprochant d'une sinusoïde amortie à une

pseudo-fréquence donnée. Le signal est obtenu par des résonances successives entre les stubs et l'extrémité de la ligne microruban L_1 en circuit ouvert. La longueur de la ligne entre les deux stubs est petite devant L_2 .

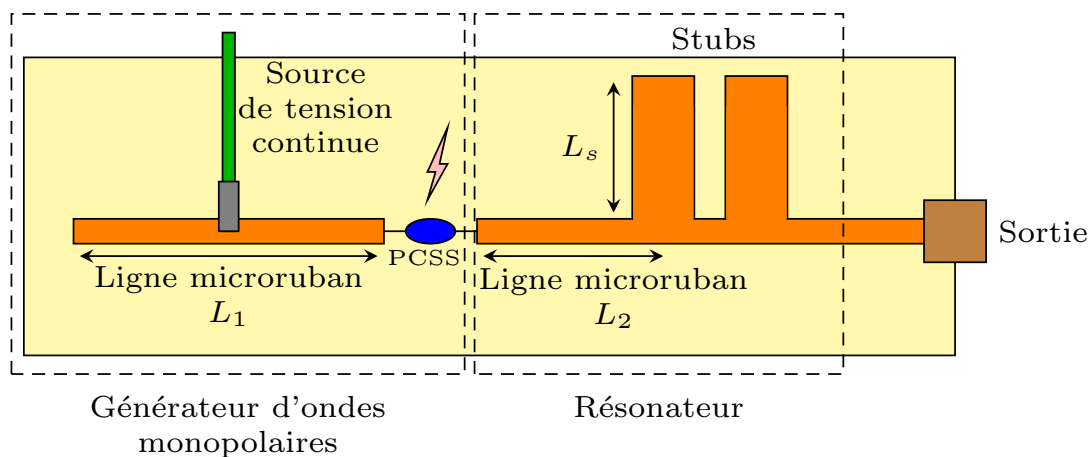


FIGURE III.3 – Schéma du dispositif optoélectronique

1.2.2 Modèle électrique

La figure III.4 montre le schéma électrique du dispositif. Le photoconducteur est modélisé par un interrupteur avec une résistance résiduelle R_{on} à l'état passant. On considère que l'illumination fournit l'énergie suffisante aux PCSS pour maintenir l'état passant pendant toute la durée du signal. L'interrupteur est donc maintenu fermé jusqu'à la fin de la simulation.

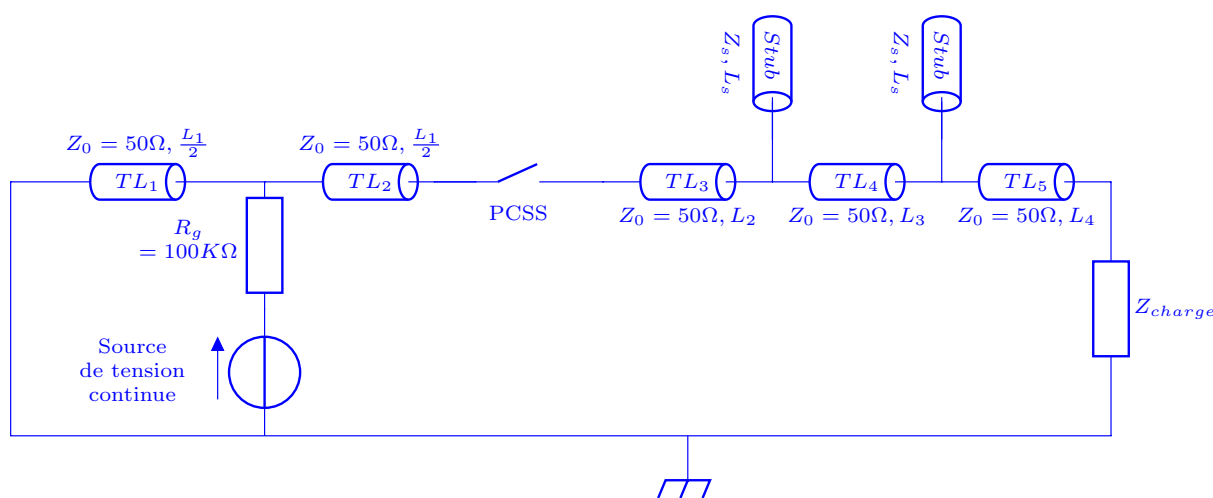


FIGURE III.4 – Schéma électrique du dispositif optoélectronique pour la simulation

Une optimisation de la structure sur le logiciel ADS a permis de déterminer les dimensions

des lignes microrubans ainsi que celles des stubs pour générer signal de pseudo fréquence 100 MHz sur une charge Z_{charge} de 50Ω . Le tableau III.1 donne les valeurs obtenues par simulation. L'optimisation impose une impédance caractéristique d'approximativement 24Ω aux deux stubs. Pour le substrat utilisé à une fréquence de 100 MHz, une largeur de ligne microruban de 2.8 mm correspond à une impédance caractéristique d'approximativement 50Ω et une largeur de 8 mm à approximativement 24Ω . Un PCSS GP0240 est utilisé pour réaliser le générateur, la résistance R_{on} a été fixée à 1Ω en première approximation.

Ligne microruban :	TL_1	TL_2	TL_3	TL_4	TL_5	<i>Stubs</i>
Longueur (mm)	200	200	40	10	50	200
Largeur (mm)	2.8	2.8	2.8	2.8	2.8	8

TABLE III.1 – Valeurs obtenues par simulation pour générer un signal à 100 MHz

1.2.3 Comparaison des résultats de simulations et des relevés de mesures

Un dispositif optoélectronique avec les dimensions obtenues par simulation (III.1) a été réalisé. Le laser EKSPLA PL2250, délivrant des impulsions de 80 ps, a été utilisé pour commander la fermeture du photoconducteur. Une énergie optique de $40 \mu\text{J}$ a été utilisée pour la commutation du PCSS.

Le signaux simulés sont confrontés à ceux mesurés sur la figure III.5 pour une polarisation de 2 kV. La concordance des résultats est satisfaisante. Les différents choix de modélisation (modèle de l'interrupteur, agencement des lignes microruban) peuvent ainsi être validés dans cette configuration. Une tension crête à crête d'environ 900 V est obtenue pour une polarisation de 2 kV, avec une forte dissymétrie entre les parties positive et négative du signal. Le facteur de qualité de signal mesuré est de 10, cependant une composante continue marquée est visible sur le spectre.

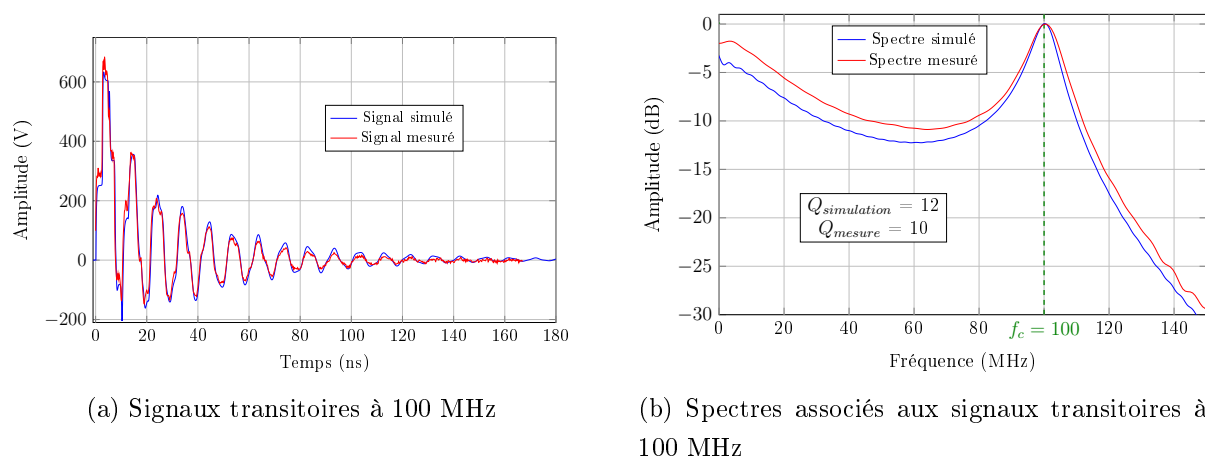


FIGURE III.5 – Résultats simulés et mesurés du dispositif de génération d'ondes

1.2.4 Analyse et conclusion

Le dispositif présenté a permis de montrer que l'utilisation de photoconducteurs sur des dispositifs optoélectroniques associé à un système résonnant pour la génération de signaux entretenus est envisageable. Contrairement au principe des générateurs à ondes gelées, utilisé pour la formation du signal primaire, l'onde, une fois libérée, franchit à plusieurs reprises le photoconducteur et la « ligne de charge » L_1 du générateur. Le signal généré est conditionné par la durée de l'état passant et la résistance résiduelle des PCSS employés. Pour la suite des développements, l'hypothèse est faite, qu'après l'éclairement, la résistance résiduelle R_{on} des PCSS est la même dans l'état passant du photoconducteur provoqué par l'éclairement que dans le sens passant dit « normal ».

Le dispositif mis au point est difficilement paramétrable sans l'utilisation d'une optimisation numérique, de plus le signal généré est encore loin des gabarits des signaux utiles pour les applications ciblées dans ce travail. En effet, malgré un coefficient de qualité satisfaisant ($Q = 10$), une forte dissymétrie du signal engendre une composante continue importante. Pour les applications visées, le niveau des basses fréquences doit être minimisé (inférieur à 10 dB) et les « parasites » haute fréquence doivent être au moins inférieur de 20 dB par rapport au maximum de la fréquence centrale. Toutefois, la possibilité d'utiliser les photoconducteurs avec des systèmes résonnants représente une bonne solution technologique. Les dispositifs optoélectroniques présentés dans la suite permettent de palier les défauts de celui-ci et de se rapprocher des gabarits des signaux visés.

1.3 Développement de générateurs optoélectroniques d'ondes sinusoïdales amorties

Le début de cette partie est consacrée à la présentation d'un générateur optoélectronique d'ondes sinusoïdales amorties. Ensuite, le modèle électrique associé, ainsi qu'un exemple d'optimisation du signal permettant d'aboutir à une structure paramétrable sont présentés. Enfin, différents exemples de réalisations sont utilisés pour mettre en exergue les défauts et les performances du système développé en fonction de l'impulsion laser employée pour le déclenchement des PCSS et de la fréquence du signal à générer.

1.3.1 Descriptif du générateur

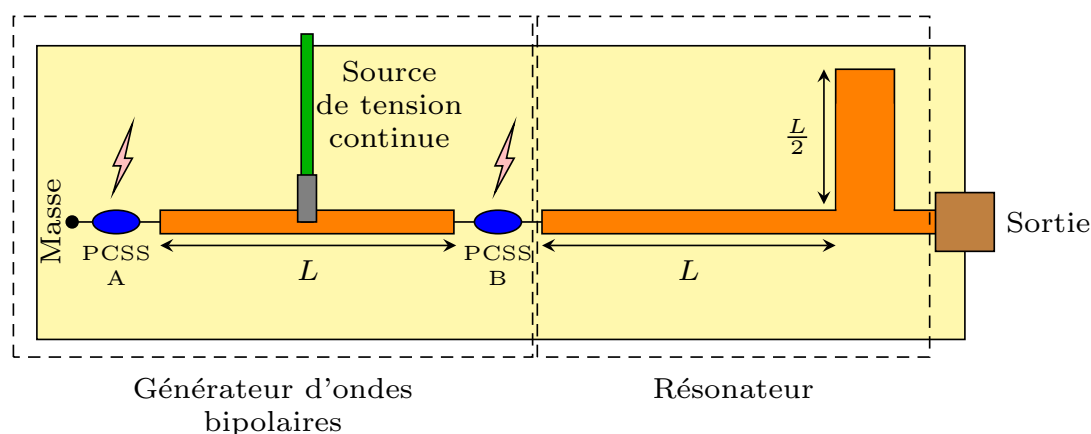


FIGURE III.6 – Schéma du générateur optoélectronique

Le générateur optoélectronique d'ondes sinusoïdales amorties développé dans cette partie se base sur un principe comparable au dispositif optoélectronique introduit dans la section précédente (un générateur d'onde primaire associé à un résonateur). La figure III.6 présente ce deuxième dispositif. L'objectif étant de corriger la dissymétrie du signal généré avec le dispositif précédent, l'impulsion électrique initiale est délivrée par un générateur d'onde bipolaire. Un unique stub est utilisé en guise de résonateur. L'objectif est de déduire la longueur L à utiliser pour générer un signal de fréquence centrale f_c donnée, les impédances des lignes et des stubs étant elles-mêmes fixées.

1.3.2 Modèle électrique

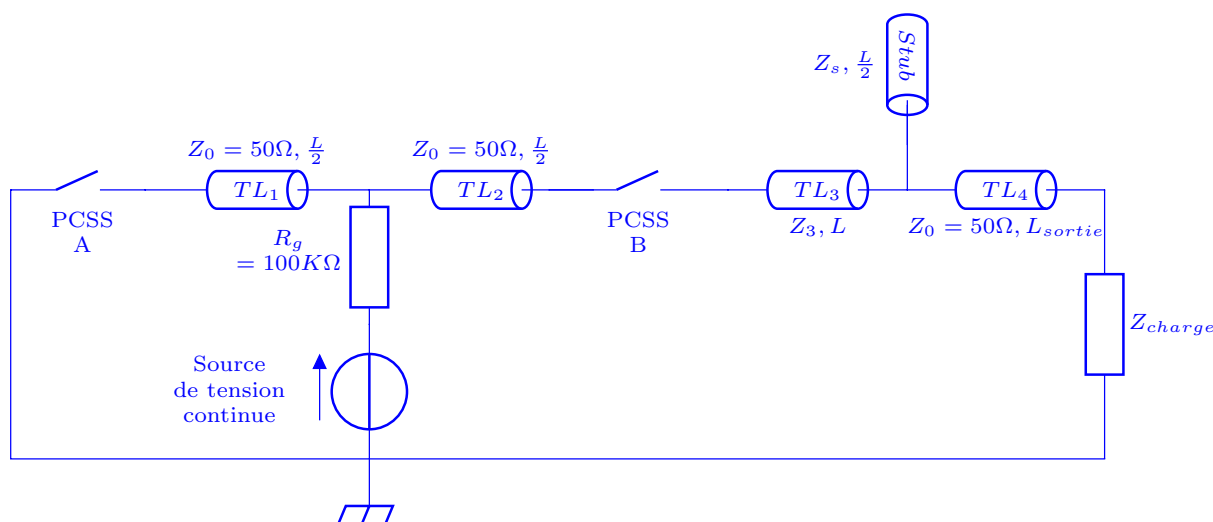


FIGURE III.7 – Schéma électrique du générateur optoélectronique pour la simulation

La figure III.7 montre le schéma électrique du dispositif. Il se compose du générateur d'onde bipolaire associé à un résonateur. Les photoconducteurs sont modélisés par des interrupteurs avec une résistance résiduelle $R_{on} = 1 \Omega$ en première approximation à l'état passant. On considère que l'illumination fournit l'énergie suffisante aux PCSS pour maintenir l'état passant pendant toute la durée du signal. Aux premiers instants, le profil de fermeture de l'interrupteur est dicté par le front de montée de l'impulsion optique utilisée (dans ce cas 80 ps), il est représenté par :

$$R_{PCSS} = R_{off} \cdot \exp\left(-\frac{t - t_{start}}{\tau}\right) + R_{on} \quad (III.2)$$

Avec :

- $R_{off} = 10 M\Omega$, la résistance à l'état bloqué,
- t_{start} , le déclenchement de la commande,
- $\tau = 35 ps$, permet d'ajuster la pente de fermeture.

La largeur des lignes TL_1 , TL_2 et TL_4 est fixée à 2.9 mm (soit $Z_0 = 50 \Omega$ à 1.5 GHz) et celle du stub est fixée à 5 mm (soit $Z_s = 35 \Omega$ à 1.5 GHz). La modification de l'impédance caractéristique de la ligne TL_3 , en faisant varier sa largeur, permet d'optimiser le facteur de qualité du signal. Un exemple de simulation montrant l'effet de la modification de l'impédance caractéristique de TL_3 est présenté figure III.8. Le tableau III.2 répertorie les valeurs des dimensions utilisées pour cette simulation avec une longueur $L = 30$ mm.

Ligne microruban :	TL_1	TL_2	TL_3	TL_4	Stub
Longueur (mm)	15	15	30	50	15
Largeur (mm)	2.9	2.9	cf. figure III.8	2.9	5

TABLE III.2 – Valeurs utilisées pour la simulation

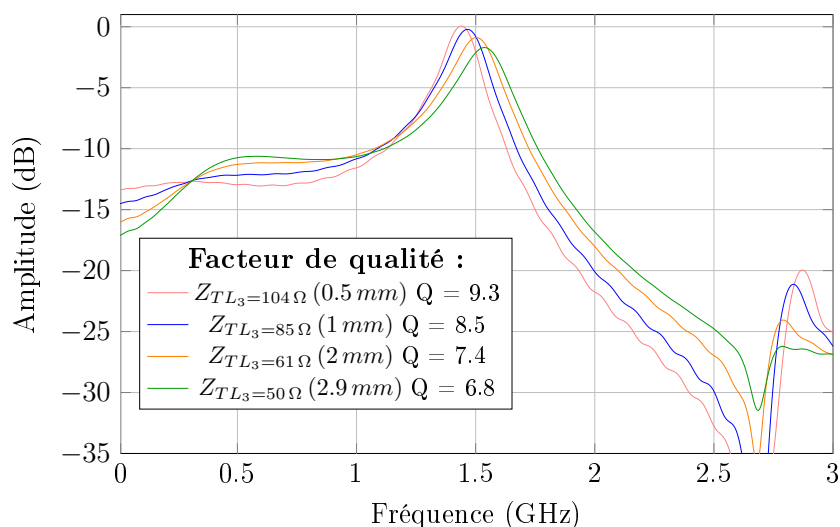


FIGURE III.8 – Optimisation du facteur de qualité

Les résultats montrent que le facteur de qualité est meilleur avec une impédance de $104\ \Omega$, cette impédance correspond à une ligne micro ruban de 0.5 mm (à 1.5 GHz). Pour des raisons techniques liées à la méthode de réalisation utilisée (procédé chimique), il n'est pas possible d'avoir des pistes d'une largeur inférieure à environ 1 mm, ce qui correspond à une impédance de $85\ \Omega$. D'autres procédés de réalisation permettent de réaliser des pistes de quelques dizaines de micromètres (gravure, laser, etc.).

En fixant la largeur de la ligne TL_3 à 1 mm ($85\ \Omega$ à 1.5 GHz), on peut déduire une relation reliant la longueur de base L du générateur et la fréquence centrale f_c attendue. La figure III.9 montre, pour différentes longueurs L , la fréquence centrale f_c correspondante.

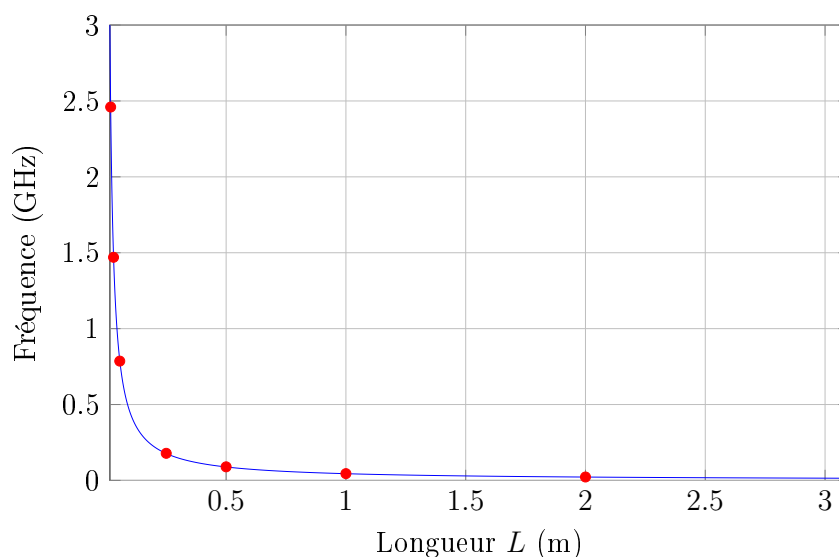


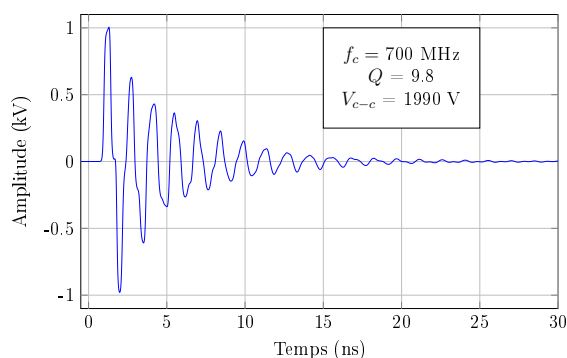
FIGURE III.9 – Lien entre la fréquence et la longueur de base L

Le dimensionnement d'un générateur tel que celui proposé à la figure III.6 est ainsi prédictible, avec une assez bonne exactitude, avec la formule empirique suivante où f_c est exprimé en mégahertz et L en mètre :

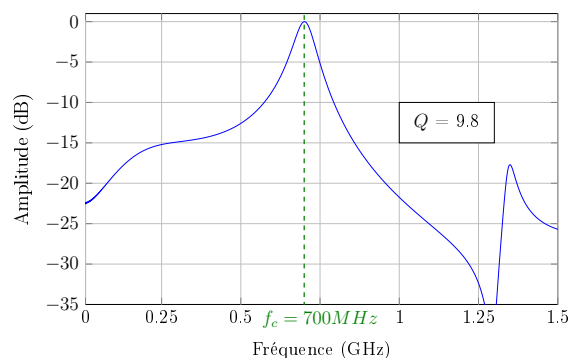
$$f_c = \frac{44.3}{L} \quad (\text{III.3})$$

Cette fréquence est proche d'une résonance en $L = \frac{\lambda}{4}$. En effet, $f_c = \frac{v_p}{4} \cdot \frac{1}{L} = \frac{0.528 \cdot c}{4L}$, où v_p est la vitesse de propagation de l'onde sur le substrat. Ce qui donne $f_c = \frac{39.6}{L}$, où f_c est exprimé en mégahertz et L en mètre.

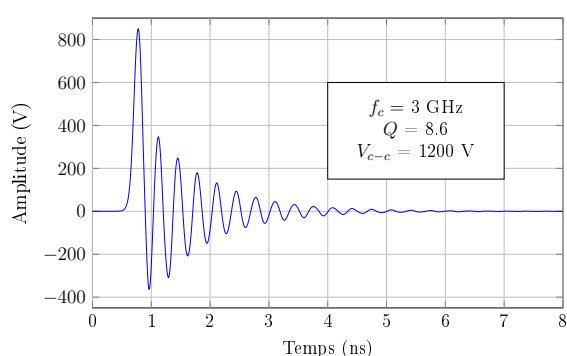
Les signaux obtenus aux extrémités de la bande de fonctionnement considérée comme optimale pour être utilisée avec une impulsion optique de 80 ps sont tracés figure III.10. Ils permettent de donner un ordre de grandeur des performances sur la bande de 700 MHz à 3 GHz. Il est possible d'utiliser cette architecture de générateur en dessous 700 MHz, un exemple est traité dans la section suivante, cependant les performances sont dégradées.



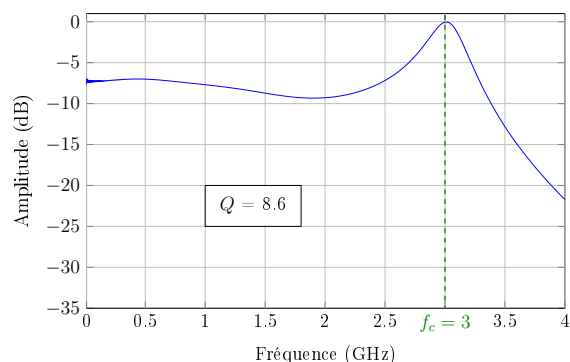
(a) Signal transitoire à 700 MHz



(b) Spectre associé au signal transitoire à 700 MHz



(c) Signal transitoire à 3 GHz



(d) Spectre associé au signal transitoire à 3 GHz

FIGURE III.10 – Signaux et spectres associés simulés à 700 MHz et 3 GHz

1.3.3 Réalisations et résultats

Deux réalisations sont utilisées pour rendre compte du fonctionnement du générateur développé. La première, une réalisation pour générer un signal à une fréquence de 90 MHz, met en avant les effets de l'impulsion optique employée (80 ps ou 3 ns) sur le signal généré. La seconde, d'une fréquence plus élevée de 1.47 GHz, considérée dans la bande de fonctionnement du générateur, est utilisée pour mettre en évidence les performances du générateur. Pour ces exemples, des PCSS GP0240 sont mis en œuvre.

Essai d'un générateur optoélectronique à la fréquence souhaitée $f_c = 90$ MHz

La figure III.11 présente le banc de mesure intégrant un générateur optoélectronique. Pour l'exemple traité, la fréquence f_c souhaitée est de 90 MHz ce qui représente une longueur de base $L = 49$ cm. Le tableau III.3 répertorie les valeurs des dimensions utilisées pour la réalisation. Pour améliorer la compacité, des méandres sont utilisés, ils ne modifient pas le fonctionnement du système.

Ligne microruban :	TL_1	TL_2	TL_3	TL_4	Stub
Longueur (cm)	24.5	24.5	49	5	24.5
Largeur (mm)	2.8	2.8	2.8	2.8	5

TABLE III.3 – Valeurs utilisées pour la réalisation d'un générateur à $f_c = 90$ MHz

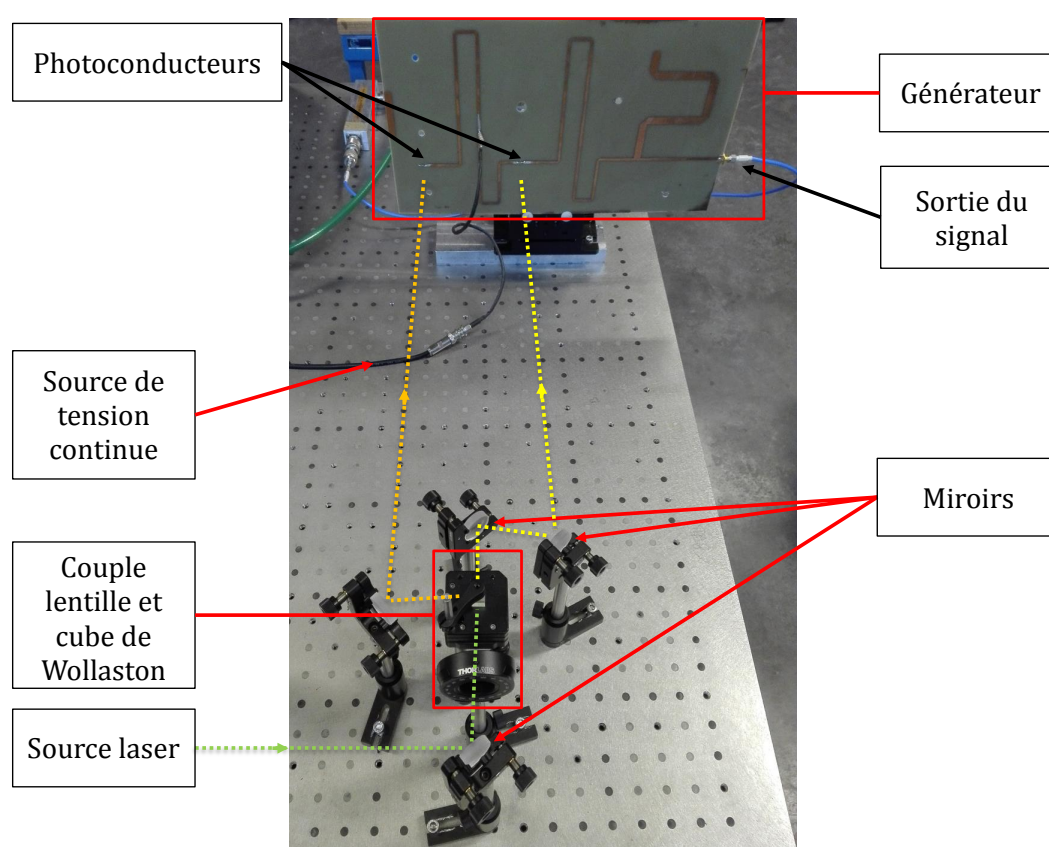


FIGURE III.11 – Descriptif du banc de mesure

Les signaux mesurés pour différentes tensions de polarisation sont tracés figure III.12. L'évolution de l'amplitude du signal est proportionnelle à la tension de polarisation. Le tableau III.4 répertorie les principales caractéristique du signal (facteur de qualité, ratio entre tensions crête à crête de sortie et tension de polarisation) en fonction des paramètres d'utilisation (énergie optique, tension de polarisation).

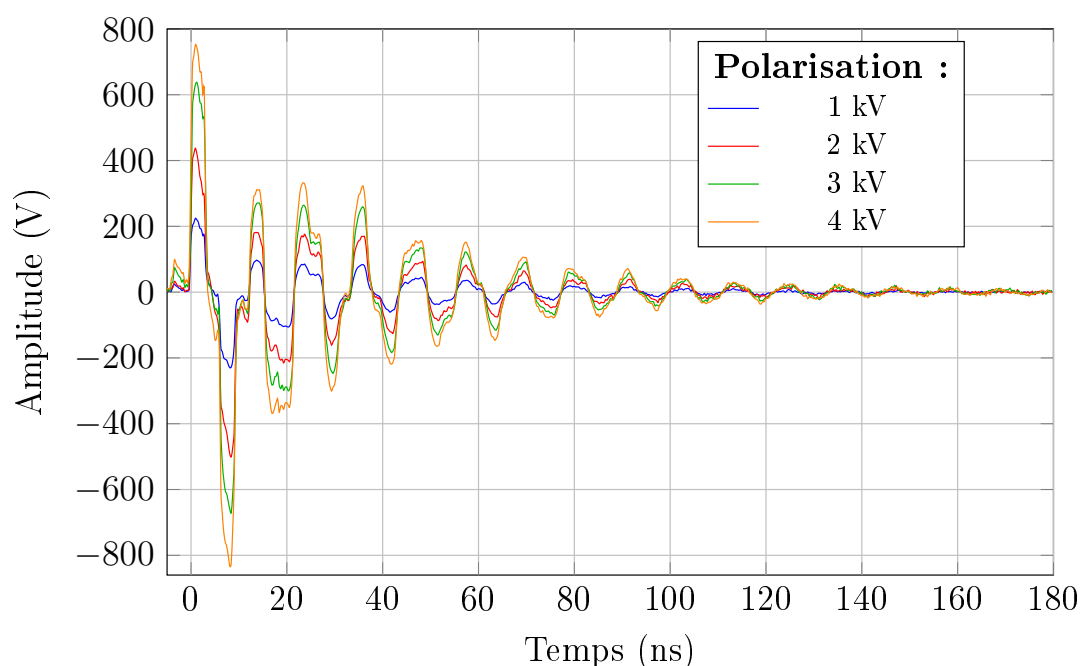


FIGURE III.12 – Signaux obtenus avec le générateur de fréquence centrale $f_c = 90$ MHz pour différentes tensions de polarisation

Tension de polarisation (kV)	Energie optique PCSS A (masse) (μJ)	Energie optique PCSS B (sortie) (μJ)	V_{c-c}	Ratio	Q
1	25	7	460	0.46	9.7
2	35	10	930	0.47	10
3	56	13	1310	0.39	10.2
4	75	20	1580	0.40	10.3

TABLE III.4 – Synthèse des performances du générateur de fréquence centrale visée $f_c = 90$ MHz pour différentes tensions de polarisation

La figure III.13 compare les signaux mesurés et simulés ainsi que les spectres associés pour une tension de polarisation de 2 kV. Il y a une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure, la fréquence souhaitée de 90 MHz est bien atteinte avec un facteur de qualité de 10. On remarque la présence de hautes fréquences générées par le front de montée de l'impulsion optique de 80 ps bruitant le signal de sortie. Les signaux

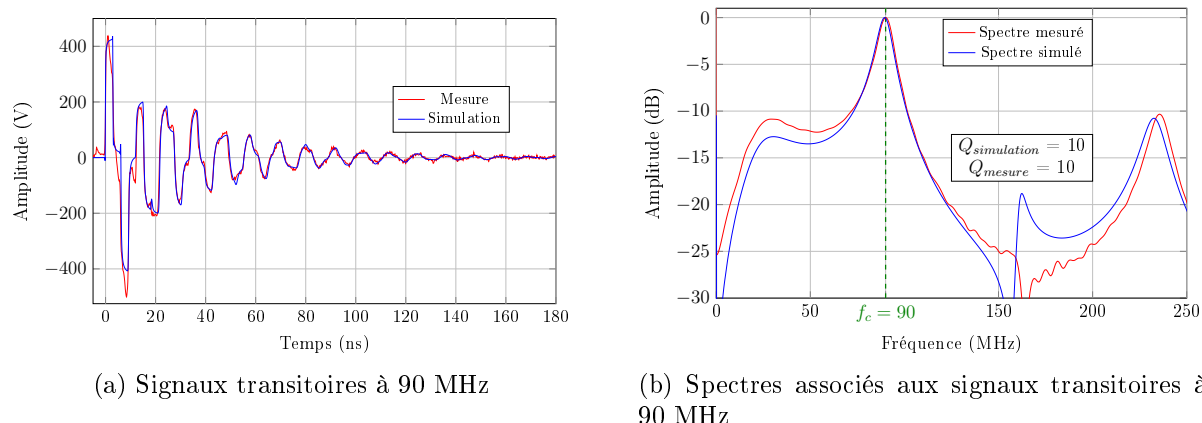


FIGURE III.13 – Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence mesurée $f_c = 90$ MHz pour une tension de polarisation de 2 kV avec le laser délivrant des impulsions de 80 ps

obtenus en utilisant une impulsion optique de 80 ps et une autre de 3 ns sont comparés sur la figure III.14. Le signal est moins bruité en étant déclenché par l'impulsion optique de 3 ns car les phénomènes hautes fréquences parasitant le signal, auparavant déclenché par l'impulsion optique de 80 ps, ne sont pas générés.

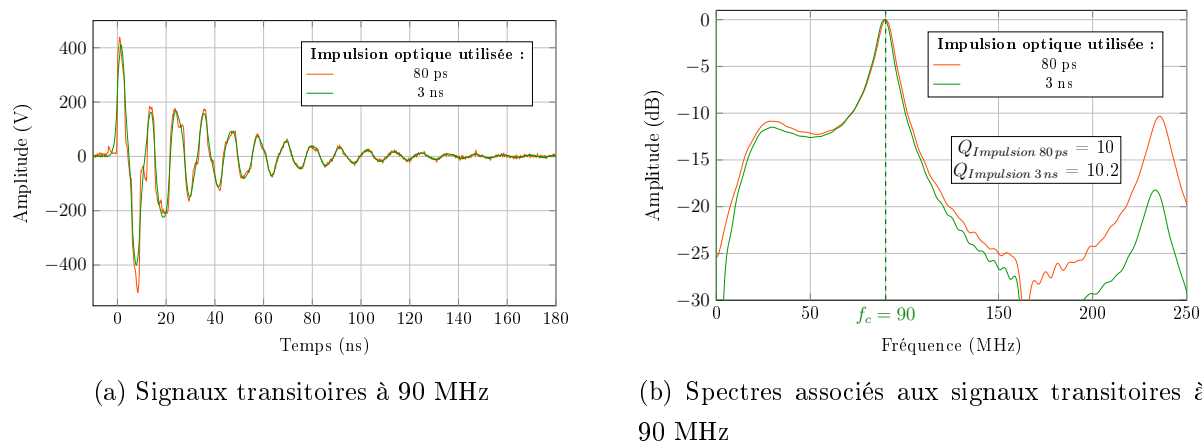


FIGURE III.14 – Comparaison des signaux obtenus déclenchés avec des impulsions optiques de 80 ps et 3 ns

Essai d'un générateur optoélectronique à la fréquence souhaitée $f_c = 1.47$ GHz

Un second exemple de réalisation pour une fréquence centrale souhaitée $f_c = 1.47$ GHz est photographié figure III.15. Pour cette fréquence, la relation (III.3) prédit une longueur L d'environ 30 mm. Le tableau III.5 répertorie les valeurs des dimensions utilisées pour la réalisation. Pour générer des signaux de fréquence au dessus de 700 MHz, les dimensions

des générateurs optoélectroniques deviennent plus petites (par exemple à 700 MHz, la longueur L est inférieure à 7 cm). Les dimensions des PCSS doivent alors être prises en compte pour garder une bonne corrélation entre les résultats simulés et mesurés. Lors de la réalisation, trois millimètres par photoconducteur sont donc retranchés à la longueur de la ligne de génération (entre les deux PCSS) de l'impulsion bipolaire de base.

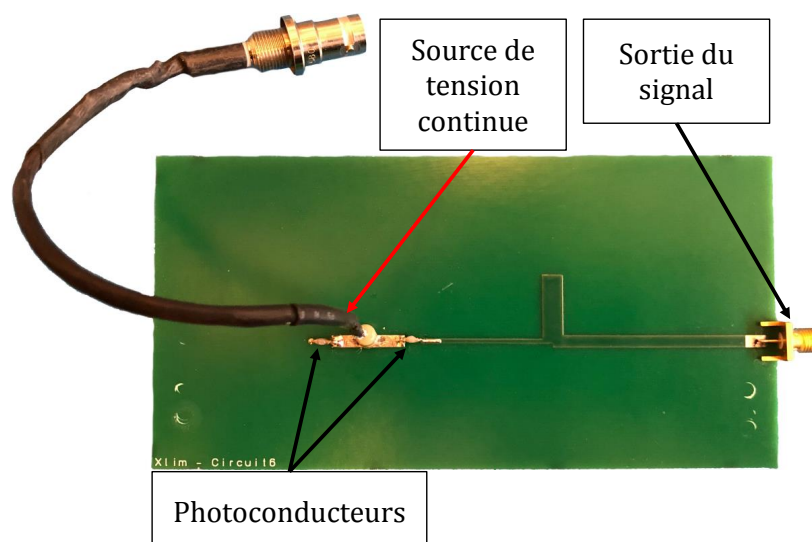


FIGURE III.15 – Générateur optoélectronique de fréquence centrale visée $f_c = 1.47$ GHz

Ligne microruban :	TL_1	TL_2	TL_3	TL_4	Stub
Longueur (mm)	12	12	30	50	15
Largeur (mm)	2.9	2.9	1	2.9	5

TABLE III.5 – Valeurs utilisées pour la réalisation d'un générateur à $f_c = 1.47$ GHz

Les résultats mesurés pour différentes tensions de polarisation sont tracés figure III.16. Le tableau III.6 répertorie à nouveau les principales caractéristiques (facteur de qualité, ratio entre tensions crête à crête de sortie et tension de polarisation) en fonction des paramètres d'utilisation (énergie optique, tension de polarisation). L'impulsion optique de 80 ps convient mieux, d'un point de vue fréquentiel, au signal généré à 1.47 GHz contrairement au précédent à 90 MHz. Le front de montée abrupt de l'impulsion optique est indispensable dans ce cas. L'impulsion de 3 ns ne permet pas de générer ce signal.

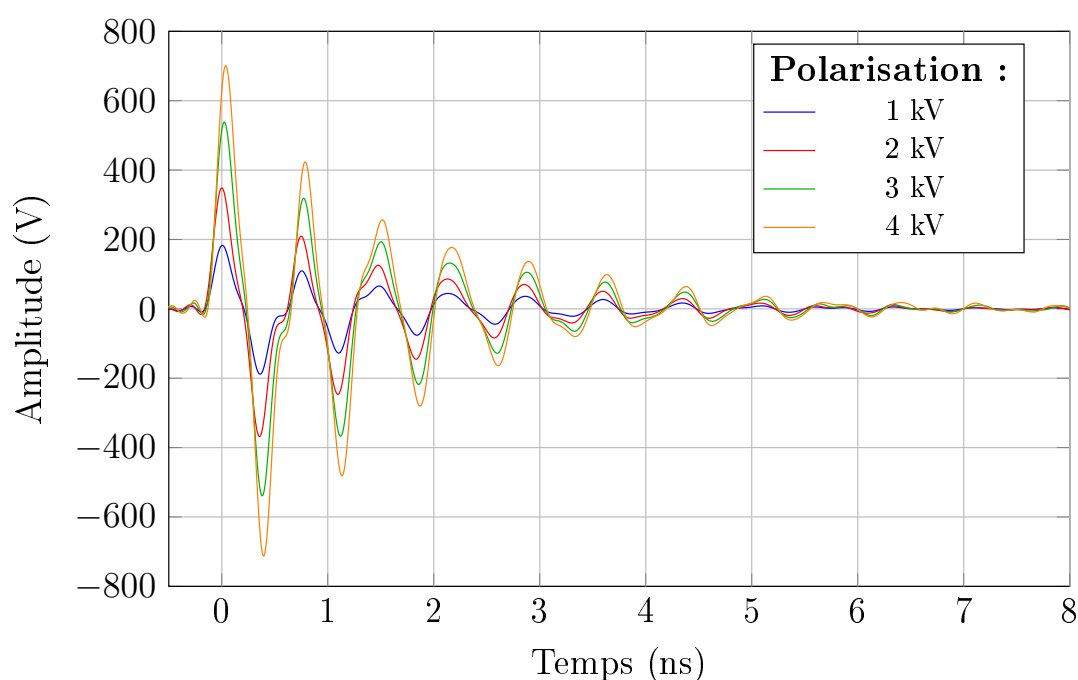


FIGURE III.16 – Signaux obtenus à la fréquence mesurée $f_c = 1.41$ GHz pour différentes tensions de polarisation

Tension de polarisation (kV)	Energie optique PCSS A (masse) (μJ)	Energie optique PCSS B (sortie) (μJ)	V_{c-c} (V)	Ratio	Q
1	4	<2	370	0.37	7.3
2	4	<2	720	0.36	7.2
3	7	3	1035	0.35	7.1
4	9	3	1415	0.35	7.1

TABLE III.6 – Synthèse des performances du générateur de fréquence centrale mesurée $f_c = 1.41$ GHz pour différentes tensions de polarisation

La figure III.17 compare les signaux mesurés et simulés, ainsi que les spectres associés, pour une tension de polarisation de 2 kV. Il existe un décalage entre les résultats simulés et mesurés, la fréquence souhaitée est de 1.47 GHz et la fréquence obtenue avec la réalisation est de 1.41 GHz, soit une erreur de 4.1 %. La première source d'erreur provient de la prise en compte des dimensions des PCSS. Au delà d'une certaine fréquence (environ 700 MHz), leur taille n'est plus négligeable devant les dimensions du circuit microruban. La seconde source d'erreur provient de la non prise en compte de différents éléments qui prennent de

l'importance pour des fréquences supérieures à quelques centaines de mégahertz. Il s'agit des broches des PCSS, des effets capacitifs générés par les soudures et la connectique. Le facteur de qualité simulé vaut 8.4 et celui mesuré 7.2.

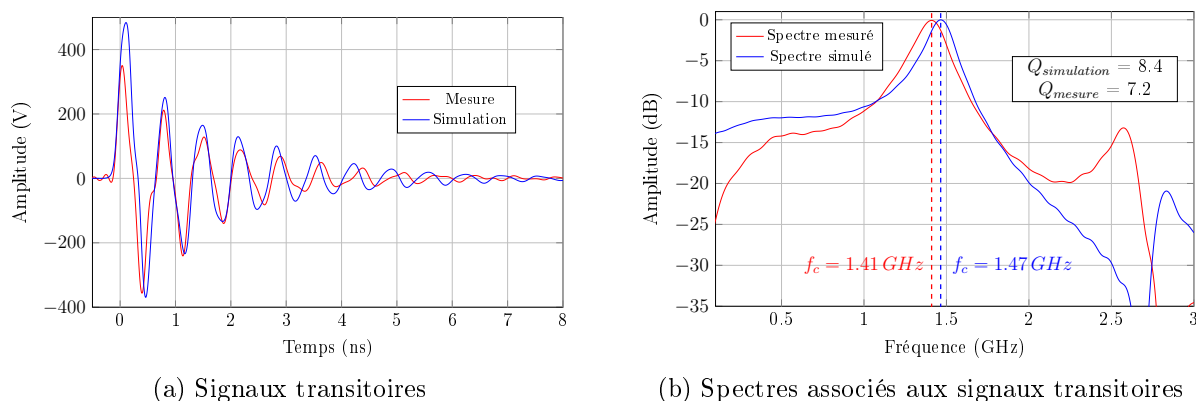


FIGURE III.17 – Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence visée $f_c = 1.47 \text{ GHz}$ pour une tension de polarisation de 2 kV avec le laser délivrant des impulsions de 80 ps

1.3.4 Analyse et conclusion

Le défaut de symétrie qui engendrait une forte composante continue a été supprimé avec ce dispositif. Pour des fréquences basses (inférieures à 700 MHz) le signal est bruité par la présence de hautes fréquences. Elles sont générées par l'impulsion optique utilisée (de 80 ps) qui engendre un front de montée abrupt sur le signal de sortie et a tendance à le rectangulariser. Il est possible de limiter ce défaut en utilisant une impulsion optique de plus longue durée. Cependant, une impulsion optique avec un front de montée rapide est important pour ne pas limiter la génération de fréquences plus élevées (jusqu'à 3 GHz). Ces générateurs sont donc bien adaptés pour les applications de façonnage spectral pour des signaux allant d'environ 700 MHz à 3 GHz. De plus, l'utilisation de lasers avec des impulsions de durées différentes en fonction du signal à générer représente un coût très élevé, la partie suivante présente une architecture de générateur optoélectronique intégrant un filtrage, ce qui permet, dans une certaine mesure, d'utiliser un laser à impulsion courte (par exemple 80 ps) sans générer de hautes composantes spectrales sur les signaux de sortie.

1.4 Générateurs optoélectroniques d'ondes sinusoïdales amorties intégrant un filtre

Les travaux sur les générateurs optoélectroniques intégrant un filtre ont été menés en collaboration avec Jérémy Hyvernaud, collègue thésard au laboratoire Xlim. Ils sont optimisés pour le développement d'un système pour les essais de susceptibilité électromagnétique. Dans ce cadre, la tension de crête à crête de sortie des dispositifs optoélectroniques doit être maximisée. De plus, le filtrage répond à la nécessité d'obtenir une forte atténuation des hautes fréquences pour éviter que des fréquences indésirables aient un effet sur le système examiné. Pour cela, on estime qu'une atténuation de 20 dB entre l'amplitude de la fréquence centrale et celles des harmoniques est satisfaisante. Cette partie débute par un descriptif du générateur optoélectronique avec filtrage, puis le modèle électrique associé est présenté. Enfin, les performances du générateur sont présentées et comparées au générateur sans filtrage sur un exemple de réalisation.

1.4.1 Descriptif du générateur

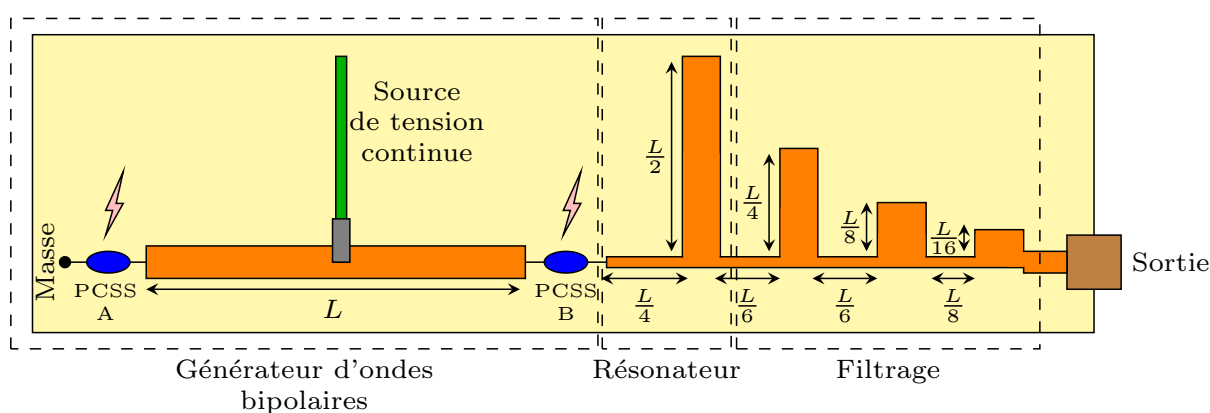


FIGURE III.18 – Schéma du générateur optoélectronique avec filtrage

La figure III.18 présente le dispositif optoélectronique intégrant un résonateur et un système de filtrage. D'une manière similaire au dispositif précédent, la génération d'un signal bipolaire de base, suivi par un résonateur, forme un signal de forme sinusoïdale amortie. Cette configuration permet de minimiser la présence de basses fréquences dont la composante continue. L'ajout d'un système de filtrage a pour but de diminuer le niveau des hautes fréquences générées par l'utilisation d'une impulsion laser avec un front de montée rapide comparé à la fréquence générée par le dispositif. Les dimensions de la structure de génération, de résonance et de filtrage sont dépendantes les unes des autres. Le filtrage est ainsi accordable à la fréquence générée.

1.4.2 Modèle électrique

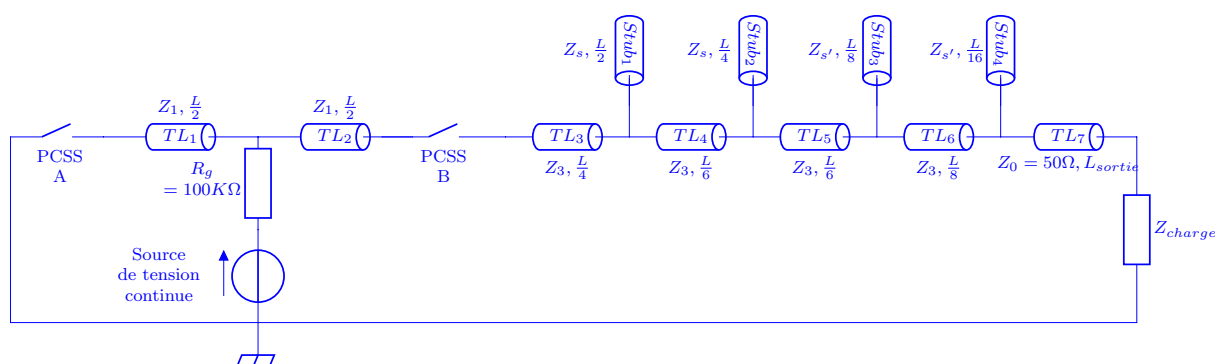


FIGURE III.19 – Schéma électrique du générateur optoélectronique avec filtrage pour la simulation

La figure III.19 montre le schéma électrique du dispositif avec filtrage. Il se compose du générateur d'onde bipolaire associé au résonateur et du système de filtrage intégré. Comme précédemment, les photoconducteurs sont modélisés par des interrupteurs avec une résistance résiduelle R_{on} à l'état passant. On considère également que l'énergie fournie aux PCSS est suffisante pour maintenir l'état passant pendant toute la durée du signal. Les interrupteurs sont donc maintenus fermés jusqu'à la fin de la simulation. Le profil de l'impédance pendant la fermeture de l'interrupteur est représenté par l'équation (III.2).

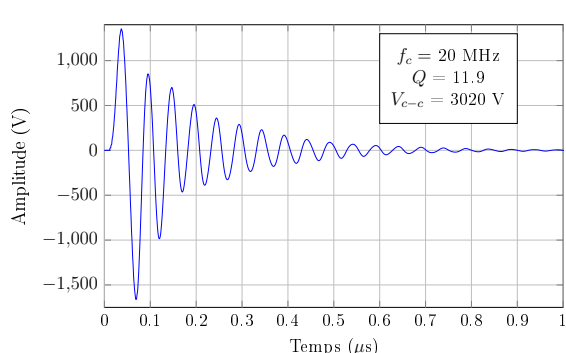
La largeur des lignes TL_1 et TL_2 est fixée à 7 mm, soit $Z_1 = 27 \Omega$ à 100 MHz, celle de TL_7 est fixée à 2.8 mm, soit $Z_0 = 50 \Omega$ à 100 MHz, celle des lignes TL_3 , TL_4 , TL_5 et TL_6 est fixée à 1 mm, soit 83Ω à 100 MHz. La largeur des stubs $Stub_1$ et $Stub_2$ est fixée à 8 mm, soit $Z_s = 24 \Omega$ à 100 MHz et celle des stubs $Stub_3$ et $Stub_4$ est fixée à 14 mm soit $Z_s = 16 \Omega$ à 100 MHz.

En considérant les paramètres précédents fixes, la formule empirique suivante permet de dimensionner un générateur et son filtrage associé, où f_c est exprimé en mégahertz et L en mètre.

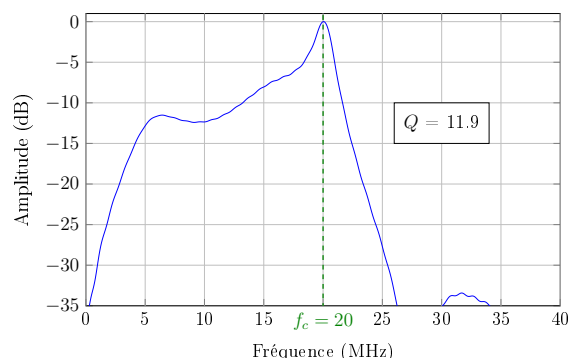
$$L = \left(\frac{1}{f_c} \right) \cdot 10^{7.75} \quad (\text{III.4})$$

Les signaux obtenus aux extrémités de la bande de fonctionnement souhaitée, de 20 MHz ($L = 2800$ mm) à 200 MHz ($L = 284$ mm), sont tracés figure III.20. Ils sont le reflet des performances sur la bande. La valeur de la résistance résiduelle dépend en grande partie de l'éclairement, elle peut varier de quelques dixièmes d'ohms à quelques ohms. La valeur de résistance résiduelle R_{on} employée dans la simulation est de 1Ω , ce qui correspond à un

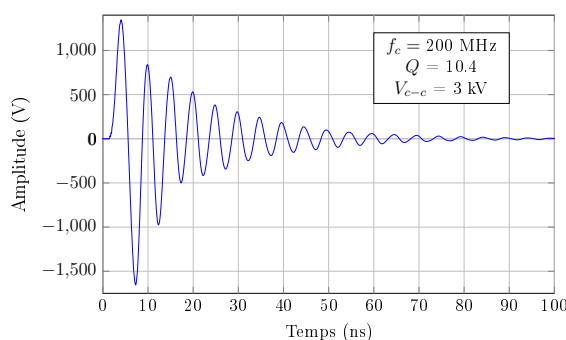
bon compromis. Avec une résistance résiduelle plus faible les performances sont meilleures.



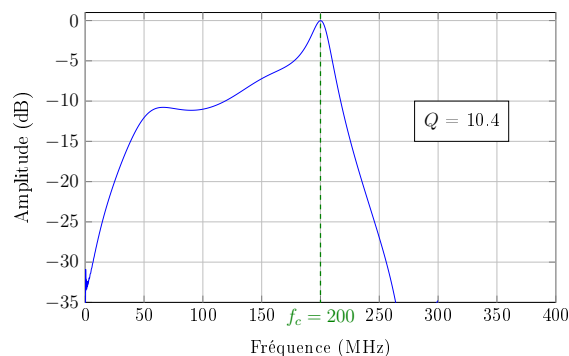
(a) Signal transitoire à 20 MHz



(b) Spectre associé au signal transitoire à 20 MHz



(c) Signal transitoire à 200 MHz



(d) Spectre associé au signal transitoire à 200 MHz

FIGURE III.20 – Signaux et spectres associés simulés à 20 MHz et à 200 MHz

1.4.3 Le filtrage

On considère, après le premier stub faisant office de résonateur, qu'un signal à la fréquence souhaitée franchit les trois derniers stubs. Il est alors possible de considérer cet ensemble comme un filtre composé d'éléments localisés [JSH01]. Les tronçons de ligne TL_4 , TL_5 et TL_6 peuvent être vus comme des inductances et les stubs $Stub_2$, $Stub_3$ et $Stub_4$ comme des capacités.

Une inductance l est liée à une ligne microruban dont la largeur est très petite par :

$$l = \frac{Z_L}{w_c} \cdot \sin\left(\frac{2\pi L}{\lambda}\right) \quad (\text{III.5})$$

Une capacité C est liée à une ligne microruban en circuit ouvert par :

$$C = \frac{1}{Z_L w_c} \cdot \tan\left(\frac{2\pi L}{\lambda}\right) \quad (\text{III.6})$$

Avec :

- L , la longueur de la ligne microruban,
- Z_L , l'impédance caractéristique du tronçon microruban,
- w_c , la pulsation correspondant à la fréquence f_c ,
- λ , la longueur d'onde, où $\lambda = \frac{c}{f_c \sqrt{\varepsilon}}$, et où ε est la permittivité diélectrique relative effective.

Le tableau III.7 énumère les valeurs des éléments passifs équivalents calculés pour une fréquence f_c de 90 MHz.

Ligne microruban :	TL_4	TL_5	TL_6
Inductance équivalente l (nH)	58.6	58.6	44.5
Stub :	$Stub_2$	$Stub_3$	$Stub_4$
Capacité équivalente C (pF)	41.7	34.2	17.3

TABLE III.7 – Valeurs des éléments localisés équivalents au filtrage microruban

La figure III.21 présente le modèle électrique établi en remplaçant le filtrage à éléments à constantes réparties par des éléments localisés. Le signal délivré par le générateur avec filtrage microruban est comparé à celui obtenu avec des éléments passifs sur la figure III.22. Les deux simulations sont effectuées avec des paramètres identiques (tension de polarisation de 2 kV, résistance résiduelle $R_{on} = 1 \Omega$ etc.). La concordance est assez bonne, ce qui permet de valider le principe de fonctionnement de la structure proposée.

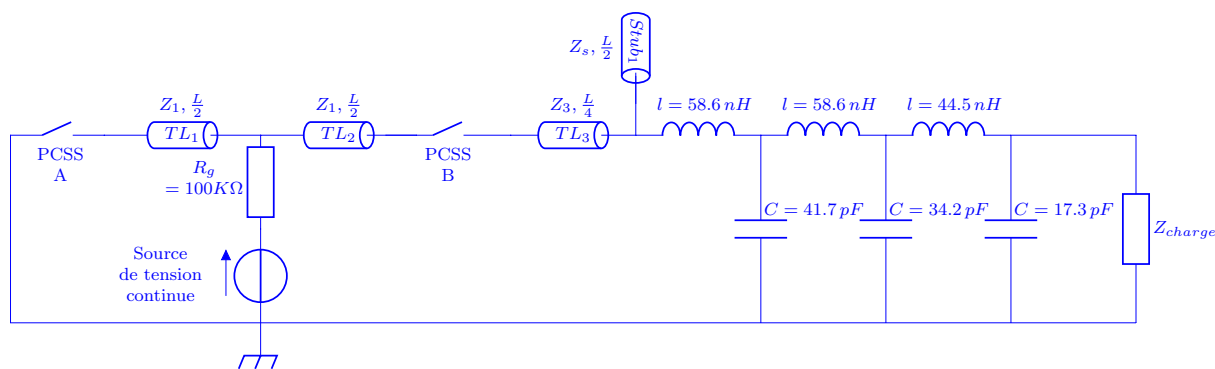
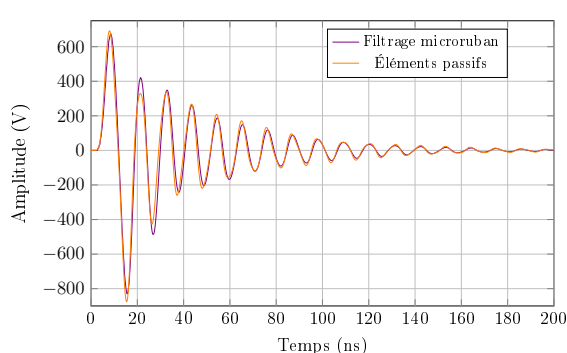
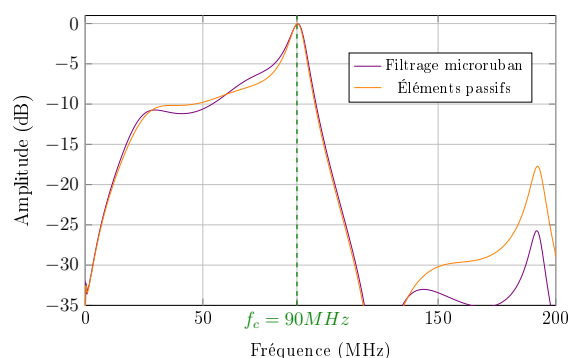


FIGURE III.21 – Schéma électrique équivalent avec des éléments localisés



(a) Signaux transitoires



(b) Spectres associés aux signaux transitoires

FIGURE III.22 – Comparaison des filtrages par éléments à constantes réparties et par éléments localisés

1.4.4 Réalisation et résultats

Un exemple de générateur avec filtrage est traité avec une fréquence f_c visée de 90 MHz, ce qui représente une longueur de base $L = 627$ mm. Pour cet exemple, des PCSS GP0240 sont utilisés. Le tableau III.8 répertorie les valeurs des dimensions utilisées pour la réalisation.

Ligne microruban :	TL_1	TL_2	TL_3	TL_4	TL_5	TL_6
Longueur (mm)	323.5	323.5	156.8	104.5	104.5	78.4
Largeur (mm)	7	7	1	1	1	1
Ligne microruban :	TL_7	$Stub_1$	$Stub_2$	$Stub_3$	$Stub_4$	
Longueur (mm)	50	323.5	156.8	78.4	39.2	
Largeur (mm)	2.8	8	8	14	14	

TABLE III.8 – Valeurs utilisées pour la réalisation d'un générateur à la fréquence visée $f_c = 90$ MHz

La figure III.23 montre les résultats obtenus pour plusieurs tensions de polarisation. Le tableau III.9 résume les performances du générateur. Le ratio entre tension crête à crête et tension de polarisation atteint environ 70%, il est bien supérieur à celui obtenu avec le générateur précédent (environ 40 % cf. tableau III.4). Le design du générateur est fait pour optimiser l'amplitude crête à crête du signal de sortie (cf. figure III.18). Les largeurs, et par conséquent les impédances caractéristiques, de la ligne microruban située entre les deux photoconducteurs et de celle située à droite du PCSS B sont différentes et optimisées pour obtenir la meilleure amplitude crête à crête du signal de sortie en maintenant un facteur de qualité satisfaisant.

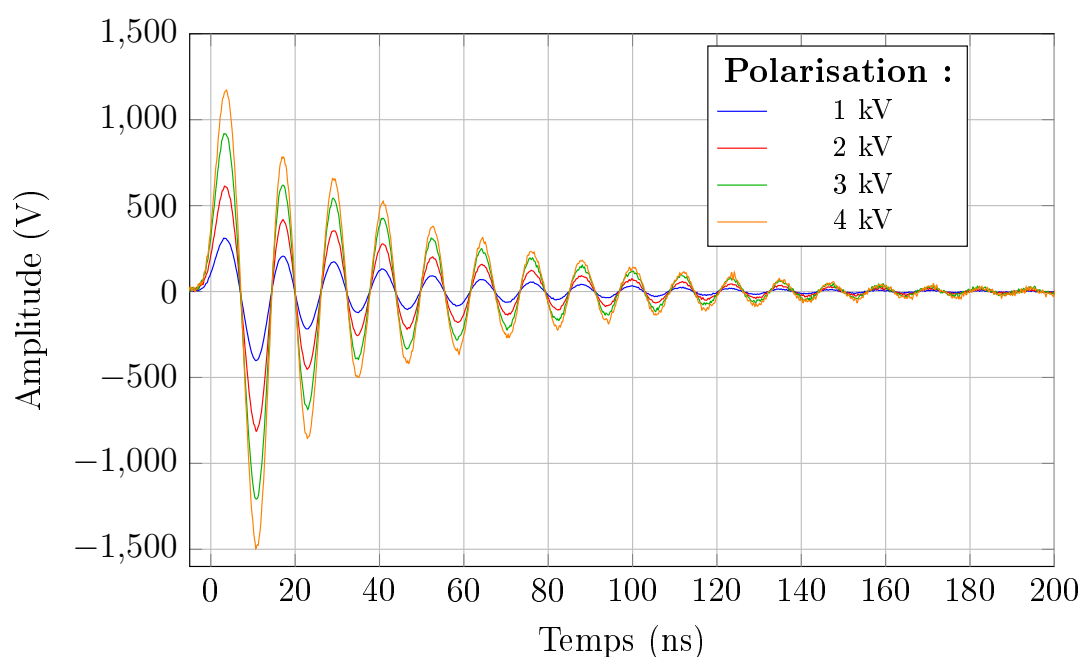


FIGURE III.23 – Signaux obtenus à la fréquence mesurée $f_c = 84$ MHz pour différentes tensions de polarisation

Tension de polarisation (kV)	Energie optique PCSS A (masse) (μJ)	Energie optique PCSS B (sortie) (μJ)	V_{c-c} (V)	Ratio	Q
1	54	30	715	0.72	10.8
2	88	60	1430	0.72	10.8
3	141	86	2130	0.71	11
4	141	100	2680	0.67	11.3

TABLE III.9 – Synthèse des performances du générateur de fréquence centrale mesurée $f_c = 84$ MHz pour différentes tensions de polarisation

La figure III.24 compare les résultats simulés et mesurés. Un décalage en fréquence apparaît entre la réalisation et le circuit simulé. La fréquence centrale f_c atteinte en réalisation est de 84 MHz, soit environ 7% d'erreur avec la fréquence souhaitée. La longueur du PCSS n'est pas prise en compte dans le design du circuit réalisé. Pour améliorer la concordance des résultats simulés et mesurés, un travail de modélisation de l'influence des dimensions des PCSS est à effectuer. L'impact du filtrage est visible sur la figure III.25. Elle compare, pour deux fréquences proches (84 et 90 MHz), les signaux obtenus en pratique avec le générateur sans filtrage présenté dans la partie précédente à

ceux obtenus avec le filtrage. Les hautes fréquences y sont significativement atténuées. Le filtrage permet ainsi de s'affranchir du changement de source laser selon la fréquence du signal à générer.

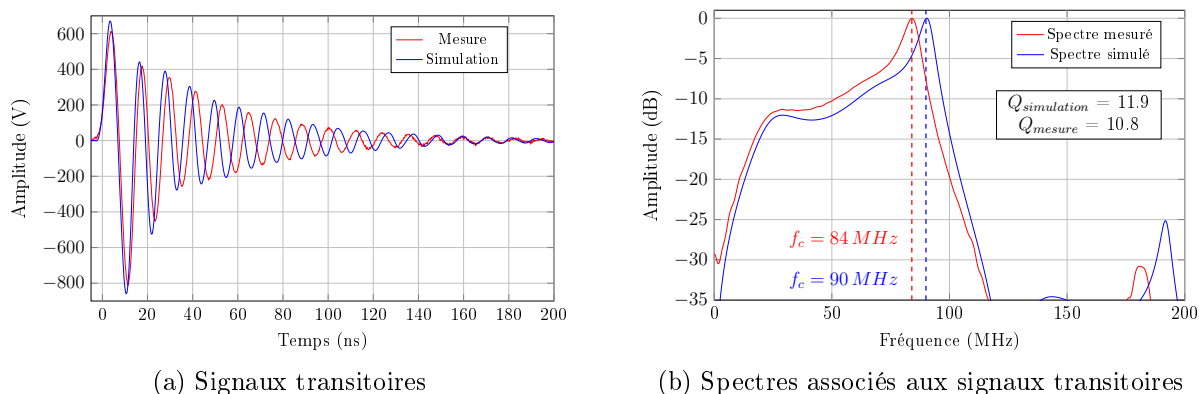


FIGURE III.24 – Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence visée $f_c = 90$ MHz pour une tension de polarisation de 2 kV

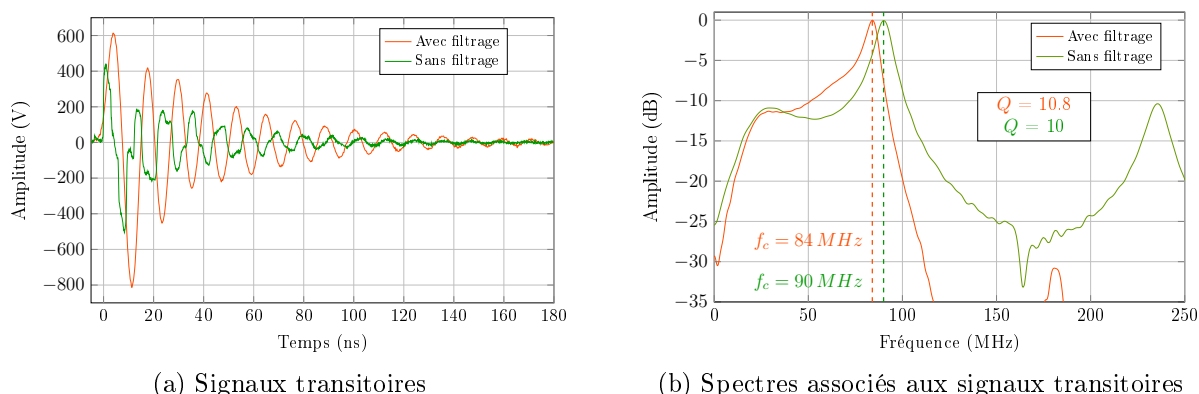


FIGURE III.25 – Résultats obtenus avec les deux types de générateurs (avec et sans filtre)

1.4.5 Analyse et conclusion

La topologie de générateur optoélectronique présentée dans cette partie permet d'obtenir un signal pour lequel la tension crête à crête est maximisée avec un ratio d'environ 70 % entre la tension crête à crête de sortie V_{c-c} et la tension de polarisation V_p . Le filtrage associé au générateur atténue les hautes fréquences qui peuvent éventuellement être générées par l'impulsion optique employée. Il n'est donc pas nécessaire d'adapter finement l'impulsion optique utilisée au signal à générer. Cette topologie est bien adaptée à la génération d'ondes allant de 20 MHz à 200 MHz. Les résultats restent satisfaisants jusqu'aux environs d'un gigahertz. Au-delà, les dimensions du circuit de filtrage ne permettent plus de générer le signal souhaité.

1.5 Bilan des générateurs développés

Deux générateurs d'ondes sinusoïdales amorties ont été mis au point. Les deux sont accordables en fréquence en fonction d'une longueur de base notée L , ce qui simplifie le dimensionnement. Des simulations électriques pour chaque structure ont été menées. Elles permettent d'établir, aux erreurs liées aux réalisations près, les performances et les bandes de fréquence de fonctionnement optimales pour l'utilisation des deux générateurs.

- Le générateur d'ondes sans système de filtrage présenté section 1.3, page 117 est bien adapté pour la génération de sinusoïdes amorties de fréquence centrale f_c comprise entre 700 MHz et 3 GHz ayant des facteurs de qualité d'environ 5 à 10. Au delà de 3 GHz, la longueur de la ligne microruban utile pour générer le signal bipolaire de base (celle située entre les deux PCSS) devient trop petite pour être réalisée facilement. À cette fréquence, elle mesure environ 9 mm (une fois que l'on a retiré 3 mm par PCSS), sachant que les PCSS et la résistance de charge doivent y être connectés.
- Le générateur avec filtrage présenté section 1.4, page 128 est optimisé pour les applications CEM. Il couvre la bande de 20 MHz à 200 MHz avec des facteurs de qualité compris entre 10 et 13 avec un ratio entre tension crête à crête et tension de polarisation autour de 70%. Un des avantages de ce générateur est qu'il n'est pas nécessaire d'accorder finement l'impulsion optique à la fréquence du signal à générer, à condition toutefois que le front de montée de l'impulsion optique permette la génération des fréquences les plus hautes souhaitées. Le filtrage n'est plus nécessaire à partir du moment où le front de montée de l'impulsion optique est en adéquation avec la fréquence du signal généré. En dessous de 20 MHz, les dimensions des générateurs deviennent encombrantes, la longueur de base L mesurant déjà 2.8 m à 20 MHz. Le générateur fonctionne avec des performances dégradées au dessus de 200 MHz jusqu'en dessous du gigahertz. Au delà les dimensions du système de filtrage deviennent trop encombrantes par rapport à la taille du générateur.

Le tableau III.10 synthétise les performances et les bandes de fonctionnement des deux générateurs développés. Entre 200 MHz et 700 MHz les deux générateurs peuvent convenir, le choix peut alors se faire suivant les caractéristiques du signal souhaité. L'introduction du caractère paramétrable est un avantage pour le dimensionnement, cependant il est possible d'apporter des modifications mineures (par exemple sur l'impédance des lignes microruban et des stubs) permettant d'optimiser un signal pour un coefficient de qualité précis par exemple. Un travail de modélisation des dimensions des PCSS devra être effectué pour améliorer la concordance entre la fréquence simulée et la fréquence mesurée. De même,

la prise en compte des modifications d'impédance induites par les broches des PCSS, les soudures et la connectique devrait permettre d'améliorer les concordances entre les simulations et les mesures.

Donnée	Générateur sans filtrage	Générateur avec filtrage
Bande de fréquence	700 MHz - 3 GHz	20 MHz - 200 MHz
Q sur la bande défini	8 - 10	10 - 12
V_{c-c} maximum	2 kV	3 kV

TABLE III.10 – Performances des générateurs en simulation pour une polarisation de 4 kV

2 Vers un système d'essai CEM

2.1 Solution technique proposée

Le développement du système d'essai CEM décrit figure III.26 repose sur deux avantages principaux inhérents à la technologie optoélectronique. Le premier provient des photoconducteurs qui permettent d'atteindre des niveaux de tensions élevés (quelques kV) sur l'intervalle de fréquences considéré (20 MHz - 200 MHz). Le second provient de la possibilité de synchroniser de façon très précise le déclenchement des photoconducteurs grâce à une gigue faible de l'ordre de la picoseconde. Cela permet de sommer plusieurs contributions après leur génération, en pratique cette somme de signaux électriques est réalisée par un combineur. Les chemins optiques entre le laser et les sources optoélectroniques ainsi que les liaisons entre chaque source optoélectronique et le combineur doivent être de même longueur pour une sommation cohérente. Le début de la section rappelle le dispositif expérimental mis en place pour la génération des signaux sinusoïdaux. Ensuite, différents PCSS ayant des caractéristiques et des tenues en tension différentes (4 kV, 15 kV) sont étudiés dans le cadre de l'augmentation des niveaux de tensions. Pour exploiter l'avantage de la sommation grâce à la synchronisation, un combineur quatre voies conçu pour accepter des niveaux de tensions de plusieurs kilovolts est présenté. Enfin, quelques perspectives terminent la section.

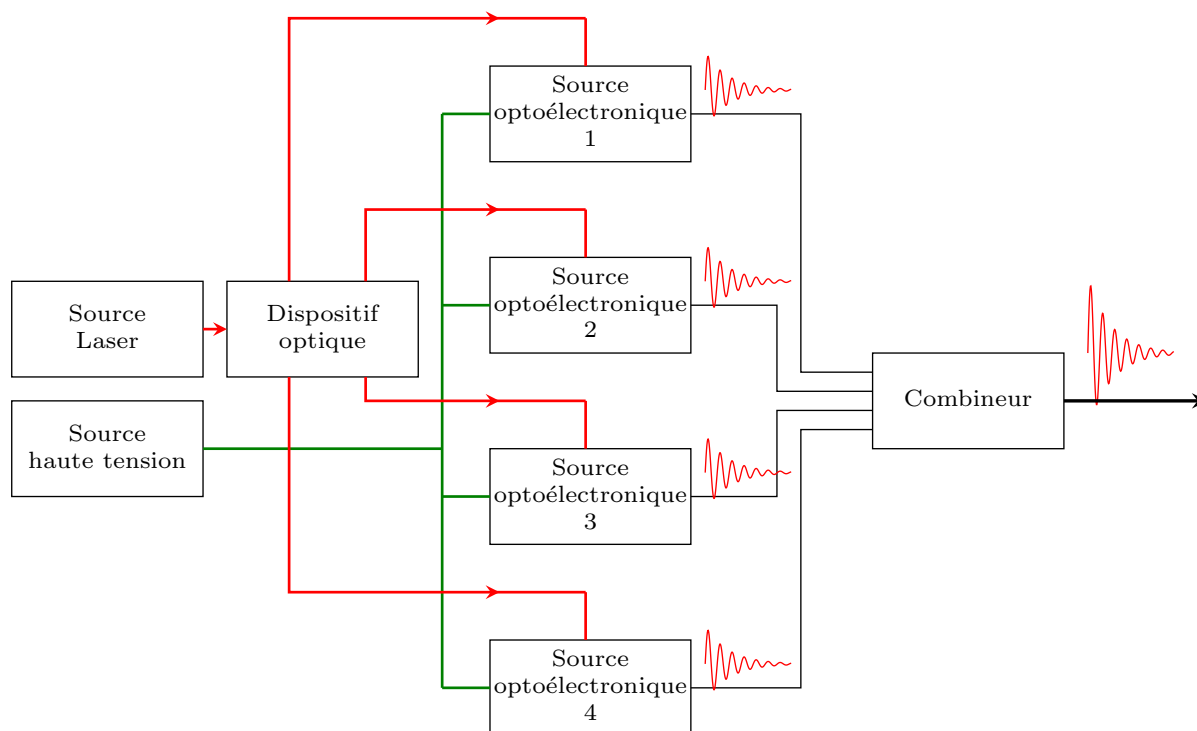


FIGURE III.26 – Schéma de principe du dispositif d'essai CEM

2.2 Étude des générateurs avec système de filtrage appliqué à la CEM

2.2.1 Le banc d'expérience

Les générateurs optoélectroniques adaptés aux essais de susceptibilité EM développés section 1.4, page 128 sont utilisés dans cette section. Le dispositif d'éclairage de deux PCSS employé est rappelé figure III.27. Le couple lame demi-onde (LDO) et cube de Wollaston (CW) permet d'optimiser la répartition de l'énergie optique délivrée. L'énergie optique appliquée pour la commutation est considérée optimale lorsque celle-ci permet de rendre passant le photoconducteur et d'atteindre une résistance R_{on} minimale. Toutefois, pour des fortes valeurs de tension de polarisation, il est parfois nécessaire d'employer une énergie optique extrêmement importante (plusieurs mJ) pour réduire de manière non significative la résistance résiduelle (de l'ordre du dixième d'ohm). Dans ce cas, un compromis est fait pour obtenir l'illumination optimale entre une énergie optique « raisonnable » et une résistance résiduelle satisfaisante. De plus, la forme de la tâche d'éclairage doit être adaptée à la géométrie du photoconducteur à éclairer.

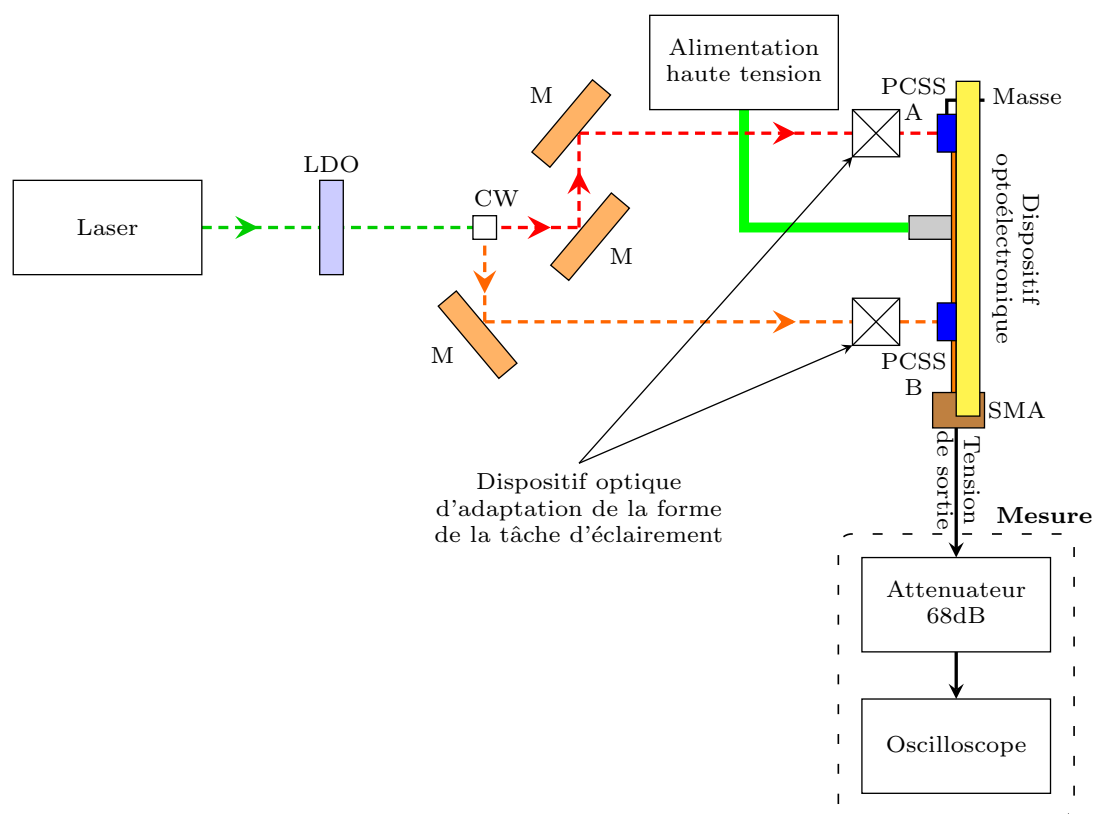


FIGURE III.27 – Dispositif d'éclairage des générateurs dédiés à la CEM

Les deux photoconducteurs faisant l'objet d'une étude dans cette section sont photographiés figure III.28. Pour chacun d'entre eux, la forme de la tâche d'éclairage doit être adaptée pour obtenir la résistance résiduelle la plus faible possible pendant la génération du signal. Ainsi, pour le PCSS GP0240, une lentille convergente permet de focaliser le faisceau optique. Pour le PCSS OZ150SG, de plus grande taille, une lentille divergente permet d'élargir la tâche d'éclairage pour couvrir toute sa surface de la façon la plus homogène possible.

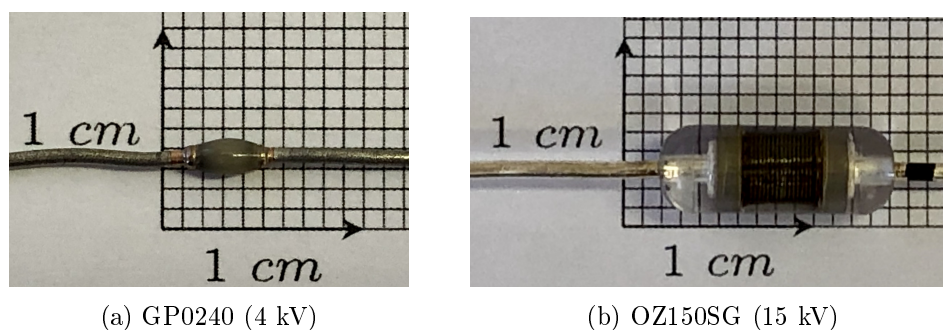


FIGURE III.28 – Photoconducteurs utilisés pour les générateurs dédiés à la CEM

La valeur de la résistance résiduelle a un impact sur la tension crête à crête maximale du signal ainsi que sur le facteur de qualité. Il s'agit du seul paramètre qui n'est pas fixé dans la simulation des générateurs. Une rétro simulation permet, en faisant varier la résistance résiduelle R_{on} , d'affiner la concordance entre les signaux mesurés et simulés. Une valeur de résistance résiduelle des PCSS peut alors en être déduite en fonction de la méthode d'éclairage et de l'énergie optique employée. La figure III.29 rappelle le schéma électrique du dispositif établi section 1.4.2, page 129.

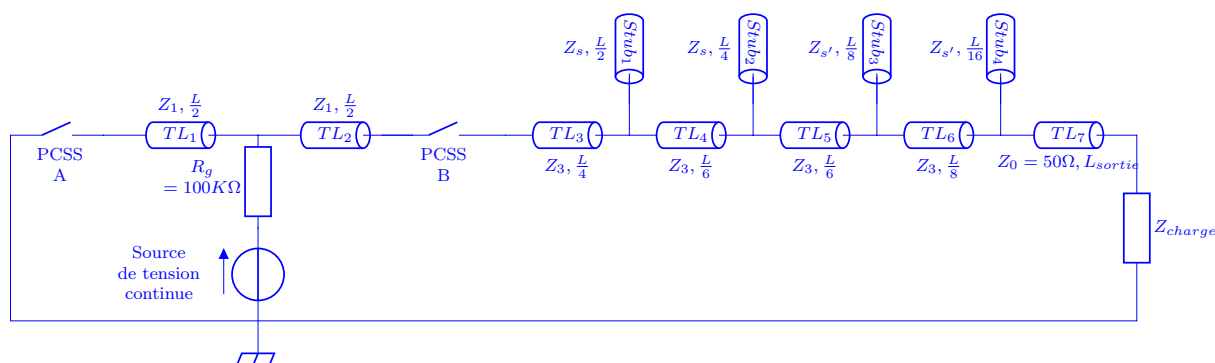


FIGURE III.29 – Schéma électrique pour la simulation des générateurs dédiés à la CEM

Le profil de fermeture de l'interrupteur, c'est à dire sa variation d'impédance pendant la fermeture, est représentée par la relation (III.2) :

$$R_{PCSS} = R_{off} \cdot \exp - \left(\frac{t-t_{start}}{\tau} \right) + R_{on}$$

Avec :

- $R_{off} = 10 \text{ M}\Omega$, la résistance à l'état bloqué,
- t_{start} , l'instant de déclenchement de la commande,
- τ permet d'ajuster la pente de fermeture. $\tau = 35 \text{ ps}$ dans le cas de l'utilisation de l'impulsion optique de 80 ps, et $\tau = 1.36 \text{ ns}$ pour celle de 3 ns.

2.2.2 Etude de photoconducteurs appliqué à l'élévation des niveaux de tension

L'objectif de l'élévation du niveau crête à crête V_{c-c} en sortie des générateurs, tout en maintenant un facteur de qualité supérieur à 8 sur la bande de 20 MHz à 200 MHz, conduit à évaluer les performances de différents photoconducteurs. Pour cela, quatre générateurs ayant des fréquences centrales f_c réparties sur la bande de fonctionnement ont été réalisés (28 MHz, 64 MHz, 84 MHz et 185 MHz). Les fréquences visées, celles mesurées ainsi que les longueurs de base L utilisées pour les réalisations sont regroupées dans le tableau III.11. La figure III.30 montre un exemple de réalisation. Les performances des photoconducteurs sélectionnés sont évaluées selon des critères de ratio entre tension crête à crête et tension de polarisation ainsi que de facteur de qualité sur chacun de ces générateurs. Les effets de l'impulsion optique employée (80 ps ou 3 ns), notamment sur la valeur de la résistance résiduelle, sont étudiés. Pour chaque photoconducteur, les performances et énergie optiques nécessaires sont synthétisées dans des tableaux récapitulatifs afin de déterminer la meilleure configuration.

Fréquence souhaitée (MHz)	Fréquence mesurée (MHz)	Écart %	Longueur L utilisée (mm)
30	28	6.7	1875
66	64	3	855
90	84	6.7	628
190	184	3.2	300

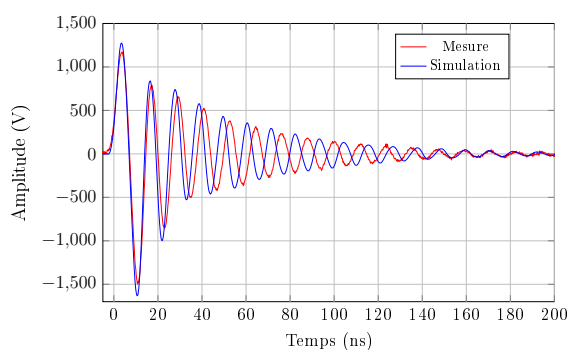
TABLE III.11 – Paramètres des générateurs réalisés



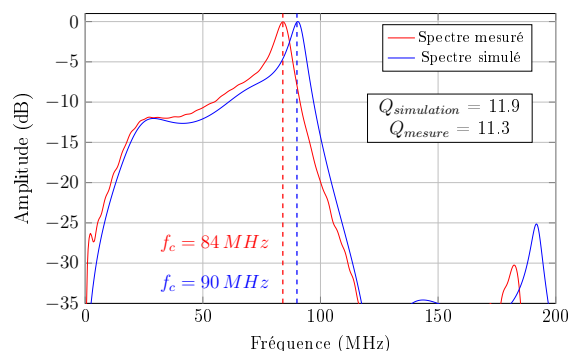
FIGURE III.30 – Générateur optoélectronique de fréquence centrale visée $f_c = 190$ MHz

PCSS GP0240 (tenue en tension de 4 kV) déclenché par une impulsion optique de 80 ps

Le tableau III.12 synthétise les performances mesurées pour les quatre générateurs réalisés, équipés des PCSS GP0240 et éclairés par une impulsion optique de 80 ps. Globalement le ratio se situe autour de 70% avec des facteurs de qualité autour de 11. La simulation associée permet de déterminer la valeur de résistance résiduelle du PCSS. Ainsi, pour les générateurs aux fréquences de 64 MHz, 84 MHz, et 184 MHz, les concordances entre simulation et mesure sont satisfaisantes avec une résistance résiduelle $R_{on} = 1 \Omega$. La figure III.31 montre un exemple pour la fréquence de 84 MHz. La figure III.32 compare les résultats simulés et mesurés pour le générateur de 28 MHz. La concordance et les performances y sont moins bonnes que pour les trois autres fréquences. Plus la fréquence est basse plus l'énergie optique nécessaire pour commuter les PCSS est élevée. Cela provient du fait qu'à basse fréquence le signal est plus long (500 ns à 28 MHz), il faut alors plus d'énergie pour maintenir les photoconducteurs dans leur état passant le temps que le signal soit délivré. L'impulsion de 80 ps est alors trop courte pour maintenir un « bon » état passant pendant toute la durée du signal. Nous sommes alors aux limites d'utilisation du modèle des PCSS pour lequel une résistance résiduelle est constante pendant toute la durée du signal.

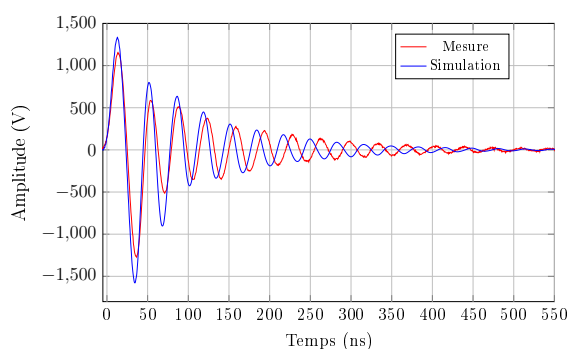


(a) Signaux transitoires

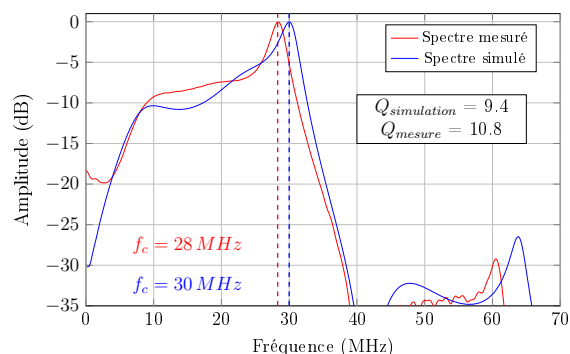


(b) Spectres associés aux signaux transitoires

FIGURE III.31 – Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence mesurée $f_c = 84$ MHz pour une tension de polarisation de 4 kV avec le laser délivrant des impulsions de 80 ps



(a) Signaux transitoires



(b) Spectres associés aux signaux transitoires

FIGURE III.32 – Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence mesurée $f_c = 28$ MHz pour une tension de polarisation de 4 kV avec le laser délivrant des impulsions de 80 ps

Fréquence mesurée (MHz)	Energie optique PCSS A (masse) (μJ)	Energie optique PCSS B (sortie) (μJ)	V_{c-c} (V)	Ratio	Q	$R_{on}(\Omega)$
28	130	71	2515	0.63	10.8	1.5
64	91	31	2860	0.71	10.6	1
84	80	27	2680	0.67	11.3	1
184	28	18	2840	0.71	11.3	1

TABLE III.12 – Synthèse des performances mesurées pour une tension de polarisation de 4 kV

PCSS GP0240 (tenue en tension de 4 kV) déclenché par une impulsion optique de 3 ns

Le tableau III.13 synthétise les performances mesurées pour les quatre générateurs réalisés équipés des PCSS GP0240 et éclairés par une impulsion optique de 3 ns. Pour les générateurs à 28 MHz, 64 MHz et 84 MHz, les performances ont été améliorées par rapport à un éclairage avec l'impulsion de 80 ps. En effet, l'impulsion laser de 3 ns permet de maintenir davantage la résistance résiduelle des photoconducteurs à un plus bas niveau et le facteur de qualité est peu modifié. Par exemple, la figure III.33 montre, pour le générateur à 28 MHz, une meilleure concordance entre simulation et mesure avec une résistance résiduelle plus faible que dans le cas de l'éclairage avec l'impulsion de 80 ps. Cependant, le temps de montée de 3 ns de cette impulsion ne permet pas de déclencher le signal du générateur à 184 MHz. La limite fréquentielle du déclenchement des signaux avec une impulsion optique d'un front de montée de 3 ns est $\frac{0.35}{3 \cdot 10^{-9}} = 117$ MHz.

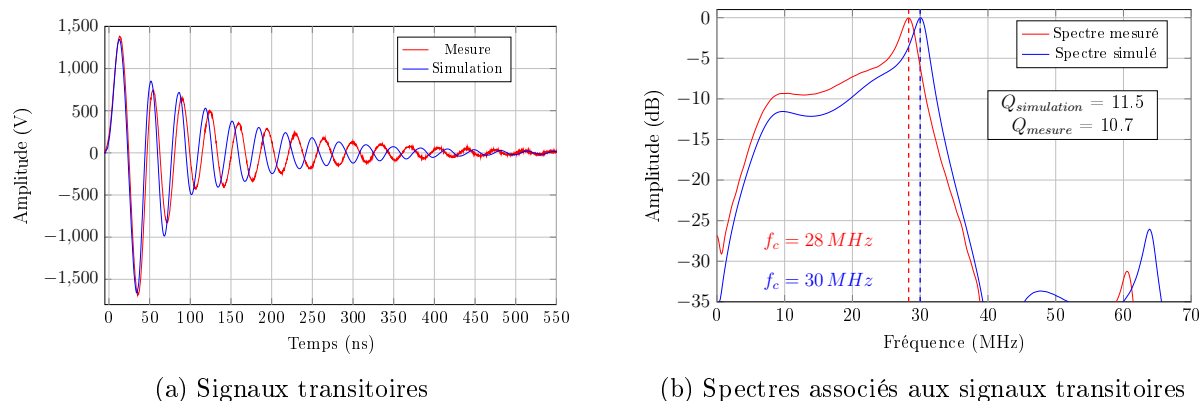


FIGURE III.33 – Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence mesurée $f_c = 28$ MHz pour une tension de polarisation de 4 kV avec le laser délivrant des impulsions de 3 ns

Fréquence mesurée (MHz)	Energie optique PCSS A (masse) (μJ)	Energie optique PCSS B (sortie) (μJ)	V_{c-c} (V)	Ratio	Q	R_{on}
28	620	150	3075	0.77	10.7	1
64	280	100	3145	0.79	10.3	0.5
84	220	80	2825	0.71	11.2	0.5
184	-	-	-	-	-	-

TABLE III.13 – Performances de différents générateurs dédiés à la CEM pour une tension de polarisation de 4 kV obtenues avec les PCSS GP0240 éclairés par des impulsions de 3 ns

PCSS OZ150SG (tenue en tension de 15 kV) déclenché par une impulsion optique de 3 ns

Avec une tenue en tension plus élevée (15 kV), l'objectif de l'utilisation des PCSS OZ150SG était de dépasser les 4 kV de polarisation pour obtenir des signaux de plus grandes amplitudes. Or, pour des tensions de polarisation supérieures à 4 kV, la génération du signal conduit à des composantes spectrales basse fréquence parasites. La figure III.34 montre les signaux à 64 MHz pour des polarisations de 4 kV et 5 kV. Quelle que soit la fréquence du générateur employé, l'augmentation de la tension de polarisation au dessus de 4 kV entraîne une brusque chute du facteur de qualité du signal. Ces effets non linéaires, qui apparaissent quand le champ électrique devient trop important aux bornes du PCSS, peuvent être imputés à plusieurs phénomènes. L'effet Franz-Keldysh peut expliquer une diminution de l'absorption du rayonnement lumineux, le nombre de paires électrons-trous générées est alors insuffisant pour maintenir l'état passant des photoconducteurs. La recombinaison débute rapidement après la fin de l'impulsion optique et la résistance résiduelle est plus élevée. L'augmentation de l'énergie optique n'a alors plus d'effet sur l'état des PCSS.

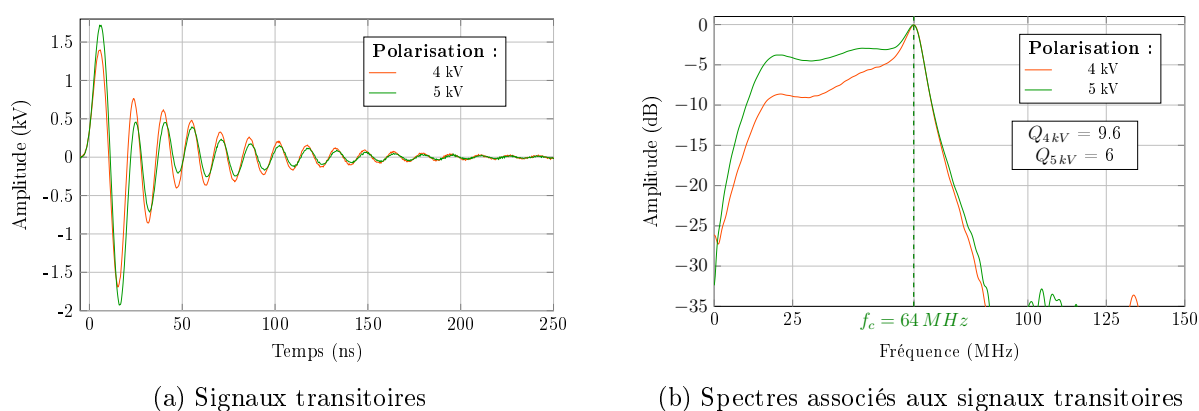


FIGURE III.34 – Résultats mesurés avec le générateur de fréquence visée $f_c = 66$ MHz pour des niveaux de polarisation de 4 kV et 5 kV

Le tableau III.14 rassemble les résultats obtenus avec une polarisation de 4 kV, à la limite du fonctionnement souhaité des PCSS. Les PCSS OZ150SG sont plus robustes au sens où ils peuvent supporter des énergies optiques plus importantes que les GP0240 sans être détériorés. Cependant, leur résistance résiduelle est globalement plus élevée et les performances sont moins bonnes que celle obtenues précédemment. La figure III.35 illustre un exemple de comparaison entre simulation et mesure pour le générateur de 64 MHz.

Fréquence mesurée (MHz)	Energie optique PCSS A (masse) (mJ)	Energie optique PCSS B (sortie) (mJ)	V_{c-c} (V)	Ratio	Q	R_{on}
28	6.6	1.27	3010	0.75	8.5	1.5
64	2.8	1.16	3090	0.77	9.6	1
84	1.76	0.71	2585	0.65	9.7	1
184	-	-	-	-	-	-

TABLE III.14 – Performances de différents générateurs dédiés à la CEM pour une tension de polarisation de 4 kV obtenues avec les PCSS OZ150SG éclairés par des impulsions de 3 ns

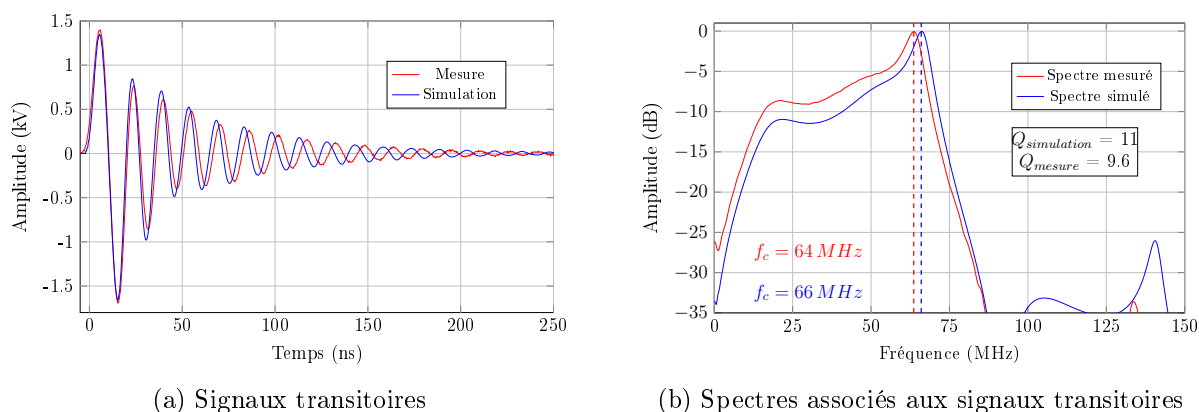


FIGURE III.35 – Résultats simulés et mesurés obtenus avec le générateur de fréquence visée $f_c = 66$ MHz pour une tension de polarisation de 4 kV avec le laser délivrant des impulsions de 3 ns

2.2.3 Mise en parallèle et/ou série de photoconducteurs

Dans la perspective d'améliorer les performances obtenues, la mise en parallèle de PCSS est envisagée pour diminuer la résistance de l'ensemble. Cela permet, par la même occasion, de diviser le courant supporté par les photoconducteurs, et d'éviter les détériorations lors des fortes sollicitations. Pour montrer l'effet de la mise en parallèle de deux PCSS, la figure III.36 montre la comparaison de l'évolution de la résistance des PCSS GP0240 pour des configurations avec un photoconducteur, puis avec deux photoconducteurs en parallèle. Le dispositif optoélectronique aussi utilisé au chapitre II section 3.1.1, page 93 pour la caractérisation des PCSS est mis en œuvre. De même, l'évolution de la résistance du PCSS R_{PCSS} en fonction du temps est ensuite déduite de la tension mesurée V_m par :

$$R_{PCSS} = \frac{(V_p - V_m) \cdot Z_{charge}}{V_r} - Z_{source} \quad (III.7)$$

Avec :

- V_p , la tension de polarisation,
- Z_{charge} , l'impédance de la charge (50 Ω),
- Z_{source} , l'impédance du générateur (50 Ω).

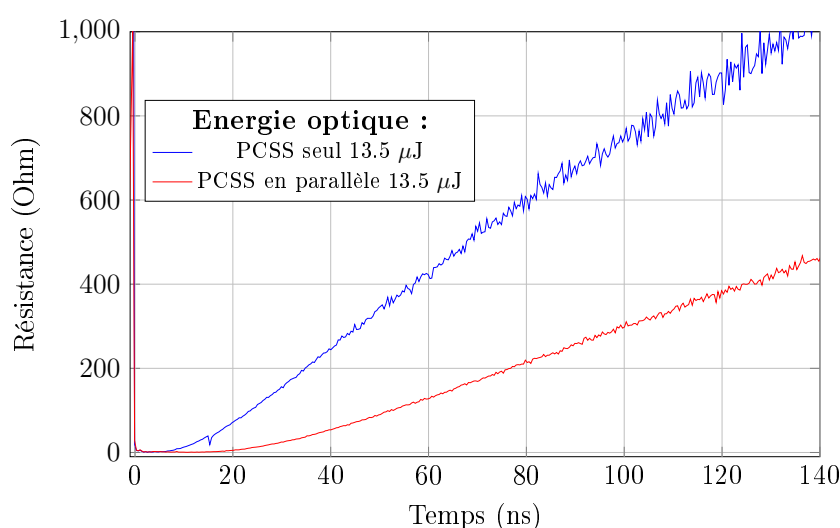


FIGURE III.36 – Évolution de la résistance de PCSS utilisé seul ou associé à un second PCSS en parallèle

L'exemple étudié est obtenu avec une tension de polarisation de 500 V et chaque photoconducteur est éclairé à l'aide d'une impulsion optique d'une durée de 80 ps et

d'une énergie de $13.5 \mu\text{J}$. Cet exemple montre la diminution de la résistance associée à l'utilisation de PCSS en parallèle. Pour la génération de signaux de forts niveaux, la tension de polarisation augmente, ce qui a pour effet, entre autre, d'augmenter la résistance résiduelle des PCSS. L'étude de la mise en parallèle de photoconducteurs peut apporter des solutions pour abaisser la résistance résiduelle équivalente et ainsi augmenter l'amplitude des signaux générés.

La mise en série de PCSS est envisagée pour augmenter la tenue en tension de l'ensemble des photoconducteurs (théoriquement la tenue en tension d'un PCSS multiplié par leur nombre). L'idée est d'utiliser les avantages d'un PCSS ayant une faible tenue en tension, mais nécessitant peu d'énergie optique, pour la commutation et/ou avec une résistance résiduelle plus faible que celle d'un PCSS avec une plus haute tenue en tension.

2.2.4 Combineur quatre voies

Un combineur de puissance a été développé par Jérémy Hyvernaud pour augmenter le niveau des signaux en sommant les contributions provenant de plusieurs générateurs optoélectroniques. La figure III.37 illustre le dispositif. Le combineur, de type guide d'onde coaxiale [AJ12], dispose de quatre voies (connecteurs N, 50Ω), il respecte :

- une bande passante comprise entre 67 MHz et 277 MHz,
- un niveau de tension crête admissible en sortie de 10 kV,
- un coefficient de réflexion sur les quatre entrées et la sortie inférieur à -10 dB,
- un coefficient de transmission entrée/entrée inférieur à -10 dB entre deux voies,
- un coefficient de transmission entrée/sortie compris entre -0.05 dB et -0.45 dB,
- une longueur n'excédant pas un mètre.



FIGURE III.37 – Combineur 4 voies

La limitation de la longueur du combineur à un mètre a contraint la bande de fonctionnement de 67 MHz à 277 MHz, au lieu de la bande souhaitée de 20 MHz à 200 MHz. Cette contrainte de longueur avait été fixée pour limiter la taille du combineur et les problématiques de réalisation. Cependant, en autorisant une plus grande longueur, la bande de 20 MHz à 200 MHz peut être respectée. Ce combineur doit permettre de doubler l'amplitude du signal appliqué sur les quatre entrées (aux pertes de transmission près).

2.2.5 Conclusion et perspectives

Les photoconducteurs GP0240 (tenue en tension de 4 kV) éclairés par une impulsion de 3 ns présentent actuellement les meilleures performances (cf. III.13) pour produire les signaux utiles aux essais de susceptibilité électromagnétique. La montée en tension pour la génération d'ondes à l'aide de PCSS soulève quelques difficultés. En effet, l'augmentation de la tension de polarisation modifie l'absorption des photoconducteurs et la résistance résiduelle augmente. L'énergie optique à appliquer augmente, dans une certaine mesure, pour contrebalancer cet effet. Cependant, au delà d'un certain niveau (propre à chaque PCSS) l'augmentation de l'énergie optique n'a plus d'effet sur l'état passant des photoconducteurs et peut les détériorer. Ainsi, l'utilisation de photoconducteurs avec une tenue en tension plus élevée (cf. OZ150SG) n'a pas permis d'augmenter le niveau des signaux. L'éclairement des PCSS par l'impulsion de 3 ns ne

permet pas de générer les signaux au dessus d'une centaine de mégahertz, l'emploi d'une impulsion au front de montée plus rapide (cf. éclairement avec l'impulsion optique de 80 ps) est un bon compromis pour couvrir la bande désirée.

Une solution pour contrer l'effet Franz Keldysh pourrait être d'éclairer les PCSS avec une longueur d'onde différente adaptée à l'absorption des photoconducteurs lorsqu'ils sont plongés dans un champ électrique fort. Mais actuellement, les sources laser avec des longueurs d'onde mieux adaptées et des énergies optiques suffisantes pour la commutation des PCSS ne sont pas technologiquement matures ou représentent des coûts très importants. L'utilisation de photoconducteurs en parallèle et/ou en série alliée à une illumination optimisée offre des pistes intéressantes et moins coûteuses pour la génération d'ondes de forts niveaux.

L'emploi du combineur présenté section 2.2.4, page 150 permet de doubler l'amplitude des tensions obtenues et atteindre environ 6 kV crête à crête. La conception d'un combineur composé de 8 voies basée sur la même technologie que celui proposé dans ces travaux devrait permettre de multiplier par quatre la tension d'entrée et d'atteindre l'amplitude de 10 kV crête à crête souhaitée pour les essais de susceptibilité EM.

Selon les classifications des sources électromagnétiques impulsionnelles établies par Giri, Tesche, Sabath et Garbe, les générateurs optoélectroniques développés dans ces travaux peuvent être classés selon des critères de faisabilité [GT04] et de transportabilité [SG09]. Au vu des technologies déployées, telles que le laser, les éléments optiques, l'alimentation haute tension, le PCSS et les circuits imprimés, cette source peut être classée comme un système de technologie moyenne à coût modéré et comme un système transportable. Le source pourrait devenir mobile en équipant le laser d'une sortie à fibre optique pour éclairer les photoconducteurs des différents générateurs optoélectroniques.

3 Génération de formes d'ondes maîtrisées pour le façonnage spectrale

3.1 Objectifs de l'étude et solution proposée

Cette section propose un exemple de façonnage spectral à l'aide des générateurs optoélectroniques développés section 1.3, page 117. L'objectif est de réaliser un spectre s'étalant sur la bande 300 MHz - 3 GHz en rejetant les fréquences situées autour de 900 MHz et 1.8 GHz (correspondant aux fréquences GSM européennes) avec une atténuation d'environ 20 dB. Pour réaliser ce spectre, trois générateurs sont nécessaires avec des fréquences centrales à déterminer pour exclure les bandes désirées. La première partie présente la simulation mise en place pour optimiser le dimensionnement des générateurs à réaliser en fonction des contraintes du spectre désiré. Ensuite, le banc d'expérience et le dispositif optique mis en place sont décrits. Les réalisations sont présentées et les résultats mesurés sont confrontés aux simulations. Un essai du dispositif est effectué en rayonnant les signaux par le biais d'antennes K, dont les caractéristiques sont disponibles en annexe A. Des perspectives concluent la section.

3.2 Système développé

3.2.1 Simulation et prédiction du spectre désiré

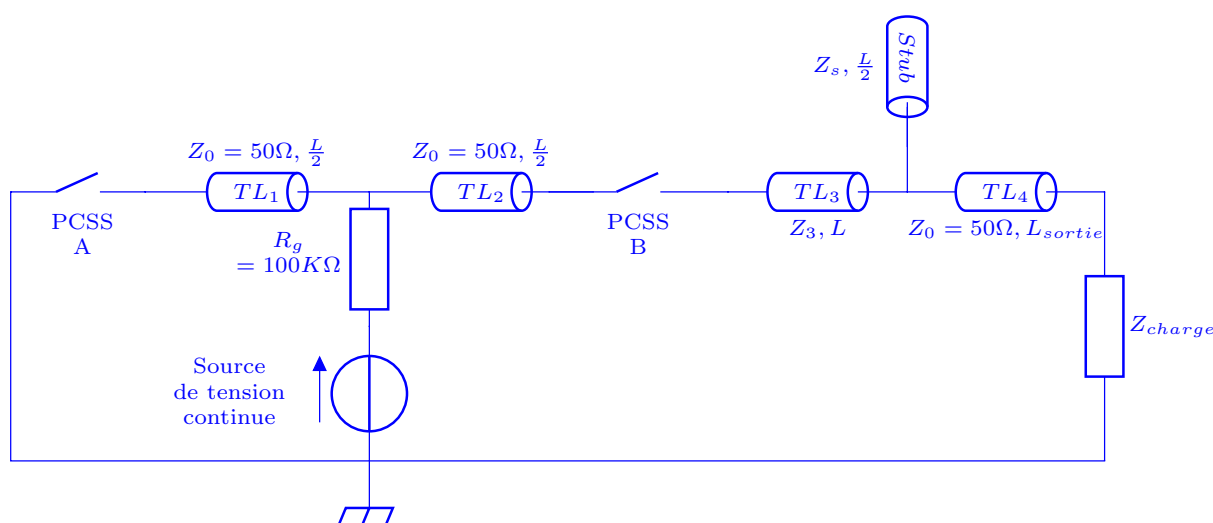
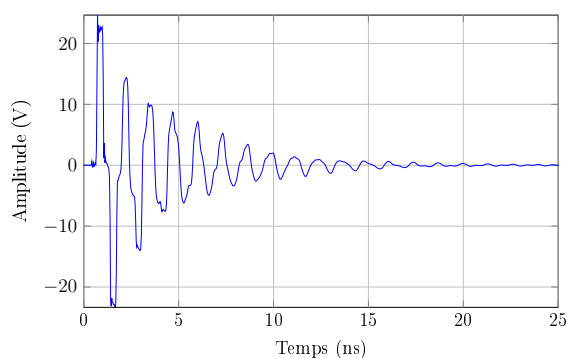


FIGURE III.38 – Schéma électrique pour la simulation du générateur pour le façonnage spectral

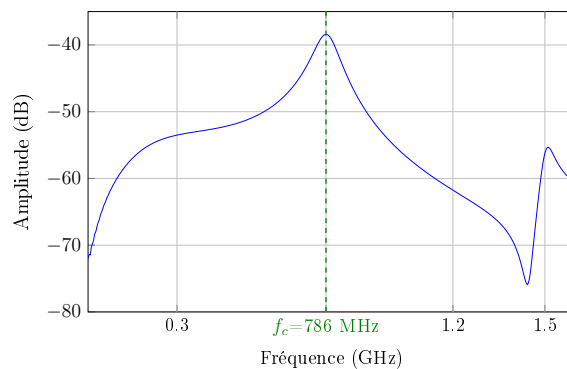
La figure III.38 rappelle le schéma électrique des générateurs optoélectroniques utilisés pour simuler les signaux servant à façonner le spectre désiré. En première approximation, les photoconducteurs sont considérés comme des interrupteurs avec une résistance résiduelle de 1Ω . Le front de montée des impulsions optiques n'est pas pris en compte. Une simulation transitoire avec un pas de 10 ps sur le logiciel ADS de Keysight a permis de déterminer les dimensions et tensions de polarisation des trois générateurs optoélectroniques utiles pour satisfaire le spectre souhaité. La figure III.39 montre les signaux transitoires III.39a, III.39c et III.39e, et les spectres associés, respectivement III.39b, III.39d et III.39f, provenant des trois générateurs. La somme des trois composantes est effectuée après la simulation, elle est tracée sur la figure III.40 (forme transitoire III.40a et spectre III.40b). Le tableau III.15 rassemble les paramètres nécessaires à la réalisation des trois générateurs.

Générateur n°	Fréquence centrale f_c	Longueur L (mm)	Tension de polarisation (V)
1	786 MHz	56	95
2	1.47 GHz	30	140
3	2.46 GHz	18	265

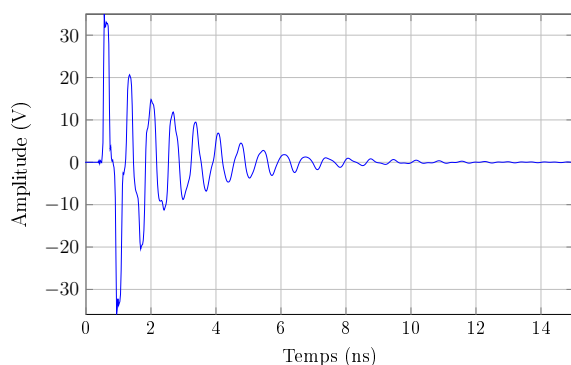
TABLE III.15 – Paramètres prédits pour la réalisation du spectre visé



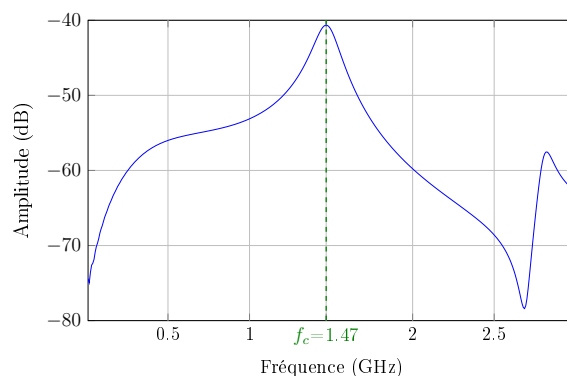
(a) Signal transitoire à 786 MHz



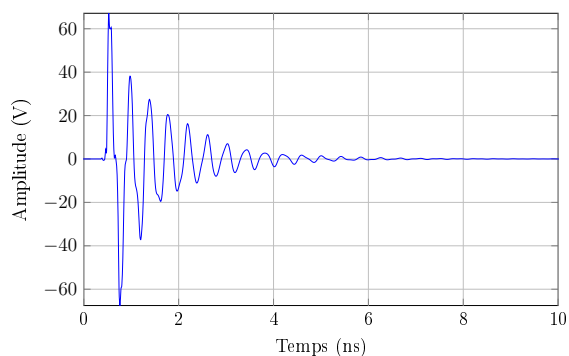
(b) Spectre associé au signal transitoire à 786 MHz



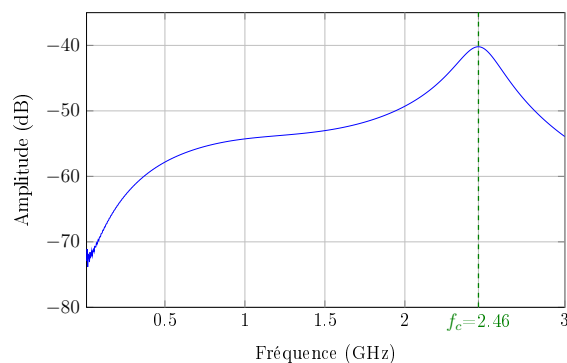
(c) Signal transitoire à 1.47 GHz



(d) Spectre associé au signal transitoire à 1.47 GHz



(e) Signal transitoire à 2.46 GHz



(f) Spectre associé au signal transitoire à 2.46 GHz

FIGURE III.39 – Signaux et spectres associés simulés pour le façonnage du spectre

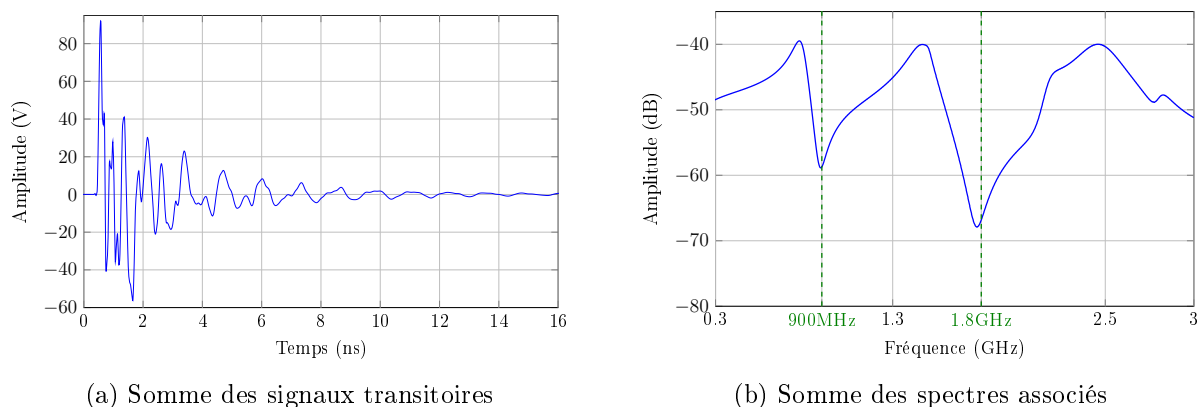


FIGURE III.40 – Somme des trois contributions pour former le spectre désiré

3.2.2 Le banc d'expérience

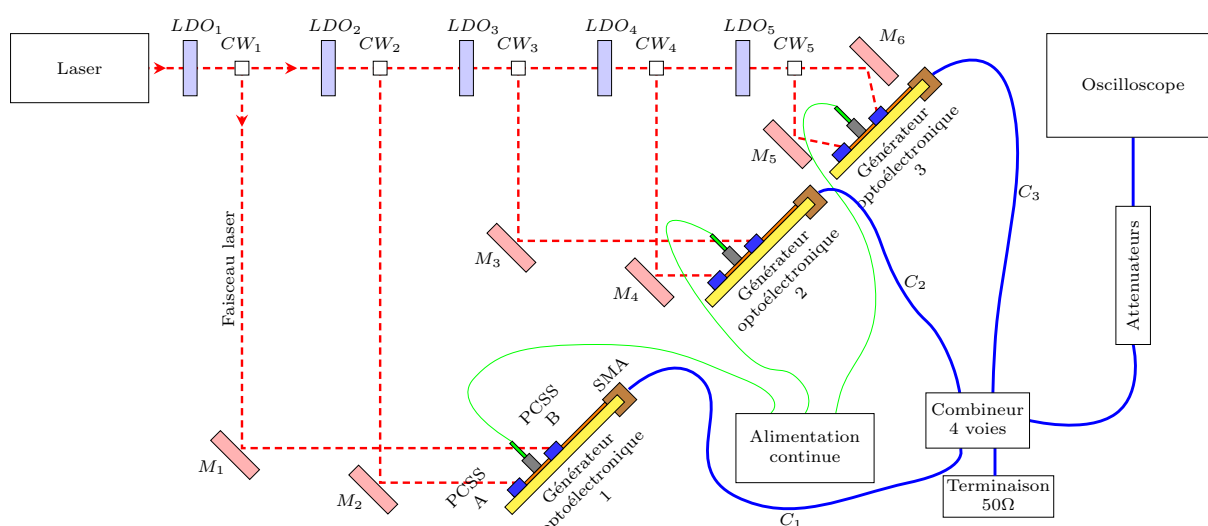


FIGURE III.41 – Banc d'expérience et système de commande optique

Le banc d'expérience et le système de commande optique sont représentés sur la figure III.41. La source laser délivrant des impulsions de 80 ps a été utilisée pour réaliser la commande optique. La fréquence de répétition des impulsions du laser a été réglée à 10 Hz. Le faisceau laser est séparé en deux parties réglables à l'aide des lames demi-onde couplées à des cubes séparateurs (par exemple LDO_1 et CW_1 , LDO_2 et CW_2 etc.). La répartition de l'énergie optique entre les faisceaux peut ainsi être ajustée selon le besoin du photoconducteur pour un éclairage optimal. Pour éviter les déphasages entre les signaux issus des trois générateurs, tous les PCSS doivent être commandés simultanément. Les différents chemins optiques suivis par le faisceau optique sont donc fixés à la même

longueur. Pour cela, des miroirs réglables sont utilisés pour égaliser les trajets optiques comme indiqué sur la figure III.41 (M_1 , M_2 , etc.). Les miroirs réglables permettent également d'assurer un éclairage optimal des PCSS. Les signaux provenant de chaque générateur sont additionnés au moyen d'un combineur 4 voies (caractéristiques en annexe C). Une terminaison 50Ω est connectée sur la quatrième voie inutilisée. Le combineur n'est pas pris en compte dans la simulation. Pour éviter le déphasage avant la sommation des signaux, les trois câbles (C_1 , C_2 et C_3) reliant les générateurs au combinateur sont appariés en phase à $\pm 2^\circ$. Une alimentation en tension continue est utilisée pour chaque générateur optoélectronique avec la valeur souhaitée de tension de polarisation.

3.2.3 Réalisations et résultats

Les générateurs nécessaires pour façonner le spectre souhaité ont été réalisés. Le tableau III.16 compare les fréquences centrales f_c souhaitées en simulation et celles obtenues avec les réalisations.

Générateur n°	Fréquence simulée	Fréquence mesurée	Écart relatif %
1	786 MHz	749 MHz	4.7
2	1.47 GHz	1.41 GHz	4.1
3	2.46 GHz	2.35 GHz	4.5

TABLE III.16 – Paramètres des générateurs réalisés

Le dispositif expérimental mis en place est photographié sur la figure III.43. Les spectres mesurés et simulés sont confrontés sur la figure III.42. Les fréquences à 900 MHz et 1.8 GHz ont bien été coupées avec une atténuation de 20 dB à 900 MHz et une atténuation d'environ 25 dB est observée à 1.8 GHz. Les objectifs visés ont donc été atteints. De légères différences entre les fréquences centrales des résultats mesurés et simulés sont perceptibles. Lorsque la fréquence centrale à générer augmente, la taille des générateurs est réduite. La longueur des broches des photoconducteurs devient moins négligeable et induit un léger décalage de fréquence, une caractérisation plus fine de l'effet des dimensions des PCSS est souhaitable. De plus, les modifications d'impédance causées par les broches des composants et les soudures sur la ligne microruban ne sont pas prise en compte dans la simulation.

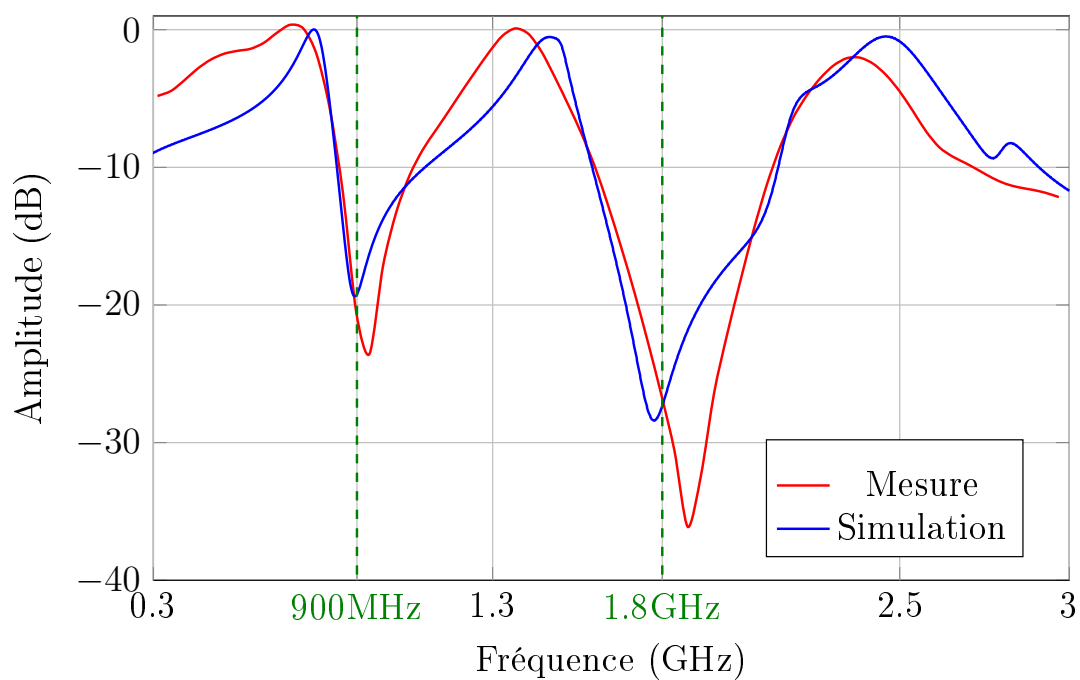


FIGURE III.42 – Comparaison des spectres simulés et mesurés

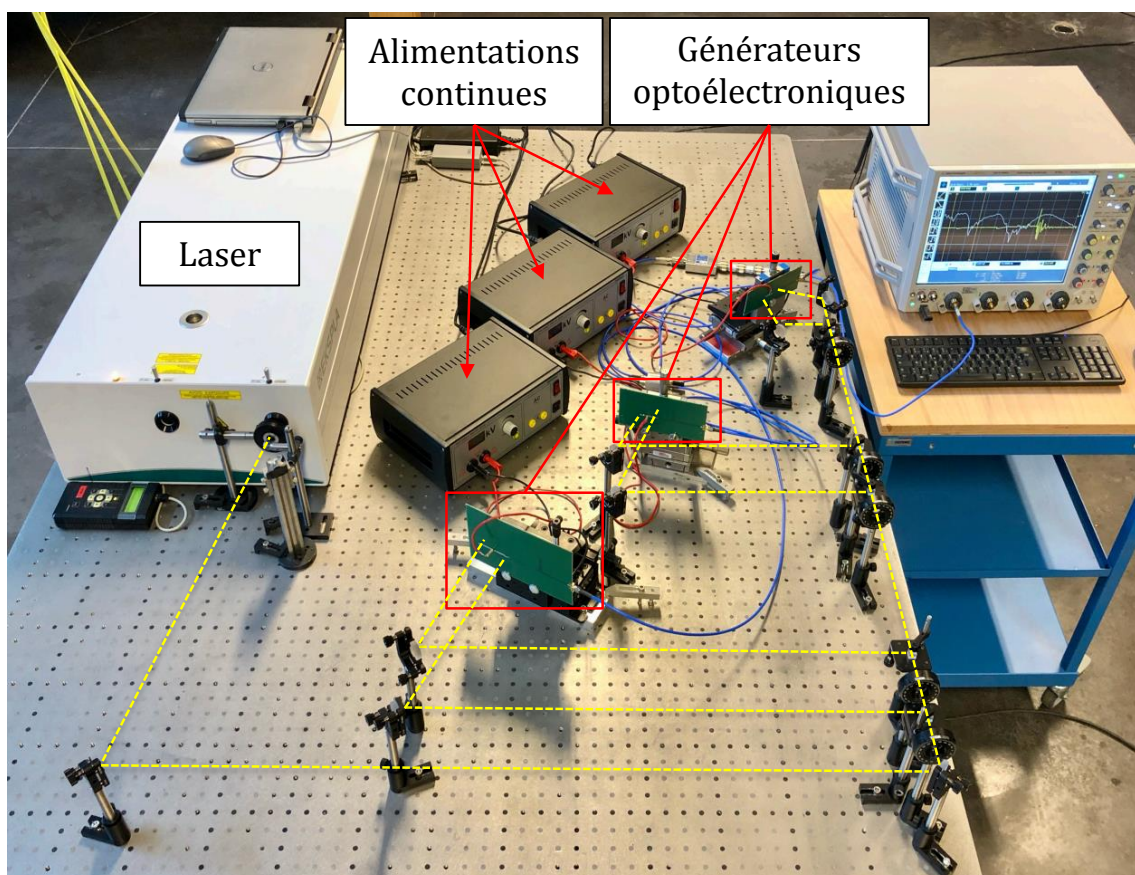


FIGURE III.43 – Dispositif expérimental du façonnage spectral

3.2.4 Utilisation d'une antenne par générateur

L'utilisation de trois générateurs optoélectroniques indépendants permet de connecter une antenne à chaque générateur et la sommation des rayonnements s'effectue dans l'air. Les antennes utilisées sont des antennes K dont les caractéristiques sont données en annexe A. La figure III.44 présente un schéma du dispositif expérimental mis en place et il est photographié sur la figure III.46. Un capteur de champ, placé à une distance $D = 8$ m, est utilisé pour mesurer le rayonnement provenant des antennes. Les mêmes générateurs optoélectroniques que dans la configuration précédente sont utilisés.

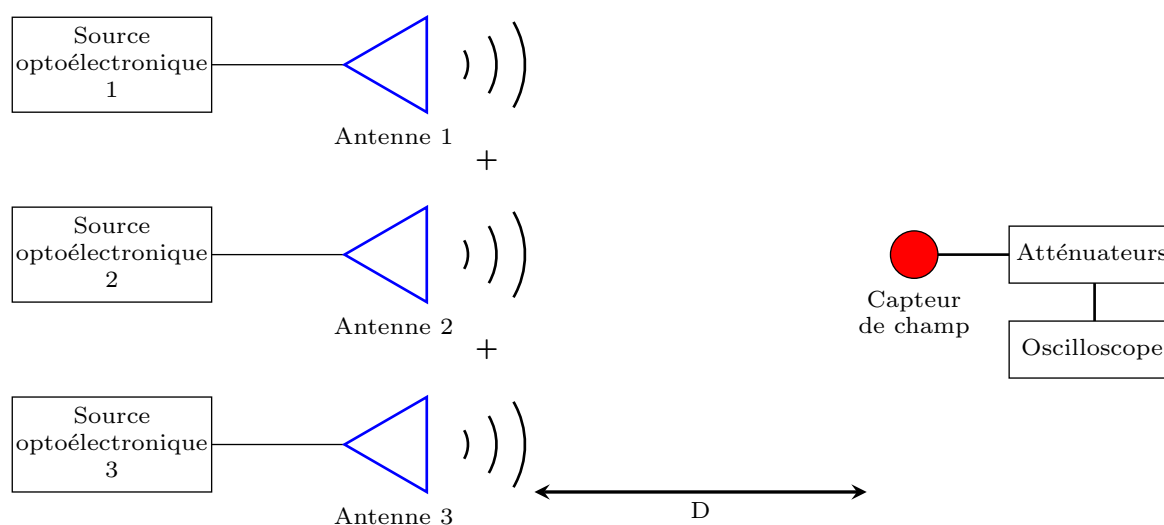


FIGURE III.44 – Schéma du dispositif avec une antenne par générateur

Le spectre simulé dans la configuration précédente est confronté à celui obtenu en employant une antenne par générateur sur la figure III.45. Même si l'allure du spectre rayonné est semblable à celle obtenue par simulation, cette expérience montre qu'il est indispensable de tenir compte de la fonction de transfert des antennes pour mieux respecter le gabarit spectral souhaité. Par exemple, la variation du gain des antennes sur la bande 300 MHz - 3 GHz doit être considérée et les fréquences centrales comme les niveaux de tensions de polarisation doivent être réajustés pour répondre aux objectifs. La future étape consistera donc à intégrer les caractéristiques des câbles et antennes dans la simulation pour inclure leurs effets.

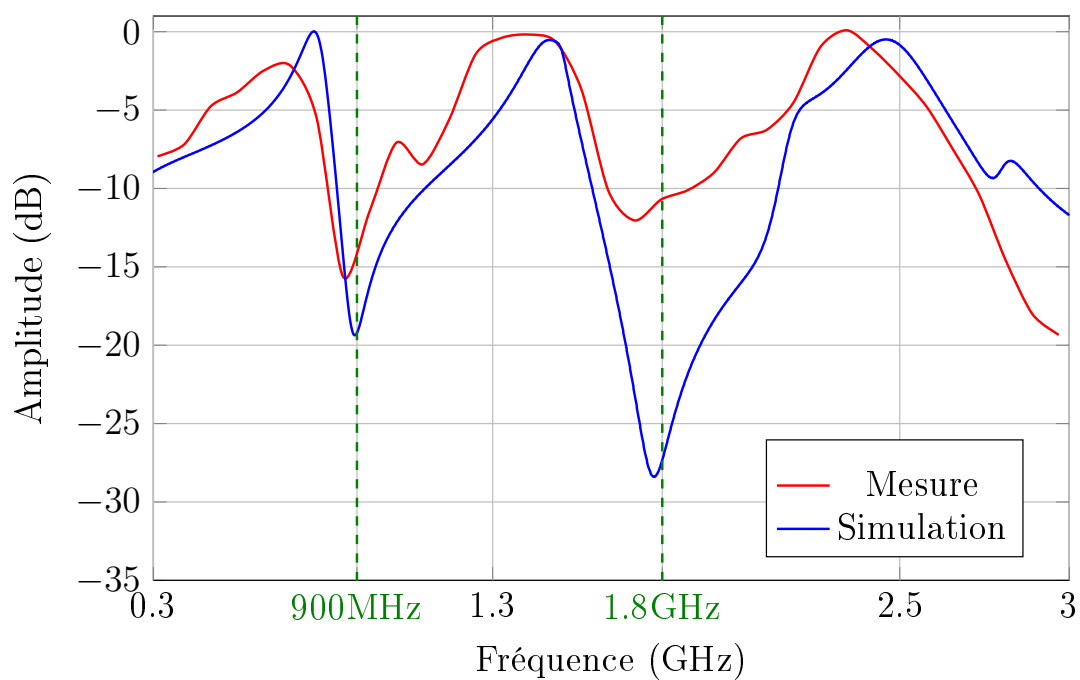


FIGURE III.45 – Comparaison des spectres simulés et mesurés

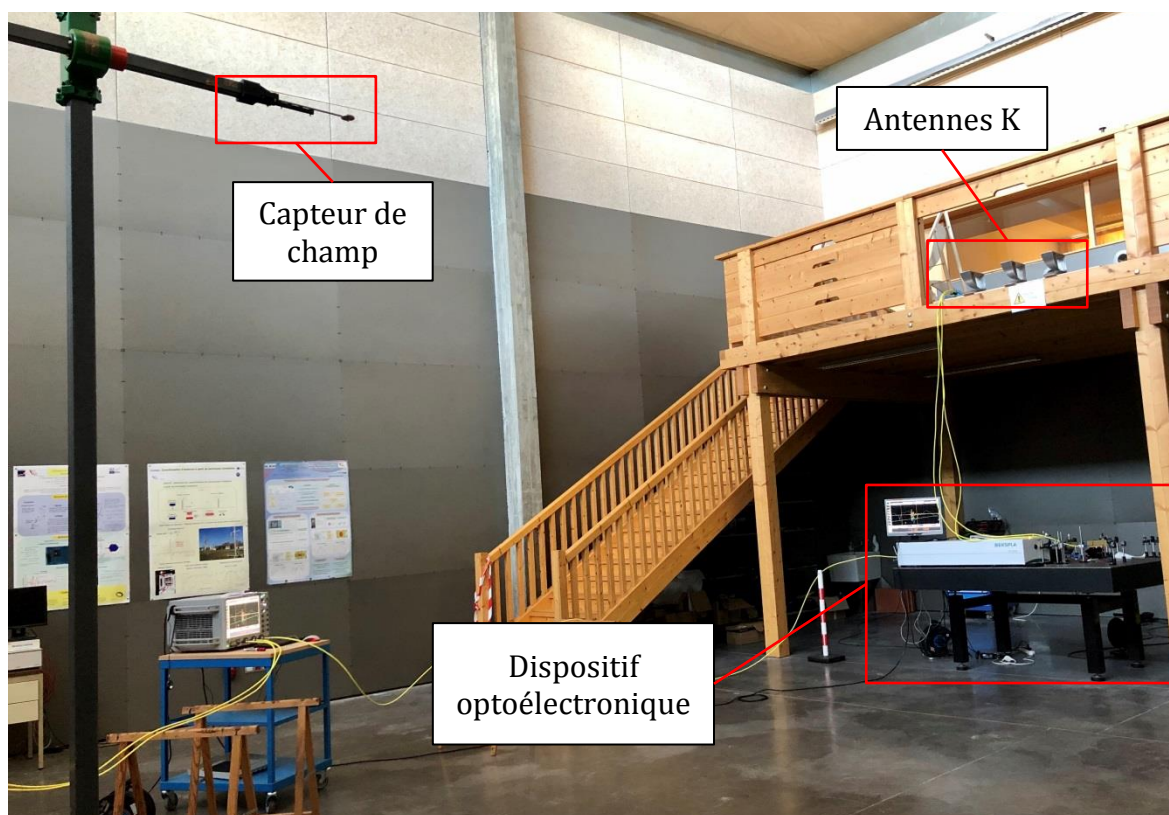


FIGURE III.46 – Dispositif expérimental de mesure du champ rayonné

3.2.5 Conclusion et perspectives

Cette section a permis de montrer un exemple de façonnage spectral sur la bande 300 MHz - 3 GHz avec le rejet des fréquences situées autour de 900 MHz et 1.8 GHz. Pour cette configuration, trois sous bandes sont utilisées, pour former deux trous fréquentiels. Cette construction a été possible grâce aux générateurs optoélectroniques développés dans ces travaux et aux possibilités de synchronisation offertes par l'utilisation de photoconducteurs contrôlés par des impulsions laser. Pour améliorer le procédé de façonnage, une meilleure caractérisation des effets des dimensions des photoconducteurs, ainsi que des différents éléments causant des modifications d'impédance (broches des composants et soudures) est à effectuer. L'utilisation d'un algorithme permettrait d'automatiser le processus de dimensionnement des générateurs en simulation. L'adaptation de l'algorithme développé par Romain Négrier sur le façonnage spectral [Né16] aux générateurs optoélectroniques employés dans ces travaux permettrait par exemple, d'optimiser leur dimensionnement pour respecter un gabarit spectral (autre que l'exemple développé dans cette section). La prochaine étape du développement consiste à vérifier la robustesse de systèmes bande étroite fonctionnant aux fréquences rejetées face aux formes d'ondes radar considérées.

Conclusion générale

Les travaux décrits dans ce mémoire s'articulent autour de deux applications principales : la génération de signaux dédiés aux essais de susceptibilité électromagnétique et la mise en forme de signaux transitoires appliqués au façonnage spectral pour les radars impulsionnels. Des dispositifs optoélectroniques intégrant des photoconducteurs déclenchés par des impulsions laser ont été mis en œuvre pour la génération des signaux utiles à ces deux applications.

Les photoconducteurs utilisés, à base de silicium, rassemblent des caractéristiques pertinentes (tenue en tension de quelques kilovolts, faible gigue d'environ 2 picosecondes) pour être mis en œuvre dans le cadre de la génération d'ondes de haute tension. La caractérisation des photoconducteurs GP0240, ayant une tenue en tension de 4 kV, a permis d'établir un modèle comportemental de l'évolution temporelle de la résistance du photoconducteur soumis à un flash optique. Ce modèle aide à prédire les paramètres (énergie optique et tension de polarisation) nécessaires au dimensionnement de systèmes de génération de formes d'ondes. La recombinaison des porteurs de charges photogénérées qui se traduit par une élévation progressive de la résistance présentée par le composant photoconducteur peut être utilisée pour le profilage transitoire des signaux. L'intérêt de cette méthode de caractérisation est qu'elle est applicable aux photoconducteurs dont la composition et l'épitaxie sont mal connues. Les limites du modèle sont cependant atteintes lorsque un signal franchit le photoconducteur à de multiples reprises.

Pour les essais de susceptibilité, des générateurs optoélectroniques de signaux sinusoïdaux amortis de quelques kilovolts, de fréquence allant de 20 MHz à 200 MHz, présentant des facteurs de qualité situés entre 8 et 12 ont été conçus. Réalisés en technologie microruban, ils permettent de mettre en forme les signaux grâce à des structures résonnantes. La structure développée est accordable en fréquence sur la bande de travail, ce qui assure un dimensionnement simple des générateurs. Une simulation électrique du dispositif a

également été mise au point et montre une bonne corrélation avec l'expérience. L'étude de photoconducteurs de tenues en tension élevée (15 kV) a fait apparaître des limites physiques, notamment celles dues à l'effet Franz Keldysh, pour leur utilisation sur les générateurs développés. Les meilleures performances atteignables, environ 3 kV crête à crête avec les PCSS GP0240, ont été mesurées sur différentes réalisations de générateurs. Les compromis à faire entre l'accord de l'impulsion laser utilisée, le signal à générer et les performances ont été mis en exergue à travers des exemples. Les possibilités de synchronisation offertes par la commande optique et la faible gigue des PCSS permettent d'utiliser un combineur de puissance pour doubler l'amplitude des tensions obtenues avec les dispositifs optoélectroniques. Cette solution technique doit permettre d'atteindre une amplitude crête à crête d'environ 6 kV. La conception d'un combineur 8 voies basée sur la même technologie que celle proposée dans ces travaux permettrait de multiplier par quatre la tension d'entrée et d'atteindre l'amplitude crête à crête de 10 kV souhaitée pour les essais de susceptibilité électromagnétique.

Dans le cas du façonnage spectral, la génération de plusieurs signaux transitoires a permis de recréer un spectre ultra large bande (300 MHz - 3 GHz) sur lequel des fréquences jugées indésirables ont été rejetées (900 MHz et 1.8 GHz). Des dispositifs optoélectroniques et leurs simulations associées ont été développées pour générer les signaux utiles. Chaque générateur fournit alors une contribution et leur sommation, rendue possible par l'emploi de la commande optique et la faible gigue des PCSS, permet de profiler le signal. Cette technique offre une piste intéressante pour limiter les interactions entre les rayonnements ultra large bande et bande étroite. De plus, il est possible d'utiliser une antenne par générateur car chaque source correspond à une sous bande de fréquence. L'intégration des caractéristiques des antennes utilisées permettra alors d'optimiser le façonnage du spectre souhaité. L'utilisation d'algorithmes pour lier le dimensionnement des générateurs optoélectroniques conçus au gabarit du spectre à générer permettrait l'automatisation du façonnage spectral et donne des perspectives intéressantes pour la diversification des formes d'ondes. La technique choisie pour le façonnage du spectre a consisté à associer plusieurs générateurs bande étroite pour aboutir au spectre large qui s'en trouve de fait relativement restreint. D'autres pistes de façonnage spectral seraient à explorer. Par exemple des filtres coupe-bandes à constantes réparties imprimés sur le même substrat que la source optoélectronique impulsionnelle pourraient permettre d'exclure certaines fréquences en gagnant en bande passante. Pour les sources rayonnantes, les antennes permettraient également d'accentuer l'élimination de certaines fréquences rayonnées.

Que ce soit pour les applications de compatibilité électromagnétique ou de radar impulsionnel, la commande optique a montré durant ces travaux un intérêt indéniable et a permis la conception de sources répondant globalement aux objectifs visés.

Bibliographie

- [AJ12] M. Amjadi and E. Jafari. Design of a broadband eight-way coaxial waveguide power combiner. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(1) :39–45, Jan 2012.
- [Ama11] Saad El Amari. *Développement et caractérisation de générateur optoélectronique d'impulsions de champ électrique nanoseconde et subnanoseconde de forte intensité : application au domaine biomédical*. PhD thesis, Université de Limoges, 2011.
- [ANAY10] M. A. S. Al-Adwany, E. H. Najim, A. B. Ali, and A. M. Younis. A study on the effect of uwb interference on downlink umts system. In *2010 1st International Conference on Energy, Power and Control (EPC-IQ)*, pages 107–110, Nov 2010.
- [ATS⁺10] M. Armanious, J. S. Tyo, M. C. Skipper, M. D. Abdalla, W. D. Prather, and J. E. Lawrance. Interaction between geometric parameters and output waveforms in high-power quarter-wave oscillators. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 38(5) :1124–1131, May 2010.
- [AZB⁺16] A. Ahmed, Y. Zhang, D. Burns, D. Huston, and T. Xia. Design of uwb antenna for air-coupled impulse ground-penetrating radar. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 13(1) :92–96, Jan 2016.
- [Bau10] C. E. Baum. Variations on the switched-oscillator theme. In *2010 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*, pages 1–4, Aug 2010.
- [BL04] M. G. Backstrom and K. G. Lovstrand. Susceptibility of electronic systems to high-power microwaves : summary of test experience. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 46(3) :396–403, Aug 2004.

- [BTDG16] M. Bouslama, M. Traii, T. A. Denidni, and A. Gharsallah. Beam-switching antenna with a new reconfigurable frequency selective surface. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15 :1159–1162, 2016.
- [Cal63] Joseph Callaway. Optical absorption in an electric field. *Phys. Rev.*, 130 :549–553, Apr 1963.
- [CSP⁺91] V. B. Carboni, L. D. Smith, R. M. Pixton, M. D. Abdalla, F. J. Zutavern, G. M. Loubriet, and M. W. O'Malley. Tests on photoconductive semiconductor switches for subnanosecond risetime, multimegavolt pulseral-applications. In *Eighth IEEE International Conference on Pulsed Power*, pages 109–113, June 1991.
- [Dé16a] Défense. 44ème régiment de transmission. "<http://www.defense.gouv.fr/terre/presentation/organisation-des-forces/transmissions/44e-regiment-de-transmissions/>", Septembre 2016. Visité le 02/04/2019.
- [Dé16b] Défense. 54ème régiment de transmission. "<https://www.defense.gouv.fr/terre/thematiques-terre/archives2/14-juillet-2016/54e-regiment-de-transmissions/>", Septembre 2016. Visité le 02/04/2019.
- [Dio06] J.-C. Diot. *Conception et réalisation d'un radar Ultra Large Bande impulsif optiquelectronique*. PhD thesis, Université de Limoges, 2006.
- [DVA⁺05] J. . Diot, S. Vauchamp, J. Andrieu, M. Lalande, V. Bertrand, B. Beillard, B. Vergne, V. Couderc, A. Barthelemy, B. Jecko, D. Gontier, S. Colson, R. Guillerey, and M. Brishoual. Optoelectronic ultra-wide band radar system : Rugby. In *European Radar Conference, 2005. EURAD 2005.*, pages 81–84, Oct 2005.
- [DZ18] M. Dou and W. Zhang. Improved ranging method for life detection using ultra-wide band impulse radar. *The Journal of Engineering*, 2018(10) :1375–1383, 2018.
- [FCC06] FCC. Part 15 : Regulations for radio frequency devices. August 2006.
- [FEC90] C. Fowler, J. Entzinger, and J. Corum. Assessment of ultra-wideband (uwb) technology. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 5(11) :45–49, Nov 1990.
- [GB03] Francine Audran Gabrielle Bonnet. Quelle est l'origine des orages ? "<http://culturesciencesphysique.ens-lyon.fr/ressource/QRorages.xml>", Juin 2003. Visité le 09/04/2019.
- [GCY⁺17] M. Garg, R. Chahar, S. Yadav, S. Garg, and D. Noor. A novel polarization independent triple bandstop frequency selective surface for the mobile and

- wireless communication. In *2017 International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA)*, pages 1518–1521, May 2017.
- [God09] Adrien Godard. *Conception et réalisation d'un Radar Ultra Large Bande Impulsionnel Agile (300MHz-3GHz)*. PhD thesis, Université de Limoges, 2009.
- [GT04] D. V. Giri and F. M. Tesche. Classification of intentional electromagnetic environments (ieme). *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 46(3) :322–328, Aug 2004.
- [GTA⁺10] D. V. Giri, F. M. Tesche, M. D. Abdalla, M. C. Skipper, and M. Nyffeler. Switched oscillators and their integration into helical antennas. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 38(6) :1411–1426, June 2010.
- [HCL17] W. Hung, C. Chang, and T. Lee. Real-time and noncontact impulse radio radar system for μm movement accuracy and vital-sign monitoring applications. *IEEE Sensors Journal*, 17(8) :2349–2358, April 2017.
- [HDDN99] G. A. Hofmann, S. B. Dev, S. Dimmer, and G. S. Nanda. Electroporation therapy : a new approach for the treatment of head and neck cancer. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 46(6) :752–759, June 1999.
- [Hir07] W. Hirt. The european uwb radio regulatory and standards framework : Overview and implications. In *2007 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pages 733–738, Sep. 2007.
- [HLZ⁺99] H. P. Hjalmarson, G. M. Loubriel, F. J. Zutavern, D. R. Wake, Samsoo Kang, K. Kambour, and C. W. Myles. A collective impact ionization theory of lock-on [in pulsed power switches]. In *Digest of Technical Papers. 12th IEEE International Pulsed Power Conference. (Cat. No.99CH36358)*, volume 1, pages 299–302 vol.1, June 1999.
- [HM13] R. T. Hammed and D. Mirshekar-Syahkal. Multiple band rejection notches in miniaturized uwb fifth-order filter using e-shape microstrip structures. In *2013 IEEE Radio and Wireless Symposium*, pages 271–273, Jan 2013.
- [HSDN12] C. Hettler, W. W. Sullivan, J. Dickens, and A. Neuber. Performance and optimization of a 50 kv silicon carbide photoconductive semiconductor switch for pulsed power applications. In *2012 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC)*, pages 70–72, June 2012.
- [IEC05] IEC. "61000-4-33 : Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-33 : Testing and measurement techniques - Measurement methods for high-power transient parameters" ed : IEC, 2005.
- [IEC09] IEC. "61000-2-13 : Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-13 : High-power electromagnetic (HPEM) environments – Radiated and conducted. Basic EMC publication" Ed. 1.0, 2005-03-09.

- [JSH01] M. J. Lancaster Jia-Sheng Hong. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley and Sons, Inc., 2001.
- [KBA⁺01] V. I. Koshelev, Y. I. Buyanov, Y. A. Andreev, V. V. Plisko, and K. N. Sukhushin. Ultrawideband radiators of high-power pulses. In *IEEE Conference Record - Abstracts. PPS-2001 Pulsed Power Plasma Science 2001. 28th IEEE International Conference on Plasma Science and 13th IEEE International Pulsed Power Conference (Cat. No.01CH37*, pages 509–, June 2001.
- [KCO⁺13] S. Kohler, V. Couderc, R. P. O'Connor, D. Arnaud-Cormos, and P. Leveque. A versatile high voltage nano- and sub-nanosecond pulse generator. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 20(4) :1201–1208, August 2013.
- [KEM⁺10] M. Kenaan, S. El-Amari, C. Merla, V. Couderc, D. Arnaud-Cormos, P. Leveque, F. Danei, F. Apollonio, and M. Liberti. A set up for nanosecond pulsed electric field investigations on biological cells. In *2010 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference*, pages 690–692, May 2010.
- [KGD17] M. Kartal, J. J. Golezani, and B. Doken. A triple band frequency selective surface design for gsm systems by utilizing a novel synthetic resonator. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(5) :2724–2727, May 2017.
- [KKP⁺12] T. Kotnik, P. Kramar, G. Pucihar, D. Miklavcic, and M. Tarek. Cell membrane electroporation- part 1 : The phenomenon. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 28(5) :14–23, Sep. 2012.
- [LZF⁺17] X. Liang, H. Zhang, G. Fang, S. Ye, and T. A. Gulliver. An improved algorithm for through-wall target detection using ultra-wideband impulse radar. *IEEE Access*, 5 :22101–22118, 2017.
- [LZM⁺98] G. M. Loubriel, F. J. Zutavern, A. Mar, H. P. Hjalmarson, A. G. Baca, M. W. O'Malley, W. D. Helgeson, R. A. Falk, and D. J. Brown. Longevity of optically activated, high gain gas photoconductive semiconductor switches. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 26(5) :1393–1402, Oct 1998.
- [LZP⁺17] P. Li, X. Zou, W. Pan, L. Yan, and S. Pan. Tunable photonic radio-frequency filter with a record high out-of-band rejection. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(11) :4502–4512, Nov 2017.
- [Mai18] A. K. Maini. *Directed Energy Weapons*, pages 1013–1105. Wiley, 2018.
- [Mar07] James A. Marusek. *Solar storm threat analysis*, 2007.

- [MK79] G. Mourou and W. Knox. High-voltage switching in the picosecond domain with laser activated semiconductor switches. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 15(9) :976–976, Sep. 1979.
- [MLZ⁺18] Z. Mao, L. Liu, Y. Zhang, J. Zhang, N. Liu, and Q. H. Liu. Selective electroporation of organelles under an intense picosecond pulsed electric field. *IEEE Journal on Multiscale and Multiphysics Computational Techniques*, 3 :235–245, 2018.
- [MMP⁺15] David Marpaung, Blair Morrison, Mattia Pagani, Ravi Pant, Duk-Yong Choi, Barry Luther-Davies, Steve J. Madden, and Benjamin J. Eggleton. Low-power, chip-based stimulated brillouin scattering microwave photonic filter with ultrahigh selectivity. *Optica*, 2(2) :76–83, Feb 2015.
- [Né16] Romain Négrier. *Contribution à la conception de radars impulsions : Maîtrise de la rapidité de balayage et traitement de signal associé*. PhD thesis, Université de Limoges, 2016.
- [NGZ⁺17] V. Novickij, I. Girkontaitė, A. Zinkevičienė, J. Švedienė, E. Lastauskienė, A. Paškevičius, S. Markovskaja, and J. Novickij. Reversible permeabilization of cancer cells by high sub-microsecond magnetic field. *IEEE Transactions on Magnetism*, 53(11) :1–4, Nov 2017.
- [NS06] D. Nitsch and F. Sabath. Electromagnetic effects on systems and components. In *Book of abstracts AMEREM 2006*, July 2006.
- [Ope18] Opex. La « guerre électronique » prend de plus en plus d'importance dans les opérations navales. "<http://www.opex360.com/2018/08/13/guerre-electronique-prend-de-plus-plus-dimportance-operations-navales/>", Août 2018. Visité le 02/04/2019.
- [Pé01] Laurent Pécastaing. *Conception et réalisation d'un système de génération d'impulsions ultra-brèves : Application aux radars larges bandes*. PhD thesis, Université de Pau et des Pays de l'Adour, 2001.
- [PMAA11] I. Pasya, A. Mahyuni, S. F. S. Adnan, and Z. Awang. Analysis of interference from uwb radar signals on a digital ofdm transmission system. In *2011 IEEE International Conference on System Engineering and Technology*, pages 91–95, June 2011.
- [PTK06] I. Pasya, A. Tomiki, and T. Kobayashi. Simulation of interference effects from uwb sources to a digital narrowband transmission system. In *2006 8th International Conference Advanced Communication Technology*, volume 3, pages 6 pp.–1457, Feb 2006.

- [Sab08] F. Sabath. Classification of electromagnetic effects at system level. In *2008 International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, pages 1–5, Sep. 2008.
- [Sch06] Dieter K. Schroder. *Semiconductor Material and Device Characterization, Third Edition*. John Wiley and Sons, Inc., 2006.
- [SG09] F. Sabath and H. Garbe. Risk potential of radiated hpem environments. In *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 226–231, Aug 2009.
- [SGL⁺16] M. Soueid, N. Ghazi, P. Leveque, D. Arnaud-Cormos, L. Carr, and R. P. O'Connor. nspef characterization of a delivery device based on 1-mm gap thin electrodes for the exposure of biological cells. In *2016 IEEE Middle East Conference on Antennas and Propagation (MECAP)*, pages 1–4, Sep. 2016.
- [SGL18] E. Schires, P. Georgiou, and T. S. Lande. Vital sign monitoring through the back using an uwb impulse radar with body coupled antennas. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 12(2) :292–302, April 2018.
- [TSA⁺07] J. S. Tyo, M. C. Skipper, M. D. Abdalla, S. P. Romero, and D. V. Giri. Performance limitations of transmission line oscillators for high powermesoband sources. In *2007 16th IEEE International Pulsed Power Conference*, volume 1, pages 298–301, June 2007.
- [TSA⁺10] J. S. Tyo, M. C. Skipper, M. D. Abdalla, S. P. Romero, B. Cockreham, W. D. Prather, and J. E. Lawrance. Development of a high-voltage tunable source for wideband and mesoband effects testing. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 38(6) :1450–1461, June 2010.
- [Ver06] Bertrand Vergne. *Synthèse d'ondes électriques picosecondes de puissance par commutation optoélectronique : application aux radars à bande spectrale ultralarge*. PhD thesis, Université de Limoges, 2006.
- [XWZ⁺15] X. Xiong, Weijun Hong, Zhentao Zhao, Li Deng, and Shufang Li. Wifi band-stop fss for increased privacy protection in smart building. In *2015 IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE)*, pages 826–828, Oct 2015.
- [ZBH⁺93] F. J. Zutavern, A. Baca, W. D. Helgeson, H. P. Hjalmarson, G. M. Loubriel, and D. L. McLaughlin. Optically controlled current filamentation in gaas photoconductive semiconductor switches. In *Ninth IEEE International Pulsed Power Conference*, volume 1, pages 80–, June 1993.
- [Zel17] Holly Zell. Halloween storms of 2003 still the scariest. "https://www.nasa.gov/topics/solarsystem/features/halloween_storms.html", Août 2017. Visité le 09/04/2019.

- [ZWZW16] Q. Zhang, B. Wang, D. Zhao, and K. Wu. A compact half-mode substrate integrated waveguide bandpass filter with wide out-of-band rejection. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(7) :501–503, July 2016.

Annexe A - L'antenne K

Cette annexe présente l'antenne K, elle est brièvement décrite par une introduction accompagnée d'une image de la modélisation en trois dimensions sous CST MICROWAVE STUDIO visible figure A.1a. Le gain dans l'axe de l'antenne K, mesuré et simulé sous CST, est tracé figure A.1b.

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

- le coefficient de réflexion (S_{11}) sur la figure A.2a,
- le signal incident (input) et le signal réfléchi (output) par l'antenne sur la figure A.2b,
- le temps de groupe calculé en utilisant la phase de la fonction de transfert de l'antenne sur la figure A.2c, 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 la figure A.2d, dont l'amplitude dépend du gain de l'antenne.

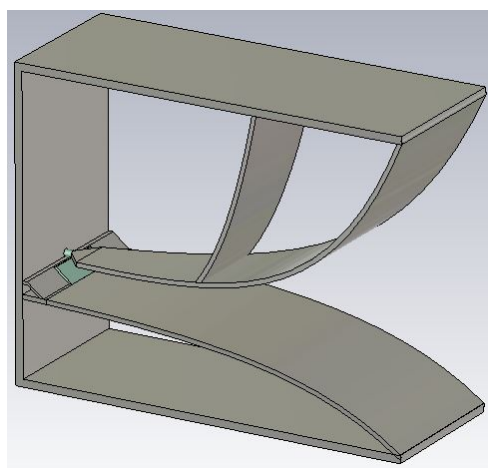
Les diagrammes en trois dimensions (a), (b) et (c) sur la figure A.3 concluent l'étude de l'antenne et permet d'afficher le gain maximal dans la direction principale de rayonnement à trois fréquences judicieusement choisies. À noter que ces diagrammes de rayonnement sont orientés de la même manière que la photographie de présentation.

L'antenne K est une antenne ultra large bande permettant de rayonner des signaux impulsionnels sans trop les disperser. Cette antenne est inspirée du design de Koshelev [KBA⁺01].

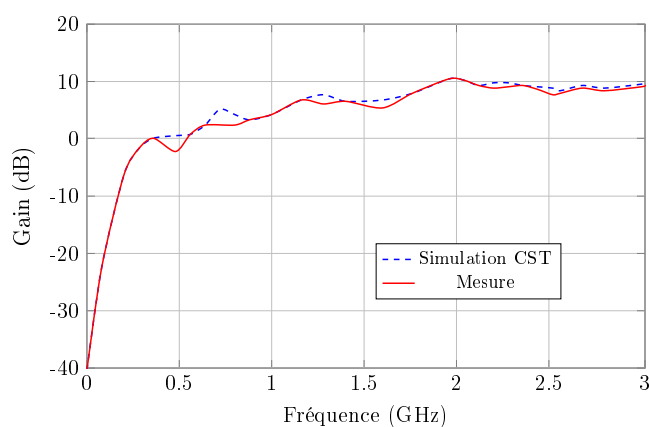
Elle combine le principe de fonctionnement d'une antenne à ondes progressives et d'une boucle magnétique dont le périmètre est choisi de manière à induire un meilleur comportement en basses fréquences.

Cette antenne est dissymétrique, 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 $\sigma_{\tau_g}=0.23$ 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.



(a) Illustration de l'antenne K



(b) Gain dans l'axe de l'antenne K

FIGURE A.1 – Antenne K

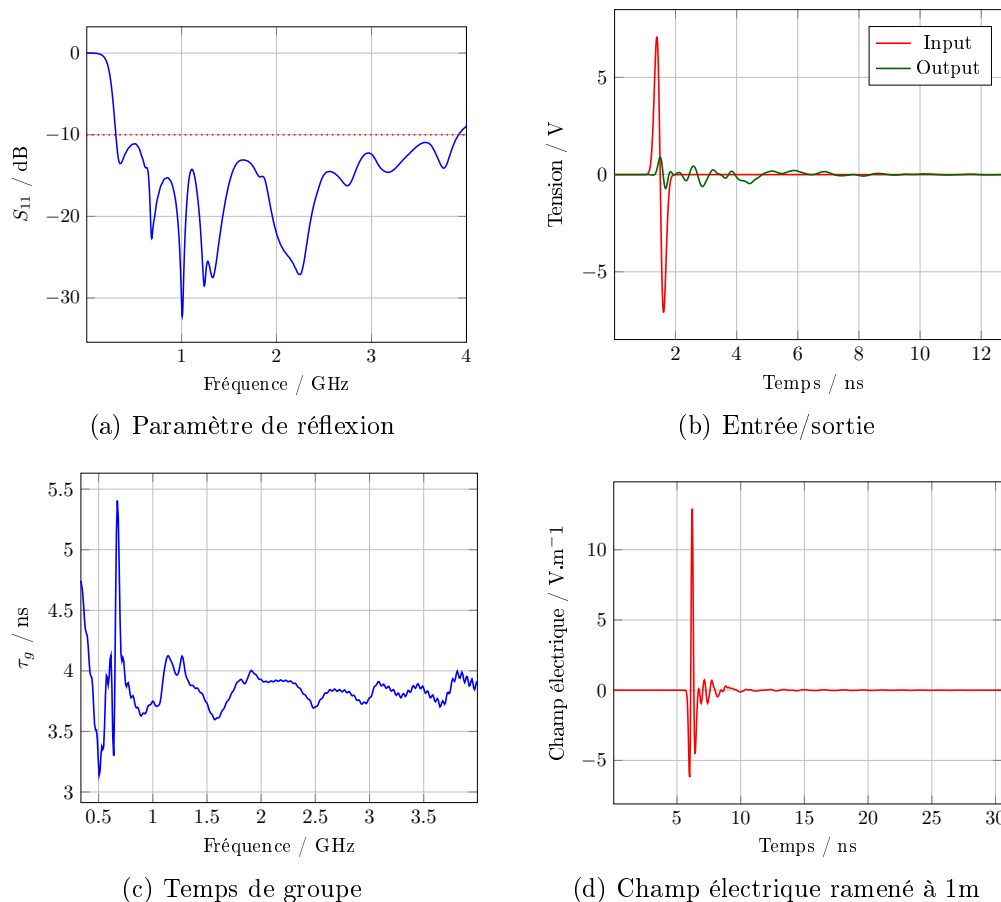


FIGURE A.2 – Résultats de simulation 2D de l'antenne K

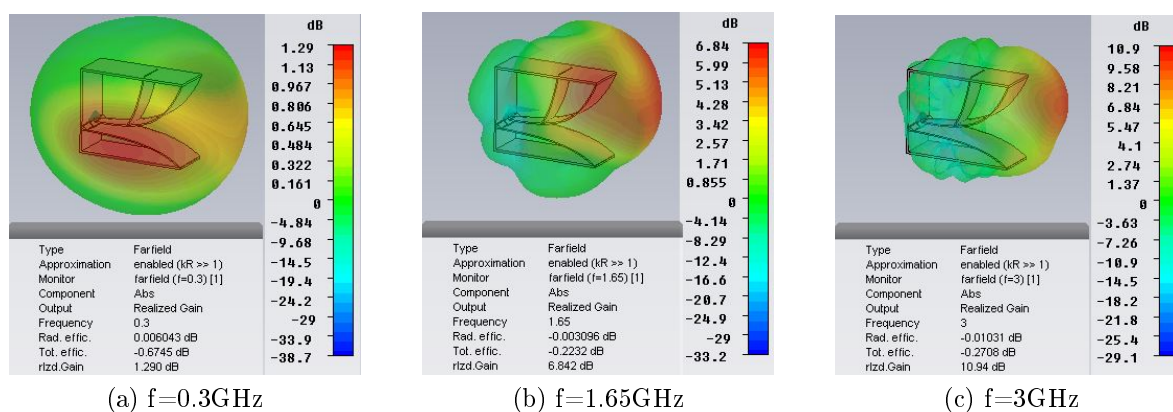


FIGURE A.3 – Résultats de simulation 3D de l'antenne K

Annexe B - Compléments au modèle comportemental

Cette annexe apporte des compléments aux équations employées dans la caractérisation comportementale établie au chapitre II. Le logiciel ORIGIN et l'algorithme de Levenberg Marquart ont été utilisés pour déterminer les équations régissant l'évolution des différents paramètres. Les paramètres utilisés dans la caractérisation sont représentés par : $t_{on}(I_{opt}, V_p)$, $K_1(I_{opt}, V_p)$, $K_2(I_{opt}, V_p)$, $\tau_1(I_{opt}, V_p)$, $\tau_2(I_{opt}, V_p)$. Les cinq équations établies (une pour chaque paramètre) sont explicitées dans cette annexe. Les valeurs des constantes sont données dans les tableaux B1, B2, B3, B4, B5 ainsi que les corrélations entre les points de mesures utilisés et les valeurs approchées données par les équations (illustrées sur les figures B.1, B.2, B.3, B.4 et B.5).

Paramètre $t_{on}(I_{opt}, V_p)$:

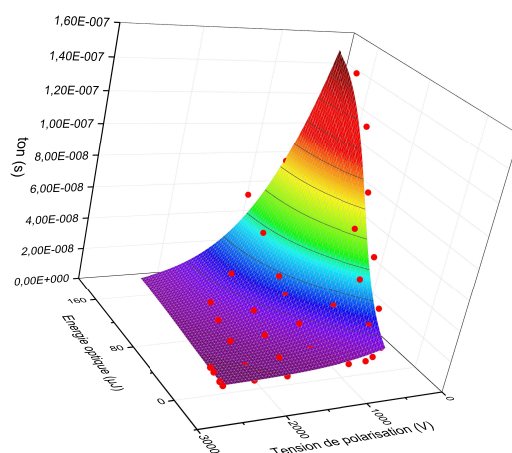


FIGURE B.1 – Surface représentant l'évolution de t_{on} en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation

$$t_{on}(I_{opt}, V_p) = z_0 + 0,25B \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{(V_p - C)}{\sqrt{2D}} \right) \right) \cdot \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{(I_{opt} - E)}{\sqrt{2F}} \right) \right) \quad (8)$$

Constante :	z_0	B	C
Valeur :	$6.5804 \cdot 10^{-10}$	$2.5469 \cdot 10^2$	5.2951
Constante :	D	E	F
Valeur :	3.2256	$-2.4103 \cdot 10^4$	$-4.0350 \cdot 10^3$

TABLE B1 – Valeurs des constantes dans l'équation de t_{on}

Corrélation : 97.4 %

Paramètre $K_1(I_{opt}, V_p)$:

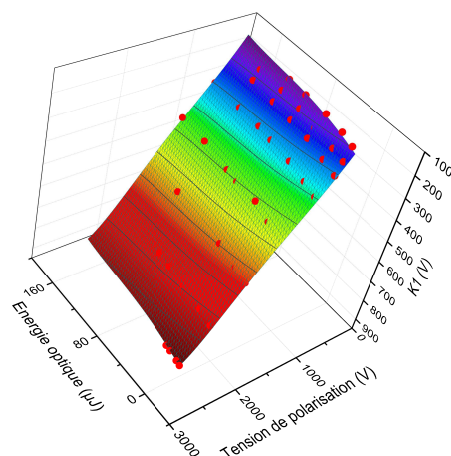


FIGURE B.2 – Surface représentant l'évolution de K_1 en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation

$$K_1(I_{opt}, V_p) = z_0 + A_1V_p + A_2V_p^2 + A_3V_p^3 + A_4V_p^4 + A_5V_p^5 + B_1I_{opt} + B_2I_{opt}^2 + B_3I_{opt}^3 + B_4I_{opt}^4 + B_5I_{opt}^5 \quad (9)$$

Constante :	z_0	A_1	A_2	A_3
Valeur :	$1.0273 \cdot 10^1$	$5.6066 \cdot 10^{-1}$	$-1.3382 \cdot 10^{-4}$	$-5.9324 \cdot 10^{-8}$
Constante :	A_4	A_5	B_1	B_2
Valeur :	$8.4280 \cdot 10^{-11}$	$-2.0189 \cdot 10^{-14}$	$-2.0413 \cdot 10^1$	$9.0710 \cdot 10^{-1}$
Constante :	B_3	B_4	B_5	
Valeur :	$1.3275 \cdot 10^{-1}$	$-1.3460 \cdot 10^{-2}$	$1.8264 \cdot 10^{-4}$	

TABLE B2 – Valeurs des constantes dans l'équation de K_1

Corrélation : 99.9 %

Paramètre $K_2(I_{opt}, V_p)$:

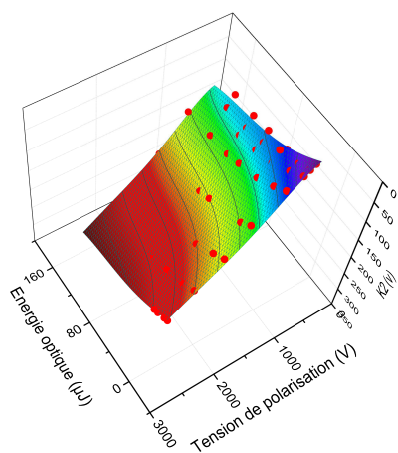


FIGURE B.3 – Surface représentant l'évolution de K_2 en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation

$$K_2(I_{opt}, V_p) = z_0 + A_1V_p + A_2V_p^2 + A_3V_p^3 + A_4V_p^4 + A_5V_p^5 + B_1I_{opt} + B_2I_{opt}^2 + B_3I_{opt}^3 + B_4I_{opt}^4 + B_5I_{opt}^5 \quad (10)$$

Constante :	z_0	A_1	A_2	A_3
Valeur :	$3.0110 \cdot 10^1$	$-2.8024 \cdot 10^{-1}$	$6.3314 \cdot 10^{-4}$	$-4.3417 \cdot 10^{-7}$
Constante :	A_4	A_5	B_1	B_2
Valeur :	$1.3530 \cdot 10^{-10}$	$-1.5884 \cdot 10^{-14}$	$2.0052 \cdot 10^1$	$6.5923 \cdot 10^{-1}$
Constante :	B_3	B_4	B_5	
Valeur :	$-1.9106 \cdot 10^{-1}$	$1.9440 \cdot 10^{-2}$	$4.1639 \cdot 10^{-4}$	

TABLE B3 – Valeurs des constantes dans l'équation de K_2

Corrélation : 99.1 %

Paramètre $\tau_1(I_{opt}, V_p)$:

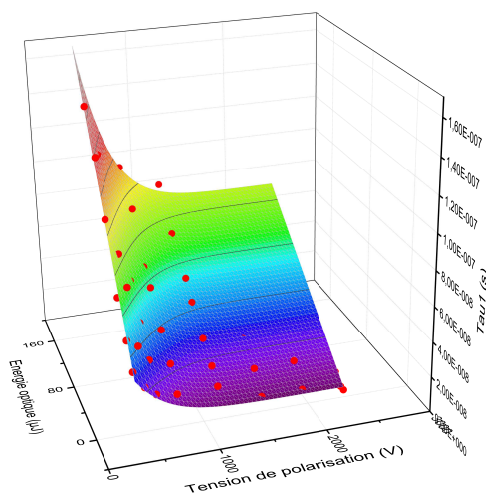


FIGURE B.4 – Surface représentant l'évolution de τ_1 en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation

$$\tau_1(I_{opt}, V_p) = z_0 + B \exp\left(-\exp\left(-\frac{V_p - C}{D}\right)\right) + E \exp\left(-\exp\left(-\frac{I_{opt} - F}{G}\right)\right) + H \exp\left(-\exp\left(-\frac{V_p - C}{D}\right) - \exp\left(-\frac{I_{opt} - F}{G}\right)\right) \quad (11)$$

Constante :	z_0	B	C	D
Valeur :	$-3.4686 \cdot 10^{-7}$	$-4.3500 \cdot 10^{-3}$	$-6.0245 \cdot 10^3$	$-2.8479 \cdot 10^3$
Constante :	E	F	G	H
Valeur :	$1.0913 \cdot 10^{-6}$	7.9507	$5.6501 \cdot 10^1$	$1.4630 \cdot 10^{-2}$

TABLE B4 – Valeurs des constantes dans l'équation de τ_1

Corrélation : 98.4 %

Paramètre $\tau_2(I_{opt}, V_p)$:

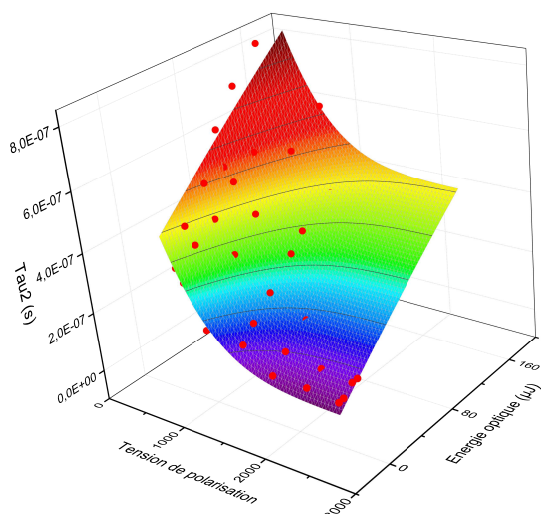


FIGURE B.5 – Surface représentant l'évolution de τ_2 en fonction de l'énergie optique et de la tension de polarisation

$$\tau_2(I_{opt}, V_p) = z_0 + BI_{opt} + CI_{opt}^2 + D \exp\left(-\exp\left(-\frac{V_p - E}{F}\right) - \frac{V_p - E}{F} + 1\right) \quad (12)$$

Constante :	z_0	B	C	D
Valeur :	$-4.9621 \cdot 10^{-8}$	$4.5969 \cdot 10^{-8}$	$-3.1218 \cdot 10^{-10}$	$1.8741 \cdot 10^{-5}$
Constante :	E	F		
Valeur :	$-5.1567 \cdot 10^3$	$-2.9238 \cdot 10^3$		

TABLE B5 – Valeurs des constantes dans l'équation de τ_2

Corrélation : 97.3 %

Annexe C - Combineur

La documentation technique associée au combineur utilisé pour la sommation des signaux au chapitre III section 3.2.2, page 156 est donnée figure C.1.

Coaxial Power Splitter/Combiner

ZFRSC-4-842-S+

4 Way-0° Resistive 50Ω DC to 8400 MHz



Generic photo used for illustration purposes only
CASE STYLE: G15

Connectors Model
SMA ZFRSC-4-842-S+
BRACKET (OPTION "B")

+RoHS Compliant
The +Suffix identifies RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Power Input (as a splitter)	0.16W max.
Internal Dissipation	0.12W max.

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Coaxial Connections

SUM PORT	S
PORT 1	1
PORT 2	2
PORT 3	3
PORT 4	4

Features

- wideband, DC to 8400 MHz
- good VSWR, 1.15:1 typ.
- excellent amplitude unbalance, 0.3 dB typ.
- rugged shielded case

Applications

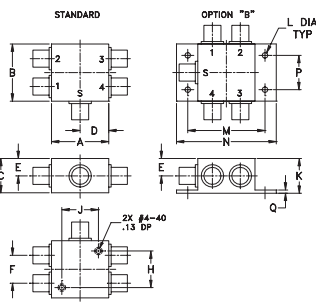
- laboratory
- test set-ups

Electrical Specifications at 25°C

Parameter	Frequency (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Unit
Frequency Range		DC		8400	MHz
Insertion Loss, above 12dB	DC - 3000	—	0.05	0.4	
	3000 - 6000	—	0.3	0.8	dB
	6000 - 8400	—	0.6	1.0	
Isolation	DC - 3000	—	6.0	—	
	3000 - 6000	—	6.4	—	dB
	6000 - 8400	—	6.4	—	
Phase Unbalance	DC - 3000	—	1.5	5.0	
	3000 - 6000	—	4.0	9.0	Degree
	6000 - 8400	—	5.0	10.0	
Amplitude Unbalance	DC - 3000	—	0.1	0.3	
	3000 - 6000	—	0.3	0.5	dB
	6000 - 8400	—	0.4	0.8	
VSWR (Port S)	DC - 3000	—	1.05	1.12	
	3000 - 6000	—	1.05	1.15	:1
	6000 - 8400	—	1.20	1.35	
VSWR (Port 1-4)	DC - 3000	—	1.08	1.20	
	3000 - 6000	—	1.15	1.25	:1
	6000 - 8400	—	1.25	1.45	

This is a resistive power divider to enable frequency coverage from DC to the highest rated frequency. Since resistive power divider do not provide a high degree of isolation (basically isolation equals the insertion loss between ports).

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H
1.25	1.25	.75	.63	.38	.61	—	.80
31.75	31.75	19.05	16.00	9.65	15.49	—	20.32
J	K	L	M	N	P	Q	wt
.80	.76	.125	1.688	2.18	.75	.07	grams
20.32	19.30	3.18	42.88	55.37	19.05	1.78	85.0

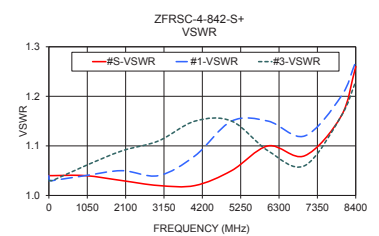
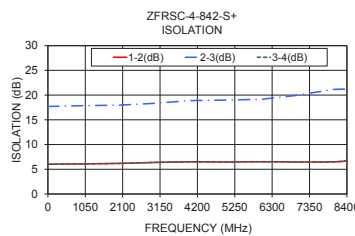
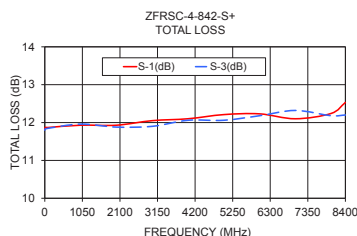
Electrical Schematic



Typical Performance Data

Freq. (MHz)	Total Loss ¹ (dB)				Amp. Unbal. (dB)	Isolation (dB)			Phase Unbal. (deg.)	VSWR S	VSWR 1	VSWR 2	VSWR 3	VSWR 4
	S-1	S-2	S-3	S-4		1-2	2-3	3-4						
0	11.83	11.86	11.80	11.85	0.06	6.00	17.68	5.99	0.39	1.04	1.04	1.04	1.03	1.04
10	11.87	11.88	11.83	11.87	0.04	6.01	17.71	6.00	0.04	1.04	1.03	1.03	1.03	1.03
50	11.87	11.88	11.84	11.87	0.04	6.01	17.70	6.01	0.08	1.04	1.03	1.03	1.03	1.03
100	11.87	11.89	11.85	11.88	0.04	6.02	17.71	6.02	0.16	1.04	1.03	1.03	1.03	1.03
1000	11.93	11.91	11.96	11.91	0.05	6.09	17.87	6.09	1.07	1.04	1.04	1.04	1.06	1.04
2000	11.93	11.88	11.88	11.90	0.05	6.18	17.97	6.18	1.05	1.03	1.05	1.06	1.09	1.05
3000	12.05	12.01	11.90	12.00	0.15	6.37	18.34	6.39	2.23	1.02	1.04	1.08	1.11	1.06
4000	12.10	12.12	12.06	12.01	0.11	6.49	18.89	6.50	2.63	1.02	1.08	1.14	1.15	1.09
5000	12.21	12.25	12.06	12.13	0.19	6.47	18.99	6.49	4.52	1.05	1.15	1.18	1.15	1.12
6000	12.23	12.23	12.18	12.31	0.13	6.51	19.15	6.53	6.33	1.10	1.15	1.14	1.09	1.07
7000	12.10	12.05	12.32	12.33	0.28	6.47	19.96	6.50	6.41	1.08	1.12	1.04	1.06	1.06
8000	12.24	12.05	12.18	12.48	0.43	6.49	21.15	6.46	4.82	1.16	1.20	1.12	1.16	1.23
8400	12.53	12.26	12.20	12.55	0.35	6.66	21.24	6.76	5.48	1.26	1.27	1.17	1.23	1.28

1. Total Loss = Insertion Loss + 12dB splitter loss.



Notes

- Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
- The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp



www.minicircuits.com P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV C
M172903
ED-14980/1
ZFRSC-4-842+
JC/CP/AM
190226
Page 1 of 1

FIGURE C.1 – Combineur utilisé pour la sommation signaux

Publications et communications

Revues internationales

- ⊕ G. Reineix, J. Hyvernaud, R. Négrier, J. Andrieu, M. Lalande and V. Couderc, « Design of Optoelectronic Generators for Mesoband Conducted Effects Testing, » in *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*.
- ⊕ J. Hyvernaud, G. Reineix, R. Négrier, J. Andrieu, M. Lalande and V. Couderc, « Optoelectronic generation of transient waveforms for UWB radars with rejected frequencies, » in *IEEE International Journal of Microwave and Wireless Technologies*.

Congrès internationaux

- ✎ G. Reineix, R. Négrier, M. Lalande, V. Couderc, J. Andrieu and L. Desrumaux, « Optoelectronic waveforms generation : PCSS characterization and genetic algorithm, » *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, 2017, pp. 1373-1376.
- ✎ G. Reineix, J. Hyvernaud, R. Négrier, V. Couderc, J. Andrieu and M. Lalande, « Transient waveforms shaping for diversity radar applications, » *2019 16th European Radar Conference (EuRAD)*, Paris, 2019. Sélectionné pour une version étendue dans *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*.

Communications nationales

- 🎤 G. Reineix, R. Négrier, M. Lalande, V. Couderc, J. Andrieu et Laurent Desrumaux, « Caractérisation de PCSS pour la génération optoélectronique de formes d'ondes, » *Journée du club optique micro-ondes (JCOM)*, Limoges, 2017.
- 🎤 G. Reineix, R. Négrier, M. Lalande, V. Couderc and J. Andrieu, « High voltage optoelectronic waveform generators, » *2th PHAROS EVENT*, Bordeaux, 2018.
- 🎤 M. Lalande, G. Reineix, J. Hyvernaud, R. Négrier, J. Andrieu, « Génération optoélectronique et contrôle de formes d'ondes, » *Journée PHAROS « Systèmes photoniques et électroniques à énergie dirigée et contre-mesures »*, Brive, 2019.
- 🎤 J. Hyvernaud, G. Reineix, R. Négrier, J. Andrieu, M. Lalande et V. Couderc, « Conception de générateurs transitoires intégrant des dispositifs optoélectroniques pour les tests de susceptibilité électromagnétique » *GDR ondes*, Gif-sur-Yvette, 2019.

Salon

- 📣 « Présentation des activités sur la génération de formes d'ondes pour des applications radars et de compatibilité électromagnétique ». *Salon International de l'Aéronautique et de l'Espace*, Paris - Le Bourget, 2019.

Lauréat

- 🏆 1^{er} prix Recherche pour les travaux « Génération optoélectronique de signaux à forme d'onde maîtrisée : applications Radar et Compatibilité Électromagnétique », *Workshop étudiants XLIM*, Limoges, 2018.

Conception de sources optoélectroniques transitoires à formes d'ondes maîtrisées

Résumé

Les travaux développés ce mémoire s'articulent autour de deux applications principales : la génération de signaux dédiés aux essais de susceptibilité électromagnétique et la mise en forme de signaux transitoires appliqués au façonnage spectral pour les radars impulsionnels. Pour les essais de susceptibilité, il s'agit de signaux sinusoïdaux amortis de quelques kilovolts, de fréquence allant de 20 MHz à 200 MHz, avec des facteurs de qualité situés entre 8 et 12. Dans le cas du façonnage spectral, la génération de plusieurs signaux transitoires permet de recréer un spectre ultra large bande (300 MHz - 3 GHz) sur lequel des fréquences jugées indésirables ont été rejetées. Pour former les signaux utiles à ces deux applications, des générateurs optoélectroniques innovants ont été développés, le déclenchement des signaux étant contrôlé par l'éclairement de photoconducteurs. L'utilisation de photoconducteurs éclairés par un faisceau laser permet de générer des impulsions courtes (de quelques nanosecondes à plusieurs centaines de nanosecondes) de tension élevée (quelques kilovolts) avec une gigue très faible (quelques picosecondes). Cette technique rend possible l'utilisation de multiples sources dont les signaux peuvent être synchronisés entre eux. Une étude du fonctionnement et la caractérisation de photoconducteurs ont été menées pour l'optimisation des générateurs optoélectroniques mis au point. Pour chacune des applications, le système expérimental conçu est présenté.

Mots-clefs : Photoconducteurs, formes d'ondes maîtrisées, susceptibilité EM, radars impulsionnels ULB.

Design of transient optoelectronic sources with controlled waveforms

Abstract

The work developed in this thesis focuses on two main applications : the generation of signals dedicated to electromagnetic susceptibility tests and the shaping of transient signals applied to spectral shaping for impulse radars. For susceptibility tests, damped sinusoidal signals of a few kilovolts, with frequencies ranging from 20 MHz to 200 MHz, with quality factors between 8 and 12 are considered. In the case of spectral shaping, the generation of several transient signals makes it possible to reproduce an ultra-wideband spectrum (300 MHz - 3 GHz) on which frequencies considered undesirable have been rejected. To form the signals useful for these two applications, innovative optoelectronic generators have been developed, the triggering of the signals being controlled by the illumination of photoconductors. The use of photoconductors illuminated by a laser beam generates short pulses (from a few nanoseconds to several hundred nanoseconds) of high voltage (a few kilovolts) with a very low jitter (a few picoseconds). This technique makes it possible to use multiple sources whose signals can be synchronized with each other. A study of the functioning and characterization of photoconductors has been carried out for the optimization of the optoelectronic generators developed. For each application, the designed experimental system is presented.

Keywords : Photoconductive semiconductor switches (PCSS), waveform shaping, EM susceptibility, UWB radars impulse.