



Université de Lille
École doctorale sciences pour l'ingénieur

Année 2016 Numéro 42268

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'université de Lille
Spécialité électronique

Sujet de la thèse

Amplificateurs de puissance à transistors GaN

Présentée par
Hadrien THEVENEAU

Dirigée par
Christophe GAQUIÈRE

Soutenue le 15 décembre 2016

Devant le jury composé de

Mme. Nathalie LABAT	IMS Bordeaux	Présidente du Jury
M. Christophe GAQUIÈRE	IEMN Lille	Directeur de thèse
M. Jean-Christophe JOLY	CEA Gramat	Encadrant industriel
M. Eric RIUS	Lab-STICC	Rapporteur
M. Jean-Michel NÉBUS	Xlim Limoges	Rapporteur
M. Philippe POULIGUEN	DGA	Examineur
M. Georges PEYRESOUBES	Thales Microelectronics	Examineur
M. Philippe EUDELIN	Thales Air Systems	Examineur
M. Stéphane TORTEL	CEA Gramat	Invité

Hadrien THEVENEAU : *Développement d'un amplificateur de puissance à transistors GaN, Development of an high power amplifier with GaN transistors*, version 7.2, Février 2017.

Mots clefs : Amplificateur, micro-ondes, forte puissance impulsionnelle, bande L, combineur de puissance.

Keywords : Amplifier, microwaves, high pulsed power, L band, power combiner.

Thèse co-financée par le CEA Gramat et la DGA, et préparée à l'IEMN, Laboratoire Central, Cité Scientifique, Avenue Poincaré, CS 60069, 59652 Villeneuve d'Ascq CEDEX.

Ce manuscrit de thèse a été mis en page avec le style `classicthesis` développé par André Miede, avec quelques modifications personnelles. Ce modèle est disponible à la fois pour \LaTeX et \L\TeX : <https://bitbucket.org/amiede/classicthesis/>. Parmi les modifications, le texte est mis en page avec une police Adobe Source Sans Pro, taille 11, afin de faciliter sa lecture aussi bien sur papier que sur support numérique.

RÉSUMÉ

L'objectif de cette thèse est la réalisation d'une source de puissance pulsée à transistors GaN. Après une étude d'applications des micro-ondes de forte puissance, ainsi qu'un état de l'art des sources, nous avons réalisé deux prototypes de modules élémentaires d'amplification (bande large et bande étroite). Le module bande large délivre 70 W CW de 1 à 2,5 GHz et le module bande étroite délivre une puissance supérieure à 550 W de 1,1 à 1,3 GHz, avec un pic de 750 W à 1,1 GHz, dans des impulsions de 500 μ s avec un rapport cyclique de 10 %. Une difficulté est que les transistors GaN ont des impédance d'entrée et de sortie faibles, entre 1 et 5 Ω , difficile à adapter vers le standard 50 Ω sur une large bande, et qu'il faut combiner les puissances de plusieurs transistors entre eux pour atteindre des puissances élevées, tout en assurant leur isolation mutuelle pour éviter la propagation de pannes et des oscillations. Nous avons développé un combineur de puissance utilisant une préadaptation d'impédance avec un plan de masse fendu permettant d'avoir une impédance d'entrée basse, 2,5 Ω , et utilisant un absorbant micro-ondes afin d'éviter de réfléchir les modes impairs, ce qui permet d'isoler les transistors entre eux.

ABSTRACT

The goal of this thesis is to realize a pulsed power source with GaN transistors. After a study of the applications of high power microwaves, and a state of the art of the sources, we realized two prototypes of elementary amplifier modules (wide and narrow band). The wideband module produces 70 W CW from 1 to 2.5 GHz, and the narrowband module produces a power higher than 550 W from 1.1 to 1.3 GHz, with a 750 W peak at 1.1 GHz, in 500 μ s pulses with 10 % duty cycle. One difficulty is that GaN transistors have low input and output impedances, from 1 to 5 Ω , difficult to adapt towards the 50 Ω standard on a wide bandwidth, and that several transistors need to be combined to reach high input powers, ensuring their mutual isolation to avoid failure propagation and oscillations. We developed a power combiner using an impedance pre-adaptation with a defective ground plane allowing to reach a 2.5 Ω low input impedance, and using a microwave absorber to avoid odd mode reflections, which allows the mutual isolation of the transistors.

In memoriam Damien CHASTRAS.

1974 – 2016

À Zineb, qui m'a accompagné pendant tout ce travail de thèse.

À ma famille, pour son soutien durant tout ce parcours.

À Matthieu Werquin, mon directeur de thèse bis, qui a toujours su
m'épauler lors des moments difficiles.

À Christophe Gaquiere et à Benjamin Choteaux, pour leur sens de
l'humour et leurs coups de pieds salutaires.

À Jean-Christophe Joly et Stéphane Tortel, qui m'ont donné la chance de
toute ma carrière.

REMERCIEMENTS

Je remercie le professeur Christophe Gaquière, grâce à qui j'ai eu la chance de pouvoir faire cette thèse, et Jean-Christophe Joly du Commissariat à l'Énergie Atomique et aux énergies alternatives, mon encadrant, qui s'est toujours beaucoup soucié du bon déroulement de cette thèse. Je remercie également Stéphane Tortel, mon chef de laboratoire, qui a su résoudre des nombreux problèmes de tout ordre durant ma thèse.

Je remercie Pierre Bruguière du Commissariat à l'Énergie Atomique pour ses relectures particulièrement attentives et de grande qualité, aussi bien des articles soumis que de ce manuscrit de thèse. Avec Pierre, les erreurs sont une espèce en voie de disparition.

Je remercie mes collègues du CEA Gramat, en particulier Jannick Sallas et Jean-Luc Lavergne. J'ai aussi une pensée émue pour mon ancien collègue Damien Chastras, malheureusement décédé durant ma thèse, et qui restera toujours dans nos mémoires.

Je remercie MC2 Technologies de m'avoir toujours accueilli à bras ouverts. Je remercie chaleureusement en particulier Matthieu Werquin, qui a été pour moi un directeur de thèse bis et qui a toujours su m'épauler pendant les moments difficiles, Benjamin Choteau, qui a géré les approvisionnements de manière très efficace, ainsi que les mécaniciens, Florent Clémence, Benoît Tricoteaux et Théo Lahaye.

Je remercie le commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives et la direction générale de l'armement de m'avoir accordé un financement pour ces travaux de thèse. Je remercie également Philippe Pouliguen de la DGA pour son suivi.

Je remercie CST, l'éditeur du logiciel de simulation numérique du même nom, pour sa collaboration très précieuse dans ce projet.

Je remercie Sylvie Lepillet, Vanessa Avramovic et Sophie Elliot, de la centrale de caractérisation, pour leur aide précieuse.

Je remercie Eric Rius, du Lab-STICC, Jean-Michel Nébus, du laboratoire Xlim de Limoges, Georges Peyresoubes, de Thales Microelectronics, Philippe Eudeline, de Thales Air Systems, et Nathalie Labat, de l'IMS Bordeaux, pour leur participation dans mon jury de thèse.

Je remercie tous les auteurs des logiciels libre que j'ai utilisé et que j'utilise encore pour ma thèse. En particulier LaTeX et ses packages, qui ont servi à la composition de ce présent manuscrit, classicthesis, qui a servi de modèle, Inkscape, qui a servi pour tous les schémas, et GNU Parallel [118], qui a servi de gestionnaire de file d'attente pour enchaîner les calculs sous CST sur l'ordinateur dédié, un seul calcul à la fois étant possible.

Je remercie tous les membres des services de support qui font leur maximum pour faciliter la vie des doctorants. En particulier, et par ordre chronologique, Gauthier De Smet, Mickaël Masquelin, et Philippe Dubois, du service informatique; Sylvie Laby, d'abord à l'accueil puis au service communication et multimédia; Jean-François Demeyer et Olivier Brice de la logistique.

Je remercie mes nombreux collègues de bureau, en particulier Flavien Cosette, qui m'a aidé pour le pot de thèse, partie la plus intéressante de mon travail, Walid Aouimeur, qui m'a toujours épaulé lors de mes coups de fatigue, Adrien Cutivet, Philippe Altuntas, pour leur support continu, et tous les autres que j'ai oublié.

Je remercie Guillaume Ducorneau, qui s'est proposé d'être mon co-directeur de thèse, même si cela ne s'est pas fait pour différentes raisons pratiques.

And special thanks to Steve Huettner, webmaster of the Microwaves101 website, from which I took several good pieces of advice about several topics, and who gave me the famous Microwaves101 coffee mug, and Thuy Nguyen for her continuous support through this work.

GLOSSAIRE

ADAPTATION D'IMPÉDANCE: processus permettant d'optimiser le transfert de puissance entre une source et une charge d'impédance différente par une transformation de l'impédance de la charge en l'impédance de la source. Désigne aussi par extension le résultat de ce processus.

AGREMI: « Agression électromagnétique d'origine intentionnelle ». On la qualifie « d'intentionnelle » pour la distinguer des agressions non intentionnelles, causées par exemple par des radars.

cw: abbréviation de « continuous wave ». Forme d'onde en sinus permanent. Voir [chapitre 1](#) pour plus de détails.

DSSS: « Direct sequence spread spectrum ». Technique d'étalement de spectre utilisant une modulation par des séquences numériques pseudo-aléatoires.

FHSS: « Frequency-hopping spread spectrum ». Technique d'étalement de spectre utilisant des sauts de fréquences.

HEMT: « High-electron mobility transistor ».

IEMI: « Impulsion électromagnétique intentionnelle ». Désigne une forme d'onde en pic. À ne pas confondre avec un signal microondes impulsionnel, qui est un signal sinusoïdal modulé par un pic. On la qualifie « d'intentionnelle » pour la distinguer d'autres phénomènes provoquant des effets similaires.

ITAR: « International traffic in arms regulation ». Ensemble de réglementations du gouvernement fédéral américain sur les importations et exportations de matériel pouvant avoir un usage d'armement.

MASSE VIRTUELLE: Point ayant un potentiel nul pour des raisons de symétries mais non relié physiquement à la masse.

MFP: « Microondes de forte puissance ».

NITRURE: Composé dans lequel 3 électrons sont pris à l'azote.

PAE: « Power added efficiency ». Efficacité en puissance ajoutée. Ratio entre la puissance de sortie d'un amplificateur et la somme des puissances du signal d'entrée et de l'alimentation continue.

RMS: « Root mean square ». Racine carrée de la moyenne des carrés. Utilisée dans deux grands cas: la puissance efficace, et la moyenne d'une erreur.

TABLE DES MATIÈRES

I	MICROONDES DE FORTE PUISSANCE, APPLICATIONS ET ÉTAT DE L'ART DES SOURCES	1
1	MICRO-ONDES DE FORTE PUISSANCE	3
2	APPLICATIONS DES MICRO-ONDES DE FORTE PUISSANCE	5
2.1	Radars et leurs contre-mesures	5
2.2	Télécommunications et leurs brouilleurs	8
2.3	Compatibilité électromagnétique	10
2.4	Transmission d'énergie	11
3	SOURCES DE MICRO-ONDES DE FORTE PUISSANCE	15
4	ÉTUDE DE DISPONIBILITÉ DES TRANSISTORS GAN	19
4.1	Acteurs de la filière GaN	19
4.2	Pays d'origine des acteurs de la filière GaN	21
4.3	Analyse de la puissance maximale de sortie des transistors commerciaux	22
4.4	Limites de l'analyse de la section précédente	24
4.5	Quelques transistors particulièrement intéressants	25
4.6	Conclusion partielle	26
II	MODULES D'AMPLIFICATION ÉLÉMENTAIRES	27
5	GÉNÉRALITÉS SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE	29
6	MODULE D'AMPLIFICATION LARGE BANDE	33
6.1	Choix du transistor	33
6.2	Schéma de l'amplificateur et conception	33
6.3	Modélisation des variations de largeur et des jonctions	36
6.4	Fabrication de l'amplificateur	37
6.5	Mesures et simulations	37
6.6	État de l'art des amplificateurs large bande 1 - 2,5 GHz	41
7	MODULE D'AMPLIFICATION BANDE ÉTROITE	43
7.1	Le transistor	43
7.2	Schéma de l'amplificateur et conception	43
7.3	Analyse load-pull multi-harmoniques du transistor	45
7.4	Fabrication de l'amplificateur	49
7.5	Mesures et simulations	49
7.6	État de l'art des amplificateurs à bande étroite 1,2 - 1,4 GHz	51
8	CONCLUSION ET PERSPECTIVES	55
III	COMBINEURS DE PUISSANCE	57
9	GÉNÉRALITÉS	59
9.1	Position du problème	59
9.2	Étude d'un exemple simple : le simple T sans transformation d'impédance.	60

9.3	Propriétés générales des paramètres S des combineurs de puissance	61
9.4	De l'importance de l'isolation des entrées	63
9.5	Classification des combineurs	65
9.6	Impact de la stratégie de combinaison de puissance sur l'efficacité	68
9.7	Impact des déséquilibres de phase et d'amplitude sur l'efficacité du combineur	68
10	COMBINEURS EN ARBRES	73
10.1	Le simple T sans transformation d'impédance	73
10.1.1	Réalisations possibles	73
10.1.2	Avantages	73
10.1.3	Inconvénients	74
10.2	Wilkinson à deux sorties, une seule section	74
10.2.1	Réalisations possibles	74
10.2.2	Avantages	74
10.2.3	Inconvénients	75
10.3	Wilkinson à deux sorties, multi-sections	75
10.3.1	Avantages	75
10.3.2	Inconvénients	76
10.4	T + transition d'impédance (« taper »)	76
10.4.1	Réalisations possibles	76
10.4.2	Avantages	76
10.4.3	Inconvénients	76
10.4.4	Commentaires	77
10.5	Taper + résistances d'isolation	77
10.5.1	Avantages	78
10.5.2	Inconvénients	78
10.6	Gysel	78
10.6.1	Réalisations possibles	78
10.6.2	Avantages	79
10.6.3	Inconvénients	79
10.7	Rat-Race	79
11	COMBINEURS EN GUIDE D'ONDES	81
11.1	Données essentielles sur les guides d'ondes fonctionnant en bande L	81
11.2	T magique	82
11.2.1	Avantages	82
11.2.2	Inconvénients	83
11.3	T magique avec cloison résistive	83
11.3.1	Avantages	83
11.3.2	Inconvénients	83
12	COMBINEURS DIRECTS DE N ENTRÉES VERS UNE SORTIE	85
12.1	T + taper radial	85
12.1.1	Réalisations possibles	86
12.1.2	Avantages	86

12.1.3	Inconvénients	86
12.2	Pseudo-Wilkinson circulaire	86
12.2.1	Avantages	87
12.2.2	Inconvénients	87
12.3	Combineurs directs à base de guide d'ondes linéaire	87
12.4	Combineurs à cavité et sondes	87
13	COMBINEURS SPATIAUX	89
13.1	Combineurs spatiaux en grille (« grid »)	89
13.2	Combineurs spatiaux en plateau (« tray »)	90
13.3	Combineurs Spatium™	92
13.4	Combineurs en espace libre	93
13.5	Combineurs quasi-optiques guidés	94
14	UTILISATION D'ISOLATEURS	97
15	CONCLUSION PARTIELLE ET PERSPECTIVES	99
IV	DÉVELOPPEMENT D'UN COMBINEUR DE PUISSANCE INNOVANT	101
16	CALCUL DE TRANSITIONS D'IMPÉDANCE OPTIMISÉES	103
16.1	Utilité des transitions d'impédance optimisées	103
16.2	Désadaptation d'impédance et réflexions	103
16.3	Comparaison de différentes transitions	105
16.4	Calcul des transitions Klopfenstein	106
16.5	Algorithme de réduction du nombre de points	112
17	UN PREMIER COMBINEUR SPATIAL	115
17.1	Choix d'un connecteur de sortie	115
17.2	Un premier combineur de puissance	116
18	AMÉLIORATION DE L'ISOLATION D'UN COMBINEUR SPATIAL	121
18.1	Analyse en modes pairs et impairs	121
18.2	Développement d'une méthode pour absorber les modes impairs	125
19	ESSAIS PRÉLIMINAIRES DE COMBINEUR À ISOLATION AMÉLIORÉE ET DIFFICULTÉS	127
19.1	Choix d'une méthode de simulation	127
19.2	Nombre de points excessif	128
19.3	Difficultés mécaniques	128
19.4	Difficultés thermiques	133
20	DESCRIPTION DU COMBINEUR FINAL	135
20.1	Architecture globale du nouveau combineur de puissance	135
20.2	Préadaptation d'impédance à l'aide d'un plan de masse fendu	138
20.3	Simulation électromagnétique	139
20.4	Mesures	139
20.5	Intégration mécanique	143
20.6	Simulation électro-thermique du combineur	149
20.7	Conclusion et suite de l'étude	150

V	DÉVELOPPEMENT DE NOUVEAUX MODULES ÉLÉMENTAIRES D'AMPLIFICATION	151
21	CALCUL DES RADIATEURS	153
22	IMPORTANCE ET DIFFICULTÉ DE L'ADAPTATION D'ENTRÉE, ET LIMITE DE BODE-FANO	159
23	MODULES D'AMPLIFICATION ÉLÉMENTAIRES	163
23.1	Schéma général	163
23.2	Layout	165
23.3	Tests de stabilité	167
23.4	Performances simulées	169
VI	ANNEXES	175
A	QUELQUES MOTS SUR LA NOTION D'IMPÉDANCE DE SORTIE DES TRANSISTORS	177
A.1	Comportement d'un amplificateur de puissance non-linéaire simplifié	177
A.2	Discussion sur la validité de la notion d'impédance de sortie	185
B	ADAPTATIONS D'IMPÉDANCE LC EN ÉCHELLE	189
C	FORMULES UTILES ET CONVERSIONS D'UNITÉS	195
C.1	Conversion lignes de transmission et éléments discrets	195
C.2	Épaisseurs de métallisation de substrats	196
C.3	Unités thermiques	196
D	ANNEXES DE LA PARTIE III	199
D.1	Calcul des paramètres S du T de jonction	199
D.2	Calcul de l'efficacité d'un combineur en fonction des déséquilibres	201
D.3	Démonstration des propriétés générales des combineurs de puissance	202
D.3.1	Cas 1 : mode commun	203
D.3.2	Cas 2 : excitation en mode impair	204
D.4	Calcul des probabilités de défaillances en fonction du nombre de transistors	204
D.5	Détails sur l'évaluation de l'isolation effective des combineurs de puissance	205
D.6	Une tentative d'évaluation de l'isolation effective des combineurs de puissance	206
D.6.1	Coefficient d'efficacité K	206
D.6.2	Minimum et maximum du coefficient d'efficacité	207
	INDEX	211
	BIBLIOGRAPHIE	215

TABLE DES FIGURES

FIGURE 1	Signaux microondes continu, impulsionnel simple et impulsionnel complexe	3
FIGURE 2	Principe de l'équation du radar	5
FIGURE 3	Antenne d'un radar en bande C	6
FIGURE 4	Technique du « inverse con scan »	7
FIGURE 5	Système de détection d'intrusion par micro-ondes	8
FIGURE 6	Antenne RUBIS de la Gendarmerie nationale	9
FIGURE 7	Essai de susceptibilité électromagnétique sur du matériel militaire	11
FIGURE 8	Petit hélicoptère alimenté par micro-ondes	13
FIGURE 9	Facteurs de mérite de différentes technologies de semiconducteurs	17
FIGURE 10	Puissance maximale disponible par transistor en 2014 en fonction de la fréquence	23
FIGURE 11	Schéma en coupe simplifié d'un transistor HEMT GaN	29
FIGURE 12	Principales classes d'amplification de puissance	30
FIGURE 13	Illustration de l'impossibilité d'une adaptation d'impédance multi-harmoniques sur une bande passante supérieure à une octave (1)	31
FIGURE 14	Illustration de l'impossibilité d'une adaptation d'impédance multi-harmoniques sur une bande passante supérieure à une octave (2)	31
FIGURE 15	Schéma de l'amplificateur large bande	33
FIGURE 16	Impédance du réseau de découplage de drain de l'amplificateur large bande	34
FIGURE 17	Facteurs de stabilité μ et μ' de l'amplificateur	35
FIGURE 18	Modèle Momentum de jonction en T	36
FIGURE 19	Photo de l'amplificateur large bande	37
FIGURE 20	Détail de l'adaptation de l'amplificateur large bande	38
FIGURE 21	Détail du découplage de l'amplificateur large bande	38
FIGURE 22	Schéma du banc de mesure en puissance en bande L	38
FIGURE 23	Puissance de sortie et PAE de l'amplificateur large bande	39
FIGURE 24	Comparaison des mesures CW et pulsées de l'amplificateur large bande	40
FIGURE 25	Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur large bande	40
FIGURE 26	Éfficacité en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur large bande	41

FIGURE 27	Schéma de l'amplificateur bande étroite	43	
FIGURE 28	Impédance du réseau de découplage de drain de l'amplificateur bande étroite	44	
FIGURE 29	Schéma du dispositif d'analyse load-pull multi-harmoniques		45
FIGURE 30	Analyse load-pull à la fondamentale du transistor de l'amplificateur bande étroite	46	
FIGURE 31	Analyse source-pull à la fondamentale du transistor de l'amplificateur bande étroite	46	
FIGURE 32	Analyse load-pull au second harmonique du transistor de l'amplificateur bande étroite	47	
FIGURE 33	Analyse source-pull au second harmonique du transistor de l'amplificateur bande étroite	47	
FIGURE 34	Analyse load-pull au troisième harmonique du transistor de l'amplificateur bande étroite	48	
FIGURE 35	Analyse source-pull au troisième harmonique du transistor de l'amplificateur bande étroite	48	
FIGURE 36	Photo de l'amplificateur bande étroite	49	
FIGURE 37	Puissance de sortie de l'amplificateur bande étroite		50
FIGURE 38	Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur bande étroite	50	
FIGURE 39	Efficacité en puissance ajoutée de l'amplificateur bande étroite	51	
FIGURE 40	Efficacité en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur bande étroite		52
FIGURE 41	Simple T sans transformation d'impédance	60	
FIGURE 42	Probabilité de défaillance d'un amplificateur de puissance en fonction du nombre d'éléments combinés.	64	
FIGURE 43	Arbre des combineurs de puissance	66	
FIGURE 44	Principe des combineurs en arbre	67	
FIGURE 45	Principe des combineurs en chaîne	68	
FIGURE 46	Comparaison de l'efficacité d'un combineur en arbre et d'un combineur en chaîne	69	
FIGURE 47	Comparaison de l'efficacité d'un combineur en arbre et d'un combineur direct	69	
FIGURE 48	Rendement d'un combineur sans pertes en fonction des déséquilibres des phases et des amplitudes des sources	70	
FIGURE 49	Rendement du combineur en fonction des déséquilibres des phases et de la perte d'insertion du coupleur.	71	
FIGURE 50	Simple T sans transformation d'impédance, rappel de la figure 41	73	
FIGURE 51	T magique	82	
FIGURE 52	T magique avec terminaison	82	
FIGURE 53	T avec cloison résistive	83	

FIGURE 54	T + transitions radiales	85	
FIGURE 55	Pseudo-Wilkinson circulaire	86	
FIGURE 56	Combineur direct à base de guide d'ondes linéaire	87	
FIGURE 57	Combineur à cavité et à sondes	88	
FIGURE 58	Combineur spatial en grille (« grid »)	89	
FIGURE 59	Combineur spatial en grille (« grid »)	90	
FIGURE 60	Principe du combineur spatial en plateau	91	
FIGURE 61	Exemple de montage d'un combineur spatial en plateau	91	
FIGURE 62	Comparaison des modes de propagation dans un guide d'ondes et un câble coaxial	92	
FIGURE 63	Combineur Spatium™	93	
FIGURE 64	Combineur en espace libre	94	
FIGURE 65	Combineur quasi-optique guidé	95	
FIGURE 66	Ondes transmises et réfléchies entre une source et une charge	103	
FIGURE 67	Ondes transmises et réfléchies entre une source et une charge reliées par une ligne	104	
FIGURE 68	Principe de l'adaptation quart d'onde	104	
FIGURE 69	Principe de l'adaptation par transition continue	105	
FIGURE 70	Comparaison de différentes transitions	105	
FIGURE 71	Fonction $\phi(y)$	107	
FIGURE 72	Impédance caractéristique Z_0 en fonction de la position normalisée y pour une transition Klopfenstein de $0,625 \Omega$ vers 50Ω	108	
FIGURE 73	Coefficient de réflexion en fonction de la longueur normalisée Θ	109	
FIGURE 74	Coefficient de réflexion en dB de la longueur normalisée Θ	110	
FIGURE 75	Rayon d'une transition Klopfenstein en fonction de la position normalisée	110	
FIGURE 76	Constante diélectrique effective K_{eff} d'une transition Klopfenstein en fonction de la position normalisée	111	
FIGURE 77	Rayon en fonction de la position réelle de la transition étudiée	112	
FIGURE 78	Fonctionnement de l'algorithme de réduction du nombre de points	112	
FIGURE 79	Tenue en puissance CW de connecteurs RF courants	115	
FIGURE 80	Combineur spatial de puissance à fuselages (ridges)	117	
FIGURE 81	Détail de la transition de la ligne microruban vers le fuselage	117	
FIGURE 82	Transmission et réflexion simulées de la transition de la ligne microruban vers le fuselage	118	
FIGURE 83	Simulation des paramètres S du combineur de la figure 80	119	

FIGURE 84	Adaptation en mode commun des entrées du combineur à fuselages de la figure 80	120
FIGURE 85	Excitation en modes pair et impairs d'un combineur en arbre	122
FIGURE 86	Excitations en mode pair et impair d'un exemple de combineur à symétrie circulaire	123
FIGURE 87	Modes pairs et impair du combineur en fuselages	123
FIGURE 88	Excitation en mode pair et impair du combineur en fuselages	124
FIGURE 89	Champ électrique en mode pair et impair de la structure en cage	126
FIGURE 90	Vue en coupe 3D d'un premier combineur à isolation améliorée	129
FIGURE 91	Vue en coupe 2D d'un premier combineur à isolation améliorée	129
FIGURE 92	Détail de l'absorbant avec ses lignes de transmission du premier combineur à isolation améliorée	129
FIGURE 93	Détail du diélectrique du premier combineur à isolation améliorée	130
FIGURE 94	Second combineur à isolation améliorée, sans le diélectrique	130
FIGURE 95	Coupe 2D du second combineur à isolation améliorée	130
FIGURE 96	Solution de fixation du substrat des lignes micro-ruban (1)	131
FIGURE 97	Solution de fixation du substrat des lignes micro-ruban (2)	132
FIGURE 98	Solution de fixation du substrat des lignes micro-ruban (3)	132
FIGURE 99	Solution de fixation du substrat des lignes micro-ruban (4)	132
FIGURE 100	Modèle 3D du combineur de puissance	135
FIGURE 101	Impédance Z_0 , constante diélectrique effective K_{eff} , et dimensions du profil de la préadaptation d'impédance et de la section coaxiale. L'ensemble forme une seule transition Klopfenstein.	137
FIGURE 102	Section de la préadaptation d'impédanc	138
FIGURE 103	Vue 3D de la préadaptation d'impédance.	138
FIGURE 104	Banc de mesure du combineur	140
FIGURE 105	Vue de près du combineur en cours de mesure	141
FIGURE 106	Modèle électromagnétique 3D de la transition d'entrée du combineur de test	141
FIGURE 107	Transmission des entrées S_{9j} et pertes de combinaison	142
FIGURE 108	Erreur de phase des entrées et erreur de phase RMS.	142
FIGURE 109	Isolation mesurée et simulée entre les entrées	143

FIGURE 110	CAO mécanique du combineur de puissance avec les modules élémentaires (1)	144
FIGURE 111	CAO mécanique du combineur de puissance avec les modules élémentaires (2)	145
FIGURE 112	CAO mécanique du combineur de puissance avec les modules élémentaires (3)	146
FIGURE 113	Durée de vie moyenne en fonction de la température de jonction	148
FIGURE 114	Simulation électro-thermique du combineur	150
FIGURE 115	Paramètres d'un dissipateur thermique	153
FIGURE 116	Illustration du problème de l'encombrement des ventilateurs dans le cas d'une symétrie circulaire	155
FIGURE 117	Caractéristique pression - flux d'air des ventilateurs et des radiateurs utilisés	156
FIGURE 118	Limite de Bode-Fano pour des charges courantes	160
FIGURE 119	Schéma du modules élémentaires d'amplification sous $2,5 \Omega$	163
FIGURE 120	Courant d'une variation de largeur de ligne micro-ruban	164
FIGURE 121	Courant d'une variation d'impédance sans variation de largeur	165
FIGURE 122	Layout de l'amplificateur, vue globale	166
FIGURE 123	Layout de l'amplificateur, agrandissement sur les transistors	166
FIGURE 124	Facteurs μ et μ' (faux) des nouveaux modules d'amplifications	168
FIGURE 125	Facteurs μ et μ' (corrects) des nouveaux modules d'amplifications	168
FIGURE 126	Test de stabilité en modes impairs par la méthode du Γ -Probe	169
FIGURE 127	Modèle distribué du transistor	170
FIGURE 128	Exemple de résultats du test du Γ -Probe	171
FIGURE 129	Puissance de sortie simulée de l'amplificateur élémentaire	172
FIGURE 130	Puissance de sortie simulée de l'ensemble	172
FIGURE 131	Sortie $b_2(t)$ en fonction de l'entrée $a_1(t)$	178
FIGURE 132	Coefficient de réflexion instantané de la sortie en fonction de l'entrée	178
FIGURE 133	Amplitude de sortie B_2 en fonction de $ A_1 $ en régime grand signal	181
FIGURE 134	Gain non-linéaire $S_{21}(A_1)$ en fonction de $ A_1 $	181
FIGURE 135	δB_2 lorsque δA_2 décrit un cercle unitaire pour différentes valeurs de A_1	182
FIGURE 136	δB_2 lorsque δA_2 décrit un cercle unitaire pour différentes valeurs de A_1	183
FIGURE 137	Coefficients S_{22} et T_{22}	184

FIGURE 138	Coefficient de réflexion apparent de la sortie Γ_2	184
FIGURE 139	Illustration de l'effet du terme conjugué T_{22}	185
FIGURE 140	Extrait de la feuille de caractéristiques du CGHV14500	187
FIGURE 141	Exemple de coefficient de réflexion d'un réseau d'adaptation LC	190
FIGURE 142	Racines du numérateur de l'exemple	192
FIGURE 143	Racines du numérateur de l'exemple	192
FIGURE 144	Scénario de panne	207
FIGURE 145	Graphe de fluence réduit de la situation décrite dans la figure 144	207

LISTE DES TABLEAUX

TABLE 1	Récapitulatif des avantages et inconvénients des différentes sources de puissance	15
TABLE 2	Acteurs capables de fabriquer des composants en technologie GaN au début de cette thèse	20
TABLE 3	Pays d'origine des fabricants intéressants	21
TABLE 4	Bandes de fréquences particulièrement utilisées	24
TABLE 5	Transistors particulièrement intéressants	25
TABLE 6	Amplificateurs de puissance comparables à l'amplificateur large bande	42
TABLE 7	Amplificateurs de puissance comparables à l'amplificateur bande étroite	53
TABLE 8	$ S_{23} $ naturel et $ S_{23} $ maximum requis pour avoir $K \leq 0,95$	64
TABLE 9	Guides d'ondes standard couvrant en partie la bande L.	81
TABLE 10	Caractéristiques du guide d'onde ridgé couvrant la bande L	81
TABLE 11	Exemples d'isolateurs et de circulateurs du commerce.	97
TABLE 12	Coefficients multiplicatifs de la résistance thermique en fonction de l'altitude	148
TABLE 13	Caractéristiques du ventilateur Ebm-Papst 412	156
TABLE 14	Paramètres du radiateur HS Marston 890SP après découpe	157
TABLE 15	Détails du calcul et bilan des résistances thermiques du radiateur alimenté par les ventilateurs	157
TABLE 16	Conversion des différentes unités d'épaisseurs de métallisation	196

TABLE 17	Conversion des unités non standard de thermique utilisées dans les références bibliographiques	197
TABLE 18	$ S_{23} $ naturel et $ S_{23} $ maximum nécessaire pour avoir $K \leq 0,95$	209

INTRODUCTION ET OBJECTIFS DE LA THÈSE

De nombreuses applications nécessitent le recours à des micro-ondes de fortes puissances, qu'il s'agisse des radars, des émetteurs telecom, dans l'environnement civil ou militaire.

Idéalement, ces sources doivent présenter des caractéristiques difficilement compatibles, telle la puissance, la largeur de bande, l'agilité, la compacité. L'objectif de cette thèse s'inscrit dans ce cadre : il s'agit de proposer un technologie et une architecture assurant un bon compromis entre ces différents critères sur une bande de 1 à une dizaine de GHz.

En ce sens, nous ferons un état de l'art des différentes technologies existantes et montrerons en quoi le GaN est une alternative pertinente aux solutions traditionnelles. Nous concluons par la nécessité de combiner efficacement un grand nombre de transistors entre eux. Des études de conceptions et des réalisations pratiques illustreront ces propos.

Première partie

MICROONDES DE FORTE PUISSANCE, APPLICATIONS ET ÉTAT DE L'ART DES SOURCES

Cette première partie présentera un panorama des nombreuses applications qui nécessitent des microondes de forte puissance, avec une focalisation particulière sur les applications militaires. Ensuite nous allons faire un état de l'art des différentes technologies existantes et montrerons l'intérêt de la technologie GaN.

MICRO-ONDES DE FORTE PUISSANCE

Un signal micro-ondes impulsionnel simple, tel qu'illustré dans la [figure 1](#), est un signal sinusoïdal, dans la gamme de fréquences dite des microondes modulé en amplitude par des impulsions. Cette gamme de fréquences est comprise entre 300 MHz et 300 GHz, mais nos applications se situent plutôt entre 1 et 10 GHz. De nombreuses applications, dont les principales feront l'objet du prochain chapitre, nécessitent ce type de signaux. Les solutions actuelles permettant de les générer ont des performances limitées. L'objectif de cette thèse est de réaliser un amplificateur pour ce type de signaux permettant d'avoir le meilleur compromis possible entre les différents critères de performances.

Les paramètres essentiels d'un tel signal, montrés [figure 1](#), sont la fréquence de la porteuse, appelée simplement « la » fréquence, la durée d'une impulsion et la période de répétition des impulsions. On nomme rapport cyclique le rapport entre la durée d'une impulsion et la période de répétition. Dans la littérature russe, le rapport inverse est parfois utilisé.

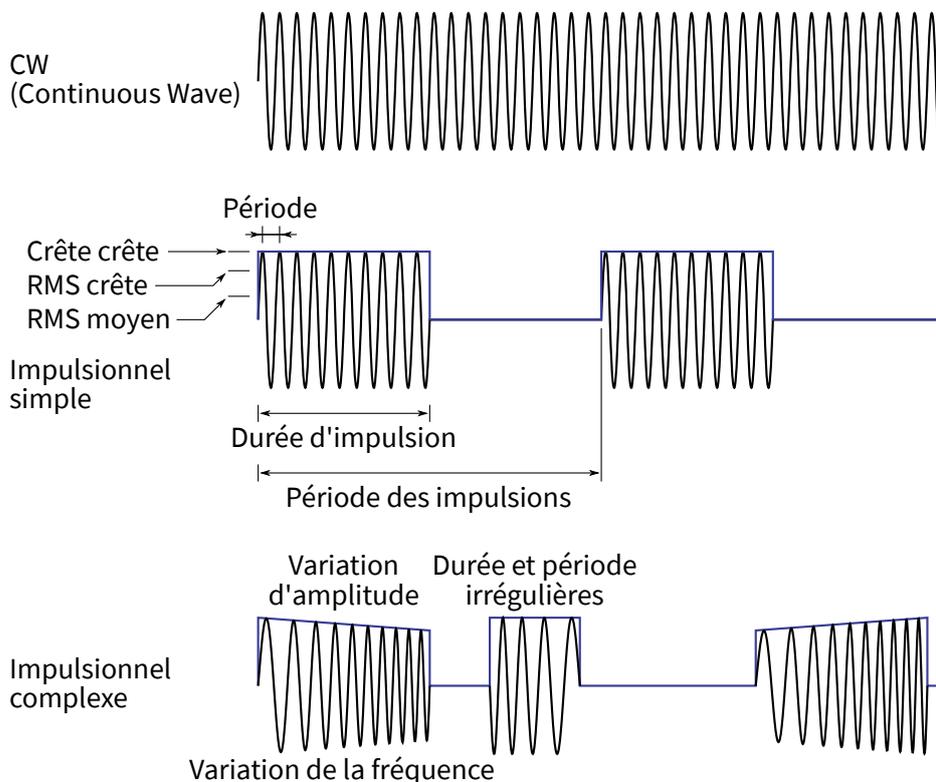


FIGURE 1 – Signaux microondes continu, impulsionnel simple et impulsionnel complexe.

Dans le cas le plus simple, le signal est à fréquence constante et les impulsions sont périodiques. Dans des cas plus complexes, la fréquence du signal peut varier, y compris à l'intérieur d'une impulsion, la durée et la période des impulsions peuvent ne pas être régulières, et l'amplitude des impulsions peut varier, y compris à l'intérieur d'une impulsion.

RMS: « *Root mean square* ». Racine carrée de la moyenne des carrés. Utilisée dans deux grands cas: la puissance efficace, et la moyenne d'une erreur.

Lorsque l'on parle de la puissance d'un signal impulsionnel, il est nécessaire de préciser de quelle puissance on parle, puisque la puissance d'un tel signal varie. Pour un signal sinusoïdal continu, la puissance peut être définie de deux manières : la puissance crête et la puissance efficace, appelée aussi puissance RMS. Sauf mention contraire, les puissances mentionnées dans cette thèse seront des puissances RMS. Dans le cas d'un signal impulsionnel simple, la puissance RMS à l'intérieur d'une impulsion et la puissance moyenne de l'intégralité du signal doivent être distinguées. On nommera la première « puissance RMS crête », et la seconde puissance moyenne.

Beaucoup d'applications ont besoin d'une forte puissance dans l'impulsion, mais peuvent se contenter d'une puissance moyenne faible. C'est une des raisons pour laquelle les signaux impulsionnels sont utilisés. Ceci permet de les générer plus facilement que des signaux continus de même puissance crête, de réduire la dissipation thermique ainsi que la consommation électrique.

2.1 RADARS ET LEURS CONTRE-MESURES

La génération de micro-ondes de forte puissance est cruciale pour les radars, car la puissance transmise par le radar conditionne directement sa portée. En effet, dans le cas d'un radar primaire, l'onde électromagnétique doit être suffisamment puissante pour être supérieure au plancher de bruit des récepteurs du radar après l'aller et le retour. Lors de l'aller, l'onde subit une atténuation d'espace libre proportionnelle au carré de la distance. Idem lors du retour. Ainsi, l'atténuation totale est proportionnelle au bicarré de la distance. La [figure 2](#) illustre ce point. Pour doubler la portée, il faut donc multiplier par 16 la puissance émise.

Un radar primaire est un radar basé uniquement sur la réflexion passive de l'onde électromagnétique sur sa cible, contrairement au radar secondaire qui utilise un transpondeur.

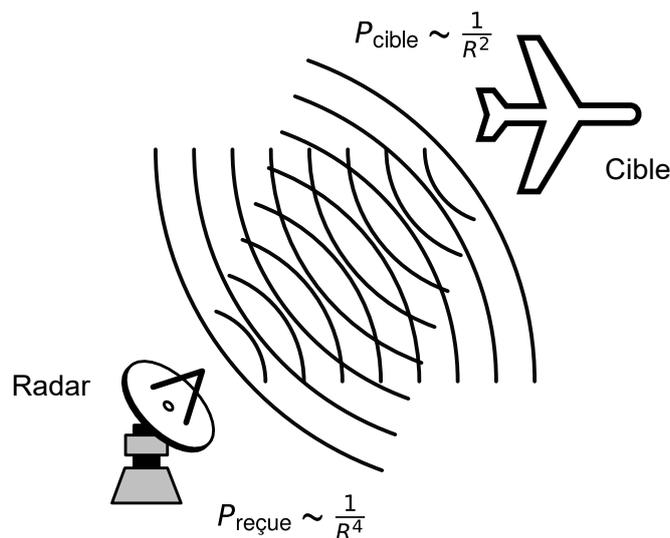


FIGURE 2 – Principe de l'équation du radar. Adapté de [137]

Or, certaines applications nécessitent une longue portée. Un radar de contrôle aérien doit couramment couvrir une zone d'au moins 100 km de rayon. La détection d'objets spatiaux nécessite quand à elle des dizaines de milliers de km. On peut certes gagner un peu en utilisant des antennes à fort gain, mais ces antennes deviennent rapidement très encombrantes, comme celle de la [figure 3](#), ce qui pose d'autres problèmes comme la difficulté du support mécanique. Enfin, dans une optique militaire, il est intéressant d'avoir des radars qui portent plus loin que ceux de l'ennemi.

Cependant, les radars primaires ne sont pas les seules application nécessitant une forte puissance. Le brouillage des radars le nécessite également. Certes, dans le cas d'un brouillage radar, le signal du brouilleur a un avan-



FIGURE 3 – Antenne de 15m de diamètre d'un radar en bande C (4 - 8 GHz) de la NASA, de 3 MW. Ce radar sert à l'observation des objets astronomiques.

tage sur le signal du radar : il ne doit effectuer que l'aller, et son atténuation d'espace libre n'est proportionnelle qu'au carré de la distance. Cependant, un brouilleur nécessite malgré tout de fortes puissances car il émet souvent en dehors du lobe principal de l'antenne du radar brouillé. Or, ces antennes sont le plus souvent très directives.

Les méthodes de brouillage radar dépassent largement le cadre de cette thèse, mais nous citerons deux techniques à titre d'exemple. La première technique consiste pour une cible à masquer sa réflexion radar en émettant un signal de bruit [96]. Cependant, certains dispositifs sont spécialement conçus pour détecter ce type de signal de brouillage. Dans ce cas, émettre un signal de brouillage *facilite* la détection de la cible [96]. Une autre technique consiste à ré-émettre des impulsions décalées dans le temps, correspondant à une rotation de l'antenne du radar. Ceci permet de simuler la réflexion d'une cible ayant un azimuth différent [96]. La [figure 4](#) illustre cette technique, appelée « inverse con scan ». Notons toutefois que ceci ne change pas la provenance physique des signaux : la mesure de la différence de phase entre les signaux reçus par plusieurs antennes permet, malgré le brouillage, de reconstituer l'azimuth réel de provenance [96]. Et ce, encore plus facilement car la puissance émise par un brouilleur est supérieure à celle émise par la réflexion naturelle du signal.

Il est intéressant pour un radar de travailler à des fréquences élevées. Ceci permet d'avoir une résolution spatiale élevée et, à puissance et surfaces d'antennes constante, d'augmenter la portée. Toutefois, pour des fréquences trop élevées, la puissance disponible des sources diminue. Il y a donc un compromis à faire entre ces deux paramètres. Les radars qui nous intéressent fonctionnent quelque part entre 1 et 10 GHz.

Afin de déterminer précisément la distance qui sépare le radar de sa cible, la mesure du temps entre les signaux émis et reçus doit être la plus précise

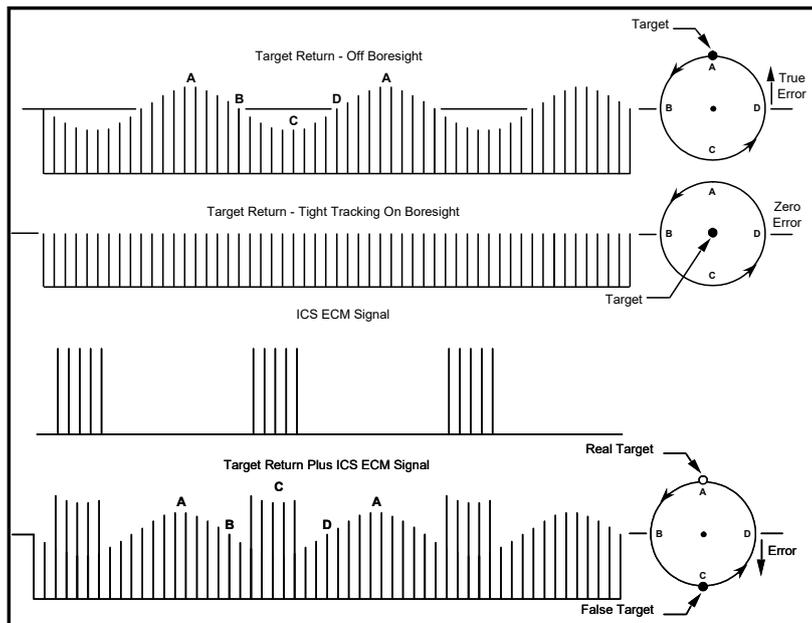


FIGURE 4 – Illustration de la technique dite du brouillage à gain inversé (en : *inverse gain jamming*), permettant de simuler la réflexion d'une cible ayant un autre azimuth [96, nommé « inverse con scan » dans le texte].

possible. Sans rentrer dans le détail mathématique, ceci nécessite des signaux ayant une bande passante suffisante.

Les radars simples fonctionnent souvent dans une bande passante limitée (quelques %) autour d'une fréquence constante. C'est le cas de la plupart des radars civils, notamment dans le contrôle aérien ou en météorologie. Cependant, les radars destinés à fonctionner en environnement hostile peuvent avoir intérêt à changer leur fréquence de fonctionnement. En effet, une des contre-mesures les plus simples que peut appliquer un radar face à un brouilleur est de changer sa fréquence de fonctionnement de manière à travailler à une fréquence différente. Par conséquent, le brouilleur a lui aussi intérêt à changer sa fréquence de travail pour pouvoir suivre le radar.

Ce changement doit pouvoir s'effectuer suffisamment rapidement pour que le brouilleur puisse faire la course au radar, et que le radar puisse lui échapper. Nous parlons dans ce cas précis d'agilité en fréquence.

Nous avons parlé de radars au sens fort du terme, capables de déterminer la position complète d'une cible, mais il est important de mentionner aussi des radars plus rudimentaires. On pense immédiatement aux radars de contrôle de la vitesse sur les routes, mais il faut aussi mentionner les dispositifs anti-intrusion. Les brouilleurs permettent dans le premier cas de se soustraire à l'obligation de respecter une vitesse maximale. Dans le second cas, ils peuvent faciliter des méfaits (grand banditisme, terrorisme, ...). La [figure 5](#) montre un dispositif de détection d'intrusion par micro-ondes.



FIGURE 5 – Système de détection d'intrusion par micro-ondes fonctionnant à 24 GHz. [88]

En résumé, les radars et leurs brouilleurs ont donc besoin de dispositifs capables de générer des fortes puissances tout en étant agiles en fréquence.

2.2 TÉLÉCOMMUNICATIONS ET LEURS BROUILLEURS

Les télécommunications et, encore une fois, leurs brouilleurs sont d'autres gros consommateurs de micro-ondes de forte puissance.

Un système de télécommunications a intérêt à utiliser de fortes puissances afin d'augmenter sa portée. Les systèmes de télécommunications ont l'avantage par rapport au radar de subir une atténuation totale d'espace libre proportionnelle au carré et non au bicarrée de la distance. D'ailleurs, la plupart de ces systèmes utilisent des puissances beaucoup plus faibles que les radars. Cependant, il faut malgré tout conserver une puissance suffisante car la plupart des systèmes de télécommunications ont un plancher de bruit beaucoup plus élevée que les radars.

Non seulement il faut de la puissance suffisante, mais la bande passante doit également être suffisamment élevée pour pouvoir transférer de gros volumes de données.

Le grand nombre d'objets communicants, le partage massif des bandes ISM, dont la plus connue se situe de 2,4 à 2,5 GHz, la grande variété des protocoles (WiFi, Bluetooth, ZigBee, etc...), obligent les dispositifs à travailler en environnement non-coopératif et à utiliser des techniques permettant à la fois de limiter les interférences causées aux autres, et de tolérer celle des autres. Bien que ces interférences soient le plus souvent involontaires (qui a envie que sa souris sans-fil empêche son internet sans fil de fonctionner?), les techniques utilisées pour résoudre ce problème sont issues

de la guerre électronique. Les deux techniques communes sont l'évasion de spectre par saut de fréquence (« Frequency-hopping spread spectrum », FHSS) et par séquence codée (« Direct sequence spread spectrum », DSSS).

Le saut de fréquence nécessite des sources agiles, capables de changer rapidement de fréquence, tandis que les séquences codées nécessitent une bande passante élevée. On revient donc aux mêmes problématiques que pour les radars.

Concernant les brouilleurs, il existe deux manières de brouiller un signal variant en fréquences. Soit on brouille instantanément l'intégralité de la bande de fréquences susceptible d'être utilisée par le dispositif que l'on souhaite brouiller, soit on suit en temps réel la fréquence utilisée. Le premier cas nécessite une bande passante élevée, tandis que le second cas nécessite d'être agile en fréquence.

La puissance émise par les brouilleurs nécessite d'être suffisamment élevée pour empêcher la bonne réception des signaux émis par la cible. Dans le cas d'un brouillage à large bande passante instantanée, il est nécessaire d'employer des puissances encore plus fortes car la cible ne sera sensible qu'aux fréquences qu'elle utilise.

Le brouillage des télécommunications, encore une fois, est particulièrement intéressant dans un scénario d'attaque. Il suffit d'imaginer ce que donnerait une attaque terroriste dans un contexte où les forces de l'ordre ne pourraient plus communiquer entre elles (figure 6). Inversement, le brouillage des systèmes de télécommunications utilisés par les criminels (par exemple, les cartels mexicains) est d'un intérêt crucial pour les forces de l'ordre.

Nous sommes donc exactement dans la même problématique que dans la section précédente : nous avons besoin de sources micro-ondes de forte puissance, agiles et ayant une forte bande passante.

Notons que le suivi temps-réel de la fréquence du dispositif brouillé est délicat car empêcher la réception de ces signaux est exactement le but du brouillage!



FIGURE 6 – Exemple d'antenne pour le réseau Rubis de la Gendarmerie nationale.

2.3 COMPATIBILITÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Nous avons vu dans les sections précédentes que les micro-ondes de forte puissance pouvaient perturber les émissions radios des télécommunications et des radars. Mais la sensibilité aux champs électromagnétique ne se réduit pas à la perturbations des transmissions radio : le fonctionnement d'un appareil peut être directement perturbé par des champs électromagnétiques de forte intensité.

Cette susceptibilité aux champs électromagnétiques ne doit pas être confondue avec une perturbation des transmission radios d'un appareil. Car il ne s'agit pas d'une gêne de ses télécommunications mais bien d'une gêne de son fonctionnement. Par exemple, brouiller la connexion internet sans fil d'un ordinateur, typiquement du WiFi ou de la 3G, l'empêchera de se connecter à internet, mais ne l'empêchera pas d'utiliser le traitement de texte, contrairement à une agression électromagnétique exploitant une susceptibilité qui provoquera son plantage et obligera à le redémarrer. Cette agression électromagnétique peut passer par une antenne, si l'appareil en a une. Ce mode d'entrée des agressions électromagnétiques est appelé « front door ». Toutefois, l'onde électromagnétique peut aussi pénétrer par un défaut dans le blindage (trous d'aération trop grand sans grillage, câbles d'alimentation non blindés et non filtrés, etc...) puis un couplage parasite (ligne longue sur un circuit imprimé, câble reliant un interrupteur, etc...). Les agressions électromagnétiques les plus fortes peuvent même dégrader l'appareil victime. Ces susceptibilités peuvent être limitées par une conception soignées, respectant les règles de l'art. Par exemple, les trous d'aération peuvent être munis d'un grillage permettant d'éviter l'entrée d'ondes électromagnétiques, les entrées d'alimentation peuvent être munis d'un filtre correctement monté, et ainsi de suite. Le lecteur pourra se référer à un manuel de compatibilité électromagnétique, comme ceux de Michel Mardiguian[82] et d'Alain Charoy[27, 28].

Notons que ces agressions électromagnétiques ne sont pas toujours volontaires. Les radars sont par exemple une source courante d'agressions électromagnétiques non intentionnelles. Ces agressions sont l'objet de la compatibilité électromagnétique, abrégée « CEM », en tant que domaine d'étude. En tant que norme, la CEM impose une limite supérieure aux champs électromagnétiques émis par les appareils, et une limite inférieure aux champs électromagnétiques auxquels un appareil peut être exposé sans dysfonctionnement.

Les agressions électromagnétiques intentionnelles sont particulièrement insidieuses car elles n'attirent pas l'attention : qui imaginerait, face à un ordinateur en panne, qu'il puisse s'agir d'une agression électromagnétique ? Elle fournissent par leur discrétion un avantage à l'attaquant par rapport aux méthodes plus conventionnelles.

L'étude des vulnérabilités des appareils électroniques comporte deux aspects. D'une part, un aspect offensif, dont le but est d'attaquer les électro-

niques de l'ennemi. D'autre part, un aspect de tests, pour vérifier les vulnérabilités de nos équipements face à ces menaces. Certains systèmes de tests sont d'ailleurs beaucoup plus agressifs que les armes elles-mêmes.

Les essais de compatibilité électromagnétique, qu'ils soient dans une optique d'agressions intentionnelles ou non, nécessitent d'être effectués sur une large bande, parfois plusieurs décades. S'il est possible d'utiliser plusieurs sources pour couvrir toute la bande, il est beaucoup plus pratique d'en avoir qu'une seule. Ces essais nécessitent de fortes puissances de l'ordre du kW crête. De plus, il est souhaitable d'avoir de la souplesse dans les formes d'ondes. Car bien que les normes de CEM imposent des formes d'ondes bien définies, la réalité du terrain peut être très variée. Enfin, l'agilité en fréquence est également souhaitable, afin que les essais soient les plus rapides possibles.

La [figure 7](#) montre un exemple d'essai de susceptibilité électromagnétique sur du matériel militaire, effectué dans un laboratoire de Corée du Sud [115].

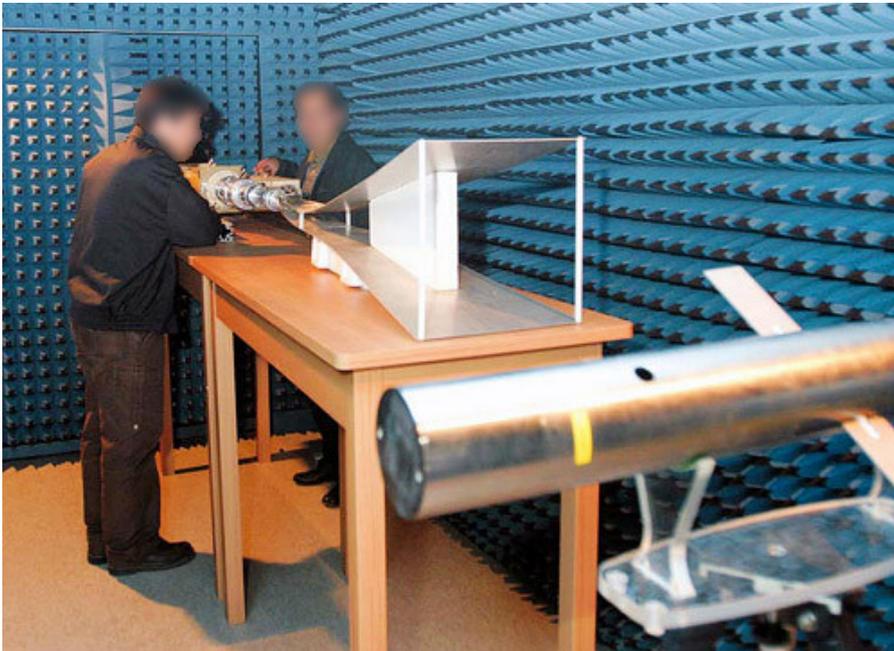


FIGURE 7 – Essai de susceptibilité électromagnétique sur du matériel militaire, effectué dans un laboratoire de Corée du Sud [115].

En résumé, dans tous ces cas, nous avons besoin de sources micro-ondes de forte puissance, couvrant une large gamme de fréquences, agiles en fréquence et ayant une forte bande passante.

2.4 TRANSMISSION D'ÉNERGIE

L'utilisation de micro-ondes de forte puissance pour transporter de l'énergie électrique sans fil est une application fréquemment évoquée [68, 112].

Disons-le clairement, nous ne nous attendons pas à des miracles dans ce domaine. L'installation de fermes de panneaux solaires dans l'espace qui renverraient leur énergie sur la terre grâce à des transmetteurs micro-ondes est peu réaliste. Quant au remplacement des lignes haute tension par des dispositifs de transmission d'énergie sans fil basés sur des micro-ondes de forte puissance, cela pourrait poser de gros problèmes : perturbation des télécommunications sans-fil et perturbations des électroniques des avions volant à proximité. Car ces applications nécessitent par nature de très fortes puissances : plusieurs centaines de kilowatts.

Cependant, dans le domaine de la transmission de faibles puissances, par exemple pour alimenter un téléphone portable ou pour faire voler un petit drone, ces solutions peuvent être très intéressantes. D'ailleurs, les essais dans ce domaine sont très concluants : dès 1966, William C. Brown faisait voler un petit hélicoptère alimenté par un faisceau de micro-ondes [22, 23]. La [figure 8](#) montre William C. Brown en train de faire ces essais.

Les transistors GaN sont clairement désavantagés par rapport aux magnétrons à cause de leur plus faible rendement, même en travaillant à bande étroite. Cependant, les transistors GaN se prêtent mieux (voir supra) que les magnétrons aux applications nécessitant un dépointage du faisceaux émis, ce qui pourrait être intéressant pour la transmission de puissance vers des appareils mobiles.

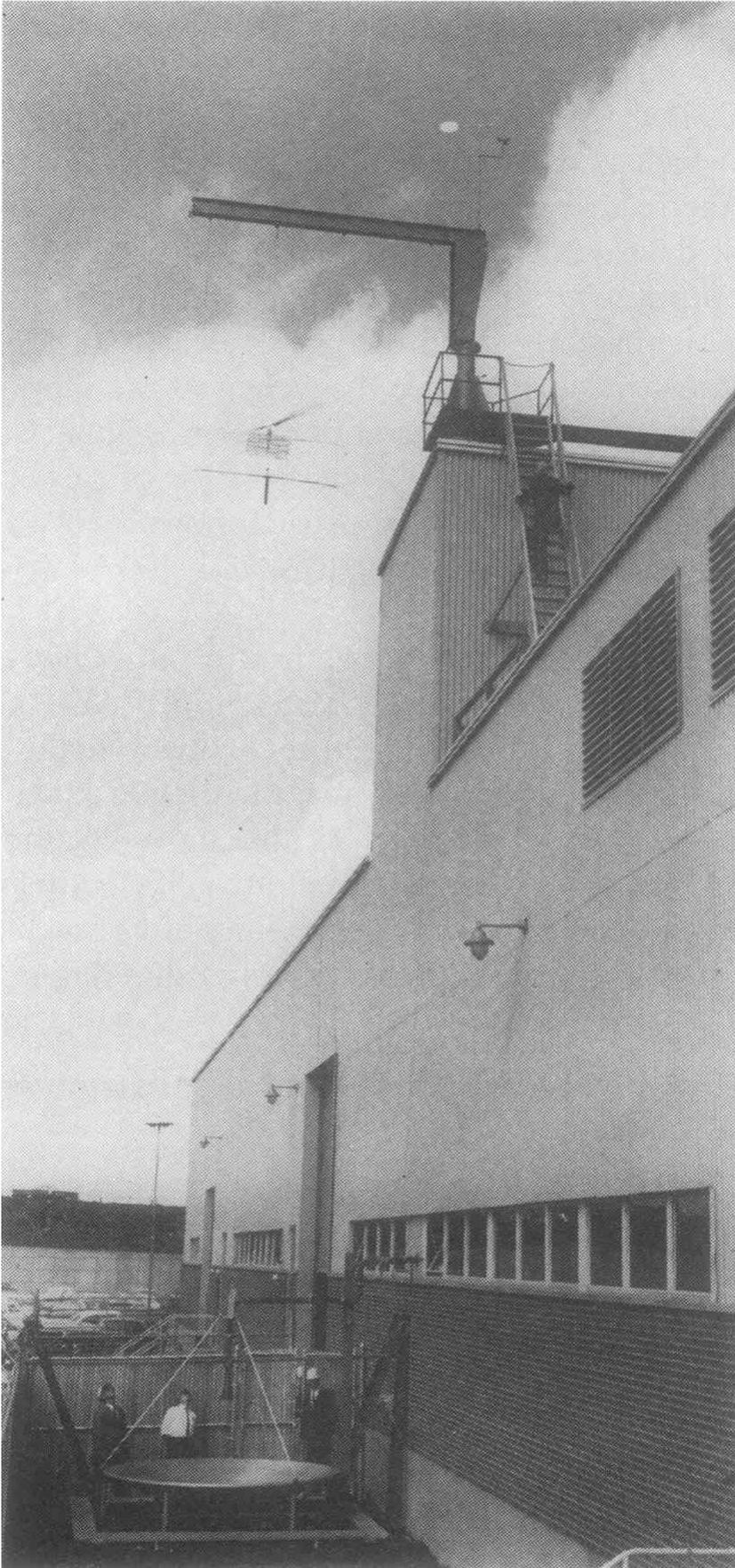


FIGURE 8 – Essai de petit hélicoptère alimenté par micro-ondes de fortes puissances. [22, 23] On voit clairement le tube d'émission et son réflecteur parabolique.

SOURCES DE MICRO-ONDES DE FORTE PUISSANCE

Nous avons vu dans le chapitre précédent les multiples applications des sources de micro-ondes de forte puissance, agiles en fréquence et ayant une large bande passante. Dans ce chapitre, nous allons examiner les différentes grandes familles de sources, et montrer leurs avantages et inconvénients respectifs.

Les principaux critères de performance des sources de micro-ondes de forte puissance se divisent en deux catégories. D'une part, des critères de performances portant sur les signaux pouvant être générés : puissance, largeur de bande passante instantanée, agilité en fréquence et souplesse des formes d'ondes. D'autre part, des critères liés à l'utilisabilité pratique de la source : fiabilité, rendement, coût et robustesse.

Nous distinguons deux notions proches, mais différentes : la largeur de bande passante instantanée et l'agilité en fréquence. L'agilité en fréquence désigne l'aptitude à faire varier rapidement la fréquence du signal de sortie, tandis que la largeur de bande passante désigne l'aptitude à émettre simultanément plusieurs fréquences. Par exemple, un brouilleur avec suivi de la fréquence du signal brouillé aura plutôt besoin d'une forte agilité en fréquence, tandis qu'un brouilleur de barrage, qui brouille un intervalle de fréquence sans suivre la fréquence du signal brouillé aura plutôt besoin d'une forte bande passante.

Voir chapitre 1 pour la distinction entre les puissances « crête crête », « RMS crête » et « RMS moyenne ».

	MAGNÉTRONS	TUBES À ONDES PROGRESSIVES		ÉTAT SOLIDE	
		Bande large	Bande étroite	Autres	GaN
Puissance					
Largeur de bande instantanée					
Agilité en fréquence					
Fiabilité					
Dépointage (contrôle de phase)					
Souplesse des formes d'ondes					
Rendement					

TABLE 1 – Récapitulatif des avantages et inconvénients des différentes sources de puissance.

Dans le cas particulier d'un amplificateur de puissance, nous distinguons le rendement en puissance ajoutée, abrégé PAE, et le rendement d'alimentation. Le rendement en puissance ajoutée est défini par $\eta_{\text{PAE}} = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{entrée}} + P_{\text{alimentation}}}$, tandis que le rendement d'alimentation, ou rendement de drain est défini par $\eta_{\text{DC}} = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{alimentation}}}$. Ces deux valeurs sont proches pour un gain suffisant. La PAE est un vrai rendement, mais le rendement d'alimentation est plus pratique à manipuler. Par exemple, la consommation électrique totale d'une chaîne d'amplification est calculée par $P_{\text{alim}} = \frac{P_1}{\eta_{\text{DC},1}} + \frac{P_2}{\eta_{\text{DC},2}} + \dots + \frac{P_n}{\eta_{\text{DC},n}}$ avec le rendement d'alimentation, et par $P_{\text{alim}} = \frac{P_1 - P_0}{\eta_{\text{PAE},1}} + \frac{P_2 - P_1}{\eta_{\text{PAE},2}} + \dots + \frac{P_n - P_{n-1}}{\eta_{\text{PAE},n}}$ avec la PAE. Ces deux rendements sont proches lorsque le gain est supérieur à environ 10 dB.

Commençons par les magnétrons. Un magnétron est un tube à vide sans grille d'arrêt, avec une cathode centrale chauffée par un filament, et une anode massique et concentrique munie de plusieurs cavités résonnantes. Ces dispositifs sont auto-oscillants. Ils sont très fiables, robustes, et économiques à produire. Ce sont les sources utilisés dans les fours à micro-ondes. Le magnétron de base produit environ 1 kW à 2,5 GHz, mais des modèles militaires ou industriels permettent de produire des impulsions ayant une puissance beaucoup plus élevée. Leur principal inconvénient est leur manque total d'agilité en fréquence, dû à l'utilisation de cavités résonnantes. Certains magnétrons ont des cavités résonnantes réglables mécaniquement, mais ce réglage est trop lent. La plupart des magnétrons n'ont aucun réglage de la fréquence. Quant à la phase, elle est difficilement contrôlable, bien que ceci ne soit pas impossible. Toutefois, il n'y a aucun problème de synchronisation car plusieurs magnétrons auront tendance à se synchroniser automatiquement ensemble par verrouillage d'injection¹ (« injection locking ») [2, 3, 103] dès qu'un couplage, même faible, existe entre eux. Leur rendement d'alimentation dépasse les 80 %.

Les tubes à ondes progressives sont quant à eux des dispositifs amplificateurs : ils ne créent pas de signal mais amplifient un signal pré-existant. Ils ont une forte puissance, une grande largeur de bande instantanée et également une forte agilité en fréquence. Cependant, ils manquent de souplesse dans les formes d'ondes de l'enveloppe du signal amplifié. Bien qu'il soit possible de contrôler la phase de sortie, ils se prêtent mal au dépointage par contrôle de phase. D'une part, bien qu'ils produisent de fortes puissances, ils sont gros, et leur utilisation dans des systèmes avec un dépointage nécessiterait autant de tubes que d'antennes. D'autre part, la différence de phase entre l'entrée et la sortie n'est pas toujours prédictible ni toujours stable. Le rendement d'alimentation des modèles à bande passante étroite se situe autour des 80 %, mais le rendement des modèles à bande passante supérieure à l'octave est plutôt autour de 30 %.

1. Cet effet est connu depuis Christian Huygens, 1665, soit 260 ans avant les premiers magnétrons.

Les amplificateurs à état solide ont de bonnes performances en largeur de bande instantanée, agilité en fréquence, fiabilité, contrôle de la phase et souplesse des formes d'ondes, mais leurs puissances de sortie n'étaient pas très élevées jusqu'à présent. Toutefois, les récents progrès des semi-conducteurs à grand gap, en particulier la filière nitrure de gallium (GaN) ont grandement amélioré ce point. Leur rendement en classe C autour de la bande L est d'environ 30 % pour des amplificateurs multi-octaves, 50 % pour un amplificateur à une octave et 70 % pour du bande étroite.

La [figure 9](#) présente une comparaison des différentes technologies de semi-conducteurs selon différents facteurs de mérite.

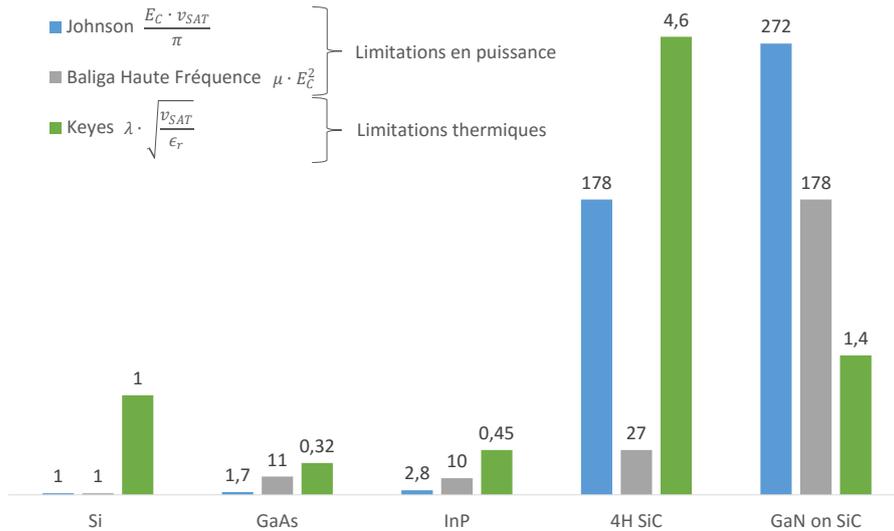


FIGURE 9 – Comparaison de différents facteurs de mérite de différentes technologies de semi-conducteurs [14, 83].

Le facteur de Johnson [83] est proportionnel au produit entre la fréquence maximale d'un transistor et sa tension maximale. C'est un indicateur de la capacité à obtenir des fortes puissances crêtes.

Le facteur de Baliga haute fréquence [14] est inversement proportionnel au produit de la résistance à l'état ON du transistor et de sa capacité. C'est un indicateur des pertes du transistor en mode de commutation. Il indique la capacité à réaliser des amplificateurs à fort rendement.

Le facteur de Keyes [14] indique la capacité d'une technologie de semi-conducteurs à évacuer la chaleur produite par les pertes de commutation. Il indique la capacité à fournir de fortes puissances CW.

De la comparaison de ces facteurs de mérite, il ressort que le GaN dépasse de loin les autres technologies de semi-conducteurs quant à la génération de fortes puissances, tout en associant une large bande passante et une agilité en fréquence.

À ce titre, nous allons étudier dans cette thèse la conception d'amplificateurs de puissance à base de nitrure de gallium (GaN).

CW:
abréviation de
« continuous wave ».
Forme d'onde en
sinus permanent.
Voir [chapitre 1](#) pour
plus de détails.

ÉTUDE DE DISPONIBILITÉ DES TRANSISTORS GAN

Nous avons vu dans les sections précédentes que les semiconducteurs en technologie GaN pouvaient apporter des réponses à nos problématiques. Nous n'allons pas concevoir dans le cadre de cette thèse de transistors GaN pour deux raisons. D'une part, la conception de transistors dépasse le cadre de nos travaux. D'autre part, nous avons besoin de diminuer les sources d'incertitude afin d'être sûrs d'arriver à réaliser quelque chose qui fonctionne dans les délais impartis. Nous allons donc faire une étude des différents transistors disponibles sur le marché.

4.1 ACTEURS DE LA FILIÈRE GAN

La première étape de l'étude a été un inventaire des acteurs capables de fabriquer des composants à base de nitrure de gallium. La liste de ces acteurs *au début de cette thèse* est récapitulée dans le [tableau 2](#).

Pourtant, parmi tous ces acteurs, seuls quelques-uns fabriquent des transistors en nitrure de gallium en boîtier susceptibles d'être intéressants pour nos applications. Les principales raisons expliquant cela sont :

- Beaucoup de fabricants ne proposent que des transistors GaN destinés aux alimentations à découpage. Ces transistors sont capables de supporter des courants et tensions très élevées, mais leur fréquence de fonctionnement est très basse. Par exemple, la feuille de caractéristiques du MGG1T0617D de chez microGaN GmbH ne mentionne même pas la fréquence maximale de fonctionnement [4].
- Au contraire, certains se sont spécialisés dans les très hautes fréquences. Par exemple, HRL Laboratories ne propose que des transistors au-delà de 70 GHz.
- Certains acteurs sont liés à la défense américaine et vendent leurs produits seulement à cette dernière. C'est le cas, par exemple, de BAE et de Raytheon [1–3]. Peu d'informations publiques sont disponibles à leur sujet.
- Certains acteurs ne font que du sur mesure et n'ont pas de transistors prêts à être achetés. C'est le cas des III-V Labs et du Fraunhofer IAF par exemple.
- De même, certains acteurs ne vendent que des circuits à base de transistors GaN et non pas des transistors GaN unique.
- Enfin, certains fabricants ne proposent pas de transistors ayant une puissance suffisante pour nos applications.

FABRICANT	COMMENTAIRES
Aethercomm	Pas de transistor seul.
BAE [124, 130]	Lié à la défense US. Peu d'informations publiques.
CREE	
Eudyna	Devenu Sumitomo. Voir Sumitomo.
Fraunhofer IAF	Pas de transistor seul.
Freescale	Offre peu développée.
HRL Laboratories	Au-delà de 70 GHz seulement.
III-V Labs	Ne fait que du sur mesure.
Integra	
MACOM	
microGaN GmbH	Basse fréquence seulement.
Microsemi	
Mitsubishi	Manque de puissance.
National Research Council Canada	Ne fait que du sur mesure.
Nitronex	Racheté récemment par MACOM. Voir MACOM.
NXP	
OMMIC	Manque de puissance.
Raytheon [102, 124]	Lié à la défense US. Peu d'informations publiques.
Rockwell	Racheté par Teledyne. Voir Teledyne.
RFMD	
Sumitomo	
Teledyne Cougar	
Toshiba	
Triquint	
UMS	

TABLE 2 – Acteurs capables de fabriquer des composants en technologie GaN au début de cette thèse.

FABRICANT	ORIGINE
CREE	États-Unis (Caroline du Nord)
Integra	États-Unis (Kansas)
MACOM	États-Unis (Massachusetts)
Microsemi	États-Unis (Californie)
NXP	Europe (Pays-Bas)
RFMD	États-Unis (Caroline du Nord)
Sumitomo	Japon
Teledyne Cougar	États-Unis (Californie)
Toshiba	Japon
Triquint	États-Unis (Oregon)
UMS	Europe (France + Allemagne)

TABLE 3 – Pays d'origine des fabricants intéressants.

Après avoir exclu les fabricants qui ne correspondent pas à nos besoins, le [tableau 3](#) récapitule les fabricants retenus pour la suite de l'étude, ainsi que leurs pays d'origine.

4.2 PAYS D'ORIGINE DES ACTEURS DE LA FILIÈRE GAN

Dans un monde idéal, où doctorants et apprentis armuriers pourraient librement acheter les composants qui les intéressent, le pays d'origine des fabricants de transistors GaN n'aurait aucune importance. Dans la vraie vie, compte-tenu des applications militaires plus que potentielles de ces composants, le pays d'origine est une donnée non négligeable. Car rien ne sert de courir après des transistors s'il ne partent pas à point à cause des restrictions d'exportation.

Le [tableau 3](#) récapitule les pays d'origine des fabricants intéressants *au début de cette thèse*.

On notera que UMS et NXP ont un accord : UMS fabrique les puces nues, « die » en Anglais, et NXP les vend en boîtier.

Malheureusement, la plupart des fabricants de transistors en nitrure de gallium sont états-uniens, ce qui pose de gros problèmes liés aux restrictions d'exportation, en particulier dus aux réglementations ITAR. Même sans interdiction d'exportation, la plupart des fabricants américains font signer à leurs clients des accords sur l'utilisation finale qui en sera faite, qui posent des problèmes pour les applications militaires.

NXP et UMS semiconductor sont en revanche totalement européens, ce qui permet d'acheter leurs composants plus aisément.

ITAR:
« *International traffic in arms regulation* ». Ensemble de réglementations du gouvernement fédéral américain sur les importations et exportations de matériel pouvant avoir un usage d'armement.

Cependant, bien que les transistors de NXP et UMS destinés à une utilisation en continu soient compétitifs du point de vue de la puissance de sortie par rapport aux autres fournisseurs, ils n'ont pas de transistors de forte puissance impulsionnelle contrairement à MACOM ou CREE.

4.3 ANALYSE DE LA PUISSANCE MAXIMALE DE SORTIE DES TRANSISTORS COMMERCIAUX

Après avoir listé les fabricants retenus pour notre étude, nous avons fait un tableau récapitulatif des transistors intéressants pour nos applications, avec leurs performances annoncées par le constructeur. Nous discuterons plus loin des écarts entre les performances constructeur et les performances réelles. Cette liste contient 180 transistors.

Nous avons exclus d'emblée les transistors ayant une puissance de sortie inférieure à 50 W ou incapables de fonctionner à au moins 1 GHz. Pour NXP et Integra, la barre a été fixée à 100 W. Enfin, indépendamment de leurs autres caractéristiques, nous avons exclu les transistors non recommandés pour de nouvelles conceptions (« not for new design » en Anglais). Dans un premier temps, compte-tenu de l'intérêt d'avoir de fortes puissances impulsionnelles pour nos applications, seule la puissance crête est prise en compte, indépendamment de la largeur d'impulsions.

Nous avons construit la [figure 10](#) de la manière suivante. Tout d'abord, nous fixons une bande passante relative minimale B , en se basant sur les données brutes du constructeur. En effet, certains transistors sont préadaptés, ce qui limite la bande passante. La pertinence de cette donnée sera examinée plus loin. Ensuite, pour chaque fréquence de la [figure 10](#), nous sélectionnons le transistor le plus puissant ayant une bande supérieure à B , et nous relevons sa puissance. Bien entendu, ce processus est automatisé.

L'analyse des données montre qu'il y a un compromis entre la bande passante maximale instantanée et la puissance maximale atteignable. Un des transistors permet d'obtenir 1000 W, mais à une seule fréquence. Jusqu'à 10 % de bande passante relative, on peut obtenir jusqu'à 900 W. Entre 10 et 20 %, on peut obtenir jusqu'à 700 W. Entre 20 et 30 %, on peut obtenir jusqu'à 650 W. Enfin, au-delà de 30 % de bande passante, la puissance maximale n'est plus que de 285 W.

Deux raisons expliquent cette tendance :

- Une raison technique. Les transistors ayant une forte puissance ont des capacités parasites très élevées. Cette capacité parasite rend l'adaptation d'impédance à l'extérieur du boîtier très difficile. Une préadaptation d'impédance est donc intégrée dans le boîtier du transistor. Cette préadaptation restreint le fonctionnement du transistor à la bande passante prévue par le fabricant.
- Une raison commerciale : l'exportation de transistors capables de fournir beaucoup de puissance sur des bandes passantes trop larges est

ADAPTATION
D'IMPÉDANCE :
*Processus
permettant de
convertir les
impédances de
source et de charge
du transistor vers les
impédances
standard de 50 Ohm.*

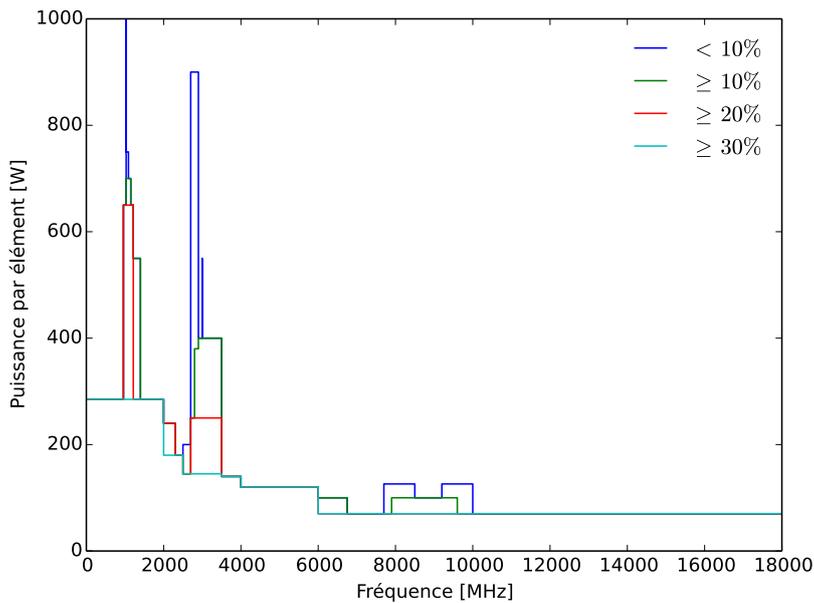


FIGURE 10 – Puissance maximale disponible par transistor au 26 mars 2014 en fonction de la fréquence de fonctionnement. Les courbes sont ventilées en fonction de la bande passante maximale annoncée par le constructeur.

fortement régulée par le bureau du commerce américain (la plupart des fournisseurs de transistors GaN étant en effet américaine).

On notera qu'il est parfois possible, malgré la préadaptation, de faire fonctionner le transistor sur une bande passante plus large qu'annoncée par le fabricant. Cependant, les fabricants sont très réticents à répondre à des questions relatives à l'extension de la bande passante des transistors car répondre à ces questions pourrait constituer une violation des règles d'exportation. En plus de limiter la bande passante instantanée, la préadaptation a un second défaut : elle restreint le fonctionnement du transistor à une bande de fonctionnement fixée à l'avance et restreint fortement les possibilités de le faire fonctionner à une autre bande de fréquence. Ceci explique en particulier la présence de trois pics sur la [figure 10](#) liés aux fréquences d'utilisation les plus demandées. Le [tableau 4](#) indique les bandes de fréquences les plus demandées ainsi que leurs applications.

Il est à noter que ces fréquences peuvent être intéressantes pour des agressions électromagnétiques en « front door ». Ainsi, les transistors optimisés pour fonctionner dans ces gammes de fréquences restent intéressants.

BANDE DE FRÉQUENCES	UTILISATION
1030 MHz	Radar secondaire en aviation. Communication du radar vers le transpondeur [141].
1090 MHz	Radar secondaire en aviation. Communication du transpondeur vers le radar [141].
1215 – 1390 MHz	Radar primaire en aviation [49].
2700 – 2900 MHz	Radar primaire en aviation civile et militaire [50]. Radars météorologiques [79, 95].
7700 – 10 000 MHz	Communications par satellite, en particulier militaires [58, 94]. Radionavigation maritime et aérienne [93].

TABLE 4 – Bandes de fréquences particulièrement utilisées.

4.4 LIMITES DE L'ANALYSE DE LA SECTION PRÉCÉDENTE

Après avoir fait une analyse globale des transistors disponibles sur le marché, il est nécessaire d'examiner les limites de cette analyse.

D'une part, nous avons pris en compte dans cette analyse uniquement les caractéristiques affichées par le fabricant. En effet, compte-tenu du grand nombre de transistors, il est impossible d'étudier en détail les caractéristiques de chaque transistor. Une telle analyse prendrait trop de temps par rapport à l'évolution rapide de la technologie GaN. De plus, une telle analyse nécessiterait d'avoir accès aux modèles des composants ou de pouvoir les caractériser sur un band load-pull. Certains transistors n'ont pas de modèle disponible, et les fabricants sont réticents à distribuer les modèles de leurs composants. Quant aux mesures load-pull, elles nécessitent d'acheter le composant, et prennent beaucoup de temps. Ces dernières ne peuvent donc être faites que sur un petit nombre de composants.

Les performances indiquées par le constructeur sont le plus souvent basées sur des analyses de type load-pull : pour chaque fréquence de fonctionnement, le fabricant détermine les impédances optimales de source et de charge pour lesquelles le transistor délivre la plus grande puissance, qui est mesurée.

Ainsi, sur la seule puissance maximale pour chaque fréquence, les données constructeur sont globalement conformes à la réalité. Il y a de plus quelques bonnes surprises car les fabricants ont tendance à prendre une marge de sûreté.

Dans le cas d'un amplificateur à bande étroite, la puissance de sortie de l'amplificateur sera donc conforme à ce qui aura été anticipé voire meilleure. Par exemple, l'amplificateur bande étroite du [chapitre 7](#) produit 650 W avec un transistor spécifié pour 500 W.

BANC
LOAD-PULL :
Dispositif permettant de caractériser la puissance de sortie d'un transistor en fonction de l'impédance présentée à sa charge.

FABRICANT MODÈLE	BANDE PASSANTE [MHz]	PUISSANCE CRÊTE MAXIMALE DURÉE D'IMPULSION RAPPORT CYCLIQUE	COMMENTAIRES
CREE CGHV14500	1200 – 1400	500 W, 500 μ s, 10 %	
Triquint T1G2028536	0 – 2000	285 W, 300 μ s, 10 %	
NXP CLFG0035-100	0 – 3500	100 W CW	Source européenne.
NXP CLFG0035-200	0 – 3500	200 W CW	Source européenne. En développement.

TABLE 5 – Transistors particulièrement intéressants.

Cependant, pour des raisons physiques, il est impossible de fournir pour l'ensemble des fréquences de fonctionnement d'un amplificateur l'impédance optimale. La principale raison pour cela est que les circuits d'adaptation sont des circuits passifs (ne fournissant jamais d'énergie), et que cette passivité impose des contraintes sur les impédances réalisables.

Ainsi, dans le cas d'un amplificateur large bande, la puissance de sortie de l'amplificateur sera inférieure aux performances brutes du transistor annoncées par le constructeur. En effet, dans un amplificateur large bande, les impédances présentées au transistor ne sont pas optimales dans toute la gamme de fréquences mais seulement proches de celui-ci.

Cette baisse est difficile à quantifier, mais les premiers retours d'expérience indiquent que la puissance obtenue se situe à environ 75 % de la puissance maximale pour un amplificateur 1:2,5 et à environ 30 % de la puissance maximale pour un amplificateur 1:6.

Nous pouvons donc conclure que, bien que des écarts entre les performances « constructeur » du transistor et les performances réelles soient présents et inévitables, les performances « constructeur » restent un point de comparaison pertinent entre les différents modèles.

4.5 QUELQUES TRANSISTORS PARTICULIÈREMENT INTÉRESSANTS

Lors de cette étude, quelques transistors particulièrement intéressants pour nos applications ont été repérés. Le [tableau 5](#) récapitule ces transistors.

4.6 CONCLUSION PARTIELLE

L'analyse des performances des transistors à base de nitrure de gallium du commerce montre que, en dehors des bandes classiques où des composants préadaptés de forte puissance sont disponibles, seuls des transistors non adaptés sont disponibles, et ces transistors ont le plus souvent une puissance maximale plus faible. C'est pourquoi il faut, afin d'avoir la puissance dont nous avons besoins pour nos applications, combiner un grand nombre de transistors entre eux.

Cette situation n'est cependant pas si mauvaise, et comporte même des avantages :

- Les largeurs d'impulsions disponibles sont beaucoup plus élevées. Par exemple, le transistor MAGX-001090-600L (1030 – 1090 MHz) ayant une puissance crête de 600 W, ne supporte que des impulsions de 32 μ s avec un rapport cyclique de 2 %. En comparaison, le CLF1G0035S-100P (0 – 3500 MHz) supporte du 100 W continu.
- Les problèmes de dissipation thermique sont simplifiés, car la chaleur produite est répartie sur plusieurs transistors.
- Les transistors ayant une puissance de sortie plus faible sont plus fiables que les transistors ayant une puissance de sortie plus élevée.

La limite de puissance par transistor qui nous intéresse est clairement visible sur la [figure 10](#) : il s'agit de la courbe au-dessus de laquelle la bande passante annoncée devient inférieure à 30 %. Cette bande correspond, en gros, aux transistors sans préadaptation.

En plus des avantages mentionnés au dessus, utiliser un grand nombre de transistors permet, en cas de panne d'un transistor, de fonctionner à puissance réduite avec les autres transistors. Ceci s'appelle la « dégradation douce ». Ainsi, la probabilité de panne brutale et totale du système est fortement réduite.

Cependant, les stratégies actuelles pour combiner les puissances de plusieurs transistors ont des limites, comme nous allons le voir plus loin. Il faut donc, afin de combiner efficacement les puissances d'un grand nombre de transistors, développer des stratégies innovantes. C'est l'objectif de la suite de ce travail.

Deuxième partie

MODULES D'AMPLIFICATION ÉLÉMENTAIRES

Nous allons examiner les généralités des amplificateurs à transistors. Après avoir vu la nécessité d'adapter les impédances, nous allons examiner les techniques d'adaptation d'impédance qui nous seront utiles. Ces techniques seront utilisées pour la conception de deux modules d'amplification élémentaires $50\ \Omega$ – $50\ \Omega$: un module large bande 1 – 2,5 GHz, 70 W CW, et un module bande étroite 1,1 GHz, 750 W, 500 μ s, 10 %.

GÉNÉRALITÉS SUR LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Les modules d'amplification que nous allons développer étant basés sur des transistors GaN, nous allons expliquer rapidement comment est fait un transistor GaN et comment il se comporte.

Un transistor est un composant à trois bornes : la source, la grille et le drain. La [figure 11](#) montre un schéma en coupe simplifié d'un transistor HEMT GaN [24, 74, 80, 133]. Bien entendu, ce schéma est simplifié : les procédés technologiques réels incluent plus de couches, les détails de fabrication varient d'un fabricant à l'autre, et la fabrication des transistors GaN est un domaine en perpétuelle évolution.

HEMT:
« High-electron
mobility transistor ».

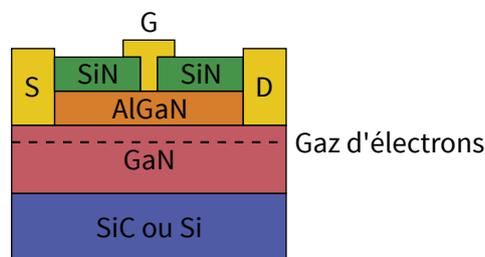


FIGURE 11 – Schéma en coupe simplifié d'un transistor HEMT GaN [133].

Fabriquer du nitrure de gallium n'est pas une mince affaire car, à température ambiante, le gallium est solide (mais il fond dans la main), tandis que l'azote est un gaz. La fabrication de GaN massif est possible, mais très difficile et coûteuse. Il est beaucoup plus simple de faire croître du nitrure de gallium sur un substrat préexistant. Les plus courants sont le silicium Si et le carbure de silicium SiC. D'autres substrats exotiques comme le saphir existent, mais ils sont très rarement utilisés.

NITRURE:
Composé dans
lequel 3 électrons
sont pris à l'azote.

Le fonctionnement d'un transistor GaN est basé sur la formation spontanée d'un gaz d'électrons bidimensionnel, abrégé « 2DEG » comme « 2D electron gaz ». Cette formation est due à la polarisation piezoélectrique du nitrure de gallium contraint par la couche de nitrure d'aluminium-indium (AlGaN).

Les propriétés de transport de ce gaz sont modifiées par la tension présente sur la grille. Ainsi, la conductance entre la source et le drain est modifiée par la tension de grille. C'est cette variation de conductance que nous allons exploiter pour faire des amplificateurs de puissance.

Lorsqu'une tension continue est appliquée sur le drain du transistor, et qu'une tension variable est appliquée sur la grille du transistor, les variations de la tension de grille provoquent des variations de la tension de drain.

Ainsi, de manière simplifiée, un amplificateur à transistors est constitué d'un réseau d'entrée, d'un transistor, et d'un réseau de sortie. Les réseaux d'entrée et de sortie ayant tous les deux deux fonctions. D'une part, ils permettent de séparer l'alimentation du transistor du signal haute fréquence. D'autre part, ils permettent l'adaptation (voir supra) d'impédance du transistor.

Il existe plusieurs classes d'amplification, définies par les formes d'onde d'entrée et de sortie du transistor. La [figure 12](#) récapitule les principales classes d'amplificateurs de forte puissance. Ces classes sont particulièrement intéressantes lorsque l'on souhaite faire des amplificateurs à fort rendement, ou ayant des contraintes de linéarité : suffisamment linéaires ou linéarisables par un dispositif extérieur.

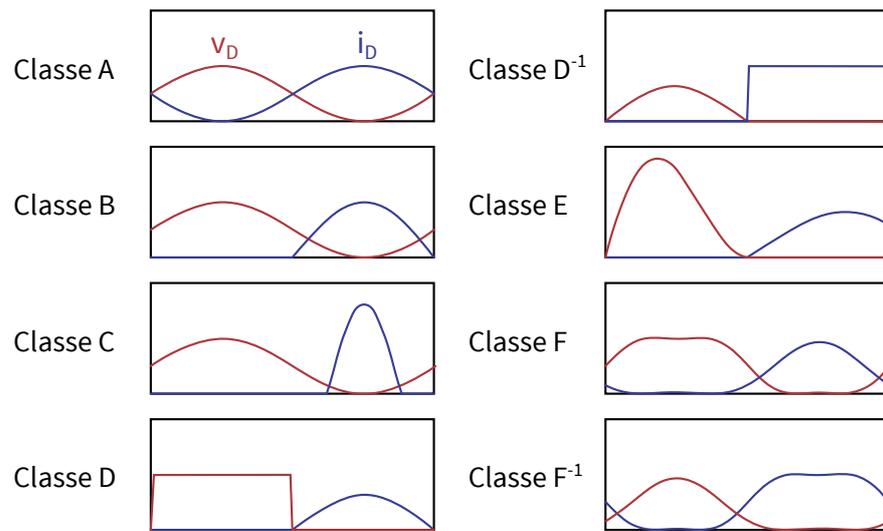


FIGURE 12 – Principales classes d'amplification de puissance.

Harmonique est masculin, octave est féminin. Les anglo-saxons appellent « première harmonique » la fréquence fondamentale.

Les formes d'ondes du drain du transistor sont déterminées en grande partie par l'impédance présentée au transistor par le réseau de sortie aux différents harmoniques. Ainsi, maîtriser ces formes d'onde implique de pouvoir choisir les impédances aux différents harmoniques.

Cependant, cela n'est pas possible pour nos applications, nécessitant une bande passante supérieure à une octave, pour la raison illustré [figures 13](#) et [14](#). En effet, le réseau de sortie est un réseau linéaire et invariant dans le temps, donc l'impédance qu'il présente au transistor ne dépend que de la fréquence. Or, dans le cas d'un amplificateur ayant une bande passante supérieure à une octave, appliquer des impédances différentes aux différents harmoniques nécessiterait d'appliquer une impédance différente à la seconde harmonique du début de bande et la fréquence fondamentale de la fin de bande, qui ont la même fréquence. Ceci n'est pas possible [34]. Même dans les cas où l'on n'a pas besoin de contrôler la seconde harmonique, nous avons le même problème avec la troisième harmonique. C'est typiquement le cas pour notre amplificateur large bande de 1 à 2,5 GHz, où

la troisième harmonique du début de bande est trop proche de la fondamentale au début de bande. Le problème est encore pire pour l'amplificateur ultra large bande du [chapitre 23](#), page 163, de 1 à 6 GHz, où la seconde et la troisième harmonique sont dans la bande, comme montré [figure 14](#).

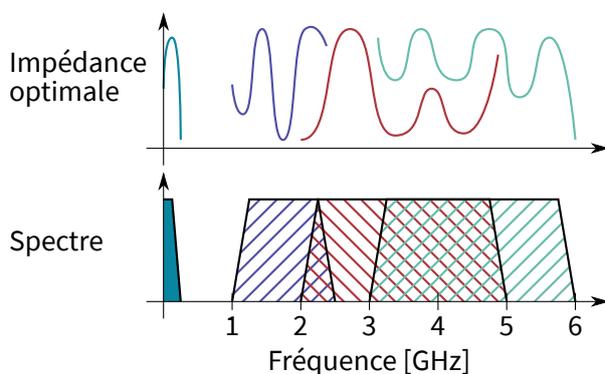


FIGURE 13 – Illustration de l'impossibilité d'une adaptation d'impédance multi-harmoniques sur une bande passante supérieure à une octave. Cas d'un amplificateur de 1 à 2,5 GHz.

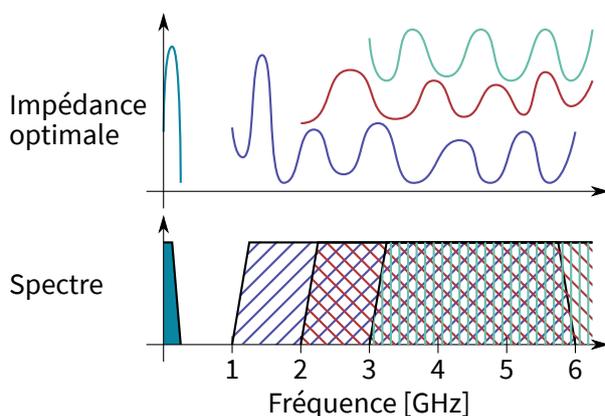


FIGURE 14 – Illustration de l'impossibilité d'une adaptation d'impédance multi-harmoniques sur une bande passante supérieure à une octave. Cas d'un amplificateur de 1 à 6 GHz.

D'autre part, les formes d'ondes présentées [figure 12](#) sont à appliquer à la partie active du transistor, sans les éléments parasites, dont la capacité de drain. Or, les transistors de forte puissance sont souvent très gros. Ils ont donc une forte capacité parasite. Compenser cette capacité de drain aux différents harmoniques est très difficile.

Enfin, les transistors de forte puissance ont souvent des lignes d'accès très larges. Il faut donc utiliser des interconnexions entre lignes très larges pour pouvoir faire un réseau d'adaptation d'impédances multi-harmoniques. Ces interconnexions larges ont donc des éléments parasites élevés, ce qui complique la maîtrise des harmoniques.

Pour toutes ces raisons, nous n'allons pas étudier plus en détail les différentes classes d'amplification. Notre travail consistera essentiellement

à faire l'adaptation d'impédance de la fréquence fondamentale. Ce point sera critique car les transistors de forte puissance ont souvent des impédances de sortie très basses (environ 1Ω), tandis que 50Ω est l'impédance standard de la grande majorité des équipements. Nous allons donc voir dans la section suivante la conception d'un module élémentaire d'amplification large bande, et nous décrirons à cette occasion la méthode d'adaptation d'impédance LC en échelle.

MODULE D'AMPLIFICATION LARGE BANDE

Ce chapitre décrit la conception, la réalisation et la caractérisation d'un amplificateur 1 – 2,5 GHz, 70 W CW, 50 Ω - 50 Ω .

6.1 CHOIX DU TRANSISTOR

Pour la conception de ce module d'amplification, nous avons choisi le transistor NXP-CLF1G0035-100. Ce transistor a été choisi car, selon ses caractéristiques constructeur, il peut fonctionner de 0 à 3,5 GHz, et peut fournir une puissance de 100 W CW.

6.2 SCHÉMA DE L'AMPLIFICATEUR ET CONCEPTION

Le schéma retenu pour cet amplificateur est présenté [figure 15](#). Comme cet amplificateur est large bande, et comme nous avons vu dans le [chapitre 5](#), il est impossible de faire un réglage des harmoniques car la seconde harmonique du début de bande (2 GHz) se situe à l'intérieur de la bande passante (1 – 2,5 GHz), et la troisième harmonique (3 GHz) est trop proche de la fin de la bande passante (3 GHz). C'est pourquoi seule la fréquence fondamentale fait l'objet d'une attention particulière dans l'adaptation d'impédance.

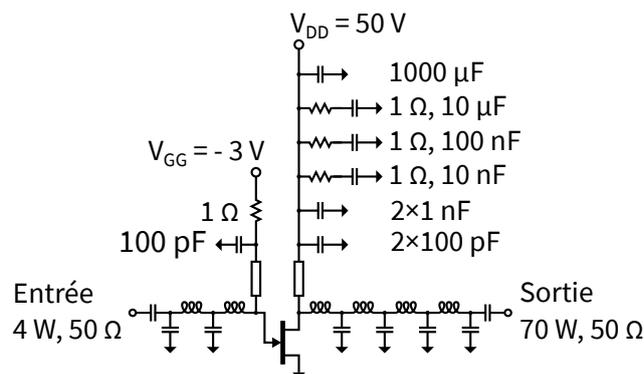


FIGURE 15 – Schéma de l'amplificateur large bande.

L'adaptation est faite par des réseaux LC en échelle. Cette technique permet la synthèse d'impédances basses (environ 5 Ω) sur le même substrat que la sortie standard 50 Ω (pas de nécessité d'un second substrat à forte permittivité). De plus, cette technique est plus compacte que le transformateur quart d'onde, ce qui constitue un critère important pour cette étude.

La détermination des valeurs exactes s'est faite par optimisation numérique de la puissance de sortie. Un calcul manuel serait bien trop difficile, car l'impédance de sortie du transistor n'est pas une résistance pure. Cependant, l'optimisation numérique nécessite de connaître le nombre de composants du circuits, car l'optimiseur utilisé ne sait pas rajouter des composants si besoin, mais uniquement déterminer leur valeur. De plus, il est utile d'avoir une estimation initiale des valeurs du réseau afin que l'optimiseur converge plus facilement vers la solution. Une discussion sur les méthodes de calcul est présentée dans l'[annexe B](#).

Les inductances sont réalisées à l'aide de lignes microruban étroites. Pour ce qui est des capacités, des capacités monocouche ont été retenues, sauf près de la sortie $50\ \Omega$ où une ligne microruban large est utilisée. En effet, la tension aux bornes de cette capacité est trop élevée pour les capacités monocouche standard. Des formules approximatives de conversion entre lignes de transmissions et éléments discrets (inductances et capacités) sont disponibles en [annexe C](#).

Le découplage de la tension de grille se fait par un réseau RC passe-bas, afin d'éviter les problèmes de stabilité.

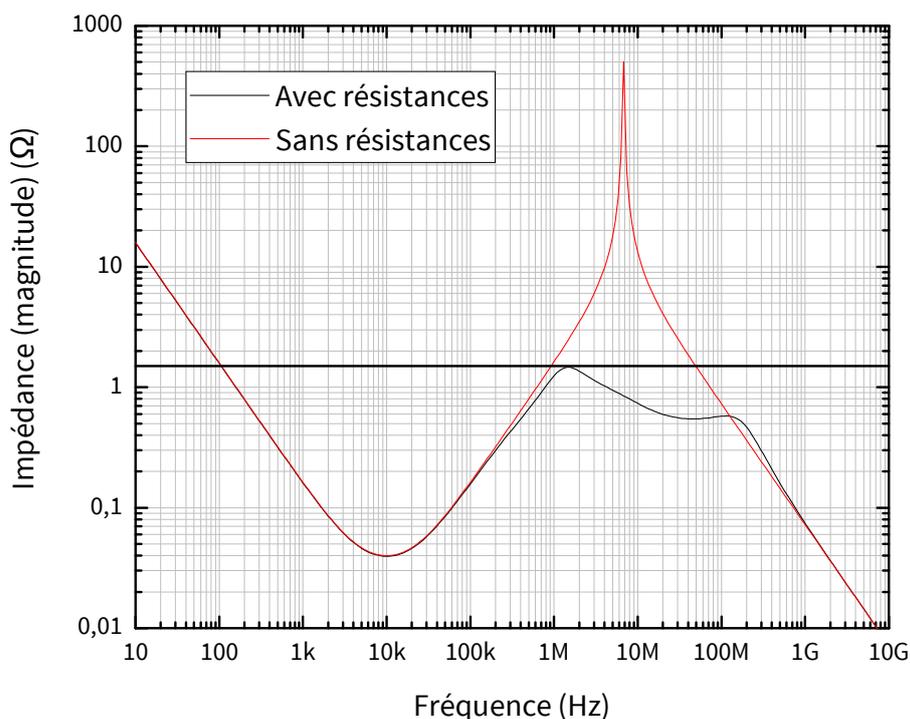


FIGURE 16 – Impédance du réseau de découplage de la tension continue de drain en fonction de la fréquence, avec et sans les résistances.

Le découplage de la tension de drain utilise une gamme de capacités, afin d'assurer un découplage optimal aussi bien en hautes fréquences (à 2,5 GHz) qu'en basses fréquences (impulsions à 200 Hz). En effet, bien qu'il soit principalement conçu pour des applications en CW, cet amplificateur est susceptible d'être utilisé en impulsions. La [figure 16](#) montre l'impédance

simulée du réseau de découplage de la tension d'alimentation de drain avec et sans les résistances. Comme on peut le voir, le réseau de découplage a une impédance inférieure à $1,5 \Omega$ de 100 Hz à 10 GHz. Les résistances en série avec les capacités de 10 nF à 10 μ F permettent d'éviter une résonance parasite à 6,8 MHz. Contrairement au réseau de découplage de l'amplificateur à bande étroite (voir [figure 28](#)), la résonance est ici de forte valeur.

Il est à noter que ce réseau de découplage a été simplifié et amélioré pour l'amplificateur à bande étroite décrit dans la [section 7.2](#).

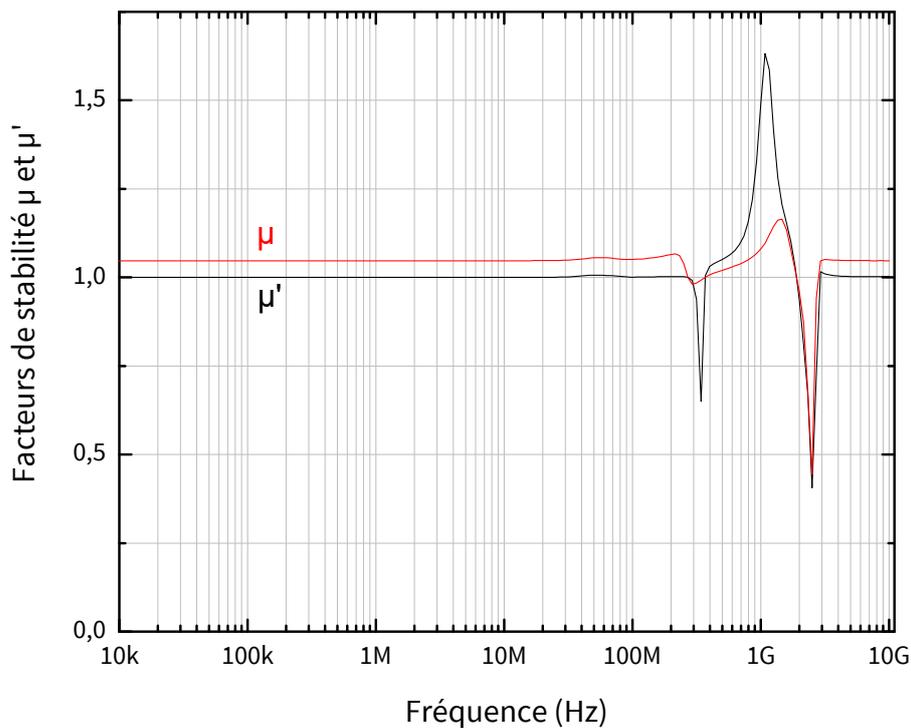


FIGURE 17 – Facteurs de stabilité μ et μ' d'une ancienne version de l'amplificateur.

L'étude de la stabilité des circuits non-linéaires est un sujet très complexe. Une approche simplifiée a été utilisée ici : la stabilité a été vérifiée par simulation en petits signaux en utilisant les facteurs de stabilité μ et μ' [44, 101]. Afin de tenir compte des effets d'auto-polarisation, ces facteurs de stabilité ont été calculés à partir des paramètres S de l'amplificateur polarisé au point de fonctionnement ayant le plus fort dI_D/dV_G . Nous avons rajouté pour le calcul de ces coefficients un atténuateur de 0,2 dB car les modèles utilisés simulent certains composants à faibles pertes comme des composants sans pertes. Cette différence est négligeable dans le calcul des performances mais pose des soucis, principalement numériques, lors de la simulation de la stabilité. La [figure 17](#) montre les facteurs de stabilité μ et μ' calculés ainsi. Nous obtenons une stabilité inconditionnelle sur presque toute la bande, et une stabilité conditionnelle sur deux zones très étroites à 341 MHz et à 2,5 GHz. La stabilité conditionnelle à 2,5 GHz ne devrait pas poser de problèmes puisque c'est dans la bande de fonctionnement. Quand à celle à 341 MHz, les valeurs ne sont pas trop mauvaises. En résumé, nous ne

devrions pas avoir de problèmes d'instabilité. Ce point a été confirmé lors des mesures : aucun soucis de stabilité n'est apparu.

6.3 MODÉLISATION DES VARIATIONS DE LARGEUR ET DES JONCTIONS

Les variations de largeur (« step ») des lignes microruban et les jonctions en T ont un effet non négligeable sur le circuit électrique et doivent donc être modélisées. Les variations de largeur ne posent aucun problème particulier : le modèle d'ADS, basé sur le calcul de la variation de largeur d'un guide d'ondes équivalent à murs magnétiques, fonctionne très bien. Par contre, le modèle d'ADS des jonctions en T ne fonctionne plus du tout pour les jonctions larges, telles qu'utilisées à proximité du transistor. En effet, ce modèle ne contient que des éléments parasites localisés (inductances et capacités). Ceci fonctionne très bien pour des lignes étroites, mais plus du tout pour des lignes larges. Une version précédente de cet amplificateur, conçue avec ce modèle, a été simulée en électromagnétique. Le résultat est sans appel : puissance quasi-nulle.

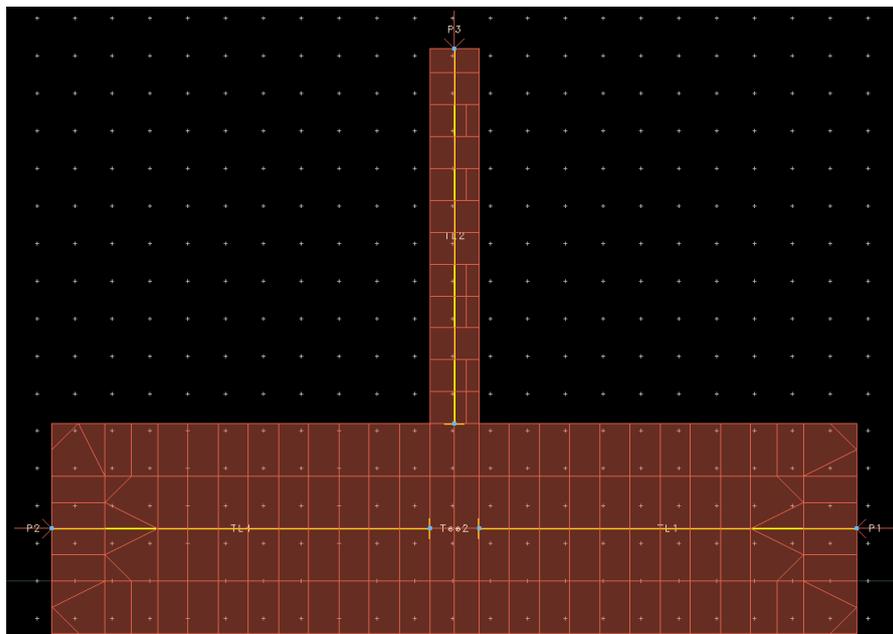


FIGURE 18 – Modèle Momentum de la jonction en T utilisée dans l'amplificateur large bande. Les flèches jaunes indiquent la position du plan de référence.

Pour pouvoir modéliser les discontinuités, nous avons utilisé le modèle Momentum de jonction en T de la [figure 18](#) pour obtenir ses paramètres S . Ce simulateur utilise une méthode des moments planaire. Des lignes supplémentaires sont rajoutées à la jonction, et supprimées après la simulation par calcul, afin que le mode de propagation soit bien établi, et d'éviter les effets de discontinuité liés aux ports de simulation. Cette suppression des lignes d'accès, qui est plus exactement un déplacement des plans de

référence, est faite automatiquement par le simulateur, et indiqué par des flèches jaunes.

6.4 FABRICATION DE L'AMPLIFICATEUR

La photo de l'amplificateur est présentée [figures 19 à 20](#). Ce circuit est particulièrement compact : $67,6 \times 58,5 \text{ mm}^2$, même en intégrant la capacité de forte valeur de $1000 \mu\text{F}$ (nécessaire pour que la puissance de sortie reste stable durant l'impulsion). Cette compacité, malgré l'utilisation d'un substrat à faible ϵ_r (3,0) est liée à la technique d'adaptation retenue de type LC en échelle. Un substrat à faible ϵ_r a été utilisé afin d'éviter d'avoir une ligne trop courte au niveau de la grille du transistor.

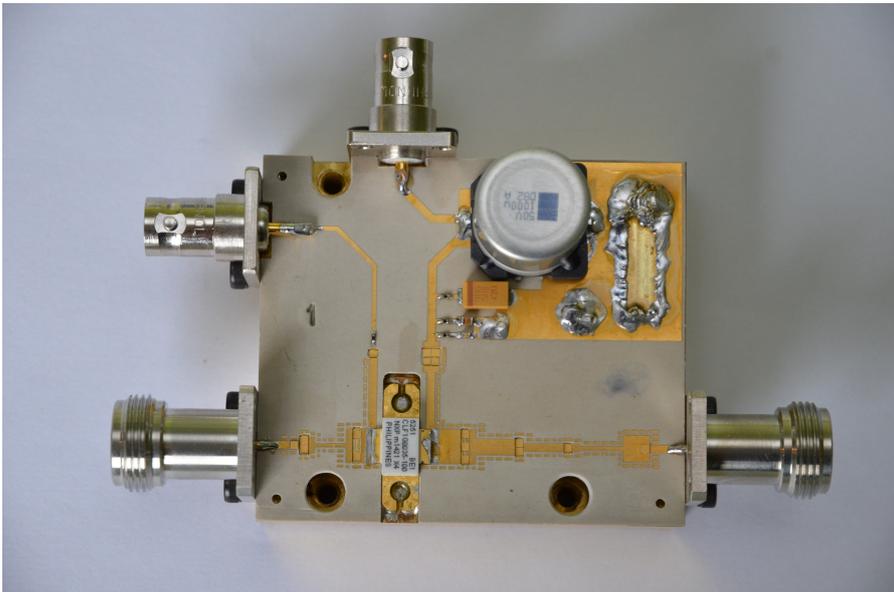


FIGURE 19 – Photo de l'amplificateur réalisé.

6.5 MESURES ET SIMULATIONS

Cet amplificateur de puissance a été principalement conçu pour fonctionner en CW. Cependant, les limitations des équipements de mesure disponibles nous ont obligé à mesurer ses performances en mode pulsé. Les impulsions ont une largeur de $100 \mu\text{s}$ pour un rapport cyclique de 10 %. La mesure a été faite à l'aide du banc de la [figure 22](#). Un analyseur de réseaux Keysight PNA-X génère un signal sinusoïdal de test. Ce signal est amplifié par un premier amplificateur afin d'avoir suffisamment de puissance. Des isolateurs en entrée et en sortie permettent de protéger l'analyseur de réseaux et le premier amplificateur en cas de problèmes. Un coupleur et un atténuateur permettent de prélever une partie de la puissance d'entrée, mesurée par un des récepteurs de l'analyseur de réseaux vectoriels. Un dispo-

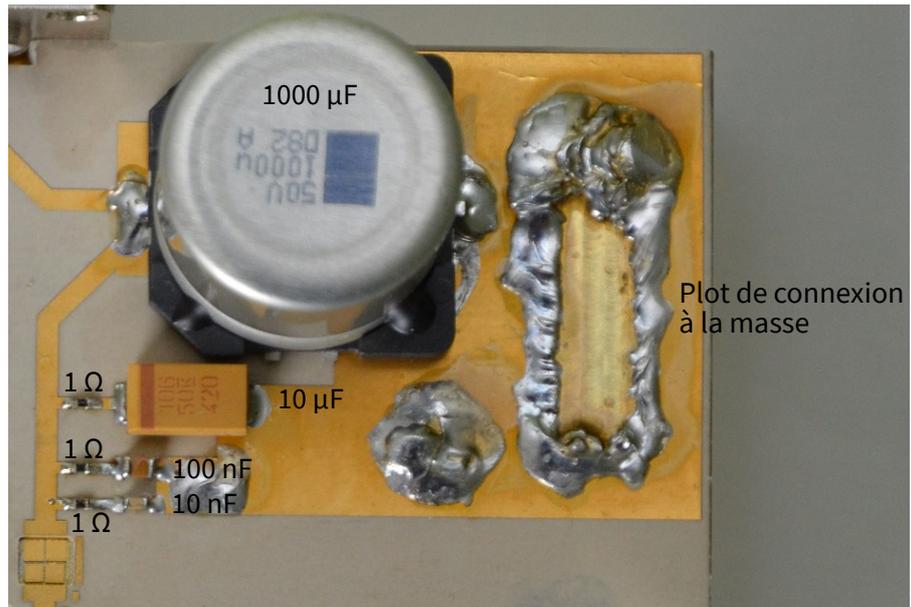


FIGURE 20 – Détail de l'adaptation d'impédance.

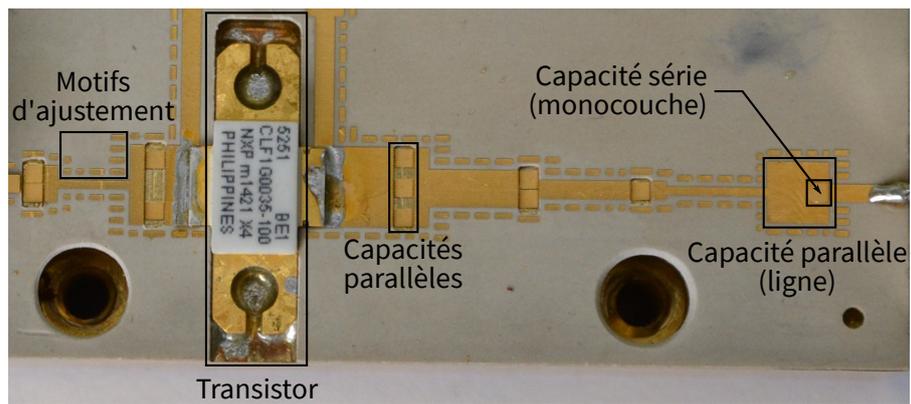


FIGURE 21 – Détail du découplage d'alimentation.

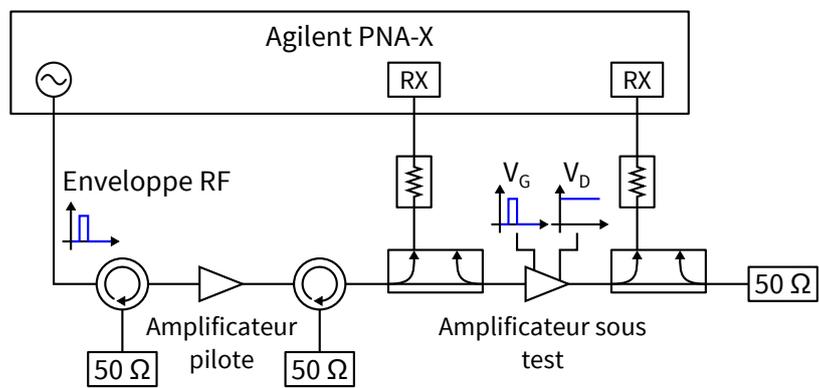


FIGURE 22 – Schéma du banc de mesure en puissance en bande L.

stif similaire est utilisé pour mesurer la puissance de sortie de l'amplificateur. Une charge adaptée 50Ω de puissance est utilisée pour terminer le banc de mesure. La tension de grille et l'entrée RF sont modulées par des impulsions, tandis que la tension de drain reste constante. Le dispositif de modulation n'est pas représenté sur le schéma dans un souci de simplicité.

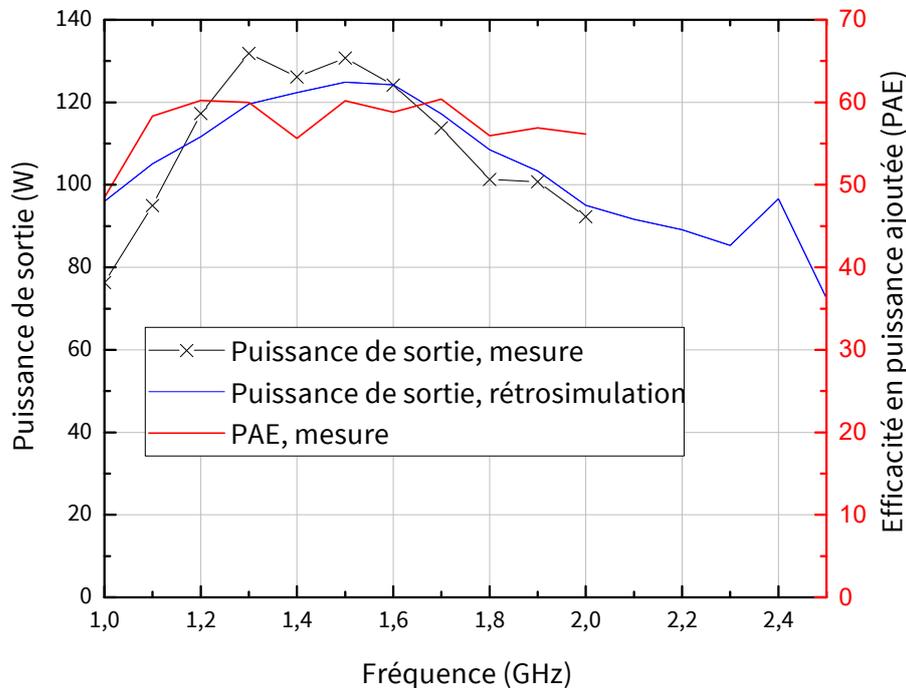


FIGURE 23 – Puissance de sortie RMS mesurée et simulée de l'amplificateur large bande, et PAE mesurée, en fonction de la fréquence.

La figure 23 montre la puissance de sortie mesurée et rétrosimulée, ainsi que la PAE mesurée. Ce graphique ne montre les mesures que de 1 à 2 GHz car l'équipement disponible n'était pas capable de fournir assez de puissance au delà de 2,5 GHz. Comme les performances en rétrosimulation et en mesure sont proches, nous pouvons nous baser sur les performances simulées pour évaluer les performances. La puissance de sortie disponible est supérieure à 70 W CW de 1 à 2,5 GHz. La PAE est supérieure à 50 %, ce qui est très acceptable pour un amplificateur ayant une bande passante aussi large.

Les résultats de la simulation initiale étaient moins bons que les résultats mesurés et rétrosimulés, à cause d'un problème sur le modèle thermique initial. Le modèle thermique utilisé ici est un modèle très simpliste, basé sur les valeurs de R_{th} de la feuille de caractéristiques du fabricant. Malgré sa simplicité, ce modèle prédit bien la réalité.

Malgré les limitations du banc de mesure, nous avons pu faire une mesure en CW à 2 GHz. La figure 24 montre la comparaison entre les résultats de la mesure CW et de la mesure pulsée. On constate que le gain de l'amplificateur est plus élevé en pulsé, mais en compression, l'écart de puissance entre le CW et le pulsé est assez faible : environ 10 W. Cet amplificateur peut donc être utilisé dans les deux modes.

PAE: « Power added efficiency ». Efficacité en puissance ajoutée. Ratio entre la puissance de sortie d'un amplificateur et la somme des puissances du signal d'entrée et de l'alimentation continue.

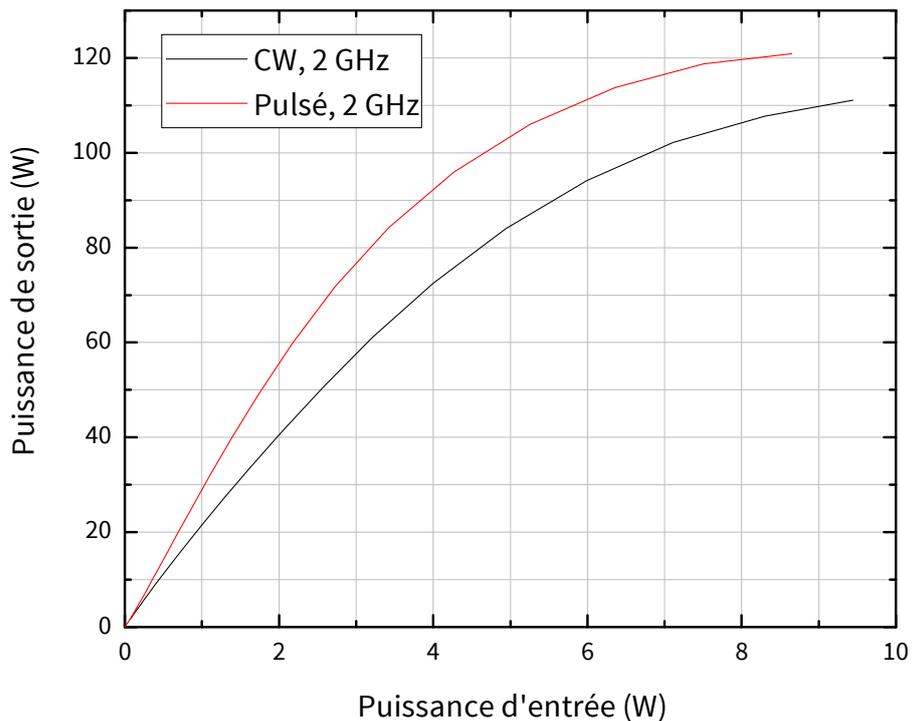


FIGURE 24 – Comparaison des mesures CW et pulsées (100 μ s, 10 %) à 2 GHz.

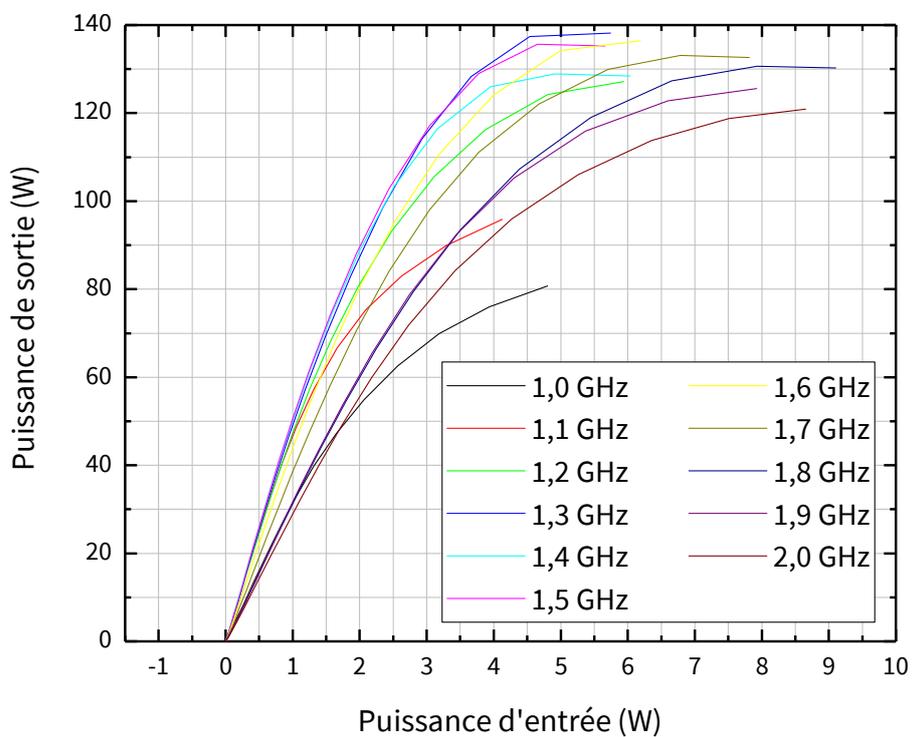


FIGURE 25 – Puissance de sortie en régime pulsé (100 μ s, 10 %) en fonction de la puissance d'entrée à différentes fréquences.

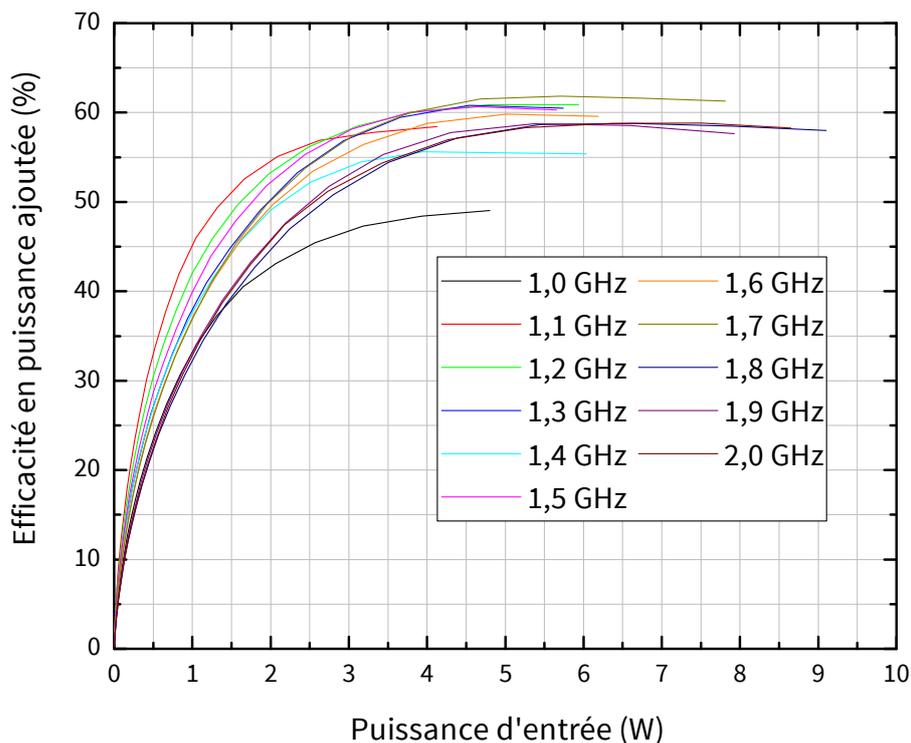


FIGURE 26 – Efficacité en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée à différentes fréquences.

Les figures 25 et 26 montrent les résultats détaillés des mesures.

La puissance moyenne dissipée est inférieure à 110 W. En prenant une température maximale de jonction de 250 °C, une résistance de la jonction au boîtier $R_{th, c-a}$ de $1,0 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1}$, et une température ambiante de 25 °C, la résistance thermique du boîtier à l'air ambiant $R_{th, c-a}$ à ne pas dépasser vaut $1 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1}$. Cette valeur est facile à obtenir, y compris en utilisant un refroidissement passif, sans ventilateur.

6.6 ÉTAT DE L'ART DES AMPLIFICATEURS LARGE BANDE 1 - 2,5 GHZ

Le tableau 6 présente des amplificateurs de puissance comparables à celui étudié dans ce chapitre. Notre amplificateur est premier en facteur de mérite, défini ici comme étant le produit de la puissance par transistor et de la bande passante.

PUISSANCE	TRANSISTORS	BANDE PASSANTE	FACTEUR DE MÉRITE	RÉFÉRENCE
70 W CW	1	1 – 2,5 GHz	105	Ce travail
200 W CW	2	1 – 2 GHz	100	[10]
110 W CW	1	1,1 – 2 GHz	99	[9]
90 W CW	1	1 – 2 GHz	90	[34]
100 W CW	1	1,55 – 2,25 GHz	70	[117]

TABLE 6 – Amplificateurs de puissance comparables à celui développé dans ce chapitre.

MODULE D'AMPLIFICATION BANDE ÉTROITE

7.1 LE TRANSISTOR

Pour la réalisation de cet amplificateur, le transistor GaN CREE référencé CGHV14500F a été retenu. Ce transistor a été choisi principalement pour sa puissance de sortie crête élevée (> 500 W).

Il est à noter que, bien que le fabricant spécifie une puissance de sortie de 500 W, il est possible d'extraire plus de puissance de ce transistor car celui-ci est utilisé dans un amplificateur spécifiquement optimisé pour la puissance de sortie maximale et non pour d'autres caractéristiques (bande passante, gain petit signaux, linéarité, etc...).

7.2 SCHÉMA DE L'AMPLIFICATEUR ET CONCEPTION

Le schéma retenu pour cet amplificateur est présenté [figure 27](#). Contrairement à l'amplificateur large bande de la section précédente, nous travaillons ici à bande étroite, et les harmoniques sont éloignés de la bande passante. Pourtant, leur maîtrise est difficile pour deux raisons. D'une part, les transistors de forte puissance ont une broche de sortie large, et imposent donc l'utilisation de lignes de transmission larges. Or, les interconnexions de lignes large ont des effets parasites importants. D'autre part, ces transistors ont des éléments parasites importants (capacité de drain et inductance d'accès) qui rendent difficile ce contrôle. Seules les impédances de charge et de source aux fréquences fondamentales ont fait l'objet d'une attention toute particulière.

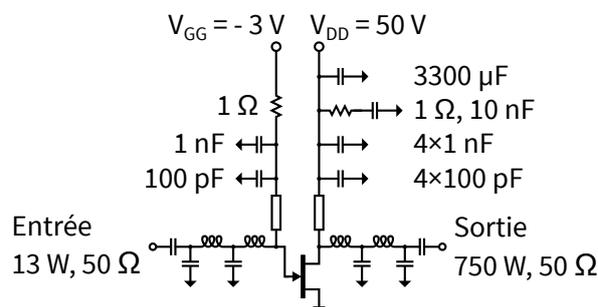


FIGURE 27 – Schéma de l'amplificateur.

Le schéma de cet amplificateur est très similaire à celui de l'amplificateur du [chapitre 6](#). La même technique d'adaptation d'impédance a été utilisé

pour la même raison : la nécessité d'obtenir des impédances faibles (environ $1,4 \Omega$) sur un même substrat que la sortie 50Ω . Comme pour l'amplificateur large bande, nous avons réalisé les inductances par des sections « étroites » de lignes micro-ruban, tandis que les capacités ont été réalisées par un mélange de capacités monocouches et de lignes de transmission « larges ».

Ces termes sont entre guillemets car ce sont des notions relatives : la ligne de transmission large réalisant la dernière capacité parallèle fait exactement la même largeur que la ligne de transmission étroite réalisant la première inductance. En effet, ce qui compte, c'est l'impédance caractéristique de la ligne relativement à l'impédance de la zone dans laquelle elle se trouve. La première ligne se trouve dans une zone à basse impédance, tandis que la dernière se trouve dans une zone à haute impédance.

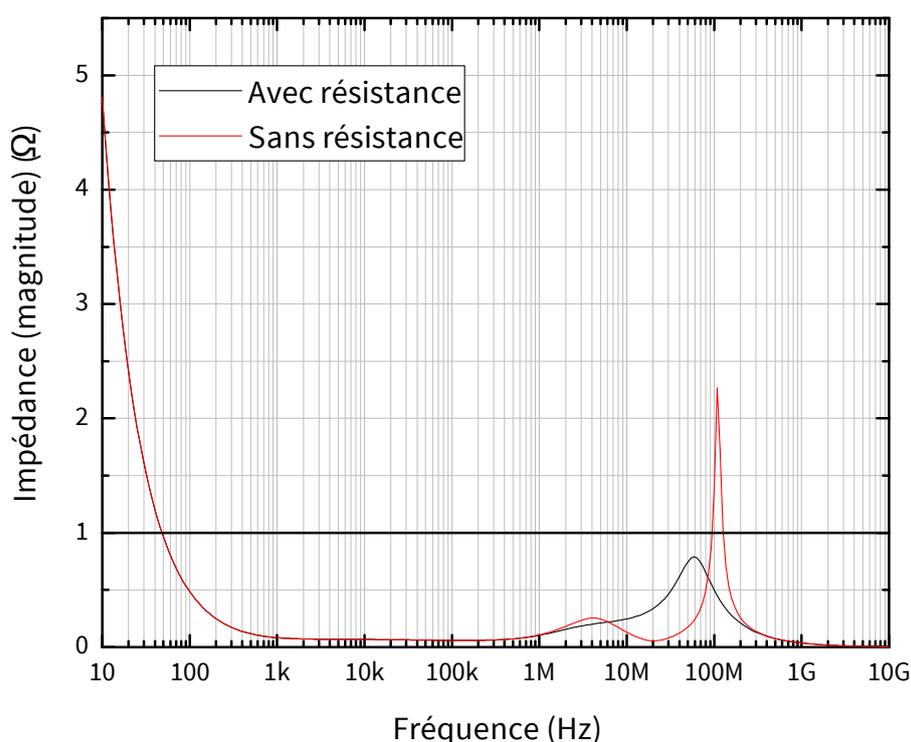


FIGURE 28 – Impédance du réseau de découplage de la tension continue de drain en fonction de la fréquence, avec et sans la résistance.

Le découplage de la tension de drain utilise une gamme de capacités, afin d'assurer un découplage optimal aussi bien en hautes fréquences (1,4 GHz) qu'en basses fréquences (impulsions à 200 Hz). La [figure 28](#) montre l'impédance simulée du réseau de découplage de la tension d'alimentation de drain avec et sans cette résistance. Comme on peut le voir, le réseau de découplage a une impédance inférieure à 1Ω de 50 Hz à 10 GHz. La résistance en série avec la capacité de 10 nF évite une résonance parasite qui augmenterait l'impédance à 100 MHz.

7.3 ANALYSE LOAD-PULL MULTI-HARMONIQUES DU TRANSISTOR

Nous avons dans la section précédente énoncé que la maîtrise des harmoniques était difficile, sans justifier cette assertion. Nous allons étudier l'influence des impédances de source et de charge aux différents harmoniques sur la puissance de sortie du transistor. Comme ceci est difficile à faire en mesure, nous avons fait ceci en simulation. Pour cela, nous avons utilisé le banc de test virtuel de la [figure 29](#).

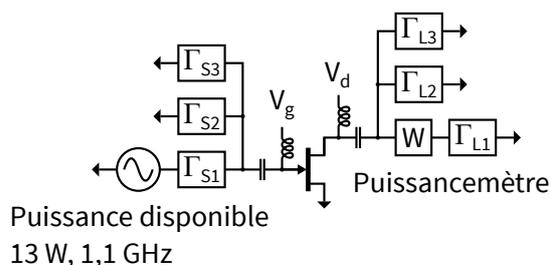


FIGURE 29 – Schéma du dispositif (virtuel) d'analyse load-pull multi-harmoniques.

Dans ce banc de test, la puissance disponible à l'entrée du transistor reste constante, tandis que l'on fait varier les impédances présentées de source et de charge du transistor aux différents harmoniques.

La [figure 32](#) montre la variation de la puissance délivrée à la charge en fonction de l'impédance de charge à la seconde harmonique. Sur l'ensemble de l'abaque, cette puissance varie du simple au double. Toutefois, la zone optimale est très large, et se situe dans la zone inductive. Or, un réseau d'adaptation LC a naturellement tendance à être inductif au delà de sa bande passante. La seconde harmonique de la charge ne nécessite donc aucun effort particulier.

La [figure 33](#) montre les variations en fonction de la seconde harmonique de la source. Ici, pratiquement aucune variation n'est présente, sauf autour d'un maximum et d'un minimum tous deux très étroits. Le maximum est trop au bord, trop étroit et trop proche du minimum pour être exploité. Le minimum est trop étroit et trop au bord pour poser problème. De surcroît, les deux se situent dans la zone capacitive, bien loin de là où nous envoie le réseau LC. Donc, aucun effort particulier à faire de ce côté-là non plus.

Enfin, les [figures 34](#) et [35](#) montrent les résultats pour la troisième harmonique. Le néant total.

En revanche, les résultats de load et source-pull des [figures 30](#) et [31](#) à la fondamentale montrent que l'adaptation de la fondamentale sont intéressants. L'adaptation de la source est peu critique car le gain du transistor comprime à forte puissance. Par contre, l'adaptation de la charge est très critique pour obtenir de fortes puissances de sortie. En conclusion, notre approche est validée.

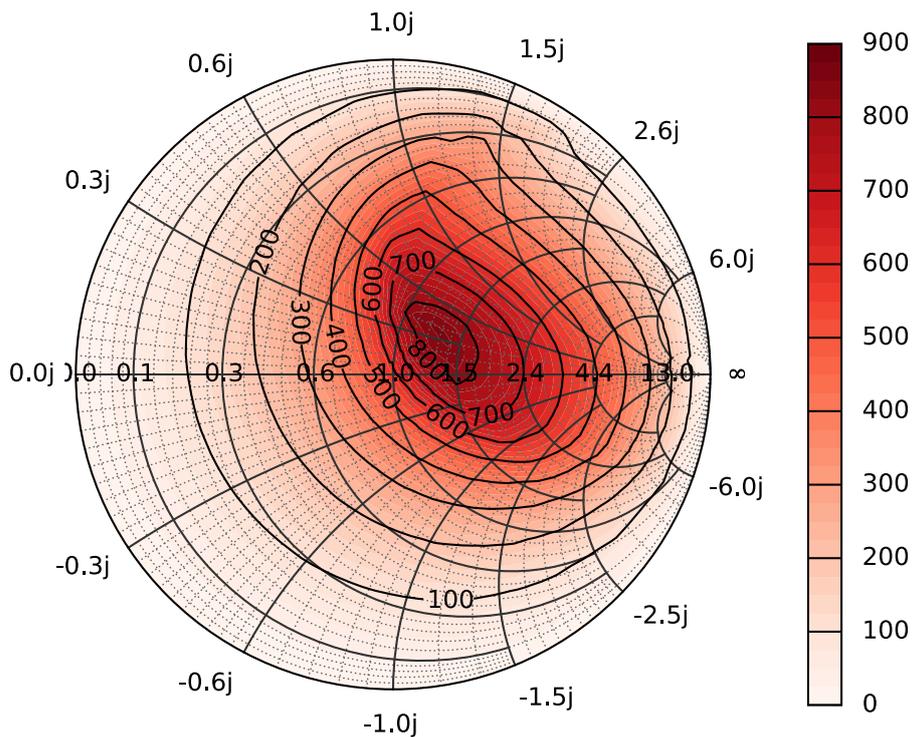


FIGURE 30 – Load-pull, fondamentale.

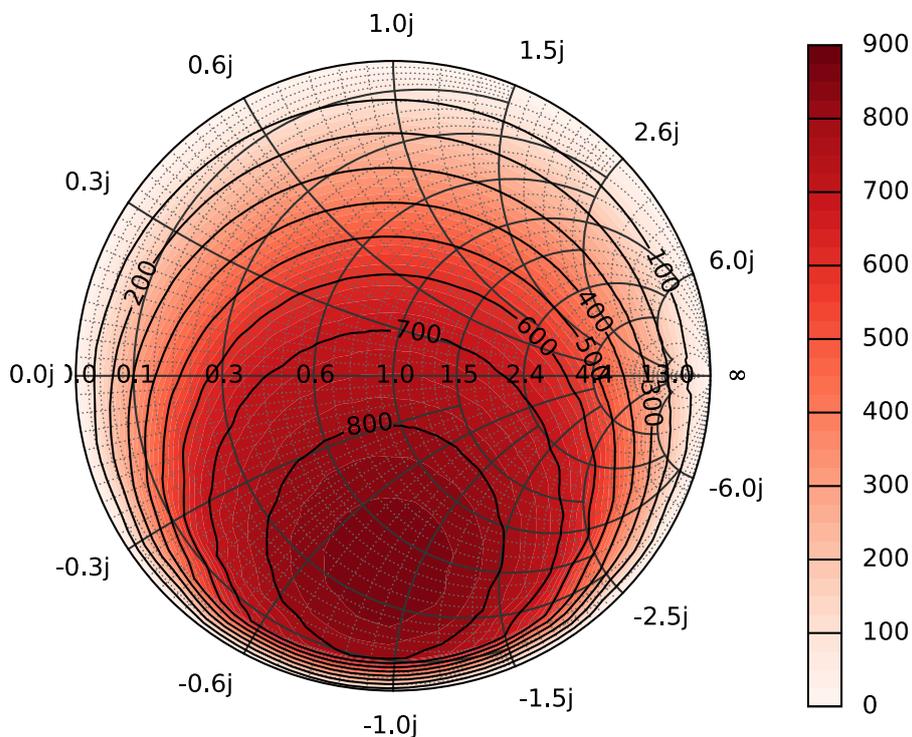


FIGURE 31 – Source-pull, fondamentale.

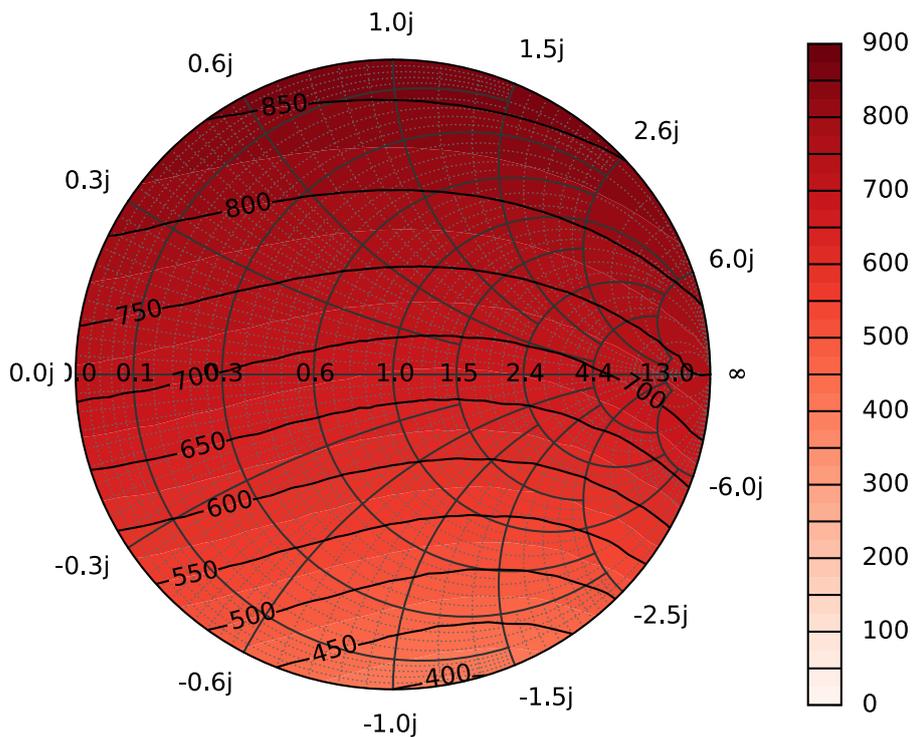


FIGURE 32 – Load-pull, second harmonique.

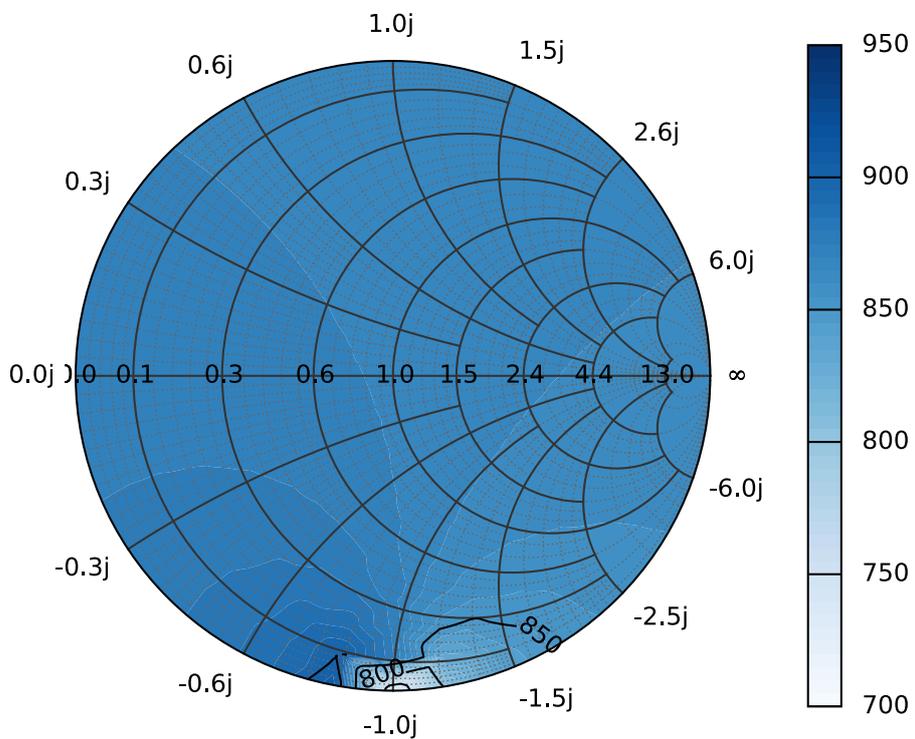


FIGURE 33 – Source-pull, second harmonique.

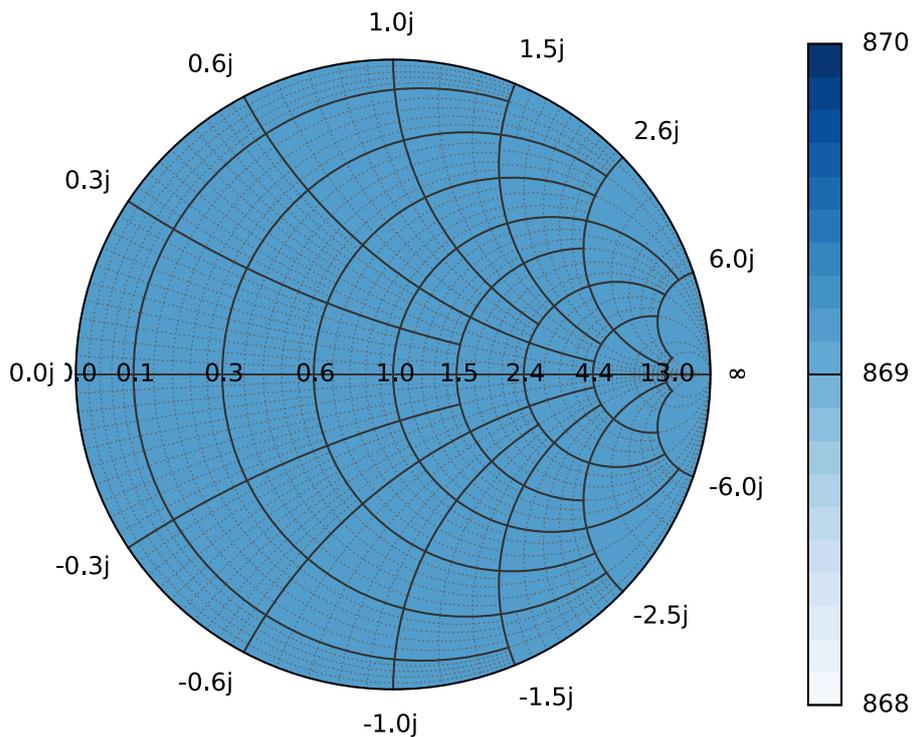


FIGURE 34 – Load-pull, troisième harmonique.

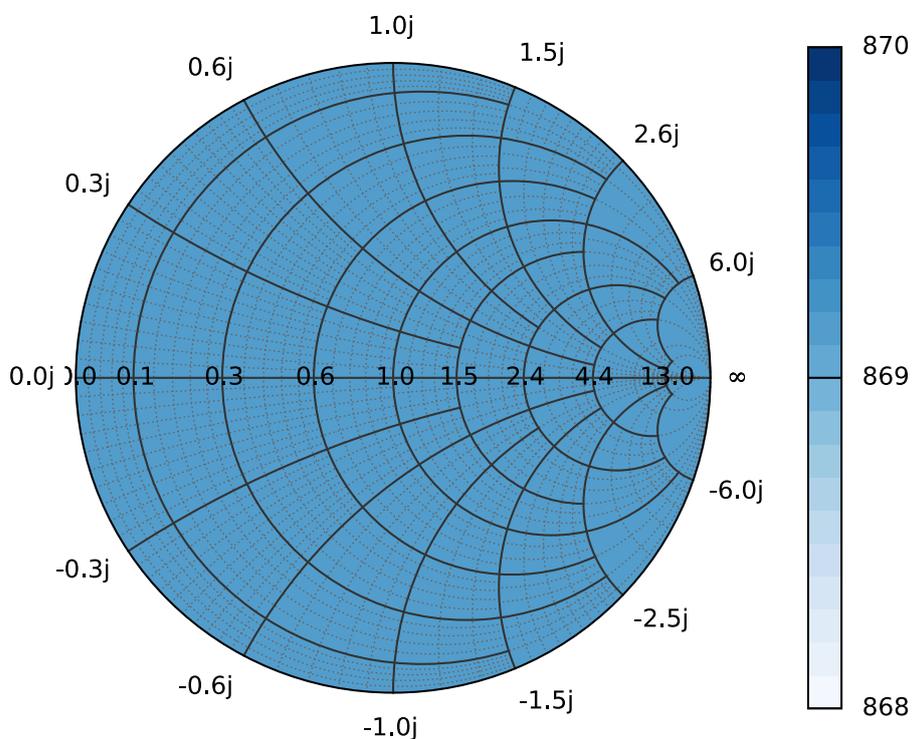


FIGURE 35 – Source-pull, troisième harmonique.

7.4 FABRICATION DE L'AMPLIFICATEUR

La photo de l'amplificateur est présentée [figure 36](#). Ce circuit est particulièrement compact : $66,2 \times 76 \text{ mm}^2$, même en intégrant la capacité de forte valeur de $3300 \mu\text{F}$ (nécessaire pour que la puissance de sortie reste stable durant l'impulsion). Cette compacité, malgré l'utilisation d'un substrat à faible ϵ_r (3,0) est liée à la technique d'adaptation retenue de type LC en échelle. Un substrat à faible ϵ_r a été utilisé afin d'éviter d'avoir une ligne trop courte au niveau de la grille du transistor.

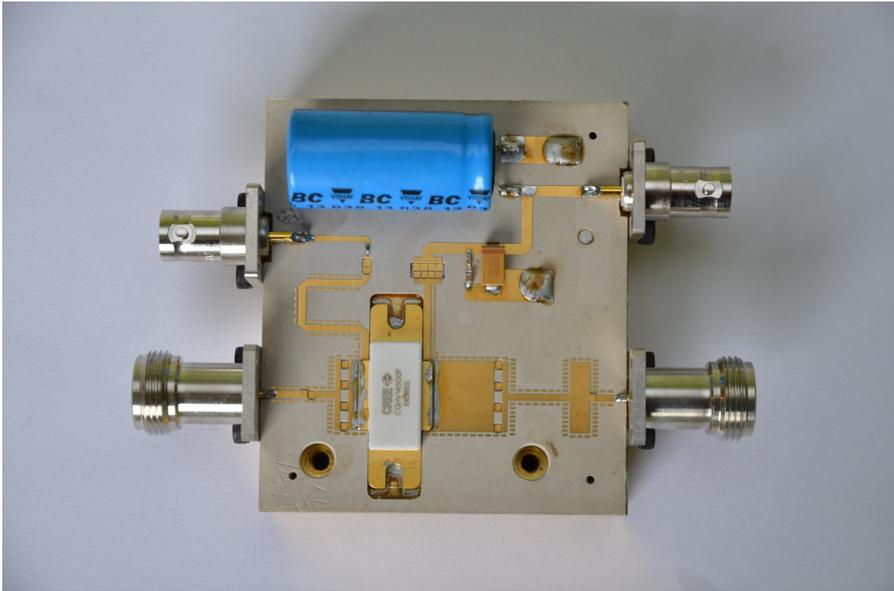


FIGURE 36 – Photo de l'amplificateur réalisé.

7.5 MESURES ET SIMULATIONS

Les performances de cet amplificateur ont été mesurées avec le même banc de mesure que celui utilisé dans le [chapitre 6](#). La [figure 37](#) montre la puissance de sortie en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée constante de 10 W. Les simulations initiales donnaient une puissance de sortie minimale de 640 W sur une bande passante de 1,2 à 1,4 GHz. Cependant, les mesures montrent une diminution de la puissance de sortie et un décalage de la bande passante : l'amplificateur délivre une puissance de 516 W à 651 W dans une bande passante de 1,1 à 1,3 GHz. Cette différence est due à un écart sur les valeurs des capacités monocouches utilisées dans l'amplificateur. La rétro-simulation de la [figure 37](#) a été faite en ajustant les valeurs des capacités des réseaux d'adaptation d'impédance afin de minimiser l'écart quadratique entre les puissances de sortie simulée et mesurées. Les résultats de cette simulation confirment cette hypothèse. La [figure 38](#) montre la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

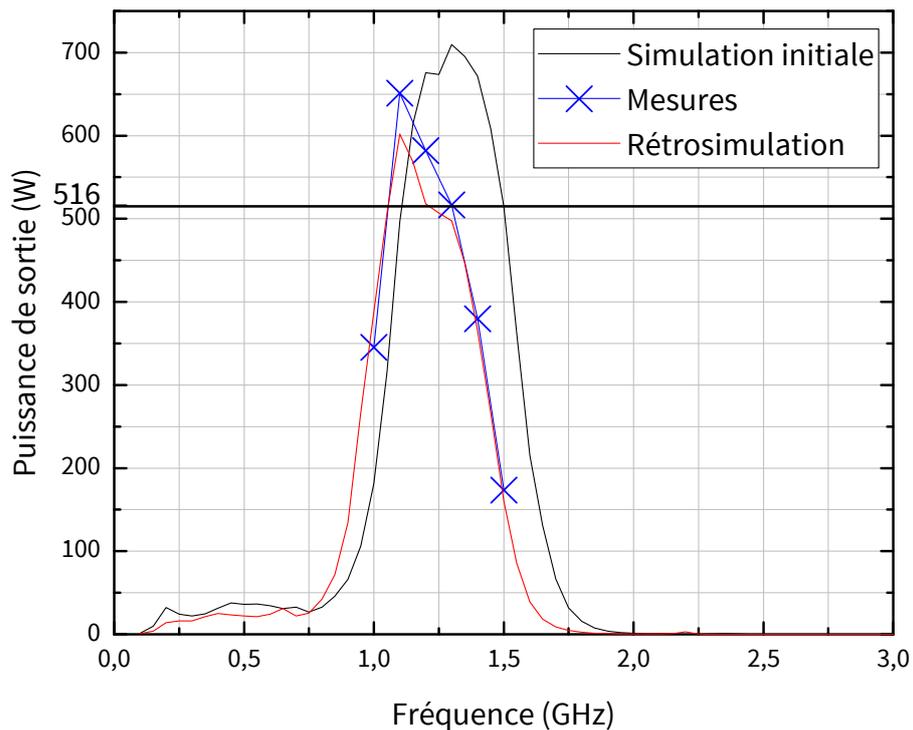


FIGURE 37 – Puissance de sortie RMS simulée, mesurée et rétrosimulée en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 10 W.

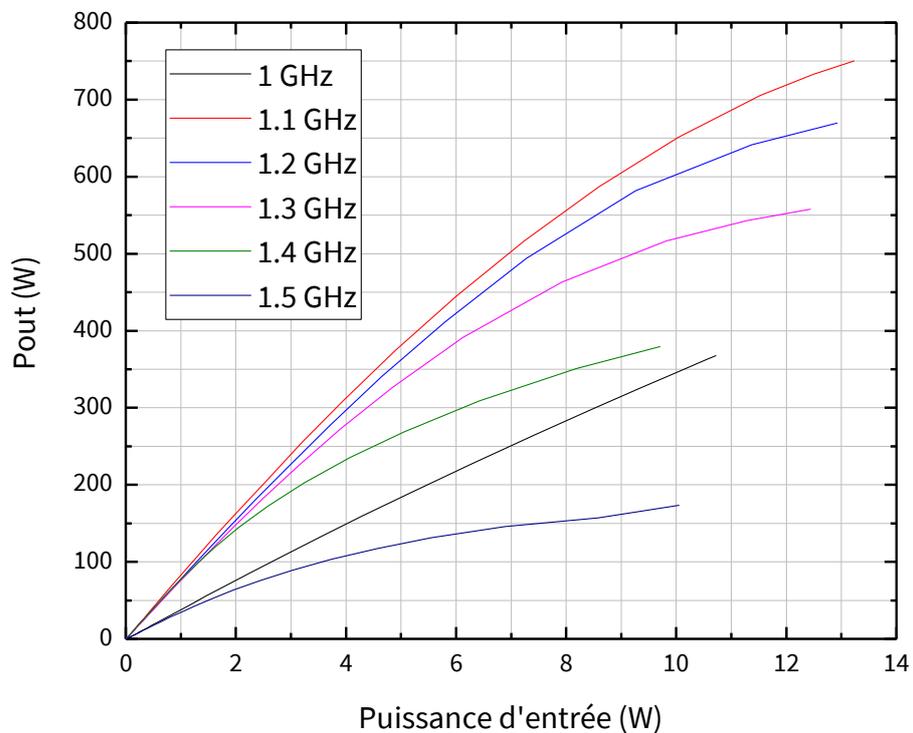


FIGURE 38 – Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à différentes fréquences.

à différentes fréquences. La puissance de sortie maximale à une seule fréquence est de 750 W à 1,1 GHz.

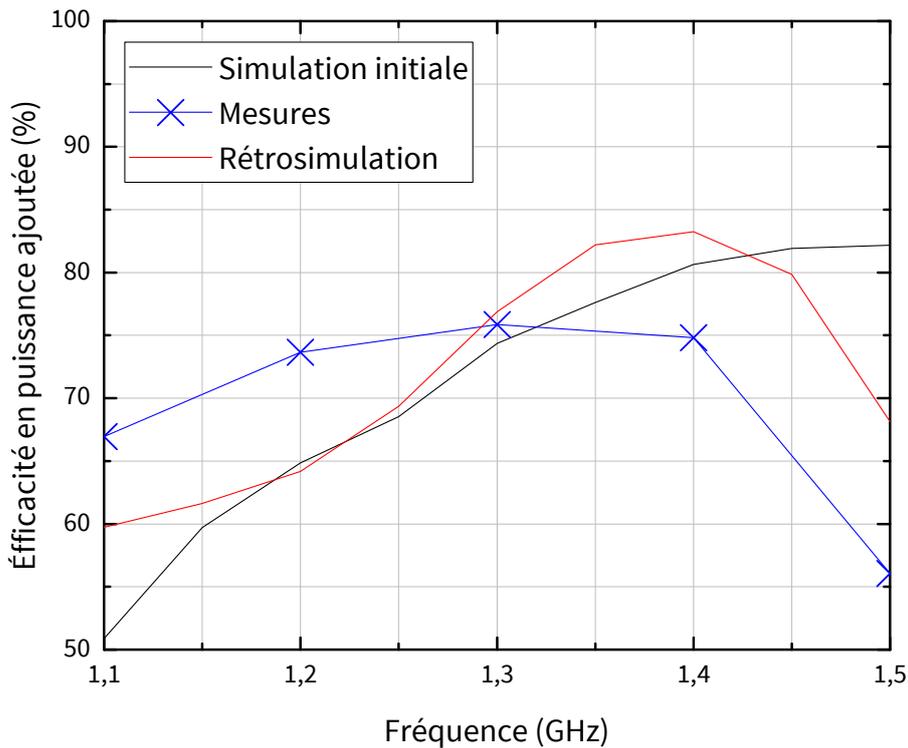


FIGURE 39 – Efficacités en puissance ajoutée (PAE) simulée, mesurée et rétro-simulée en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 10 W.

L'efficacité en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 10 W est visible [figure 39](#). Elle est supérieure à 66 % de 1,1 à 1,3 GHz. Les résultats de la mesure et de la rétro-simulation sont assez similaires. La PAE en fonction de la puissance d'entrée à différentes fréquences est montrée [figure 40](#). Elle dépasse les 70 % à 1,1 GHz à la puissance maximale, de même que de 1,2 à 1,4 GHz.

La puissance moyenne dissipée est inférieure à 50 W. En prenant une température maximale de boîtier de 125 °C et une température ambiante de 25 °C, la résistance thermique du boîtier à l'air ambiant $R_{th, c-a}$ à ne pas dépasser vaut $2 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1}$. Cette valeur est facile à obtenir, y compris en utilisant un refroidissement passif, sans ventilateur.

7.6 ÉTAT DE L'ART DES AMPLIFICATEURS À BANDE ÉTROITE 1,2 - 1,4 GHZ

Le [tableau 7](#) présente des amplificateurs de puissance comparables à celui étudié dans ce chapitre. Notre amplificateur est le troisième du [tableau 7](#) en termes de puissance de sortie impulsionnelle. Cependant, il est respectivement 5 et 7 fois plus petit que [86] et [71]. Même en tenant compte du

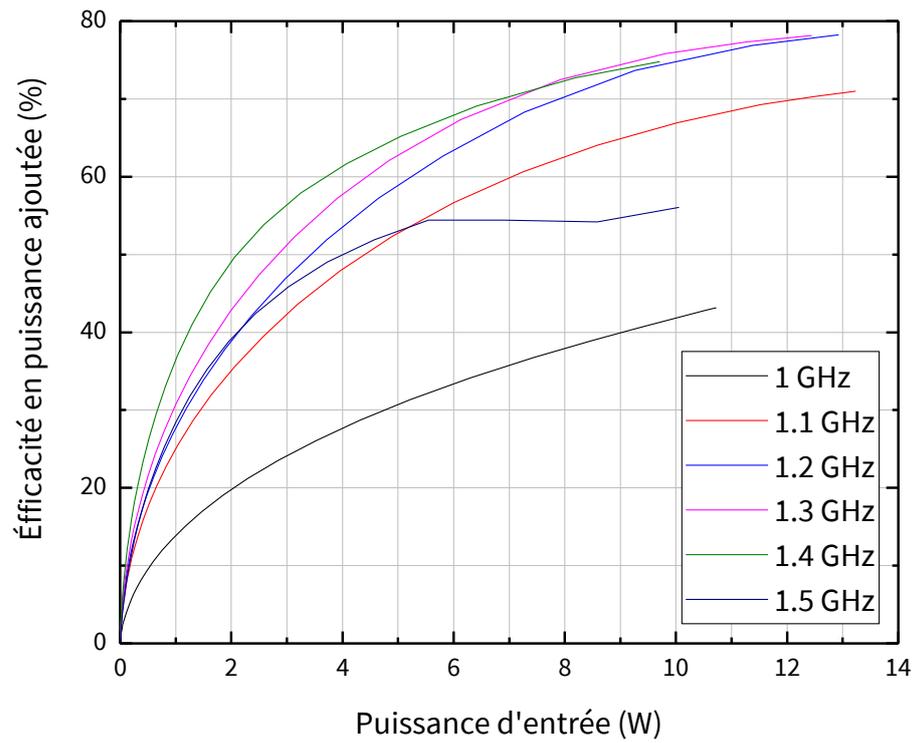


FIGURE 40 – Efficacité en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée à différentes fréquences.

fait que l'amplificateur [71] contient des préamplificateurs et des isolateurs RF de protection, le nôtre reste beaucoup plus petit.

Puissance	Rapport cyclique	Durée d'impulsion	Bande passante		Taille	Référence	Technologie
			Min	Max			
[W]	[%]	[μ s]	[GHz]		[mm ²]		
1000	10	1000	1,2	1,4	240 × 120	[86]	LDMOS
1000	10	200	1,2	1,4	250 × 150	[71]	GaN
750	10	500	1,1	1,1	66,2 × 76	Ce travail	GaN
550	10	500	1,1	1,3	66,2 × 76	Ce travail	GaN
500	10	100	1,5	1,5	170 × 43	[80]	GaN
500	10	150	1,2	1,4		[149]	Si NPN
240	0,5	5	1,26	1,36		[16]	Si NPN
180	CW	CW	0,9	1,5		[98]	GaN
160	1	1000	0,95	1,55		[116]	GaN
125	CW	CW	1,2	1,3		[106]	GaN
125	CW	CW	1,3	1,3		[51]	GaN
120	8	40	1,25	1,25		[129]	GaN
100	10	200	1,2	1,4		[17]	MOSFET vertical
100	0,4	20	1,2	1,4		[140]	SiC
100	36	60	1,55	1,55		[55]	GaN

TABLE 7 – Amplificateurs de puissance comparables à celui développé dans ce chapitre fonctionnant aux alentours de 1,3 GHz.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Nous avons conçu deux modules d'amplification élémentaires : un module large bande 1 – 2,5 GHz, 80 W CW et un module bande étroite 1,1 – 1,3 GHz, 516 W. Cette étude a montré la difficulté à adapter des basses impédances, environ $1,4 \Omega$, vers 50Ω sur une large bande. Les performances obtenues sont à l'état de l'art, mais sont très largement inférieures au besoin. Il faut donc travailler sur des solutions permettant de combiner efficacement plusieurs modules d'amplification élémentaires pour obtenir les puissances dont on a besoin. C'est l'objet de la prochaine partie.

Troisième partie

COMBINEURS DE PUISSANCE

Nous avons montré dans les précédents chapitres qu'il est nécessaire de combiner plusieurs sources élémentaires afin d'obtenir la puissance dont nous avons besoin. Nous allons examiner dans cette partie les différentes solutions de combinaison de puissance et dégager des axes de recherche pour satisfaire au mieux nos besoins.

GÉNÉRALITÉS

9.1 POSITION DU PROBLÈME

Atteindre des niveaux de puissance élevés (supérieurs à 1 kW crête) en utilisant un seul élément (transistor, circuit intégré, ...) est non seulement difficile mais également non souhaitable.

Tout d'abord, l'utilisation d'un seul élément de puissance pour générer de fortes puissances, comme dans le cas des tubes à ondes progressives, entraîne un problème de fiabilité évident : la panne de cet élément conduit à la panne de l'ensemble de l'amplificateur. Ce problème est d'autant plus critique que la fiabilité d'un élément décroît avec la puissance maximale que celui-ci peut fournir.

De plus, une telle configuration entraînerait de nombreux problèmes :

- La gestion thermique est complexifiée.
- La bande passante instantanée est réduite. En effet, les transistors de puissance les plus puissants ont de fortes capacités parasites, ce qui réduit la bande passante instantanée [40, 69].

L'étude de disponibilité des transistors du [chapitre 4](#) montre qu'il existe des transistors de puissance GaN en bande L allant jusqu'à 1000 W RMS crête. Toutefois, ces transistors, à cause de leurs capacités parasites élevées, nécessitent une préadaptation d'impédance au plus proche de la puce, nécessairement à l'intérieur du boîtier, donc prévue par le fabricant. Cette préadaptation d'impédance est très gênante lorsque l'on souhaite utiliser le transistor à une autre fréquence centrale que celle prévue initialement, et restreint fortement la bande passante instantanée dans tous les cas. Un des transistors, le Microsemi 1011GN-1000V, est spécifié avec une bande passante inférieure à 6 % (1030 – 1090 GHz), et la plupart ne dépassent pas 26 % de bande passante. Les transistors sans préadaptation ne vont que jusqu'à 285 W en bande L. Et, si l'on souhaite atteindre une octave, il faudra probablement utiliser ces transistors à une puissance réduite (par exemple 150 W).

Dans ce cas, afin d'atteindre 1 kW de puissance crête, il faudrait combiner 8 transistors, en supposant que les combineurs soient sans perte. D'où la nécessité d'étudier en détail les solutions techniques envisageables afin de combiner les puissances de transistors entre eux.

ITAR:
« *International traffic in arms regulation* ». Ensemble de réglementations du gouvernement fédéral américain sur les importations et exportations de matériel pouvant avoir un usage d'armement.

9.2 ÉTUDE D'UN EXEMPLE SIMPLE : LE SIMPLE T SANS TRANSFORMATION D'IMPÉDANCE.

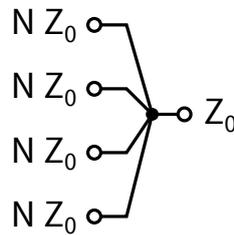


FIGURE 41 – Simple T sans transformation d'impédance

Le simple T sans transformation d'impédance, illustré dans la [figure 41](#), est une manière simple de combiner des sources de puissance entre elles, permettant d'illustrer les problèmes apparaissant lors de la conception d'un combineur de puissance.

Cette méthode consiste à relier directement en parallèle N sources élémentaires de puissance d'impédance $N \cdot Z_0$ et la charge d'impédance Z_0 . Cette solution fonctionne parfaitement lorsque tout va bien :

- L'impédance vue par la charge vaut Z_0 .
- Chacune des sources voit une impédance de $N \cdot Z_0$, à cause de l'effet [40] des autres sources de puissance.

Néanmoins, cette solution comporte deux problèmes majeurs :

- La nécessité d'une transformation d'impédance. D'un côté, l'impédance de sortie¹ d'un transistor de puissance GaN est aux alentours de 5 Ohm. Or, pour relier 8 sources de puissance en parallèle, il faut une impédance de $8 \cdot 50 = 400 \Omega$. Cela oblige donc à transformer une impédance de 5 Ω vers 400 Ω . Une ratio de transformation d'impédance aussi élevé est délicat à réaliser sur une large bande passante.
- L'absence d'isolation des entrées.

L'absence d'isolation des entrées entre elles est flagrante dans ce type de combineur. Il suffit qu'une seule des sources élémentaires de puissance tombe en panne avec apparition d'un court-circuit sur sa sortie pour que l'intégralité de la source de puissance tombe en panne. Ce problème sera discuté plus en détail dans la section suivante.

1. La notion d'impédance de sortie d'un transistor fonctionnant près de sa puissance maximale pose quelques problèmes. Il s'agit en réalité d'un abus de langage désignant le conjugué de son impédance de charge optimale. Voir l'[annexe A](#) pour une discussion sur ce point.

Les paramètres S de ce combineur sont les suivants² (détails du calcul en [annexe D.1](#)) :

$$S_{11} = 0 \quad S_{1i} = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (1a)$$

$$S_{i1} = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad i \neq 1 \quad S_{ii} = \frac{1-N}{N} \quad i \neq 1 \quad S_{ij} = \frac{1}{N} \quad \begin{matrix} i \neq 1 \\ j \neq 1 \\ i \neq j \end{matrix} \quad (1b)$$

Bien que les entrées ne soient pas isolées et soient même directement reliées entre elles, bien qu'un court-circuit sur n'importe quelle des entrées court-circuite l'ensemble du combineur, ce combineur a une isolation apparente valant :

$$\text{Isolation}_{\text{dB}} = 20 \cdot \log_{10}(N) \quad (2)$$

Cette isolation apparente sera appelée « isolation naturelle » car, comme nous le verrons par la suite, il s'agit de la valeur maximale du coefficient S_{23} entre les entrées prises deux à deux.

Ceci est particulièrement trompeur dans le cas de combineurs ayant un grand nombre d'entrées, pour lesquels les valeurs de l'isolation apparente peuvent être très élevées. A titre d'exemple, un tel combineur ayant 16 entrées a une isolation apparente de 12 dB.

9.3 PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DES PARAMÈTRES S DES COMBINEURS DE PUISSANCE

Kagan [52, 66], dans un article devenu classique, a donné des résultats généraux sur les paramètres S d'un combineur respectant les hypothèses suivantes :

- Réciprocité.
- Absence de pertes.
- Sortie adaptée³.
- Équivalence des entrées.

2. La numérotation des ports est la suivante : 1 la sortie, 2 à N + 1 les entrées. Cette numérotation est usuelle dans la littérature.

3. Dans l'article original de Kagan, une convention de type « diviseur de puissance » est adoptée : une entrée vers plusieurs sorties. Ici, nous adopterons une convention de type « combineur de puissance » : plusieurs entrées vers une sortie. Par réciprocité, les deux visions sont équivalentes.

Les paramètres S d'un tel combineur vérifient les relations suivantes :

$$S_{11} = 0 \quad (\text{Adaptation de la sortie.}) \quad (3)$$

$$S_{22} + (N - 1) \cdot S_{23} = 0 \quad (\text{Adaptation des entrées en mode commun}^4.) \quad (4)$$

$$|S_{12}| = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (5)$$

$$|S_{23}| = \frac{1}{N} \quad (6)$$

$$|S_{22}| = \frac{N - 1}{N} \quad (7)$$

La conséquence immédiate est qu'un combineur de puissance sans pertes n'isole pas ses entrées entre elles. On peut montrer qu'un tel combineur de puissance, aux longueurs de lignes et aux adaptations d'impédance près, se comporte comme un simple T. Ainsi, une défaillance d'une des sources de puissance avec apparition d'une réflexion totale peut entraîner la panne de l'ensemble.

Pour pouvoir isoler les entrées entre elles, il faut donc rajouter un mécanisme qui provoque des pertes dans les modes impairs sans provoquer de pertes dans le mode pair, qui est le mode utile. Cette notion de modes pairs et de modes impairs sera expliquée en détail dans la [section 18.1](#). Le plus souvent, il prend la forme de résistances d'isolation [37, 125, 139]. Ce cas n'est pas traité dans l'article original de Kagan.

Afin de traiter ce cas, les hypothèses suivantes seront effectuées :

- Réciprocité.
- Passivité : pas de création d'énergie dans le combineur. Mais des pertes peuvent apparaître.
- Sortie adaptée.
- Équivalence des entrées.
- Entrées adaptées pour une excitation de mode commun.

Sous ces hypothèses, on peut montrer que :

$$S_{11} = 0 \quad (\text{Adaptation de la sortie.})$$

$$S_{22} + (N - 1) \cdot S_{23} = 0 \quad (\text{Adaptation des entrées en mode commun.})$$

$$|S_{12}| \leq \frac{1}{\sqrt{N}}$$

$$|S_{23}| \leq \frac{1}{N}$$

$$|S_{22}| \leq \frac{N - 1}{N}$$

4. Cette relation n'est pas mentionnée explicitement dans l'article original de Kagan, mais elle se déduit immédiatement des équations présentées dans l'article.

Ainsi, les égalités des équations de Kagan [66] deviennent simplement des inégalités. Le détail de la démonstration est donné en [annexe D.3](#).

En particulier, comme annoncé dans la section précédente, tout combineur de puissance comporte une isolation apparente minimale valant $20 \cdot \log_{10}(N)$ dB. La seule valeur de $|S_{23}|$ est donc insuffisante pour caractériser l'aptitude du combineur de puissance à isoler réellement ses entrées.

9.4 DE L'IMPORTANCE DE L'ISOLATION DES ENTRÉES

Comme vu dans les sections précédentes, les combineurs de puissance sans pertes n'isolent pas réellement leurs entrées entre elles. L'objet de cette section est de montrer, de manière à la fois qualitative et quantitative pourquoi ceci constitue un réel problème.

Lorsqu'un combineur de puissance isole ses entrées entre elles, la défaillance d'un des éléments de puissance (transistor, MMIC, voire même amplificateur complet) n'entraîne pas de défaillance de l'amplificateur. Le seul effet est une puissance de sortie réduite. C'est ce que l'on appelle la dégradation gracieuse, « graceful degradation » en Anglais. Dans cette configuration, la fiabilité de l'ensemble augmente avec le nombre d'éléments de puissance.

Inversement, lorsqu'un combineur de puissance n'isole pas ses entrées entre elles, une défaillance de l'un des éléments de puissance combinés peut entraîner la défaillance de l'ensemble du système. Dans cette configuration, la fiabilité diminue avec le nombre d'éléments.

La [figure 42](#) montre la probabilité de défaillance d'un amplificateur de puissance en fonction du nombre d'éléments combinés. Les explications sur la méthode de calcul employées et les hypothèses retenues sont données en [annexe D.4](#). La différence est flagrante et se passe de commentaires.

Évaluer la capacité d'un combineur à isoler réellement ses entrées entre elles est difficile. Des détails supplémentaires sont donnés en [annexe D.5](#) et une tentative d'évaluation est donnée dans la [annexe D.6](#). De manière synthétique, trois remarques peuvent être faites :

- La seule magnitude en dB des coefficients de couplage S_{ij} entre les différentes entrées est trompeuse.
- La vérification finale de la capacité d'un combineur de puissance à supporter une panne doit se faire par simulation numérique.
- Une valeur maximale des coefficients de couplage S_{ij} pour avoir une isolation effective des entrées et bénéficier d'une dégradation douce peut malgré tout être évaluée sous certaines hypothèses. Le [tableau 8](#) donne la valeur de l'isolation naturelle et de la valeur maximale des

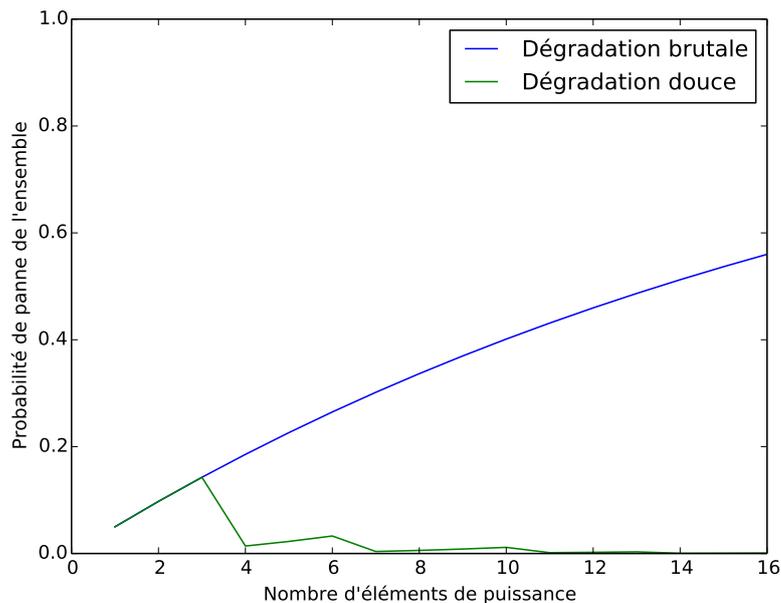


FIGURE 42 – Probabilité de défaillance d'un amplificateur de puissance en fonction du nombre d'éléments combinés.

Nombre d'entrées	$ S_{23} $ sans isolation	$ S_{23} $ maximum
2	-6,0	-26,4
4	-12,0	-27,2
8	-18,1	-28,6
16	-24,1	-30,9

TABLE 8 – $|S_{23}|$ naturel et $|S_{23}|$ maximum requis pour avoir $K \leq 0,95$. Reprise du [tableau 18](#).

coefficients S_{ij} pour avoir une isolation effective. Les détails du calcul sont donnés dans la [annexe D.6](#).

Dans le cas où le combineur ne fournit pas d'isolation intrinsèque des entrées, cette isolation peut être rajoutée « après coup » par l'ajout d'isolateurs ou de circulateurs aux entrées.

L'ajout d'isolateurs (ou circulateurs) entraîne des pertes supplémentaires par rapport à la version sans isolateurs, ainsi qu'un encombrement élevé. Cependant, l'ajout d'isolateurs est de toute manière très souhaitable afin de protéger les éléments de puissance contre les désadaptations de la charge de l'amplificateur. De plus, il est bien plus facile de trouver des petits isolateurs, à rajouter devant chacune des entrées du combineur de puissance, qu'un gros isolateur, à rajouter en sortie.

Ainsi, l'utilisation d'isolateurs (ou circulateurs) devant les entrées du combineur de puissance permet simultanément l'isolation des éléments de puissance entre eux et leur protection contre des désadaptations de la charge. Mais les transistors GaN sont déjà très robustes envers les désadaptations de la charge, et, comme nous le verrons dans le [chapitre 14](#), les isolateurs (comme les circulateurs) ont de nombreux défauts qui rendent leur utilisation peu pratique.

9.5 CLASSIFICATION DES COMBINEURS

Il est difficile de faire une classification complète de tous les combineurs de la littérature. Nous allons néanmoins tenter une classification partielle dans la [figure 43](#).

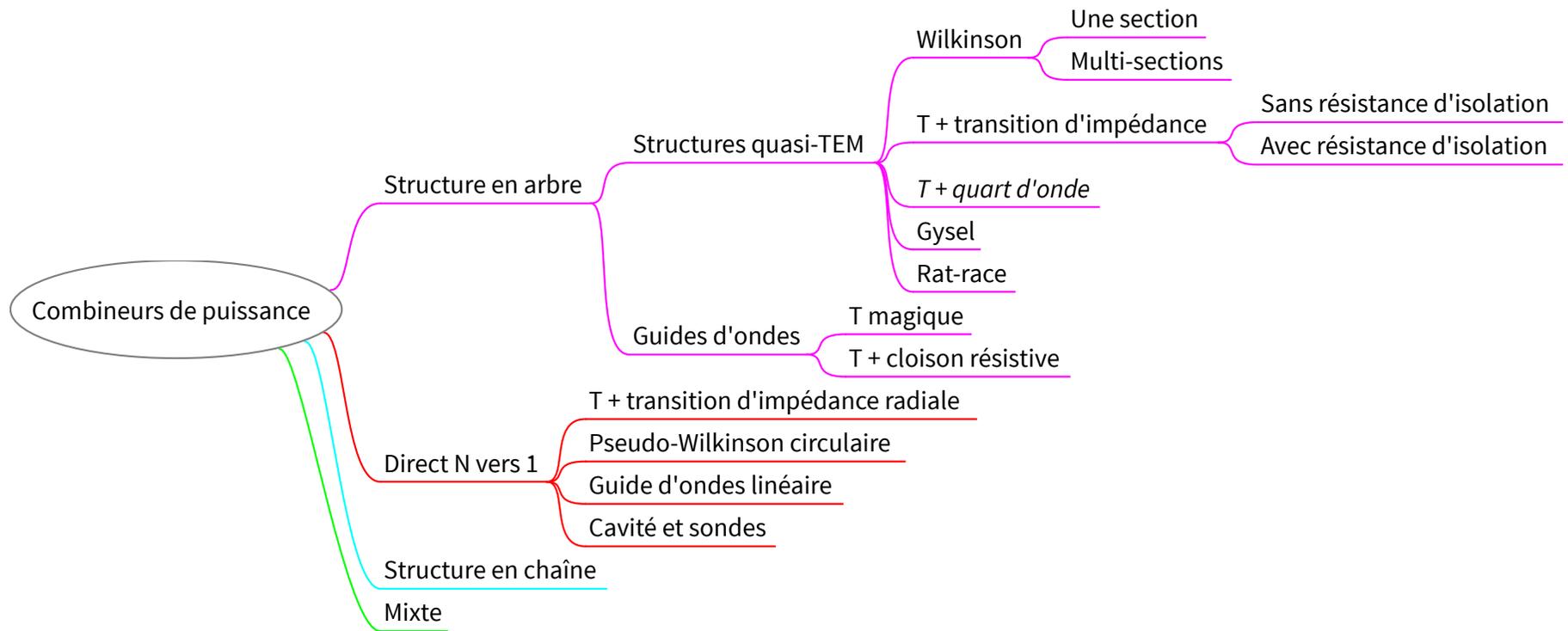


FIGURE 43 – Arbre des combineurs de puissance

Afin d'alléger cet arbre, les critères suivants ont été omis, malgré leur importance :

- L'isolation. La plupart des structures de cet arbre possède une version avec résistances d'isolation et une version sans résistances d'isolation. Par exemple, le Wilkinson peut être vu comme une version du T + quart d'onde avec résistance d'isolation.
- La présence ou non de résonances. Ce n'est pas un critère binaire, dans le sens où les résonances peuvent être plus ou moins prononcées. En termes techniques, le facteur de qualité peut être plus ou moins élevé.

L'arbre de la [figure 43](#) se divise en trois grandes familles :

- Les combineurs directs de N entrées vers une seule sortie.
- Les combineurs en arbre.
- Les combineurs en chaîne.

Les combineurs directs de N entrées vers une seule sortie ajoutent les puissances de leurs entrées en une seule étape.

Les combineurs en arbre utilisent une structure récursive, telle qu'illustrée dans la [figure 44](#) [69]. Le nombre d'entrées est divisé par 2 à chaque étape pour arriver au final à une seule sortie. Cette architecture ne permet d'avoir que des puissances de 2 comme nombre d'entrées. Cependant, cette contrainte ne pose aucun problème pour nos applications. Les combineurs en arbre peuvent être classés en différentes catégories selon le type de combineur employé à chaque étape. Les différentes solutions permettant de combiner deux entrées seront discutées dans la suite de ce document.

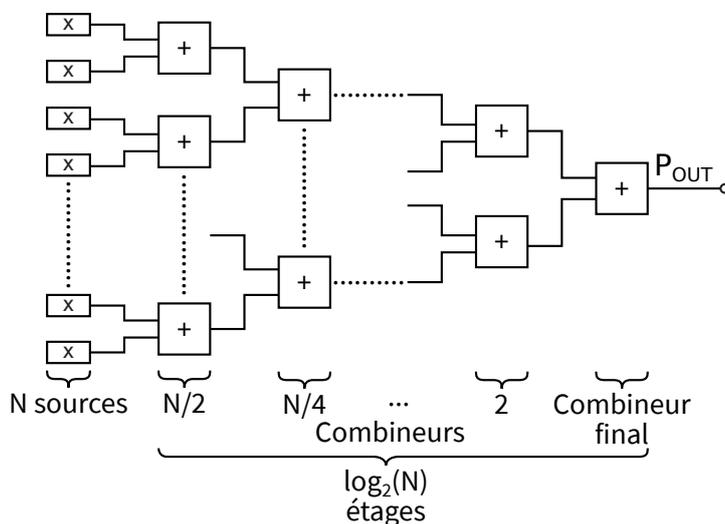


FIGURE 44 – Principe des combineurs en arbre. Adapté de [69].

Les combineurs en chaîne, tels qu'illustrés dans la [figure 45](#), ajoutent successivement les puissances des entrées. Nous n'allons pas étudier cette architecture plus en détail, car ses pertes sont élevées, comme nous allons le voir dans la section suivante.

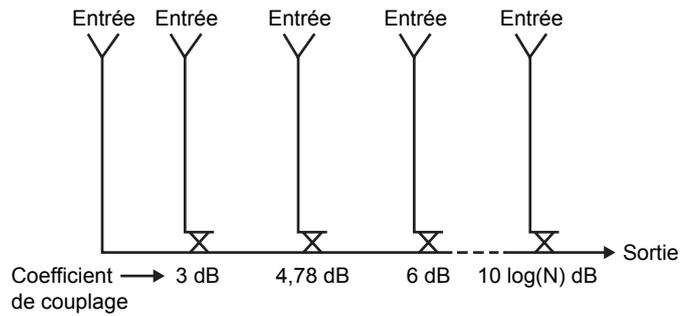


FIGURE 45 – Principe des combineurs en chaîne. Traduit de [69].

9.6 IMPACT DE LA STRATÉGIE DE COMBINAISON DE PUISSANCE SUR L'EFFICACITÉ

L'architecture d'un combineur de puissance (chaîne, arbre ou direct) a un impact sur son efficacité. La figure 46 compare les pertes d'un combineur de puissance en arbre avec un combineur de puissance en chaîne pour différentes valeurs en dB des pertes d'insertion de chaque étage (repris de [69, 108]).

Il apparaît immédiatement que les pertes des combineurs de puissance en chaîne sont beaucoup plus élevées que celles des combineurs en arbre, à nombre d'entrées et à pertes d'insertion par étage identiques [69, 108]. Compte-tenu des autres difficultés pratiques de l'emploi de combineurs en chaîne [69, 108], cette approche ne sera pas développée ici.

La figure 47 présente une comparaison des pertes d'un combineur en arbre et d'un combineur direct pour différents scénarios de pertes par étage [69]. Les pertes d'un combineur direct sont souvent plus élevées que les pertes d'un étage d'un combineur en arbre, mais sont à peu près indépendantes du nombre d'entrées.

La comparaison des deux architectures n'est pas facile, car les pertes d'insertion sont difficiles à estimer a priori. Il faudra donc impérativement essayer différentes architectures par simulation numérique.

9.7 IMPACT DES DÉSÉQUILIBRES DE PHASE ET D'AMPLITUDE SUR L'EFFICACITÉ DU COMBINEUR

En plus de ses pertes « pures », c'est-à-dire lorsque le $|S_{11}|$ est inférieur à ce qu'il devrait valoir, deux sources de pertes supplémentaires sont présentes :

- Le déséquilibre des phases des sources de puissance combinées.
- Le déséquilibre des amplitudes des sources de puissance combinées.

Les références [46, 125, 135] étudient l'impact des déséquilibres des phases des sources de puissance combinées sur le rendement du combineur et

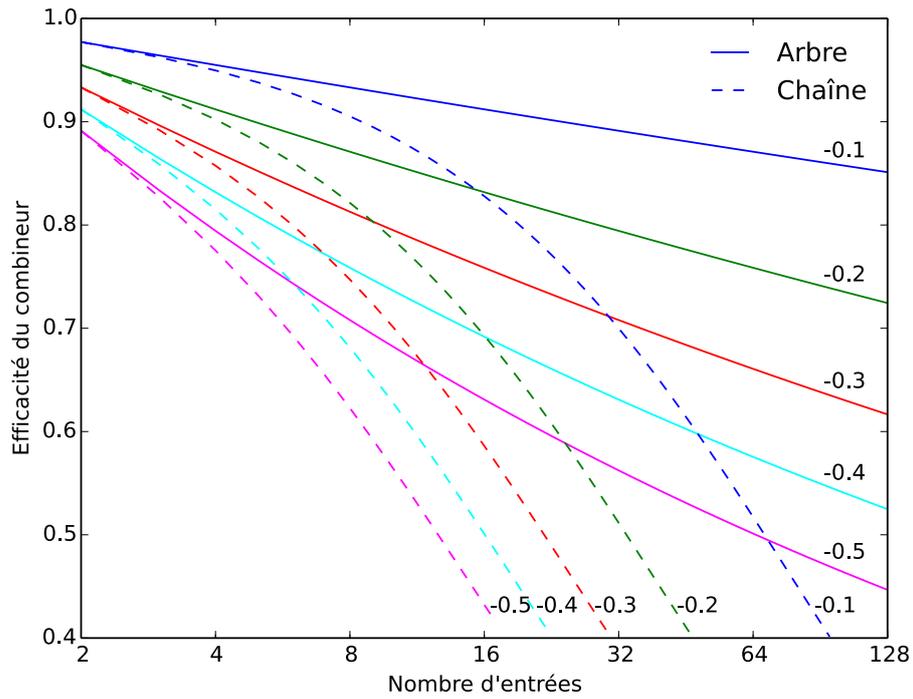


FIGURE 46 – Comparaison de l'efficacité d'un combineur en arbre et d'un combineur en chaîne pour différentes valeurs des pertes par étage en dB (repris de [69, 108]).

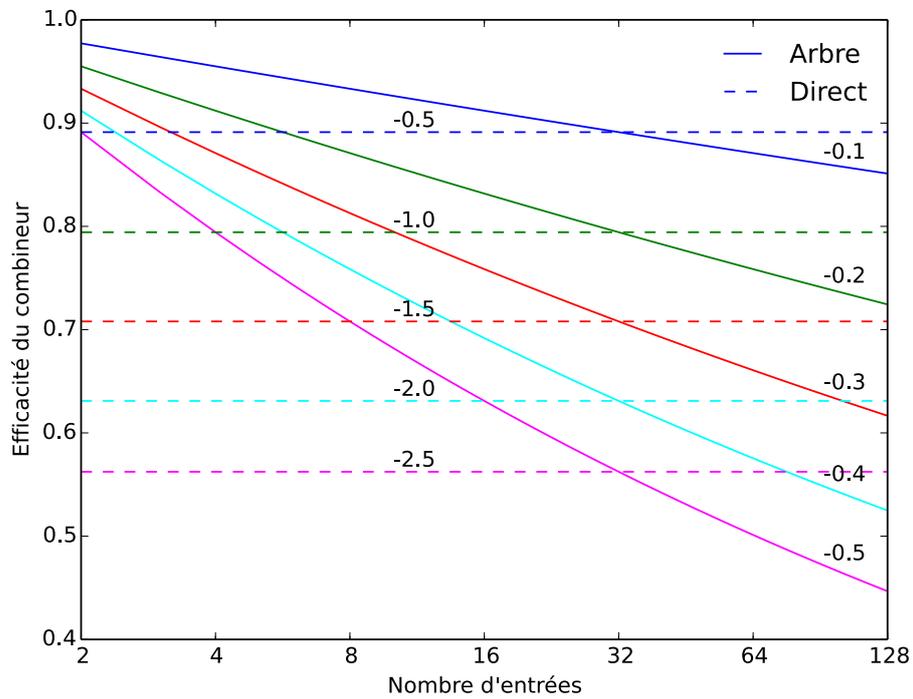


FIGURE 47 – Comparaison de l'efficacité d'un combineur en arbre et d'un combineur direct pour différentes valeurs de pertes par étage en dB (adapté de [69]).

[125], [135] donnent des courbes. Néanmoins, ces références utilisent une approche basée sur une valeur RMS des écarts de phase et d'amplitude, peu pertinentes pour nos applications.

[43, 70] donnent des courbes intéressantes du rendement d'un combineur en fonction des écarts de phase et d'amplitude des sources combinées. La [figure 48](#), inspirée de [70] (elle reprend la présentation en lignes d'iso-rendements) montre le rendement d'un combineur sans pertes en fonction des déséquilibres des phases et des amplitudes des sources combinées. La formule et le détail des calculs [99] sont donnés dans l'[annexe D.2](#).

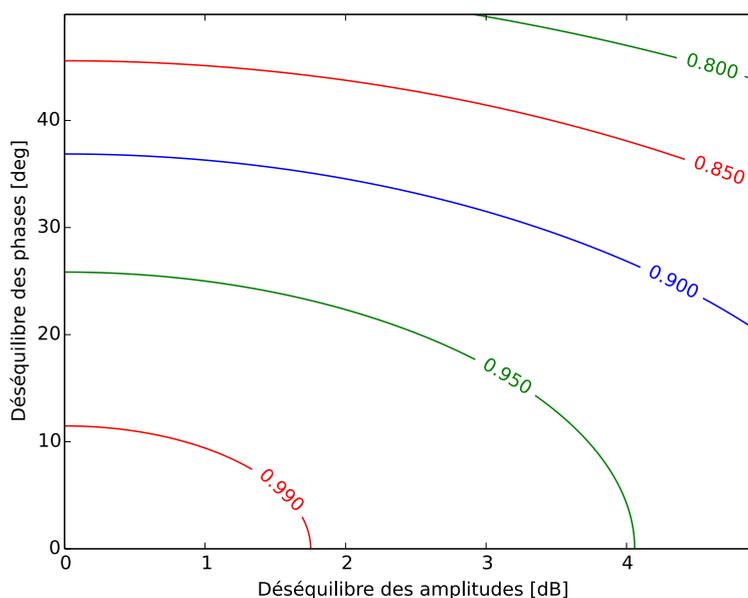


FIGURE 48 – Rendement d'un combineur sans pertes en fonction des déséquilibres des phases et des amplitudes des sources. Inspiré de [70].

De cette courbe, on peut déduire des conclusions similaires à celles de [70] :

- L'efficacité de combinaison varie très peu en fonction du déséquilibre des amplitudes. La ligne de rendement à 95 % croise l'axe horizontal à environ 4 dB, ce qui représente un déséquilibre des amplitudes considérable, supérieur à 50 %.
- L'efficacité de combinaison varie en revanche assez fortement avec la phase. Le rendement chute à 90 % pour un écart de phase de 40°.

On peut donc négliger totalement l'effet du déséquilibre des amplitudes pour nos applications.

Concernant l'effet de la phase, celui-ci dépendra de la structure du combineur utilisé. Dans le cas d'un combineur symétrique, seules les tolérances mécaniques entraînent un écart de phase entre les entrées. Le rendement reste supérieur à 99 % pour un écart de phase inférieur à 10°. Cet écart

de phase correspond à une longueur d'onde d'environ 2 mm à 2 GHz (en prenant comme hypothèse une ligne microstrip avec un ϵ_{eff} de 2. Ceci reste dans les tolérances mécaniques usuelles donc, pour nos applications, l'écart de phase ne jouera pas un rôle significatif dans le cas d'un *combineur symétrique*.

Enfin, les pertes d'insertion pures restent à prendre en compte. La [figure 49](#) est utile pour l'évaluation rapide des combineurs *non symétriques* car elle permet de tenir compte de l'effet du déséquilibre des phases induit par le combineur et par les amplificateurs, en plus des pertes d'insertion.

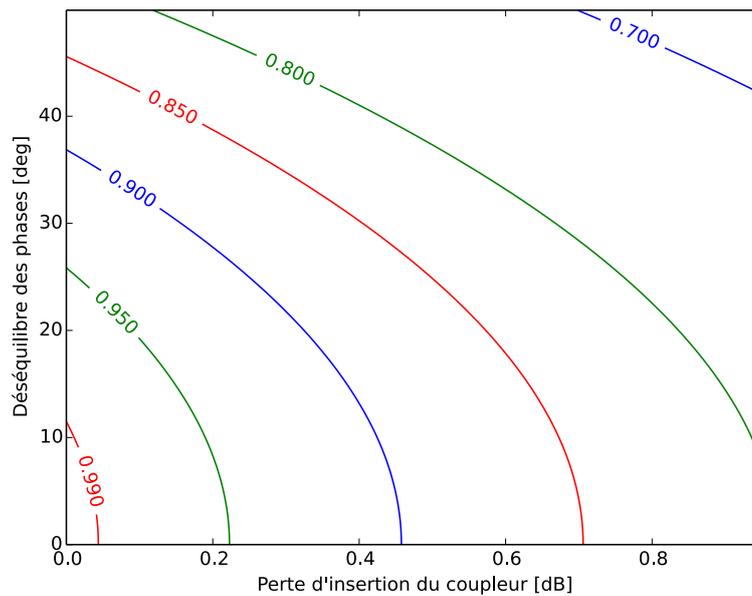


FIGURE 49 – Rendement du combineur en fonction des déséquilibres des phases et de la perte d'insertion du coupleur.

COMBINEURS EN ARBRES

Les combineurs en arbre étant constitués de plusieurs étages mis en cascade, les solutions techniques utilisables pour chacun de ces étages seront discutées ici. Il est également possible de combiner ces différentes solutions techniques. Par exemple, une pratique courante consiste à utiliser des combineurs de Wilkinson dans les premiers étages et des simples T dans les suivants.

10.1 LE SIMPLE T SANS TRANSFORMATION D'IMPÉDANCE

Ce type de combineur de puissance a déjà été décrit en détail dans la [section 9.2](#). Ses principales propriétés sont décrites ici pour le confort du lecteur.

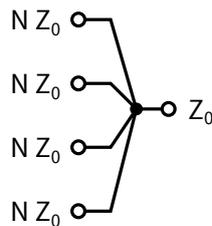


FIGURE 50 – Simple T sans transformation d'impédance, rappel de la figure 41

10.1.1 Réalisations possibles

Planaire	Microstrip	OK
	Coplanaire	OK
	Stripline	OK
Coaxial		OK
Guide d'ondes		OK

10.1.2 Avantages

- Bande passante très large, potentiellement infinie.
- Faibles pertes.
- Réalisation aisée.

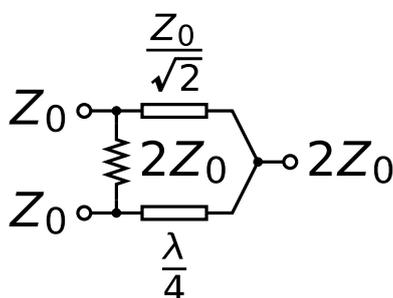
10.1.3 *Inconvénients*

- Impédances d'entrées et de sortie non standard : nécessite une transformation d'impédance externe qui amènera ses défauts.
- Aucune isolation : la panne d'un élément avec mise en court-circuit de la sortie mettra en panne l'ensemble.

10.2 WILKINSON À DEUX SORTIES, UNE SEULE SECTION

Références : [37, 119, 139].

Le cas du combineur de Wilkinson à sorties multiples sera traité dans une section ultérieure.



Il s'agit d'un simple T avec 2 modifications :

- Transformation d'impédance intégrée par ligne quart d'onde
- Ajout d'une résistance d'isolation entre les deux sorties

10.2.1 *Réalisations possibles*

Planaire	Microstrip	OK
	Coplanaire	OK
	Stripline	OK
Coaxial		OK
Guide d'ondes		NON

10.2.2 *Avantages*

- Réalisation aisée
- Isolation entre les deux entrées
- Possibilités de transformation d'impédance pour combiner des sources avec des impédances non standard

10.2.3 Inconvénients

- Bande passante modeste : inférieure à 30 %.
- Bande passante encore plus réduite dans le cas d'une transformation d'impédance intégrée depuis des impédances trop faibles.
- Résistance flottante peu pratique. D'une part, une résistance de longueur électrique nulle est nécessaire, ce qui est peu pratique pour un composant dissipant de la puissance. D'autre part, il est difficile de dissiper de la puissance dans un élément flottant, sans connexion à la masse.
- N'est facilement réalisable qu'avec deux entrées. Un plus grand nombre d'entrées nécessite donc d'utiliser plusieurs combineurs de ce style, ce qui provoque des pertes.

10.3 WILKINSON À DEUX SORTIES, MULTI-SECTIONS

Les combineurs de Wilkinson peuvent employer plus de deux sections afin d'augmenter la bande passante. Il est ainsi possible d'atteindre une bande passante allant jusqu'à une octave (1:2).

Planaire	Microstrip	OK
	Coplanaire	OK
	Stripline	OK
Coaxial		OK
Guide d'ondes		NON

10.3.1 Avantages

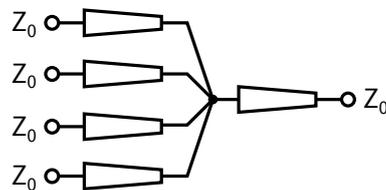
- Réalisation aisée
- Isolation entre les deux entrées
- Possibilités de transformation d'impédance pour combiner des sources avec des impédances non standard
- Bande passante très élevée, allant jusqu'à une octave (1:2). Cette bande passante élevée n'est toutefois pas atteignable avec une seule section dans le cas d'une transformation d'impédance intégrée depuis des impédances faibles.

10.3.2 *Inconvénients*

- N'est facilement réalisable qu'avec deux entrées. Un plus grand nombre d'entrées nécessite donc d'utiliser plusieurs combineurs de ce style, ce qui provoque des pertes.
- L'augmentation de la longueur du Wilkinson augmente les pertes par rapport à la version standard.
- Résistance flottante peu pratique.

10.4 T + TRANSITION D'IMPÉDANCE (« TAPER »)

Références : [33, 52, 76].



Il s'agit d'un simple T de jonction, mais avec adaptation d'impédance intégrée par une transition continue de l'impédance de la ligne de transmission de Z_0 vers $N \cdot Z_0$. Le terme anglais est « taper », signifiant littéralement « fuselage ».

10.4.1 *Réalisations possibles*

Planaire	Microstrip	OK
	Coplanaire	OK
	Stripline	OK
Coaxial		OK
Guide d'ondes		OK

10.4.2 *Avantages*

- Forte bande passante, limitée seulement par l'encombrement des lignes.
- Faibles pertes.
- Réalisation aisée.

10.4.3 *Inconvénients*

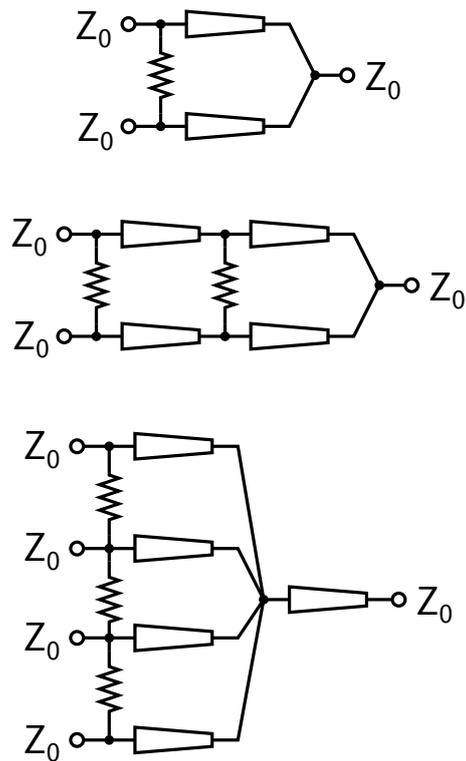
- Transition d'impédance susceptible d'être encombrante.

- Aucune isolation entre les sorties. Comportement aléatoire en cas de mise en court-circuit d'une de ses entrées.

10.4.4 Commentaires

Cette configuration est peu utilisée en planaire, à cause du manque d'isolation. La configuration suivante est bien plus utilisée.

10.5 TAPER + RÉISTANCES D'ISOLATION



Références : [26, 147].

Il s'agit d'une amélioration du simple « taper » par ajout de résistances d'isolation.

Planaire	Microstrip	OK
	Coplanaire	OK
	Stripline	OK
Coaxial		OK
Guide d'ondes		NON

10.5.1 *Avantages*

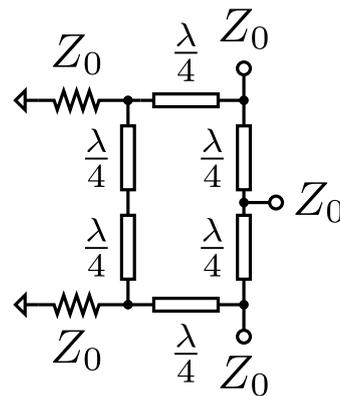
- Forte bande passante, limitée seulement par l'encombrement des lignes.
- Réalisation aisée.

10.5.2 *Inconvénients*

- Transition d'impédance susceptible d'être encombrante.
- La version avec plus de deux entrées n'a pas une très bonne isolation entre ses entrées. Elle est toutefois suffisante pour conserver une dégradation douce en cas de panne.
- Résistance flottante peu pratique.

10.6 GYSEL

Références : [8, 54, 120].



Le Gysel est dans son fonctionnement similaire au Wilkinson, sauf que la résistance d'isolation est remplacée par un réseau plus complexe constitué de lignes quart d'onde et de résistances d'isolation connectées à la masse.

10.6.1 *Réalisations possibles*

Planaire	Microstrip	OK
	Coplanaire	OK
	Stripline	OK
Coaxial		OK
Guide d'ondes		OK

10.6.2 *Avantages*

10.6.2.1 *Avantages commun avec le Wilkinson*

- Réalisation aisée
- Isolation des entrées entre elles
- Possibilités de transformations d'impédance

10.6.2.2 *Avantages propres au Gysel*

- Résistances d'isolation à la masse. Non seulement cette configuration est beaucoup plus facile à réaliser que la résistance flottante du Wilkinson mais en outre, cette configuration permet de dissiper beaucoup plus de puissance car la masse fournit également un chemin pour l'évacuation de la chaleur.
- Possibilité de surveiller les déséquilibres et donc d'avoir une indication en cas de panne d'une source élémentaire [54, 85].

10.6.3 *Inconvénients*

- Bande passante encore plus réduite que le Wilkinson a une seule section : 20 %.
- Layout délicat si l'on combine plusieurs combineurs de Gysel en cascade sur PCB.

10.7 RAT-RACE

Circuit très similaire au Gysel [126]. Un auteur a même réinventé le rat-race en partant du Gysel [1]. Ce circuit ne sera pas plus développé ici pour deux raisons. D'une part, ce circuit ne présente aucun intérêt particulier pour nos applications. D'autre part, ce circuit est dissymétrique ce qui entraîne des problèmes d'erreurs de phase dans la combinaison des puissances.

COMBINEURS EN GUIDE D'ONDES

11.1 DONNÉES ESSENTIELLES SUR LES GUIDES D'ONDES FONCTIONNANT EN BANDE L

	BANDE PASSANTE GHz	DIMENSIONS mm × mm	LONGUEUR D'ONDE EN MILIEU DE BANDE mm	TENUE EN PUISSANCE MW
WR-770	0,96 – 1,45	196 × 98	322	89
WR-650	1,12 – 1,7	165 × 83	278	63
WR-510	1,45 – 2,2	130 × 65	212	39

TABLE 9 – Guides d'ondes standard couvrant en partie la bande L. Dimensions standard d'après [101, 127, 132], calcul de la longueur d'onde en milieu de bande d'après [128]. Calcul¹ de la tenue en puissance d'après [123, 136].

	BANDE PASSANTE GHz	DIMENSIONS mm × mm	GAP mm	LONGUEUR D'ONDE EN MILIEU DE BANDE mm	TENUE EN PUISSANCE MW
WRD-840	0,84 – 2	157 × 73	31	244	34

TABLE 10 – Caractéristiques du guide d'onde ridgé couvrant la bande L. Dimensions standard d'après [42, 87], calcul de la longueur d'onde en milieu de bande d'après [30, 36]. Calcul² de la tenue en puissance d'après [6, 123, 136].

Le [tableau 9](#) récapitule les guides d'ondes non ridgés couvrant en partie la bande L. Leur bande passante s'étend sur une demi-octave. Il est impossible de couvrir l'intégralité d'une octave avec un guide d'onde non ridgé.

Le [tableau 10](#) récapitule les caractéristiques du guide d'onde ridgé couvrant l'intégralité de la bande L. Sa bande passante dépasse l'octave et couvre l'intégralité de la bande L.

1. $P = 6000 \text{ W} \cdot a_{\text{mm}} \cdot b_{\text{mm}} \cdot \lambda / \lambda_g$, avec a_{mm} la largeur du guide en mm, b_{mm} sa hauteur en mm, λ la longueur d'onde dans l'espace libre et λ_g celle dans le guide [123, 136]. Approximativement, $\lambda / \lambda_g \approx 0,75$.

2. Calcul à l'aide de la formule précédente en prenant pour a_{mm} la largeur du guide d'ondes rectangulaire ayant la même fréquence de coupure et pour b_{mm} la hauteur du gap.

En revanche, comme on peut le voir dans les tableaux 9 et 10, les guides d'ondes en bande L sont très encombrants : la section du plus petit guide d'onde fait 130 mm de large pour 65 mm de haut. De plus, contrairement au câble coaxial ou au microstrip, il est inenvisageable de le replier pour gagner de la place.

Néanmoins, pour des applications de très forte puissance (tous les guides d'ondes cités précédemment tiennent plus de 30 MW de puissance crête), les guides d'ondes restent un incontournable, malgré leur encombrement.

11.2 T MAGIQUE

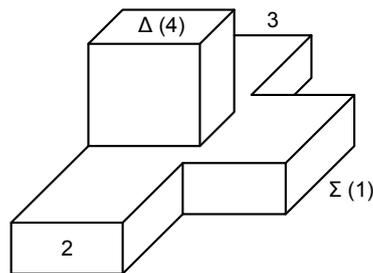


FIGURE 51 – T magique [78].

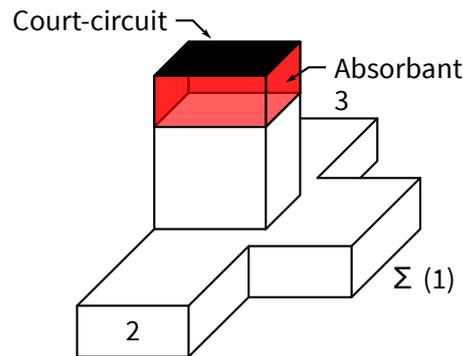


FIGURE 52 – T magique avec terminaison. Adapté de [78].

Le T magique est une structure à 4 ports (figure 51), réalisée en guide d'ondes, qui renvoie sur son port Σ la somme de ses entrées (ports 2 et 3) et sur son port Δ la différence de celles-ci. Cette structure est qualifiée de magique car, bien qu'étant situées face à face, ses entrées sont totalement isolées l'une de l'autre [122].

Lorsqu'il est utilisé en combineur de puissance, le port Δ est habituellement terminé par une charge adaptée, comme illustré sur la figure 52.

11.2.1 Avantages

- Très faibles pertes

- Isolation entre les deux entrées
- Forte tenue en puissance car charge d'isolation externe

11.2.2 Inconvénients

- Bande passante limitée par le guide d'onde (dans le cas d'un guide d'onde non ridgé)
- Très encombrant en bande L

11.3 T MAGIQUE AVEC CLOISON RÉSISTIVE

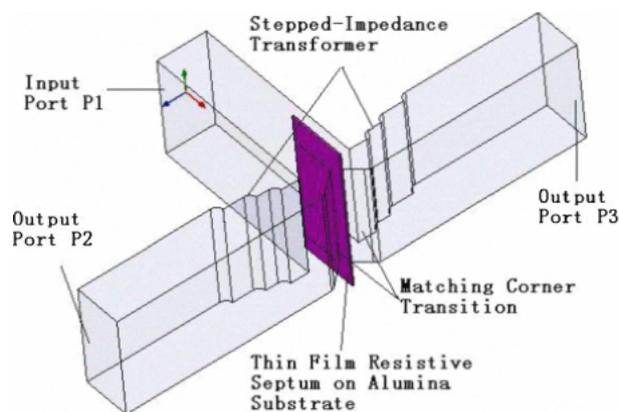


FIGURE 53 – T avec cloison résistive [148].

Le T avec cloison résistive, illustré dans la [figure 53](#), est une modification du T magique de base dans laquelle une cloison résistive [148] est ajoutée qui remplit la même fonction que la résistance d'isolation des combineurs de Wilkinson [119, 139].

11.3.1 Avantages

- Très faibles pertes
- Isolation entre les deux entrées

11.3.2 Inconvénients

- La manière dont est montée la cloison résistive lui permet-elle de dissiper beaucoup de puissance?
- Bande passante limitée par le guide d'onde (dans le cas d'un guide d'onde non ridgé)
- Très encombrant en bande L

COMBINEURS DIRECTS DE N ENTRÉES VERS UNE SORTIE

12.1 T + TAPER RADIAL

Références : [99] pour une version en guide d'ondes ridgé, [5] pour une version à base de transition coaxiale conique, [35, 48, 60, 110] pour des versions avec une ligne de transmission radiale, en forme de disque (la référence [60] ayant le schéma le plus clair). [52] est une thèse complète sur le sujet, avec beaucoup de références bibliographiques, qui décrit la conception et la construction d'une telle structure avec une transition coaxiale conique puis des transitions en microstrip.

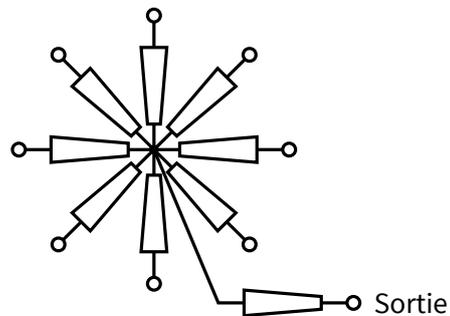


FIGURE 54 – T + transitions radiales

Cette structure, montrée [figure 54](#), est la combinaison d'un simple T de jonction avec des adaptations d'impédance par transition d'impédance continue (« taper »). Toutefois, derrière ce principe simple, les réalisations sont très variées et parfois très complexes. En particulier, l'usage de lignes de transmission non uniformes comme des disques avec propagation radiale, est commun. Ce type de lignes de transmission est très complexe à gérer car, d'une part, l'impédance caractéristique comporte une partie imaginaire, contrairement aux lignes de transmission uniformes. D'autre part, le comportement du point de jonction est plus subtil qu'un simple T idéalisé.

12.1.1 *Réalisations possibles*

Planaire	Microstrip	OK
	Coplanaire	OK
	Stripline	OK
Coaxial		OK
Guide d'ondes		OK

12.1.2 *Avantages*

- Forte bande passante, limitée seulement par l'encombrement des lignes.
- Faibles pertes.
- Réalisation aisée.

12.1.3 *Inconvénients*

- Transition d'impédance susceptible d'être encombrante.
- Aucune isolation entre les sorties. Comportement aléatoire en cas de mise en court-circuit d'une de ses entrées.

12.2 PSEUDO-WILKINSON CIRCULAIRE

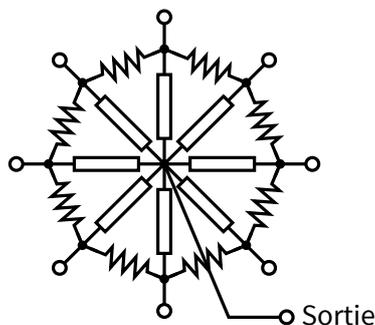


FIGURE 55 – Pseudo-Wilkinson circulaire.

Le pseudo-Wilkinson circulaire, montré [figure 55](#), est un circuit similaire au Wilkinson à N entrées. En particulier, la transformation d'impédance s'y fait également par ligne quart d'onde. Cependant, il s'agit d'une version dégénérée du Wilkinson à N entrées dans le sens où les résistances d'isolation n'ont pas la configuration usuelle en étoile avec connexion commune à un point flottant mais une configuration en anneau où une résistance est présente seulement entre deux entrées adjacentes.

12.2.1 *Avantages*

- Réalisation aisée
- Isolation entre les entrées imparfaite, mais suffisante
- Possibilités de transformation d'impédance

12.2.2 *Inconvénients*

- Bande passante modeste : inférieure à 30 %
- Bande passante encore plus réduite dans le cas d'une transformation d'impédance intégrée depuis des impédances trop faibles
- Bande passante diminue avec le nombre d'entrées
- Résistance flottante peu pratique

La référence [75] montre un combineur très similaire à ce principe.

12.3 COMBINEURS DIRECTS À BASE DE GUIDE D'ONDES LINÉAIRE

Il existe dans la littérature des combineurs directs à base de guide d'ondes linéaires, avec des sondes placées à une distance de λ l'une de l'autre. Un exemple est montré dans la [figure 56](#) [109].

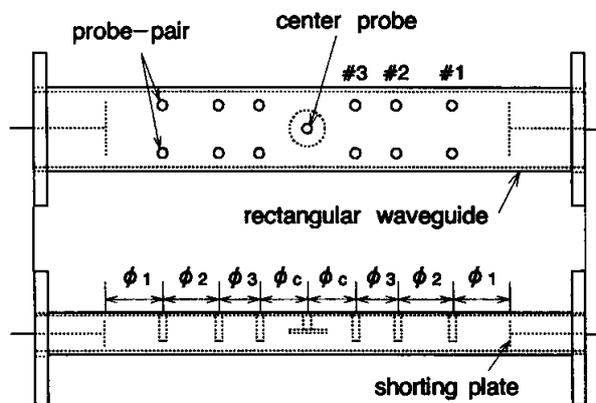


FIGURE 56 – Combineur direct à base de guide d'ondes linéaire. Extrait de [109].

Néanmoins, à cause de leur faible bande passante (inférieure à 10 %, sans possibilité d'augmenter celle-ci), ainsi que de leur encombrement, ces solutions ne seront pas plus étudiées dans cette thèse.

12.4 COMBINEURS À CAVITÉ ET SONDES

Ce type de combineurs, montré [figure 57](#), est constitué d'une cavité alimentée par des sondes en périphérie et dont la puissance totale combinée

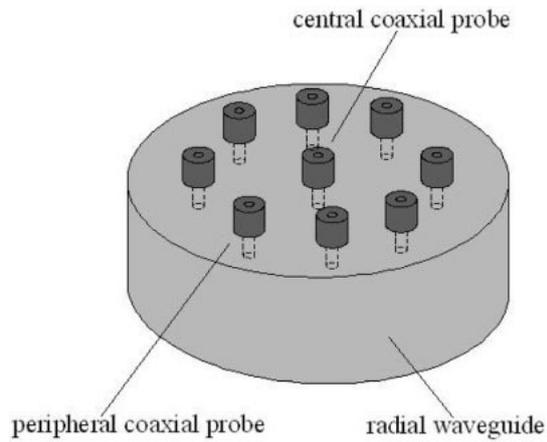


FIGURE 57 – Combineur à cavité et à sondes [113, 114].

est récupérée par une sonde en son centre. Contrairement à ce que pourrait laisser croire une analyse trop hâtive, ce genre de combineurs peut avoir des bandes passantes très élevées. En effet, le mode de propagation dominant dans ce type de cavités est un mode TEM, contrairement aux guides d'ondes [81]. Les combineurs décrits dans les références [113, 114] ont une bande passante à 1 dB dépassant les 80 %.

Le principal inconvénient de ce type de combineurs est leur absence d'isolation.

Le terme combineur spatial est utilisé de manière assez large dans la littérature scientifique. Dans la présente thèse, nous qualifierons de « combineur spatial » un combineur ayant une structure tridimensionnelle, par rapport aux combineurs ayant une structure plane. Ce terme de « structure plane » regroupe non seulement les combineurs plans traditionnels, que l'on peut fabriquer en circuit imprimé ou en circuit intégré, mais également les combineurs à base de guide d'ondes ayant une structure relativement simple.

Le terme de quasi-optique est également employé dans la littérature scientifique. Toutefois, nous n'allons pas utiliser ce terme car il sous-entend une propagation en espace libre, alors que beaucoup de combineurs spatiaux fonctionnent avec une propagation guidée.

13.1 COMBINEURS SPATIAUX EN GRILLE (« GRID »)

Ce type de combineur suit le schéma de la [figure 58](#) [143, 144]. Il part d'un guide d'ondes qui augmente progressivement de taille pour illuminer un tableau d'amplificateurs. Ensuite, le guide d'ondes diminue progressivement de taille jusqu'à atteindre de nouveau la taille standard.

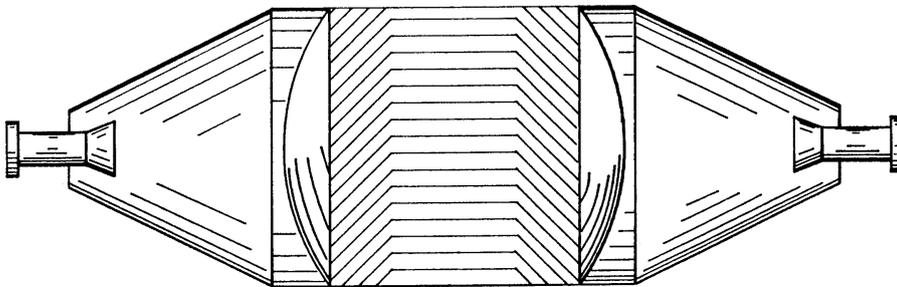


FIGURE 58 – Combineur spatial en grille (« grid ») [143, 144].

Le défaut majeur de cette approche est qu'il n'y a pas de bon chemin pour évacuer la chaleur produite par les amplificateurs, ce qui limite fortement son utilisation dans les applications de très forte puissance.

C'est pour résoudre ce problème d'évacuation de la chaleur que la variante de la [figure 59](#) est employée. Dans cette variante, l'entrée de chaque amplificateur est relié à une « antenne »¹ en polarisation verticale, tandis que la sortie est reliée à une « antenne » en polarisation horizontale. L'entrée et la sortie de l'ensemble se fait du même côté, grâce à l'utilisation d'un

diplexeur de polarisation. De cette manière, l'autre côté est libre pour y fixer des radiateurs, ce qui permet de refroidir aisément les amplificateurs.

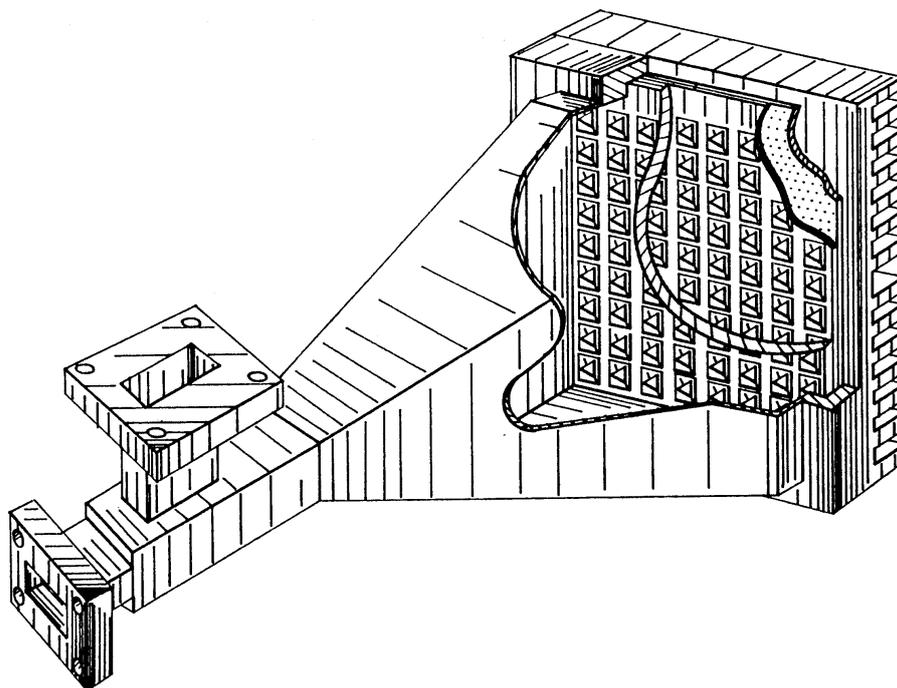


FIGURE 59 – Combineur spatial en grille (« grid ») [143, 144].

Cependant, cette approche a de nombreux inconvénients, dont certains sont partagés avec la variante « deux-côtés ». L'assemblage est complexe. Le champ n'est pas uniforme et les amplificateurs n'ont pas la même puissance d'entrée : les amplificateurs du bord ont un champ très faible, tandis que ceux du milieu ont un champ fort. Ceci diminue la puissance totale disponible. L'isolation de la sortie vers l'entrée de l'ensemble est limitée par la polarisation croisée du diplexeur d'entrée. Ces combineurs n'isolent pas leurs entrées entre elles, ce qui peut poser des problèmes discutés à la [section 9.4](#). Enfin, et ce point est rédhibitoire pour nos applications, la bande passante est limitée à celle des guides d'ondes utilisés.

13.2 COMBINEURS SPATIAUX EN PLATEAU (« TRAY »)

La technique du combineur spatial en plateau (« tray »), illustrée dans les figures [60](#) et [61](#) consiste à mettre dans un guide d'ondes plusieurs transitions de type finline vers microstrip [\[31\]](#). Chacune de ces transitions alimente un amplificateur.

Le refroidissement est plus aisé qu'avec un combineur spatial, de même que le montage. Par contre, les autres inconvénients des combineurs en

1. Le terme d'antenne est impropre car nous sommes en propagation guidée, mais est conservée pour la clarté de l'exposé.

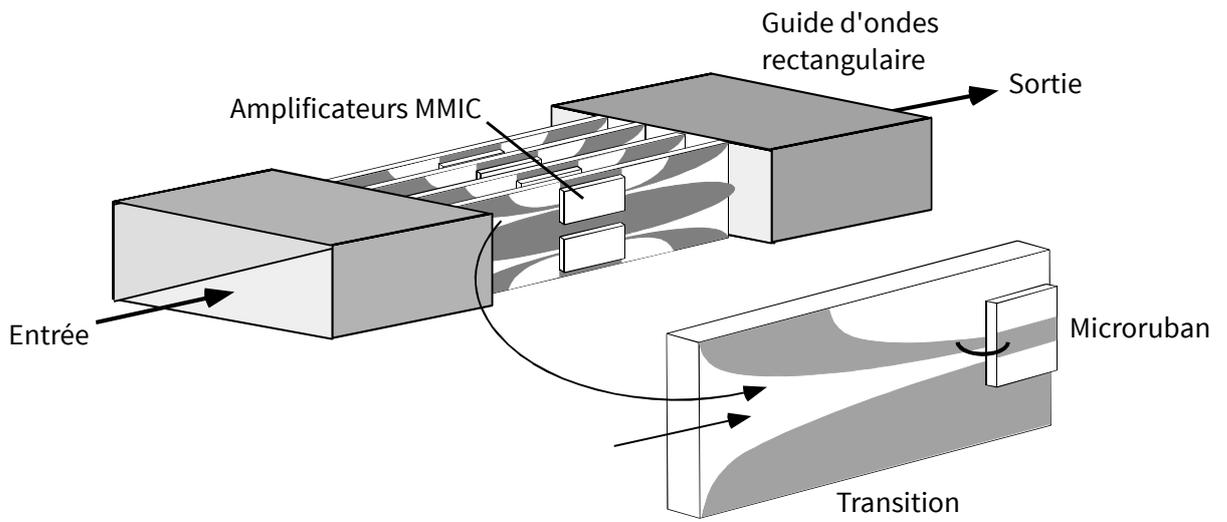


FIGURE 60 – Principe du combineur spatial en plateau (« tray ») [31].

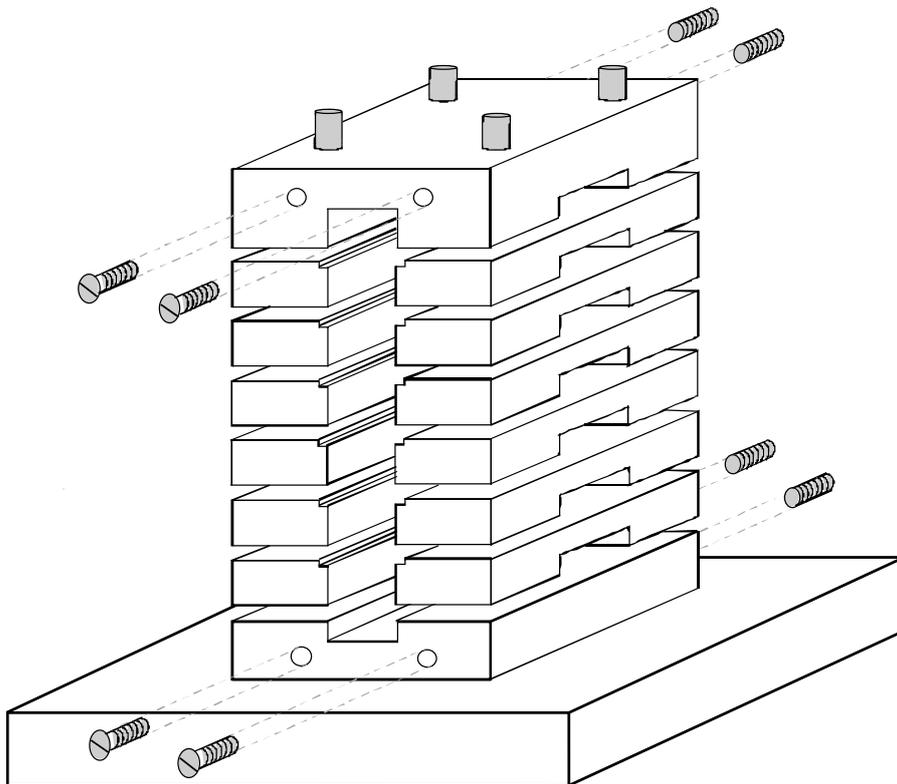


FIGURE 61 – Exemple de montage d'un combineur spatial en plateau (« tray ») [31].

grille restent : l'illumination non uniforme des amplificateurs, l'absence d'isolation (voir [section 9.4](#)) et la bande passante limitée du guide d'ondes.

13.3 COMBINEURS SPATIUM™

Les combineurs Spatium™ [4, 19, 62–65] tentent de corriger deux défauts des combineurs en plateau : l'alimentation non-uniforme des amplificateurs et la limitation de bande passante. Ces deux défauts sont dus à l'utilisation d'un mode de propagation TE_{10} dans le guide d'ondes. D'une part, comme illustré dans la [figure 62](#), le champ dans ce mode n'est pas uniforme. Ceci implique que les puissances de sortie des amplificateurs ne sont pas identiques, ce qui limite le rendement et la puissance de sortie maximale de l'ensemble. D'autre part, ce mode possède une fréquence de coupure, ce qui limite la bande passante.

Pour résoudre ces deux problèmes, il faudrait utiliser un mode de propagation sans fréquence de coupure et permettant d'alimenter l'ensemble des amplificateurs avec la même puissance d'entrée.

C'est le principe des combineurs Spatium™ [4, 19, 62–65], illustrés dans la [figure 63](#). Il s'agit d'un combineur extrêmement similaire aux combineurs en plateau de la section précédente, mais dans lequel le guide d'onde est remplacé par une ligne de transmission coaxiale. Ce type de ligne supporte un mode TEM, sans fréquence de coupure basse, et qui présente une symétrie de rotation, illustrée [figure 62](#), permettant d'alimenter l'ensemble des amplificateurs avec la même puissance d'entrée. Ainsi, les deux problèmes des combineurs en plateau sont résolus.

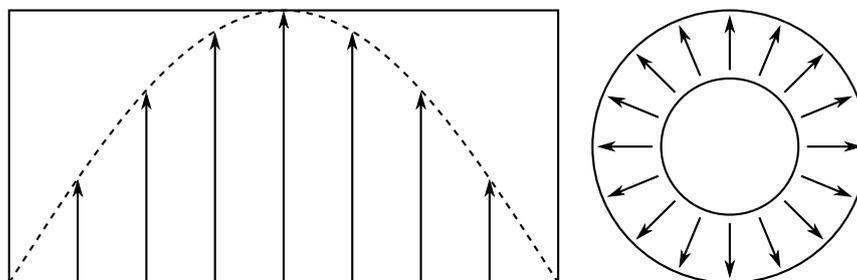


FIGURE 62 – Comparaison des modes de propagation dans un guide d'ondes et un câble coaxial. La propagation dans le guide d'ondes (gauche) suit un mode TE_{10} , tandis que celle dans le câble coaxial (droite) suit un mode TEM axisymétrique.

Cependant, comme les combineurs en plateau, les combineurs Spatium™ enferment les amplificateurs à l'intérieur de la structure, ce qui rend la dissipation thermique difficile. Un dispositif est certes prévu pour évacuer la chaleur de l'intérieur du combineur vers l'extérieur, mais ce dispositif n'est pas aussi performant que si les amplificateurs étaient directement montés à l'extérieur du combineur.

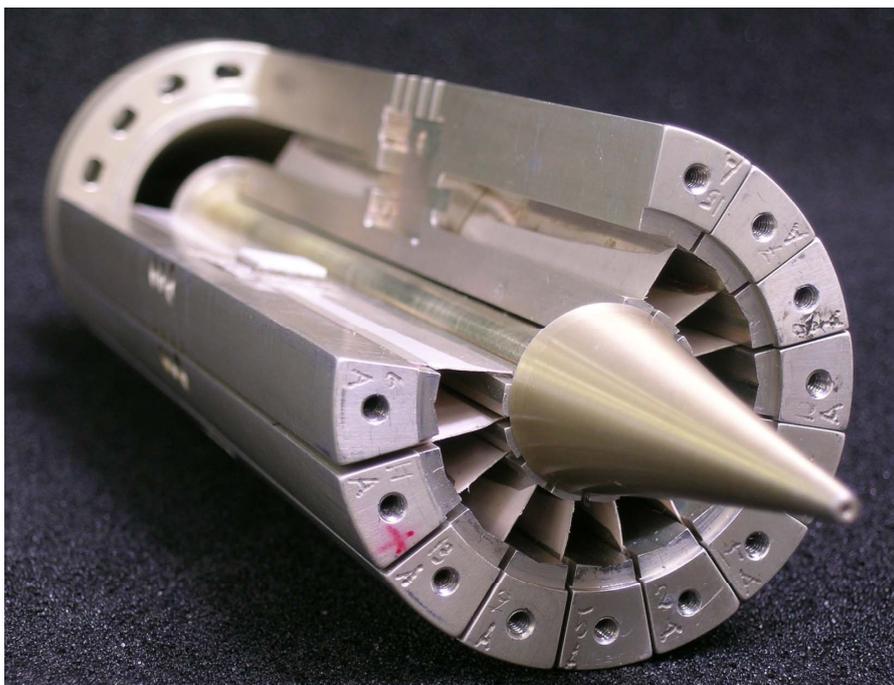


FIGURE 63 – Combineur Spatium™ [19].

De plus, de même que les combineurs en plateau, ces combineurs n'isolent pas leurs entrées entre elles, ce qui peut poser des problèmes discutés à la [section 9.4](#). Il est remarquable que la thèse sur ces combineurs est silencieuse sur ce point, alors qu'elle est très détaillée sur le reste.

Ce combineur de puissance a fait l'objet de dépôts de brevets [11, 39, 41, 61], ce qui restreint son utilisation. De plus, ces brevets sont états-unis, ce qui pose des problèmes pas rapport aux restrictions ITAR.

13.4 COMBINEURS EN ESPACE LIBRE

Ce panorama des combineurs spatiaux ne serait pas complet sans évoquer les combineurs en espace libre. Dans ce type de combineurs, la propagation de l'onde n'est pas guidée mais libre. Dans ce type de combineur, les pertes métalliques et diélectriques sont très faibles, car il n'y a ni métal ni diélectrique dans la zone de propagation. En revanche, comme la propagation n'est pas guidée, les ondes électromagnétiques ont tendance à s'échapper en partie, ce qui cause des pertes de puissances. Ce type de structures est populaire en ondes millimétriques car les pertes métalliques et diélectriques sont très élevées dans ces gammes de fréquences.

Pour nos applications, ces combineurs sont beaucoup moins intéressants pour deux raisons. D'une part, dans nos fréquences, les pertes métalliques et diélectriques sont moins élevées. D'autre part, comme nous travaillons avec des puissances élevées, les fuites auraient une puissance élevée, de la dizaine à la centaine de watts. Ceci pourrait perturber sévèrement les

ITAR:

« *International traffic in arms regulation* ». Ensemble de réglementations du gouvernement fédéral américain sur les importations et exportations de matériel pouvant avoir un usage d'armement.

télécommunications ainsi que les systèmes électroniques aux alentours. Y compris les électroniques de support de l'amplificateur lui-même (alimentations, etc...).

Enfin, à cause des fuites de rayonnement, ce type de combineurs est sensible à l'environnement dans lequel il se trouve. Son fonctionnement pourrait donc varier en fonction de la boîte dans laquelle il serait mis, ce qui est très peu pratique.

La figure 64 [146] montre une simulation électromagnétique d'un combineur en espace libre récent, fonctionnant à 100 GHz.

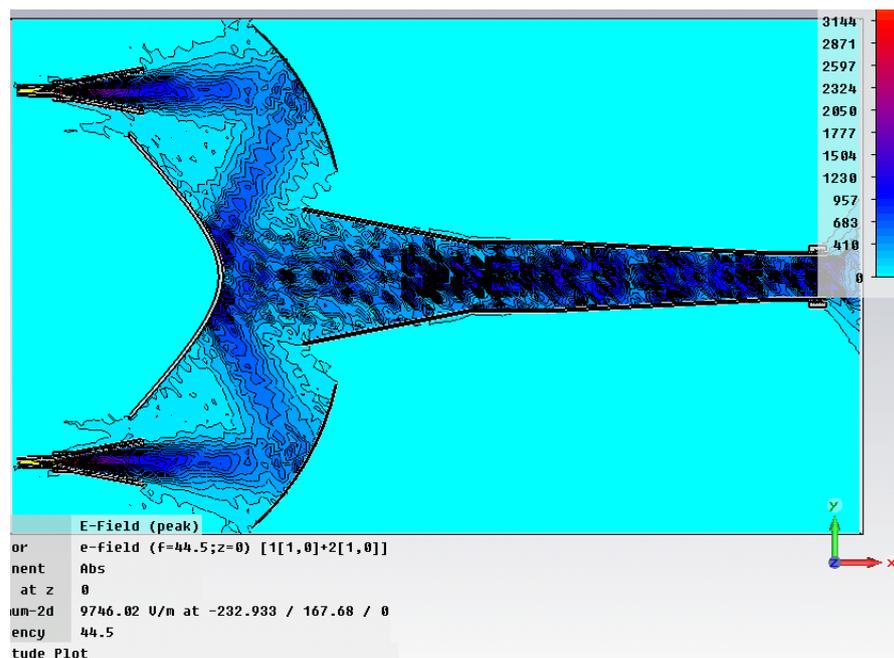


FIGURE 64 – Simulation du champ électrique d'un combineur en espace libre fonctionnant à 100 GHz [146].

13.5 COMBINEURS QUASI-OPTIQUES GUIDÉS

Les combineurs quasi-optiques guidés sont des combineurs basés sur des techniques traditionnellement utilisées en optique, en particulier des lentilles, mais dans des fréquences beaucoup plus basses et en propagation guidée. Ils sont très similaires aux combineurs décrits précédemment mais utilisent une propagation guidée au lieu de l'espace libre. Un exemple d'un tel combineur est montré figure 65.

Il est difficile de récapituler les avantages et inconvénients de cette famille de combineurs car les variations sont nombreuses. Par exemple, la « lentille » utilisée dans le combineur de la figure 65 [145] est virtuelle : l'effet de lentille est obtenu par un effet de guide d'ondes. Cette approche a néanmoins l'inconvénient de réduire la bande passante du dispositif. Mais la bande passante serait limitée même si des vraies lentilles étaient utili-

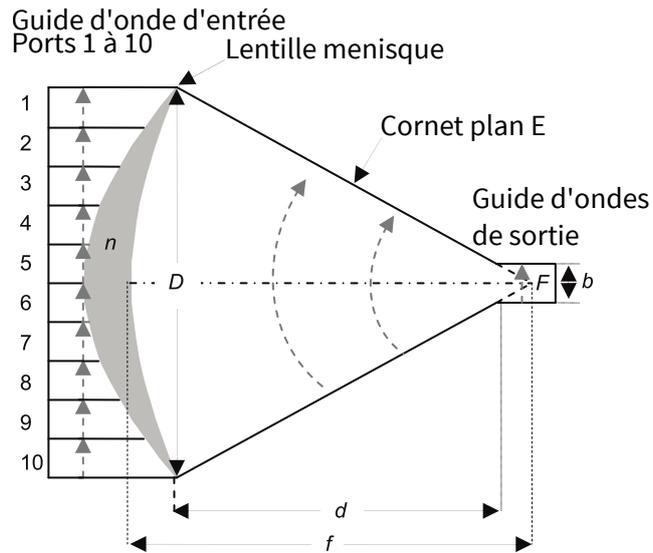


FIGURE 65 – Exemple de combineur quasi-optique guidé fonctionnant à 30 GHz. Schéma traduit de [145]. La « lentille » est ici réalisée par des effets de guide d'ondes.

sées, à cause de l'utilisation de guides d'ondes. Enfin, la conception et la réalisation sont délicates.

UTILISATION D'ISOLATEURS

Nous avons vu dans les sections précédentes que l'isolation des entrées entre elles était désirable mais beaucoup de combineurs de puissance n'ont pas cette propriété.

Une manière de rajouter cette isolation à posteriori est d'utiliser des isolateurs. Ces composants permettent de ne laisser passer le signal RF que dans un seul sens. Ainsi, les signaux renvoyés par un combineur de puissance qui manque d'isolation sont absorbés par l'isolateur.

Un avantage de cette solution est que l'isolateur permet également de protéger les amplificateurs élémentaires contre une désadaptation de la charge. Cet avantage est toutefois faible : les transistors GaN résistent le plus souvent à un VSWR excédant 9 :1. Un VSWR aussi élevé se rencontre très rarement en pratique. Et même en supposant que la charge de l'amplificateur global ait un coefficient de réflexion égal à 1, les pertes du combineur de puissance ramèneraient le VSWR vu par les transistors dans une zone acceptable. Donc, l'intérêt de protéger les transistors des réflexions de la charge est assez faible.

Par contre, cette solution comporte de nombreux inconvénients. D'une part, les isolateurs sont très encombrants. D'autre part, ils sont souvent limités en puissance. Mais surtout, ils sont fortement limités en bande passante : il est quasi-impossible de trouver un isolateur dont la bande passante instantanée dépasse l'octave. Enfin, les isolateurs du commerce sont disponibles uniquement sous 50 Ω , ce qui rajoute une contrainte supplémentaire à la conception.

Le [tableau 11](#) montre des exemples d'isolateurs et de circulateurs du commerce.

Fabricant Référence	Type	Bande passante instantanée [GHz]	Isolation [dB]	Pertes d'insertion [dB]	Adaptation [dB]	Puissance maximale moyenne / crête [W]
MCLI DI-34	Isolateur	1 - 2	16	0,7	16	50 / 500
MCLI MC-34	Circulateur	1 - 2	16	0,7	16	50 / 500

TABLE 11 – Exemples d'isolateurs et de circulateurs du commerce.

CONCLUSION PARTIELLE ET PERSPECTIVES

Nous avons vu dans les sections précédentes qu'il est nécessaire de combiner les puissances de plusieurs sources élémentaires afin de répondre à nos besoins. Nous avons montré qu'il serait souhaitable d'avoir un combineur de puissance à très faibles pertes, capable de supporter un très grand nombre d'entrées, dont les entrées sont à faible impédance, environ 5 Ohm, et capable d'isoler les entrées entre elles.

Ce combineur idéal n'existe pas à l'heure actuelle. Néanmoins, les combineurs spatiaux étant ce qui s'en approche le plus, nous allons dans la partie suivante tenter de développer un nouveau combineur spatial, en mettant l'accent sur la résolution des trois gros problèmes posés par Spatium™ : le brevet états-unien, les problématiques de dissipation thermique des transistors et l'absence d'isolation entre les entrées.

Quatrième partie

DÉVELOPPEMENT D'UN COMBINEUR DE PUISSANCE
INNOVANT

CALCUL DE TRANSITIONS D'IMPÉDANCE OPTIMISÉES

16.1 UTILITÉ DES TRANSITIONS D'IMPÉDANCE OPTIMISÉES

Nous avons vu dans les sections précédentes que combiner des sources de puissance impliquait une adaptation d'impédance équivalent à adapter l'ensemble des entrées en parallèle vers la sortie. Par exemple, dans le cas d'un combineur ayant 8 entrées de $2,5 \Omega$ d'impédance, il faut convertir une impédance de $5/8 = 0,625 \Omega$ vers une impédance de 50Ω . Ou, de manière équivalente, convertir 5Ω vers $8 \times 50 = 400 \Omega$. Ces deux points de vue sont également utiles, et nous verrons dans les prochaines sections quand passer de l'un à l'autre.

Parmi les différentes techniques d'adaptation d'impédance utilisables en bande L (1 à 2,5 GHz) et au delà (jusqu'à 10 GHz), l'utilisation d'une transition continue, appelée en Anglais « taper », de l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission, est la technique permettant d'atteindre la bande passante la plus élevée lorsque le rapport entre les impédances d'entrée et de sortie est trop important. Nous allons voir dans la prochaine section leur principe de fonctionnement.

16.2 DÉSADEPTATION D'IMPÉDANCE ET RÉFLEXIONS

Nous allons ici mettre de côté les sources de puissances pour nous concentrer sur leurs charges. Pour la discussion qui va suivre, nous allons donc considérer des sources théoriques, parfaitement linéaires, afin de simplifier le raisonnement. Les sources de puissance utilisées sont en réalité non-linéaires, mais ceci ne pose aucun problème, puisque c'est le comportement de la charge qui importe dans cette section. Cette charge est linéaire. Les effets non-linéaires des sources de puissances sont discutés plus en détail en [annexe A](#).

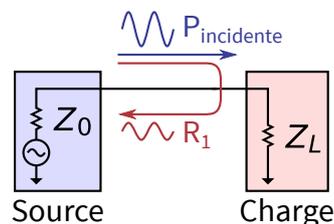


FIGURE 66 – Ondes transmises et réfléchies entre une source et une charge.

La puissance effectivement délivrée par une source linéaire à une charge est maximale quand l'impédance de la charge est égale au conjugué de l'impédance de la source. Une manière de voir ceci, illustrée dans la [figure 66](#) consiste à dire que la source envoie toute la puissance disponible à la charge, et que la charge lui en renvoie une partie. Ce point de vue est une simple facilité mathématique quand la charge est directement reliée à la source, mais prend un sens physique lorsque les deux sont reliées par une ligne de transmission, comme illustré dans la [figure 67](#). Les puissances incidentes et réfléchies sont les puissances physiques des deux ondes circulant dans la ligne de transmission. Avec ce point de vue, le but d'une adaptation d'impédance est d'annuler le coefficient de réflexion.

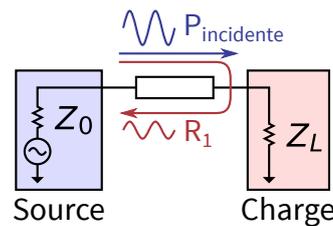


FIGURE 67 – Ondes transmises et réfléchies entre une source et une charge reliées par une ligne de transmission.

L'introduction de la ligne de transmission entre la source et la charge modifie le coefficient de réflexion vu par la source en y rajoutant un déphasage du double de sa longueur électrique à la fréquence considérée. Supposons maintenant que nous ne mettions pas une ligne mais deux. Nous obtenons deux réflexions qui vont interagir. En choisissant convenablement l'impédance caractéristique et la longueur de la seconde ligne, nous pouvons annuler le coefficient de réflexion, et ainsi faire une adaptation parfaite. Cette adaptation est malheureusement à bande étroite.

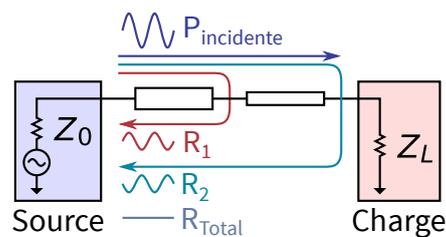


FIGURE 68 – Principe de l'adaptation quart d'onde.

Si l'on remplace la ligne de transmission par une variation continue de l'impédance caractéristique, nous remplaçons les deux réflexions fortes par une infinité de petites réflexions. Et si cette variation est correctement calculée, ces nombreuses réflexions s'annulent presque totalement dans la bande passante d'intérêt. C'est le principe des transitions d'adaptation continues.

Cette méthode d'adaptation d'impédance a tendance à se comporter comme un filtre passe-haut. En effet, en basse fréquence, les réflexions ont toutes

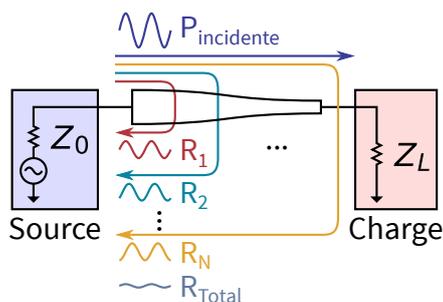


FIGURE 69 – Principe de l’adaptation par transition continue

la même phase, et la source voit directement la charge. Par contre, en hautes fréquences, les réflexions seront déphasées, et leur somme tendra vers zéro.

16.3 COMPARAISON DE DIFFÉRENTES TRANSITIONS

Nous avons vu dans la section précédente que l’utilisation de transitions d’impédances continues permettait de faire des adaptations large bande, avec une caractéristique de type passe-haut. Toutefois, il est important que ces transitions soient convenablement calculées.

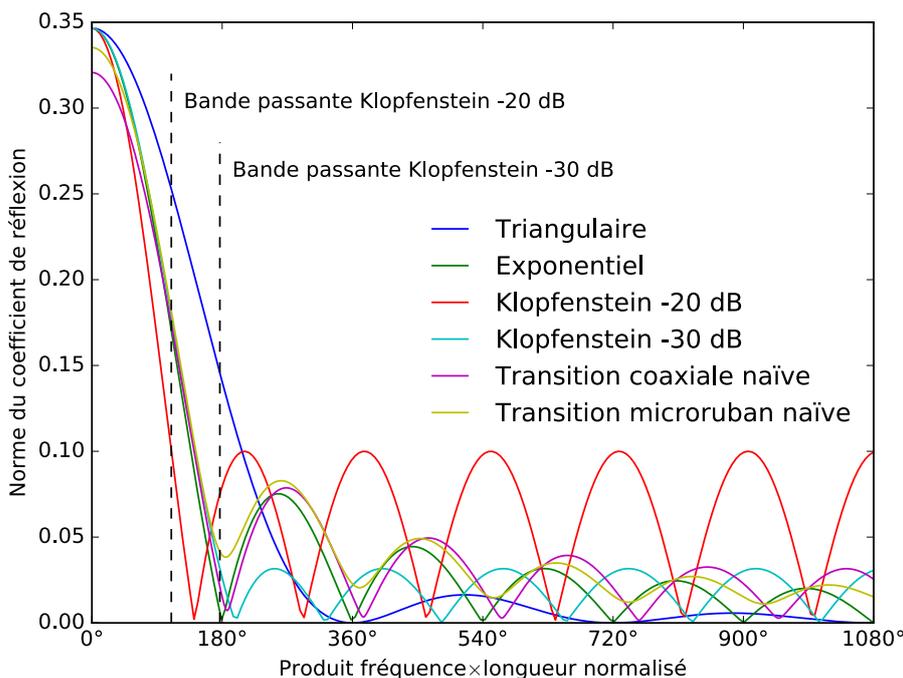


FIGURE 70 – Comparaison des coefficients de réflexion de différentes transitions de 50 Ω vers 100 Ω.

Le [figure 70](#) compare les coefficients de réflexion de différentes transitions [97, 101] 50 Ω vers 100 Ω en fonction du produit fréquence x longueur normalisé. Ce produit peut être vu aussi bien comme une fréquence normalisée, lorsque l’on raisonne à longueur constante, que comme une longueur

normalisée, lorsque l'on raisonne à fréquence constante. Ce graphe présente aussi bien des transitions calculées (triangulaire, exponentiel, Klopfenstein) que des transitions naïves sans calcul. Les transitions Klopfenstein sont montrées pour deux réglages différents du coefficient maximal dans la bande. On remarque immédiatement que ce sont les plus courtes.

16.4 CALCUL DES TRANSITIONS KLOPFENSTEIN

Nous allons donc utiliser pour nos combineurs de puissance des transitions Klopfenstein car ce sont les plus courtes possibles, ce qui permet de limiter à la fois l'encombrement du dispositif et les pertes.

Ce type de transition présente une discontinuité au début et à la fin [38, 67, 72, 97, 101, 121]. Bien que ces discontinuités soient utiles en théorie pour avoir une transition la plus courte possible [38, 72], elles posent des problèmes de réalisation pratique. C'est pourquoi nous utilisons une version modifiée de la transition originale de Klopfenstein, dont les discontinuités ont été supprimées.

Ces formules de calcul sont basées sur la théorie des petites réflexions [38, 72, 101]. Leur démonstration dépasse le cadre de cette thèse. Par contre, nous allons détailler les étapes du calcul des impédances [38, 67, 72, 101].

La première étape consiste à calculer ρ_0 . Ce coefficient devrait normalement être égal au coefficient de réflexion à fréquence nulle, qui vaut $\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$. Cependant, le calcul des transitions de type Klopfenstein est basé sur l'hypothèse que ρ est petit [38, 72, 101], ce qui est faux à fréquence nulle. Pour cette raison, ρ_0 n'est pas égal au vrai coefficient de réflexion mais à $\frac{1}{2} \cdot \ln\left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)$.

Ensuite, un facteur A est calculé selon l'équation ci-dessous en fonction du coefficient de réflexion maximal ρ_{\max} autorisé dans la bande passante. Ce dernier paramètre doit être choisi en faisant un compromis entre l'encombrement, les pertes par réflexion et les pertes par transmission. Empiriquement, -20 dB est une bonne valeur.

$$A = \begin{cases} \cosh\left(\frac{\rho_0}{\rho_{\max}}\right) & \text{(Calcul traditionnel.)} \\ \cosh\left(2 \cdot \frac{\rho_0}{\rho_{\max}}\right) & \text{(Sans les discontinuités.)} \end{cases}$$

L'explication de la formule de A dans le second cas sera donnée plus loin.

Ensuite, une fonction auxiliaire $\phi(y, A)$ (figure 71) est définie sur l'intervalle [-1, 1] par l'équation ci-dessous.

$$\phi(y, A) = -\phi(-y, A) = \int_0^y \frac{I_1(A \cdot \sqrt{1-x^2})}{A \cdot \sqrt{1-x^2}} \cdot dx$$

Cette fonction est calculée de 0 à 1 par intégration numérique directe¹ par pas de 0,001 [121, voir feuille Excel]. Comme l'intégrale comporte une

singularité en 1, la valeur de $\phi(1, A)$ n'est pas calculée par intégration numérique mais par la formule ci-dessous :

$$\phi(1, A) = \frac{\cosh(A) - 1}{A^2}$$

Les valeurs de -1 à 0 sont obtenues par symétrie.

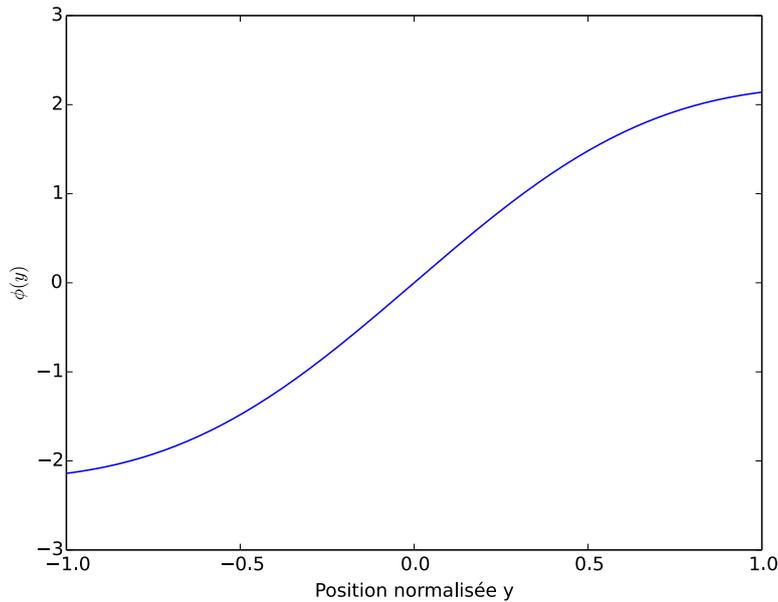


FIGURE 71 – Fonction $\phi(y)$ pour une transition Klopfenstein de 0,625 Ω vers 50 Ω .

A partir de cette équation, l'impédance caractéristique $Z_0(y)$ en fonction de la position normalisée y est calculée ainsi :

$$\ln(Z_0(y)) = \frac{\ln(Z_1 \cdot Z_2)}{2} + \frac{\rho_0}{\cosh(A)} \cdot A^2 \cdot \phi(y, A) \quad \text{(Calcul traditionnel.)}$$

$$\ln(Z_0(y)) = K_1 + K_2 \cdot \phi(y, A) \quad \text{(Sans les discontinuités.)}$$

avec Z_1 et Z_2 les impédances de départ et d'arrivée.

Dans le cas où les discontinuités sont interdites, K_1 et K_2 sont calculées par résolution d'un système linéaire² correspondant aux conditions de continuité de $Z_0(y)$ en -1 et 1.

Nous avons maintenant l'impédance caractéristique optimale en fonction de la position normalisée y , allant de -1 à 1 (figure 72). Le calcul de la po-

1. Une méthode alternative est décrite dans [53]. Elle n'a pas été employée ici mais pourrait se révéler plus pratique dans certains cas.

2. Des expressions explicites pour ces deux facteurs sont cependant disponibles :

$$K_1 = \frac{\ln(Z_2 \cdot Z_1)}{2} \quad K_2 = \frac{\ln\left(\frac{Z_2}{Z_1}\right) \cdot A^2}{2 \cdot (\cosh(A) - 1)}$$

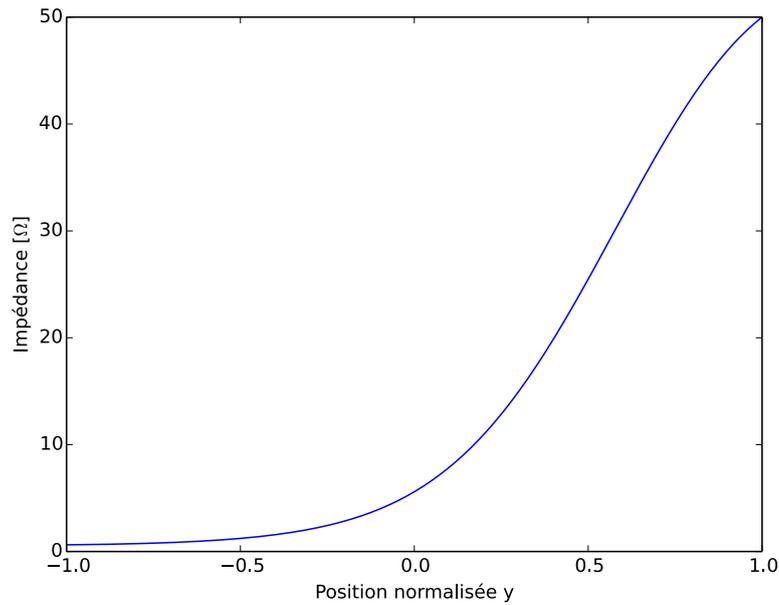


FIGURE 72 – Impédance caractéristique Z_0 en fonction de la position normalisée y pour une transition Klopfenstein de $0,625 \Omega$ vers 50Ω .

sition réelle ne peut pas être effectué immédiatement, car il nous manque encore des données.

D'abord, il faut calculer la longueur électrique totale de la transition à la fréquence minimale de fonctionnement, Θ_{\min} . Traditionnellement, ce calcul se fait à l'aide des équations ci-dessous, donnant le coefficient de réflexion dans la bande passante :

$$\rho(\Theta) = \frac{\rho_0}{\cosh(A)} \cdot \cos\left(\sqrt{\Theta^2 - A^2}\right) \cdot \exp(-j \cdot \Theta)$$

(Calcul traditionnel.)

$$\rho(\Theta) = \frac{\rho_0}{\cosh(A)} \cdot \left[\cos\left(\sqrt{\Theta^2 - A^2}\right) - \cos(\Theta) \right] \cdot \exp(-j \cdot \Theta)$$

(Sans les discontinuités.)

avec Θ la longueur électrique de la transition en radians. Ces deux équations expliquent la raison des deux équations pour A , en fonction de la présence ou non des discontinuités.

Cependant, ces équations ne sont valables que dans la bande passante, à cause de l'hypothèse de ρ faible. Ceci ne pose pas de problème habituellement, lorsque le ratio Z_2/Z_1 est faible, mais nous étudions ici des transformations d'impédance dont le ratio est très élevé, ici égal à 80. En comparaison, il était seulement de 1,5 dans l'article original de Klopfenstein [72].

C'est pourquoi Θ_{\min} est calculé par recherche numérique du plus petit Θ tel que $\rho(\Theta) \leq \rho_{\max}$ (figures 73 et 74). Pour cette recherche, $\rho(\Theta)$ est

calculé directement par résolution numérique de l'équation différentielle non linéaire ci-dessous :

$$\frac{d\rho}{dy} = j \cdot \Theta \cdot \rho - \frac{1}{2} \cdot (1 - \rho) \cdot \frac{d \ln(Z_0)}{dy}$$

La valeur qui nous intéresse étant $\rho(y = -1)$, c'est à dire le coefficient de réflexion au début de la transition.

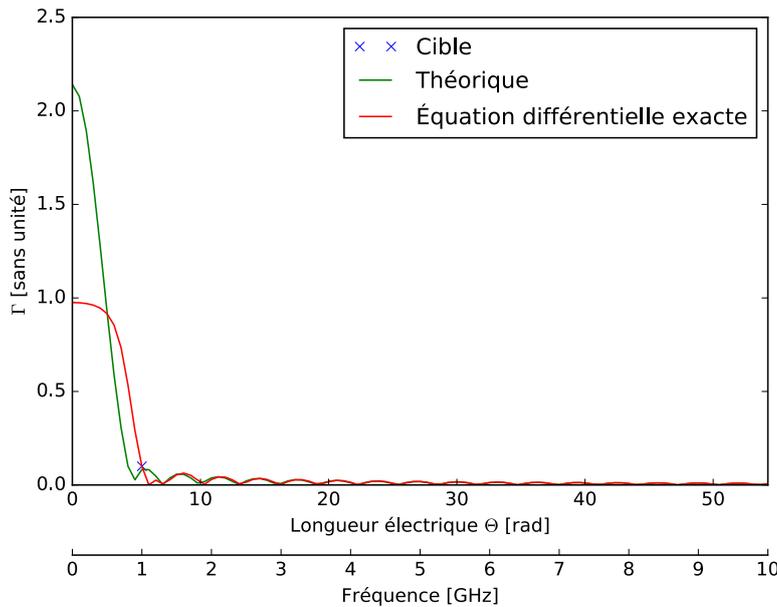


FIGURE 73 – Coefficient de réflexion en fonction de la longueur normalisée Θ , calculé par la formule théorique et par résolution de l'équation différentielle, et cible. On notera que le coefficient de réflexion issu de la formule théorique dépasse l'unité, ce qui est impossible.

Il est important de noter que, dans le calcul numérique de cette équation différentielle non linéaire, les discontinuités d'impédance éventuellement présentes au début et à la fin de la transition doivent impérativement être prises en compte.

La position normalisée y est employée au lieu de la position réelle z car la position normalisée ne dépend pas de la constante diélectrique effective K_{eff} , qui n'est pas encore connue à ce stade.

Ensuite, à partir de l'impédance caractéristique Z_0 , nous calculons les dimensions transversales (largeur de la ligne, hauteur du fuselage, etc..., voir [figure 75](#)) et la constante diélectrique effective K_{eff} ([figure 76](#)) en fonction de la position normalisée y .

Ce calcul se fait par interpolation numérique d'une table, calculée au préalable, donnant Z_0 et K_{eff} en fonction des dimensions transversales. Cette méthode est pratique dans les cas suivants :

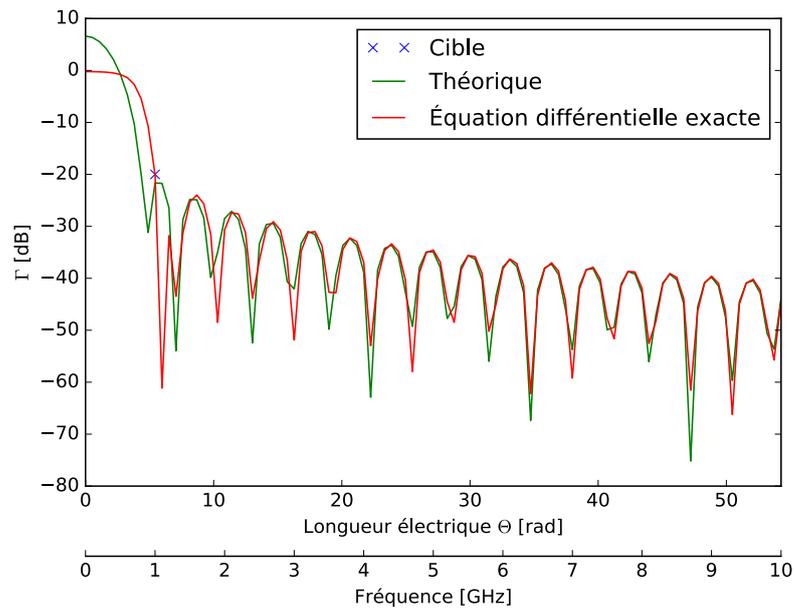


FIGURE 74 – Coefficient de réflexion en dB en fonction de la longueur normalisée Θ , calculé par la formule théorique et par résolution de l'équation différentielle, et cible. On notera que le coefficient de réflexion issu de la formule théorique dépasse l'unité, ce qui est impossible.

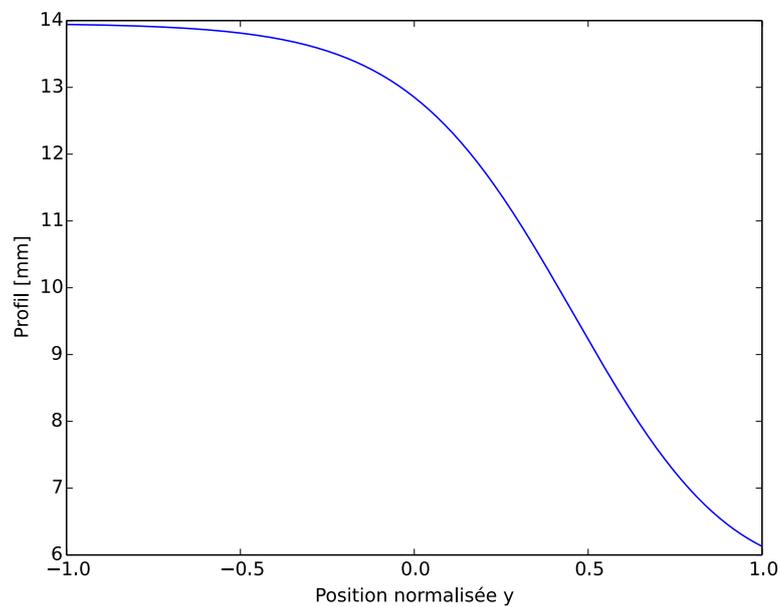


FIGURE 75 – Rayon d'une transition Klopfenstein de $0,625 \Omega$ vers 50Ω réalisée avec une ligne coaxiale à plusieurs diélectriques en fonction de la position normalisée y .

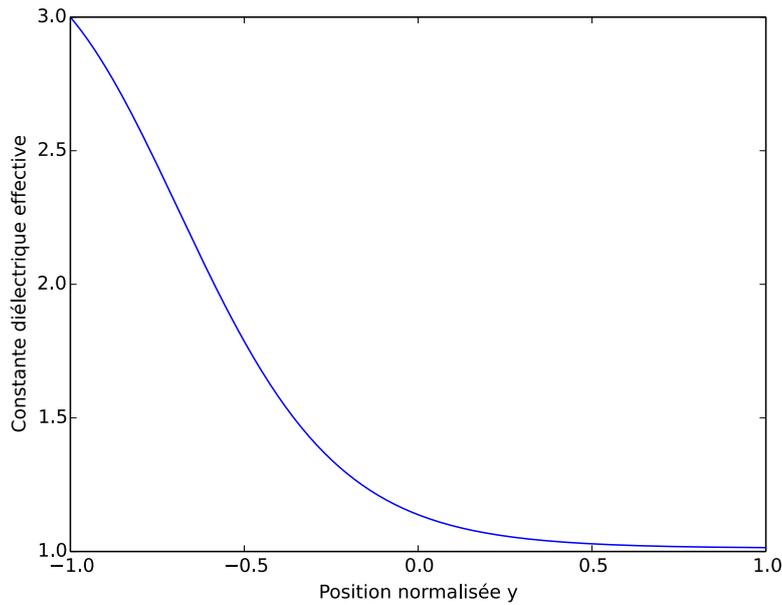


FIGURE 76 – Constante diélectrique effective K_{eff} d'une transition Klopfenstein de $0,625 \Omega$ vers 50Ω réalisée avec une ligne coaxiale à plusieurs diélectriques en fonction de la position normalisée y .

- Lorsqu'il n'existe pas de formules analytiques de calcul de l'impédance caractéristique ou de la constante diélectrique effective : c'est le cas, par exemple, des slotlines, utilisées dans les combineurs Spatium™ [4, 19, 62–65], ou des ridges, utilisés dans la première version du combineur de puissance qui sera développé dans cette thèse. Dans ce cas, la table est obtenue par simulation numérique.
- Lorsqu'il existe des formules explicites de calcul de l'impédance en fonction des dimensions mais pas de formule explicite de synthèse des dimensions en fonction de l'impédance : c'est le cas, par exemple, des lignes coaxiales à plusieurs diélectriques, utilisée dans une version suivante du combineur de cette thèse. Dans ce cas, la table est obtenue par calcul : l'interpolation sert principalement à inverser la formule.
- Lorsqu'il existe des formules de synthèse mais qu'elles sont peu précises : c'est le cas des lignes microruban.

Enfin, la position réelle z est calculée à partir de la position normalisée y et de K_{eff} par intégration numérique :

$$dz = \frac{\Theta_{\min} \cdot c}{4 \cdot \pi \cdot f_{\min} \cdot \sqrt{K_{\text{eff}}(y)}} \cdot dy$$

ce qui permet d'avoir le profil complet (figure 77).

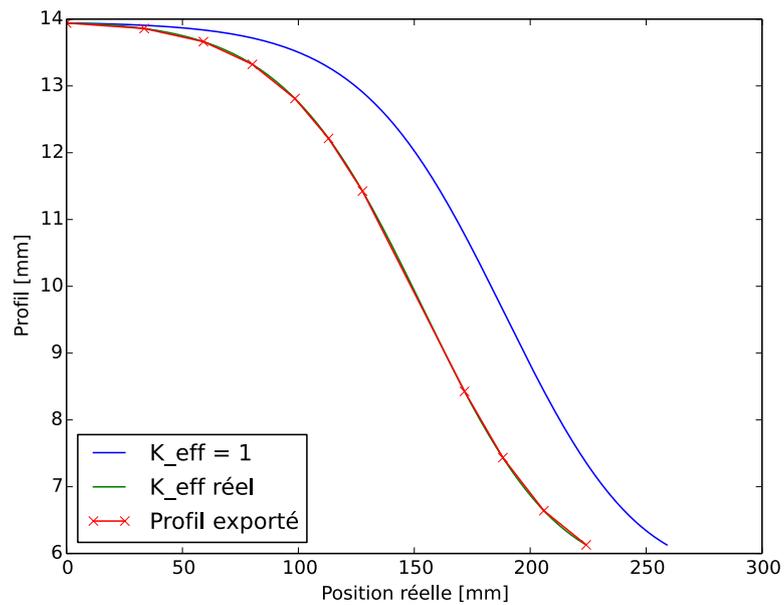


FIGURE 77 – Rayon en fonction de la position réelle de la transition étudiée pour K_{eff} réel et $K_{\text{eff}} = 1$. La version discrétisée est également montrée.

16.5 ALGORITHME DE RÉDUCTION DU NOMBRE DE POINTS

La courbe obtenue précédemment comporte 1000 points. Ce grand nombre de points est requis à cause des étapes d'intégration numérique : calcul de $\phi(y)$ et calcul de z . Cependant, le mailleur du logiciel de simulation électromagnétique est incapable de traiter autant de points. Il faut donc réduire le nombre de points. Pour cela, nous appliquons un algorithme de réduction du nombre de points, qui permet de sélectionner les meilleurs points pour décrire la courbe.

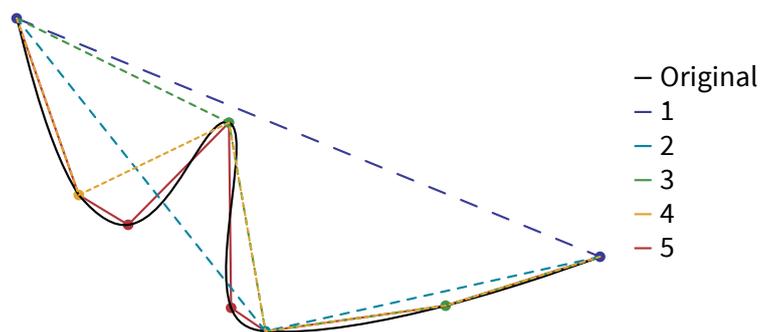


FIGURE 78 – Fonctionnement de l'algorithme de réduction du nombre de points.

Le fonctionnement de cet algorithme appliqué à une courbe d'exemple est décrit dans la [figure 78](#). La courbe est tout d'abord approximée par un simple segment reliant ses extrémités. Si la distance maximale entre la courbe et le segment est inférieure à 0,05 mm, le processus s'arrête³. Sinon, la courbe

est coupée en deux en son point le plus éloigné du segment initial, et le processus se poursuit sur chacun des deux morceaux.

La distance entre un point $P=(x,y)$ et une ligne d'extrémités $P_1=(x_1,y_1)$ et $P_2=(x_2,y_2)$ est donnée par [138] :

$$\text{distance}(P, P_1, P_2) = \frac{|(y_2 - y_1) \cdot x - (x_2 - x_1) \cdot y + x_2 \cdot y_1 - y_2 \cdot x_1|}{\sqrt{(y_2 - y_1)^2 + (x_2 - x_1)^2}}$$

3. 0,1 mm dans les premières versions du combineur.

17.1 CHOIX D'UN CONNECTEUR DE SORTIE

Un combineur de puissance ne sert à rien s'il n'est pas possible de connecter une charge à sa sortie. Bien que ce choix soit souvent fait rapidement, les connecteurs doivent être choisis avec le même soin que les autres composants RF.

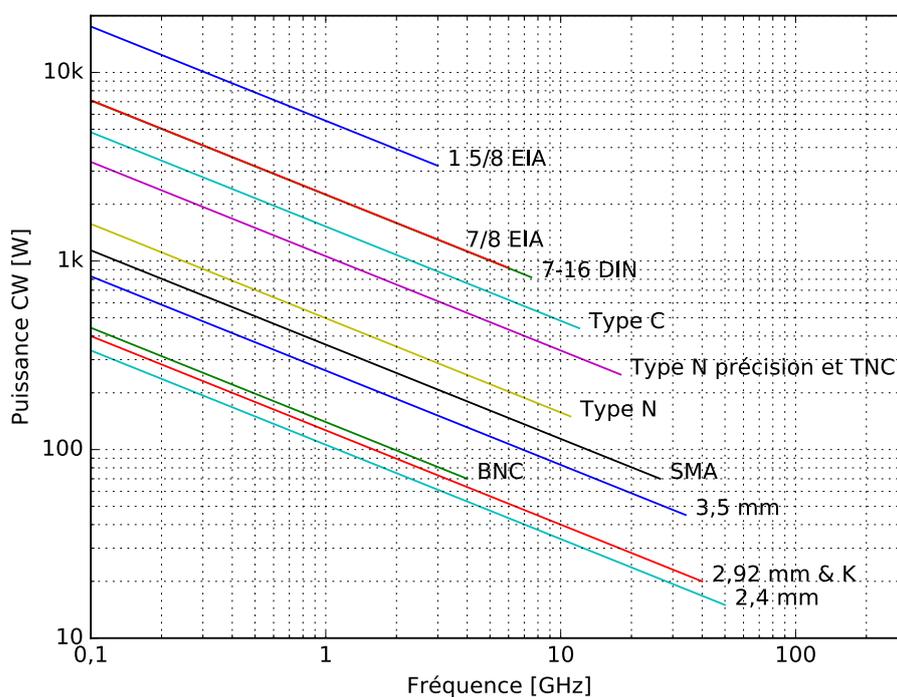


FIGURE 79 – Tenue en puissance CW théorique de connecteurs RF courants pour une adaptation d'impédance de -16,5 dB (TOS 1,35:1). Adapté de [104, p. 128].

La figure 79 montre les tenues en puissance CW théorique de connecteurs RF courants pour une adaptation d'impédance de -16,5 dB (TOS 1,35:1). Les connecteurs 2,4 mm, 2,92 mm, K et 3,5 mm sont des connecteurs de précision, adaptés aux fréquences supérieures à 35 GHz, chers, fragiles et ayant une mauvaise tenue en puissance. Ils ne présentent aucun intérêt pour nos applications.

Le connecteur BNC, bien que spécifié jusqu'à 4 GHz, n'est pas recommandé au delà de 500 MHz. Il est donc d'un intérêt limité pour la partie RF. Toutefois, de par sa robustesse et sa facilité d'emploi, il est très intéressant pour

l'alimentation DC des modules d'amplification. Il a d'ailleurs été utilisé pour les modules d'amplification élémentaires des chapitres 7 et 6.

Le connecteur 1 5/8 EIA a la meilleure tenue en puissance, mais il est limité à 3 GHz. Cela passerait encore pour les premiers amplificateurs, mais ne passera plus pour les prochains modules d'amplification très large bande (1 - 6 GHz) dont la conception est prévue. Le 7/8 EIA n'a qu'un intérêt historique par rapport au 7-16 DIN qui a la même tenue en puissance et une fréquence maximale plus élevée. Il est de surcroît plus complexe mécaniquement.

Les connecteurs C et TNC sont trop exotiques, ce qui pose des problèmes de disponibilité des connecteurs et des accessoires (câbles, antennes, etc...).

Le choix se limite donc aux connecteurs N, SMA et 7-16. Nous avons choisi pour nos applications des connecteurs N pour trois raisons. La tenue en puissance est suffisante. Le CEA Gramat est fortement équipé en connectique N. Enfin, les connecteurs 7-16 DIN sont beaucoup plus difficiles à intégrer mécaniquement.

Les combineurs de puissance décrits dans cette thèse, quand ils seront connectés, seront donc équipés en N. Le changement de connectique en 7-16 DIN est laissé pour un développement ultérieur.

17.2 UN PREMIER COMBINEUR DE PUISSANCE

Le premier combineur spatial étudié dans cette thèse est celui de la [figure 80](#). Il consiste en 8 fuselages faisant la transition entre des entrées microruban d'impédance 5Ω et une unique sortie coaxiale sous 50Ω . Cette première conception est idéalisée. Par exemple, il manque la transition de la section coaxiale très large vers un connecteur standard.

La transition entre la ligne microruban et le début de fuselage, montrée [figure 81](#), ne nécessite pas d'optimisation particulière. En effet, la distribution du champ électrique de la ligne microruban est proche de celle du début du fuselage. La [figure 82](#) montre une simulation des performances de cette transition, qui sont excellentes. Cette transition est performante car la ligne microruban est large (rapport $w/h = 28$). Dans le cas d'une ligne microruban étroite, la transition avec le fuselage pourrait s'avérer plus complexe.

Les performances simulées de ce combineur sont montrées [figure 83a](#) et [83b](#). Hormis dans quelques pics très étroits, les pertes d'insertion de ce combineur sont inférieures à 1,0 dB de 1 à 6 GHz. Les pics sont des artefacts de simulation, non physiques. Ces pertes sont faibles pour un combineur à faible impédance, malgré l'absence du connecteur de sortie. Les performances au delà de 6 GHz sont dégradées par la présence d'une résonance à 7 GHz. Cette résonance, physique, est due à la largeur des lignes microruban d'entrée.

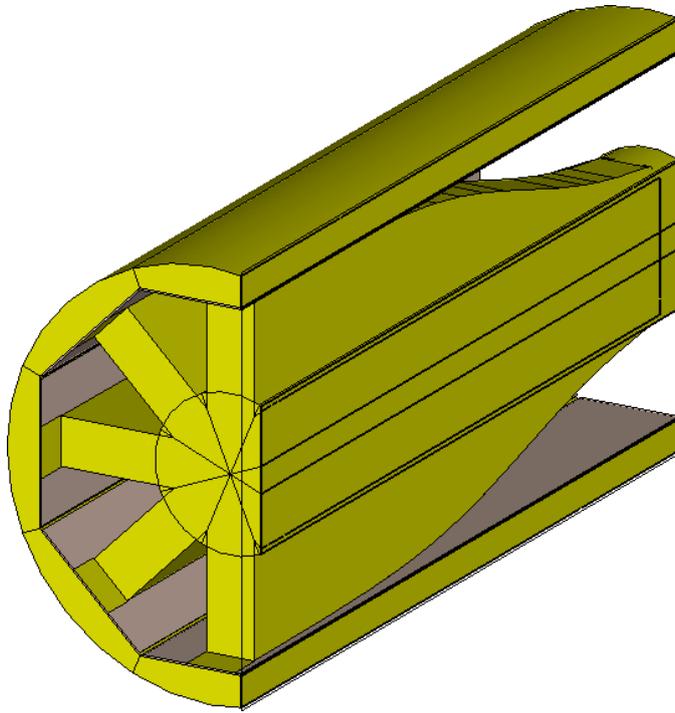


FIGURE 80 – Vue en coupe du combineur spatial de puissance à fuselages (ridges).

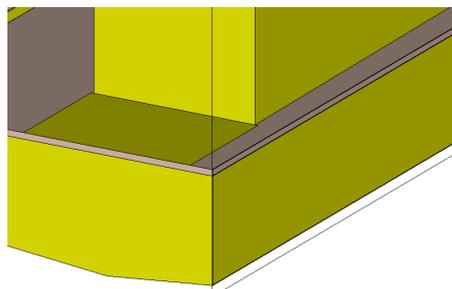


FIGURE 81 – Détail de la transition de la ligne microruban vers le fuselage.

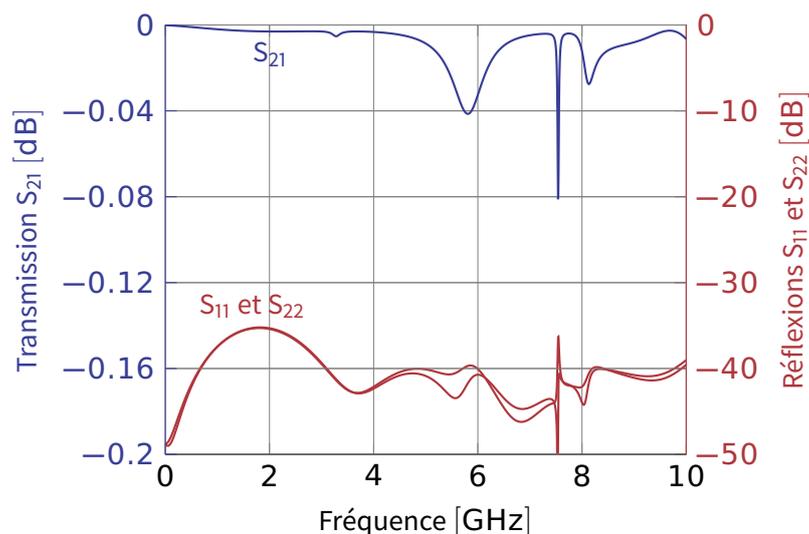
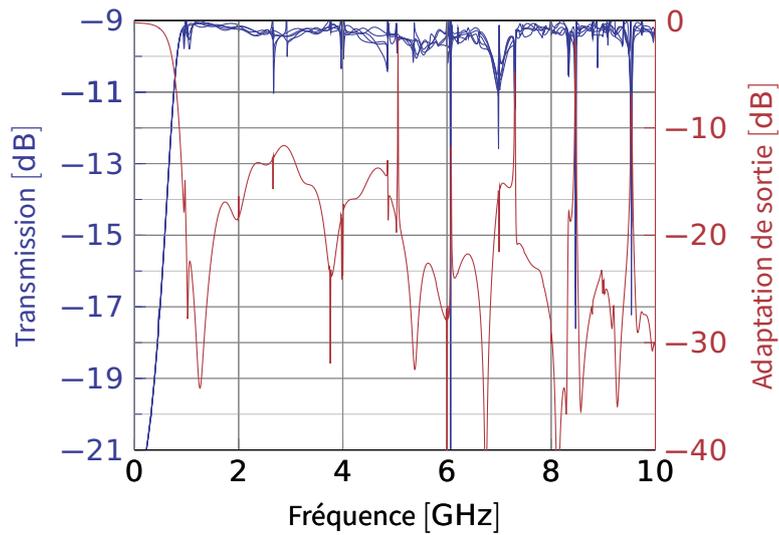


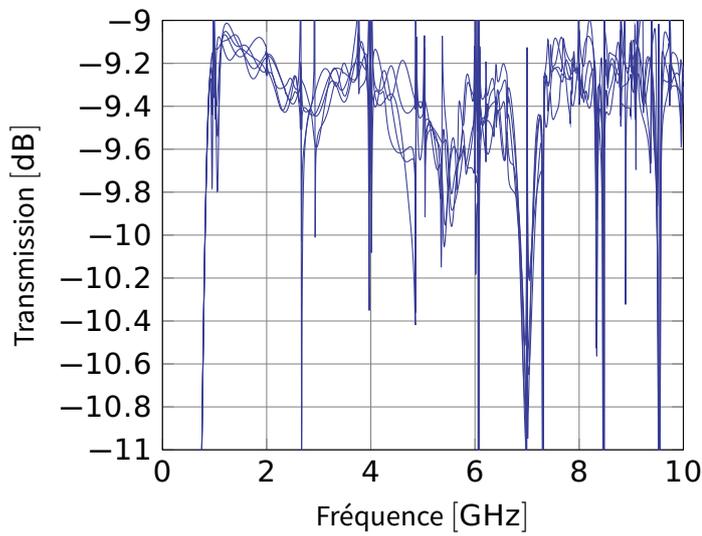
FIGURE 82 – Transmission et réflexion simulées de la transition de la ligne microruban vers le fuselage.

Cependant, ce combineur présente un gros problème : l'absence d'isolation. Comme montré dans la figure [figure 83c](#), l'isolation entre les voies est particulièrement mauvaise. L'adaptation d'impédance individuelle de chaque entrée est elle aussi très mauvaise, mais il s'agit d'un artefact dû à l'absence d'isolation. L'adaptation d'impédance en mode commun, c'est à dire lorsqu'un même signal est présenté à l'ensemble des entrées, est en réalité bonne comme montré dans la [figure 84](#).

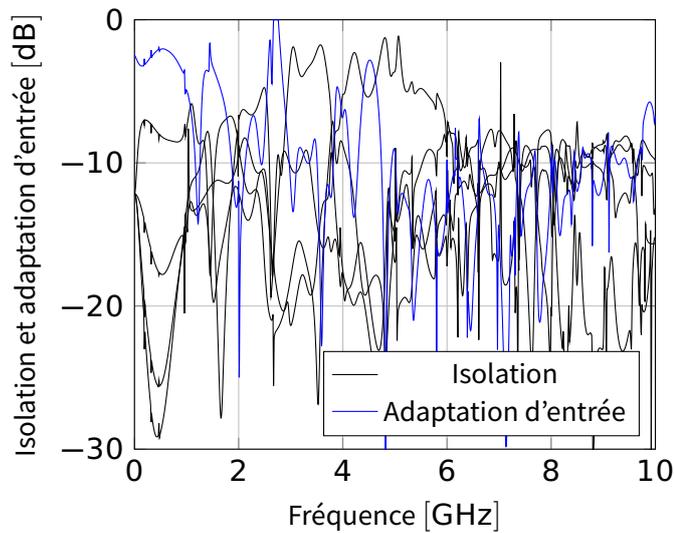
Ce manque d'isolation peut poser de nombreux problèmes vus dans la [section 9.4](#). Il faut donc trouver une manière d'isoler les entrées entre elles. Toutefois, cet ajout de l'isolation ne peut se faire sans un diagnostic correct de sa cause profonde. C'est l'objet du chapitre suivant.



(a) Transmission et adaptation de sortie.



(b) Agrandissement de la transmission.



(c) Adaptations d'entrée et isolation.

FIGURE 83 – Simulation des paramètres S du combineur de la figure 80.

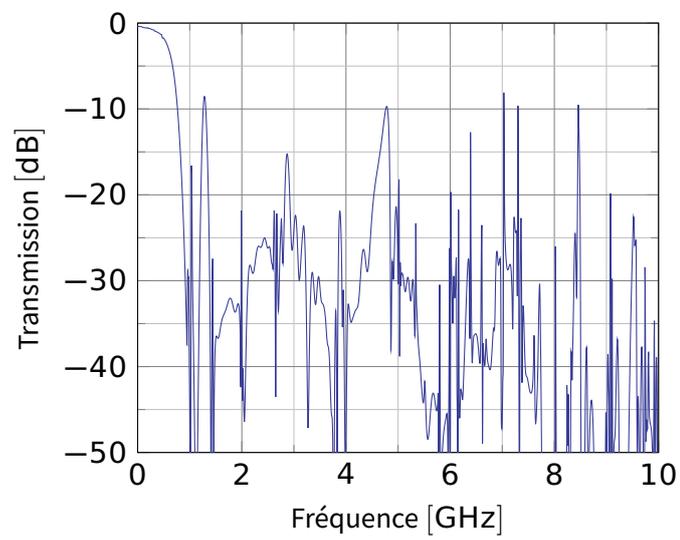


FIGURE 84 – Adaptation en mode commun des entrées du combineur à fuselages de la [figure 80](#).

AMÉLIORATION DE L'ISOLATION D'UN COMBINEUR SPATIAL

18.1 ANALYSE EN MODES PAIRS ET IMPAIRS

Nous avons constaté que le combineur spatial du chapitre précédent manquait d'isolation entre ses entrées, sans toutefois expliquer pourquoi. Nous allons montrer dans ce chapitre que l'absence d'isolation des combineurs sans mécanisme d'isolation est dû à la réflexion des modes impairs.

L'analyse du fonctionnement d'un combineur de puissance peut se faire en examinant le fonctionnement de celui-ci dans le mode pair et dans les modes impairs. Les modes impairs dépendent des symétries du combineur de puissance étudié. Dans le cas d'un combineur de puissance en arbres, nous considérerons des modes impairs de type alterné, tandis que dans le cas de combineur à symétrie circulaire (radial ou spatial), nous considérerons des modes impairs à symétrie circulaire. Ces deux types de modes seront clarifiés dans les sections suivantes.

Les figures 85a à 85c montrent les excitations dans le mode pair et dans deux modes impairs d'un combineur de puissance en arbre sans mécanisme d'isolation. Dans le mode pair, la puissance des entrées va dans la sortie. Si l'adaptation d'entrée est bonne, aucune puissance n'est réfléchiée et les entrées ne se voient pas entre elles. Par contre, dans les modes impairs symétriques, à cause de l'antisymétrie, la puissance ne peut pas se propager vers la sortie. Les ondes d'entrée sont totalement réfléchiées. Cette réflexion des modes impairs est la cause de l'absence d'isolation des entrées entre elles.

La même méthode d'analyse peut être employée dans le cas d'un combineur avec une symétrie circulaire. Par exemple, les figures 86a et 86b montrent les excitations en mode pair et impair du combineur de la figure 54 (voir chapitre 12, page 85). Dans le mode pair, la puissance va des entrées vers la sortie. En revanche, dans les modes impairs, tout se passe comme si la sortie était reliée à une masse virtuelle à cause de l'antisymétrie, ce qui renvoie les ondes vers les entrées.

Dans certains cas, la puissance n'atteint même pas la sortie. Par exemple, dans le combineur à fuselages du chapitre précédent, comme montré dans les figure 87 et section 18.1, la réflexion apparaît dès que les fuselages sont suffisamment proches les uns des autres pour empêcher la propagation des modes impairs, c'est à dire dès que la fréquence de coupure du mode impair devient supérieure à la fréquence actuelle. Ceci induit une dépendance en fréquence de la position de la réflexion, donc de l'isolation. Parler

MASSE
VIRTUELLE:
*Point ayant un
potentiel nul pour
des raisons de
symétries mais non
relié physiquement à
la masse.*

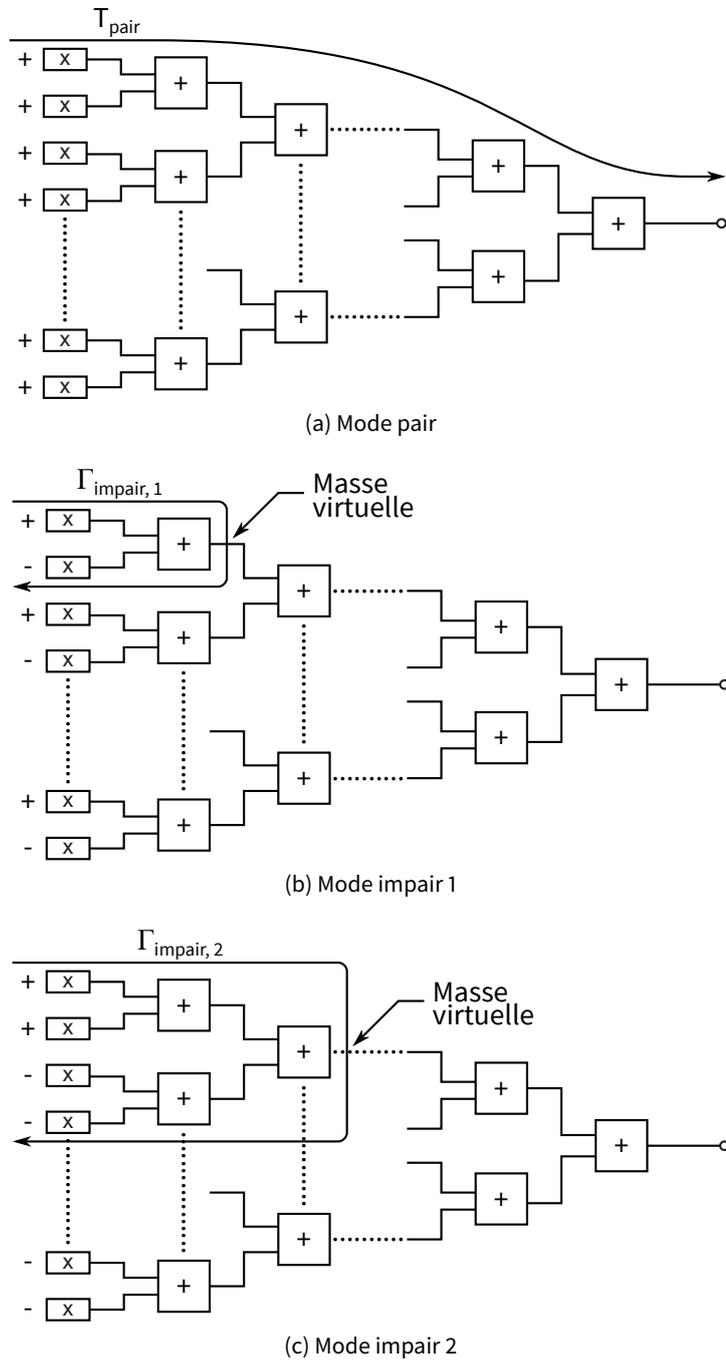


FIGURE 85 – Excitation dans le mode pair (a) et deux modes impairs (b) et (c) d'un combineur en arbre.

de masse virtuelle est abusif, car les effets physiques sont distribués, mais le principe est similaire.

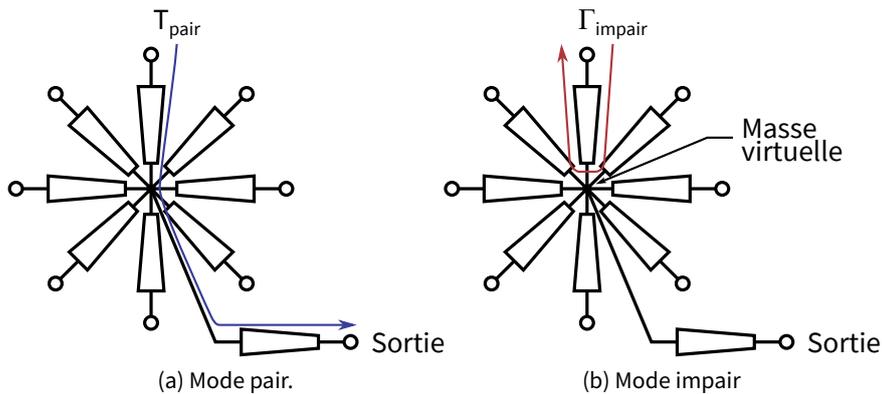


FIGURE 86 – Excitations en mode pair et impair d’un exemple de combineur à symétrie circulaire.

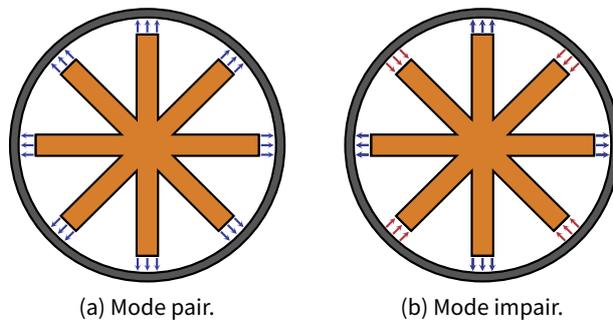


FIGURE 87 – Modes pairs et impair du combineur en fuselages du chapitre précédent.

Mathématiquement, la matrice des modes d’un combineur ayant une symétrie de rotation s’écrit :

$$M = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{N}} & e^{j\frac{4\pi}{N}} & \dots & e^{j\frac{2(N-1)\pi}{N}} \\ 1 & e^{j\frac{4\pi}{N}} & e^{j\frac{8\pi}{N}} & \dots & e^{j\frac{4(N-1)\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\frac{2(N-1)\pi}{N}} & e^{j\frac{4(N-1)\pi}{N}} & \dots & e^{j\frac{2(N-1)^2\pi}{N}} \end{pmatrix}$$

Mode pair
Modes impairs

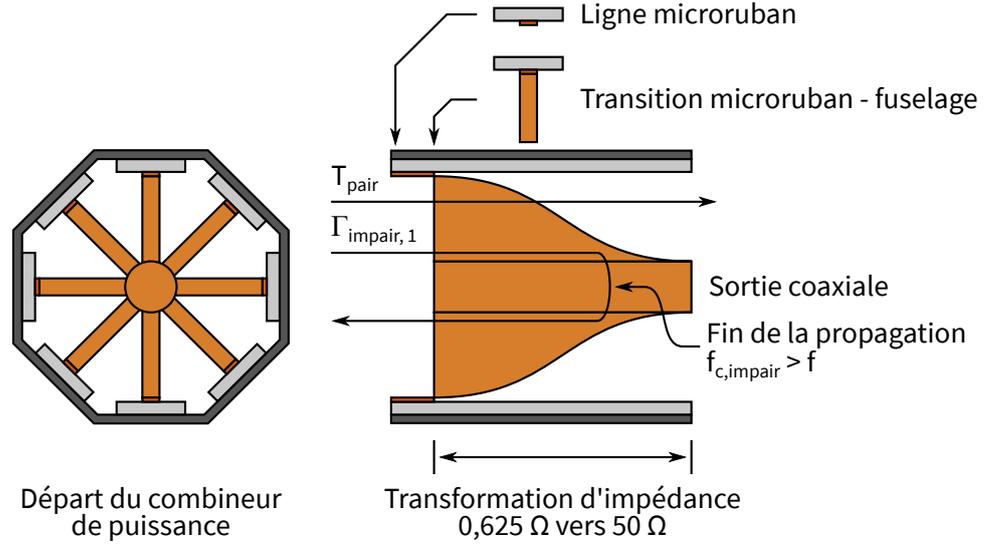


FIGURE 88 – Excitation en mode pair et impair du combineur en fuselages du chapitre précédent.

avec N le nombre d'entrées. Par exemple, dans les cas à 2 et 4 entrées, M est donnée par :

$$M_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad M_4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -j & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -j & j & -1 \end{pmatrix}$$

L'inverse de M est donnée par :

$$M^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-\frac{j2\pi}{N}} & e^{-\frac{j4\pi}{N}} & \dots & e^{-\frac{j2(N-1)\pi}{N}} \\ 1 & e^{-\frac{j4\pi}{N}} & e^{-\frac{j8\pi}{N}} & \dots & e^{-\frac{j4(N-1)\pi}{N}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-\frac{j2(N-1)\pi}{N}} & e^{-\frac{j4(N-1)\pi}{N}} & \dots & e^{-\frac{j2(N-1)^2\pi}{N}} \end{pmatrix}$$

En séparant les entrées en mode pairs et impairs, l'isolation peut être calculée par :

$$S_{l,k} = \sum_{m=1}^N \frac{1}{N} e^{\frac{j2(l-1)(m-1)\pi}{N}} \Gamma_m e^{-\frac{j2(k-1)\pi}{N}}, \quad l \neq k$$

avec l et k les numéros des entrées et Γ_m le coefficient de réflexion du mode impair numéro m . Cette équation montre que lorsque l'adaptation des modes

impairs est améliorée, ceci améliore l'isolation entre les entrées. Il est à noter que cette équation a les mêmes symétries que le combineur.

La même méthode d'analyse peut être employée pour les combineurs en arbre, par l'utilisation de matrices de Hadamard comme matrice de modes. Nous laissons cet exercice au lecteur.

Pour améliorer l'isolation entre les entrées, il faut donc trouver une manière d'absorber les modes impairs. Une analyse similaire est faite dans [147] et [91] pour des combineurs avec des résistances discrètes.

18.2 DÉVELOPPEMENT D'UNE MÉTHODE POUR ABSORBER LES MODES IMPAIRS

Nous avons montré dans la section suivante que l'absence d'isolation des combineurs sans isolation est due à la réflexion des modes impairs et qu'il fallait les absorber pour isoler les entrées. Il est nécessaire, de plus, d'introduire le dispositif d'absorption avant le point à partir duquel les modes impairs ne peuvent plus se propager.

Il faudrait dans l'idéal disposer de lignes de transmission ayant les propriétés suivantes :

$$Z_{\text{pair}} = \text{impédance du profil} \quad (8)$$

$$Z_{\text{impair}} = Z_{\text{pair}} \quad (9)$$

$$\alpha_{\text{pair}} = 0 \quad (10)$$

$$\alpha_{\text{impair}} = \infty \quad (11)$$

Cet idéal est impossible à atteindre. Par contre, il est possible de s'en approcher ainsi :

$$Z_{\text{pair}} = \text{impédance du profil} \quad (12)$$

$$Z_{\text{impair}} \approx Z_{\text{pair}} \quad (13)$$

$$\alpha_{\text{pair}} \approx 0 \quad (14)$$

$$\alpha_{\text{impair}} \text{ très grand} \quad (15)$$

Pour cela il faut trouver une forme de lignes de transmission permettant d'avoir des zones dans lequel le champ électrique est minimal dans le mode pair et maximal dans les modes impairs. De cette manière, il est possible d'absorber les modes impairs en y mettant de l'absorbant.

Nous allons utiliser la structure en cage des figures 89a et 89b, constituée de lignes de transmission entourant un absorbant à l'intérieur d'un tube creux servant de conducteur de masse. Dans le mode pair, le champ électromagnétique se trouve entre les lignes de transmission et le conducteur de masse. Très peu de champ électromagnétique se situe à l'intérieur de l'absorbant donc les pertes sont faibles. Par contre, dans le mode impair, une grande partie du champ électromagnétique se trouve dans l'absorbant.

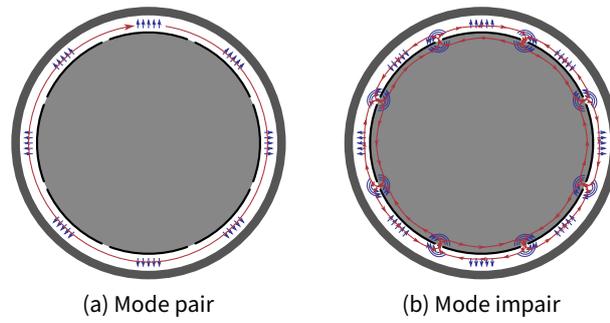


FIGURE 89 – Lignes de champ électrique et magnétique dans les modes pair (a) et impair (b).

ESSAIS PRÉLIMINAIRES DE COMBINEUR À ISOLATION AMÉLIORÉE ET DIFFICULTÉS

La conception du nouveau combineur de puissance à isolation améliorée a rencontré un certain nombre de difficultés avant d'aboutir à une architecture réalisable. Ce chapitre passe en revue, de manière synthétique, les essais réalisés et les principales difficultés rencontrées.

19.1 CHOIX D'UNE MÉTHODE DE SIMULATION

Le choix d'une méthode de simulation porte sur trois éléments : le domaine considéré, temporel ou fréquentiel, la méthode de maillage, hexaédrique cartésien ou tétraédrique, et l'implémentation logicielle. Ce dernier point est très important car toutes les combinaisons ne sont pas possibles, et les détails pratiques sont importants.

Les combineurs de puissance étudiés, à cause de leur structure circulaire, nécessitent de pouvoir simuler des ports avec une orientation arbitraire. Le logiciel de simulation utilisé, CST Microwave Studio®, ne supporte ceci qu'avec un maillage tétraédrique, et ce maillage n'est disponible qu'en simulation fréquentielle.

De plus, ces combineurs de puissance nécessitent de gérer simultanément des petites mailles, dans l'épaisseur du substrat des lignes microruban, et de très grosses mailles, dans la section coaxiale. Ceci est très difficile à gérer en maillage hexaédrique cartésien. En effet, ces maillages fonctionnent par une discrétisation indépendante des coordonnées x , y et z . Toutes les mailles alignées selon un axe ont les mêmes dimensions selon les deux autres axes. Par exemple, toutes les mailles alignées selon l'axe z ont les mêmes dimensions selon x et y . Ainsi, les petites mailles propagent leur petite dimension aux autres cellules, y compris aux parties de la structure qui nécessiteraient de grandes mailles. Quant aux techniques de sous-maillage, celles disponibles sous CST Microwave Studio sont peu efficaces pour les structures considérées ici.

De plus, lorsque l'on simule dans le domaine temporel une structure grosse ayant des mailles fines, la taille du pas de simulation est déterminée par la largeur de la diagonale de la plus petite maille de simulation, à cause du critère de Courant. Mais le temps total à simuler est déterminé par le temps de propagation dans la structure, donc par sa taille. Ainsi, les méthodes de simulation temporelle sont mal adaptées aux structures ayant un ratio élevé entre la maille la plus grosse et la maille la plus fine.

CRITÈRE DE COURANT :
Nommé d'après Richard Courant, mathématicien allemand. Critère reliant le pas temporel maximal d'une simulation temporelle aux dimensions de la plus petite maille.

Ces deux contraintes aboutissent donc à simuler nos combineurs de puissance avec le moteur fréquentiel de CST et un maillage tétraédrique.

19.2 NOMBRE DE POINTS EXCESSIF

La « version 0 » du combineur de puissance (précédant le combineur en ridge de la section précédente) n'a même pas franchi l'étape de maillage de la simulation électromagnétique. En effet, le profil calculé par le programme (voir [section 16.4](#), page 106) comporte 1001 points. La distance entre deux points est très faible. Or, le mailleur utilise directement les points de cette courbe comme points de maillage initial, ce qui aboutit à avoir un très grand nombre de mailles minuscules, y compris dans des endroits où de très grosses mailles suffiraient amplement. Le mailleur de CST n'est pas capable de diminuer le nombre de points de la courbe. Il faut donc appliquer l'algorithme de réduction du nombre de points décrit dans la [section 16.5](#) (page 112). Une fois cet algorithme appliqué, on obtient moins de 20 points, et la simulation peut se faire sans problème particulier.

19.3 DIFFICULTÉS MÉCANIQUES

PEHD :
Abbréviation de
« Polyéthylène haute
densité ». Matériau
polymère plastique.
Propriétés : bonne
rigidité, faible
 $\epsilon_r = 2,3$, faible
pertes diélectriques
 $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$.

Une première version d'un combineur à isolation améliorée est montrée dans les [figures 90 à 92](#). Bien que les performances simulées soient intéressantes, celle-ci est un calvaire pour la réalisation mécanique. Les bandes métalliques recouvrant l'absorbant (en bleu) sont très difficiles à réaliser. Comme la surface de l'absorbant n'est pas une surface réglée, il est impossible d'y coller dessus une feuille sans plis. Il faudrait donc faire un dépôt métallique sur l'absorbant. Un dépôt électrolytique nécessiterait que l'absorbant soit conducteur, or le matériau envisagé ne l'est pas. Des techniques de dépôt sans électrolyse existent, mais elles sont complexes à mettre en œuvre. Les peintures conductrices n'ont pas la conductivité de surface aussi bonne que les métaux, donc les pertes d'insertion seraient plus élevées et la tenue en puissance moins bonne. Et il faudrait usiner les fentes à part sur une fraiseuse, en tournant la pièce de 45° entre chaque usinage.

En plus de ces difficultés, le diélectrique, montré [figure 93](#), a la forme complémentaire de l'absorbant, ce qui pose des problèmes de réalisation mécanique. Il ne peut être obtenu directement par fraisage car la forme interne est trop longue par rapport aux tailles standard de fraises. Le réaliser en deux moitiés poserait des problèmes d'assemblage. L'impression 3D n'est pas utilisable car, au début du diélectrique, son épaisseur n'est que de 250 μm . Et même si l'on pouvait réaliser une telle pièce, elle risquerait de casser au montage à cet endroit.

La solution à ces deux problèmes est présentée [figures 94 et 95](#). La suppression du PEHD élimine le problème de son usinage. La forme octogonale

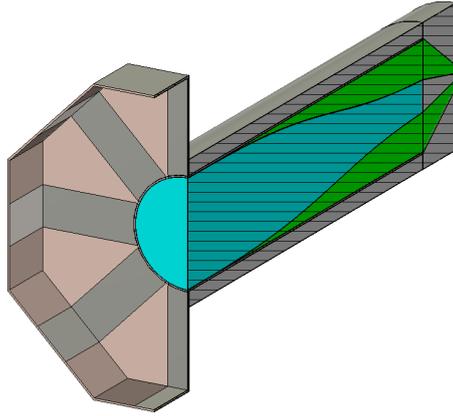


FIGURE 90 – Vue en coupe 3D d'un premier combineur à isolation améliorée.

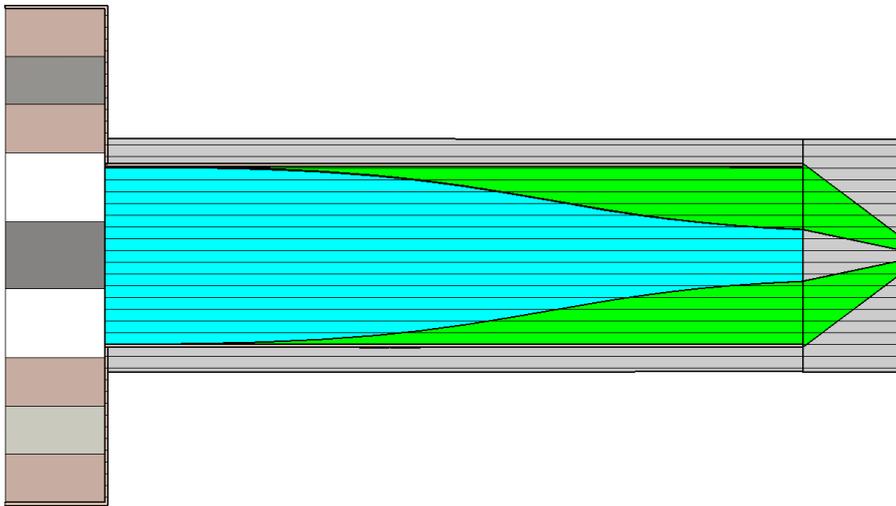


FIGURE 91 – Vue en coupe 2D d'un premier combineur à isolation améliorée.

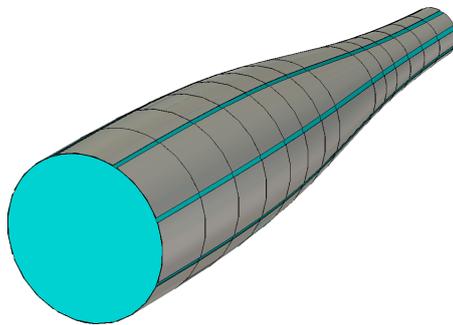


FIGURE 92 – Détail de l'absorbant avec ses lignes de transmission du premier combineur à isolation améliorée.

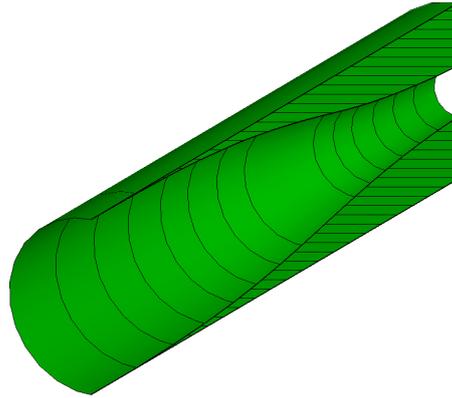


FIGURE 93 – Détail de l'absorbant avec ses lignes de transmission du premier combineur à isolation améliorée. Cette pièce est difficile à réaliser à cause de sa faible épaisseur initiale (250 μm).

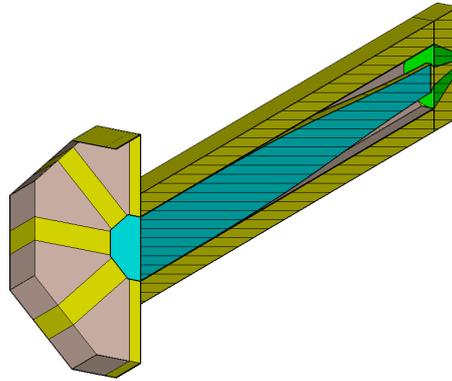


FIGURE 94 – Second combineur à isolation améliorée, sans le diélectrique.

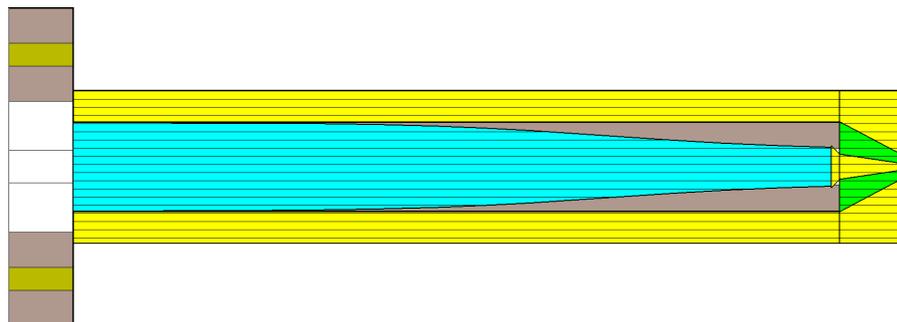


FIGURE 95 – Coupe 2D du second combineur à isolation améliorée. Notons la présence d'une réduction du diamètre due au changement de diélectrique, avant la réduction de diamètre due au connecteur, ainsi qu'une longueur plus élevée

de l'absorbant permet de découper des bandes de cuivres puis de les coller dessus. Ainsi, il n'y a plus besoin de faire un dépôt métallique.

On notera des différences avec la première version. D'une part, une première réduction de diamètre due au changement de diélectrique a été rajoutée avant la réduction due au connecteur. D'autre part, le combineur est plus long que le premier. Enfin, le diélectrique des lignes microruban est du RO3003 ($\epsilon_r = 3,0$, constante conception¹) au lieu du RO3010 ($\epsilon_r = 11,2$) initialement employé. Ces changements ont eu lieu afin d'éviter les résonances transverses dans les lignes microruban.

Toutefois, il reste dans cette version deux gros soucis. D'une part, le corps métallique est constitué d'un cylindre contenant un trou octogonal. La réalisation de ce trou n'est pas possible par perçage. Il faut donc recourir à une technique spécialisée, la découpe au fil par électroérosion. Pire encore, un substrat de 254 μm est présent entre l'absorbant et le coeur de métal. Cette très faible épaisseur entre l'absorbant et le corps métallique nécessite un usinage ayant une très faible tolérance (50 μm !). De plus, il est impossible de fixer le substrat par brasure car l'épaisseur de la brasure est très variable en fonction des paramètres, en plus de difficultés pratiques pour faire cette brasure. Idem pour les techniques de collage, en plus du fait que les colles ont souvent des pertes diélectriques élevées. En bref, la réalisation s'annonce difficile, même si ce n'est pas impossible.

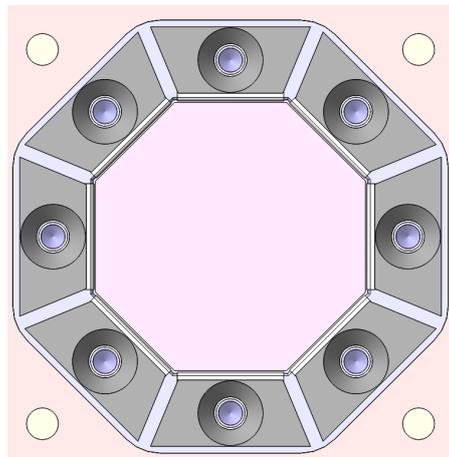


FIGURE 96 – Solution de fixation du substrat des lignes microruban, partie 1.

De longs mois d'étude mécanique ont été faits pour tenter d'arriver malgré tout à réaliser cela. La grande difficulté étant de concilier les contraintes mécaniques avec les contraintes hyperfréquences. Par exemple, la solution de fixation du substrat présentée figures 96 à 99, suggérée par un expert en

DÉCOUPE AU FIL : technique d'usinage par électroérosion dans laquelle une décharge électrique est produite entre un fil et une pièce métallique à découper. Cette décharge électrique provoque un arrachement localisé de matière permettant la découpe.

1. À cause de leur procédé de fabrication, ces substrats sont anisotropiques. Ainsi, deux constantes diélectriques sont données par le fournisseur. La constante dite « process » serait mesurée dans le matériau brut, tandis que la constante « design » est une constante moyenne vue par le champ électrique en situation typique. Cette dernière convient pour les applications courantes, mais serait totalement imprécise pour des applications nécessitant une grande précision dans le ϵ_r , comme des filtres.

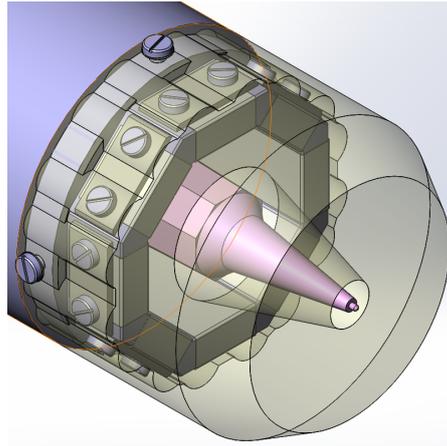


FIGURE 97 – Solution de fixation du substrat des lignes microruban, partie 2.

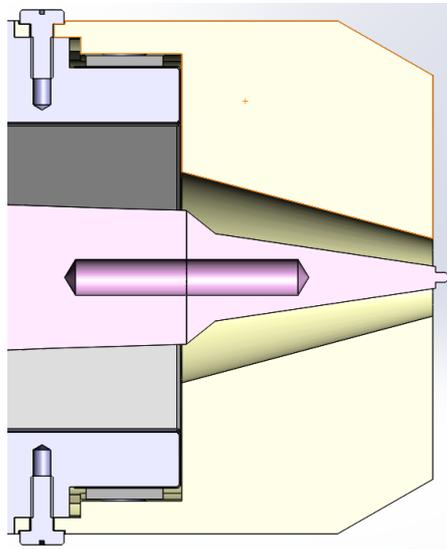


FIGURE 98 – Solution de fixation du substrat des lignes microruban, vue en coupe de la partie 2.

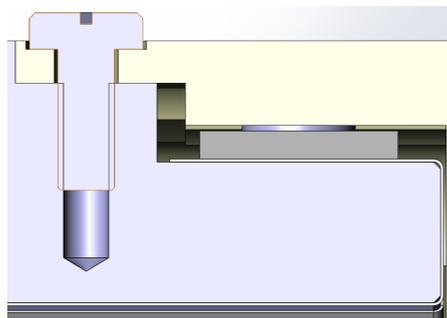


FIGURE 99 – Solution de fixation du substrat des lignes microruban, agrandissement de la vue en coupe de la partie 2. On voit clairement la rupture du contact de masse.

mécanique, est excellente du point de vue mécanique mais épouvantable d'un point de vue hyperfréquence. En effet, comme on le voit [figure 99](#), le contact de masse entre le corps et la tête du combineur est rompu. Or, un bon contact de masse est indispensable pour éviter les soucis. La CAO a été reprise de nombreuses fois pour aboutir enfin à une version réalisable, même difficilement. Nous avons même obtenu un devis pour l'usinage de la pièce la plus complexe, avec le trou octogonal, pour un montant de... 2448 € TTC.

Ce long travail de conception mécanique n'a finalement pas servi, car une bien meilleure solution a été trouvée. Elle sera décrite en détail dans le prochain chapitre.

19.4 DIFFICULTÉS THERMIQUES

En plus d'être difficile à réaliser, le combineur de la section précédente aurait probablement pris feu à pleine puissance. En effet, le coeur du combineur flottant dans l'air, et l'air ayant une très mauvaise conductivité thermique, il n'y a pas de bon chemin pour évacuer la chaleur produite. Ce problème a été résolu par l'ajout d'un coeur métallique permettant l'évacuation de la chaleur.

Nous ne détaillerons pas plus cette version car le prochain chapitre décrit la solution finalement retenue pour ce combineur de puissance.

DESCRIPTION DU COMBINEUR FINAL

20.1 ARCHITECTURE GLOBALE DU NOUVEAU COMBINEUR DE PUISSANCE

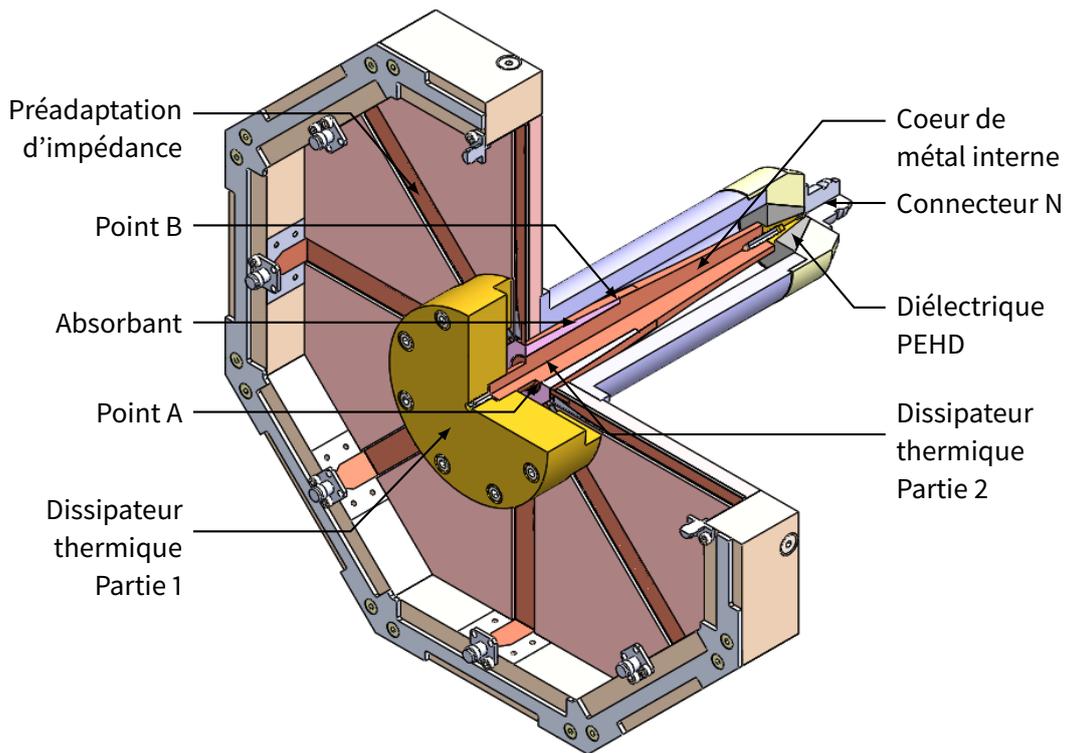


FIGURE 100 – Modèle 3D du combineur de puissance. Les connecteurs d'entrée 50Ω seront remplacés dans la version finale par des modules d'amplification élémentaire sous 2.5Ω pour atteindre des puissances élevées.

La CAO mécanique du nouveau combineur de puissance est montrée [figure 100](#). Des connecteurs standard 50Ω SMA (voir [section 17.1](#), page 115) sont présents pour les mesures, bien que ce combineur ait ses entrées sous $2,5 \Omega$. Ces connecteurs ne sont pas présents lorsque le combineur de puissance est utilisé avec les modules d'amplification, comme nous le verrons dans la [section 20.5](#), page 143.

Une préadaptation d'impédance augmente l'impédance de $2,5 \Omega$ à 50Ω . Cette préadaptation d'impédance permet d'avoir une impédance suffisamment élevée en entrée de la section coaxiale, de telle sorte que la distance entre la partie interne et la partie externe ne soit pas trop faible. Sans cette préadaptation, la distance serait de l'ordre de $120 \mu\text{m}$, ce qui serait très difficile à réaliser. Avec la préadaptation, la distance est comprise entre 0.8 mm

(angles de l'octogone) et 1.9 mm (milieu des segments), ce qui est bien plus facile à réaliser.

En plus d'augmenter la distance, l'utilisation de la préadaptation permet d'avoir un trou rond pour la partie externe de la section coaxiale. Ce trou rond peut être usiné par un tournage mécanique classique, beaucoup moins cher qu'une découpe au fil.

Le lecteur attentif aura remarqué que nous sommes passés de 5Ω à $2,5 \Omega$. En effet, nous avons profité de l'utilisation de la préadaptation pour baisser encore plus l'impédance.

La combinaison de puissance, au sens strict du terme¹, débute après la préadaptation. La première partie est une structure coaxiale constituée de plusieurs lignes de transmission entourant un matériaux absorbant. Comme expliqué dans le [section 17.2](#), page 118, ceci permet d'isoler les entrées entre elles par l'ajout d'un mécanisme de pertes dans les modes impairs. Sans ceci, les modes impairs seraient renvoyés vers les entrées, ce qui cause l'absence d'isolation dans les combineurs sans pertes. Cet absorbant est similaire aux résistances d'isolation des combineurs de Wilkinson [37, 119, 139, 147], mais son mécanisme distribué permet d'avoir de plus fortes bandes passantes, ainsi qu'une meilleure tenue en puissance.

À l'intérieur de l'absorbant se situe une tige de métal relié au corps du combineur. Cette tige fournit un chemin pour l'évacuation de la chaleur générée à l'intérieur du combineur. Cela provoque bien une dégradation des performances du combineur, en particulier dans les basses fréquences, mais cet impact est faible. Sans cette tige, le combineur de puissance ne serait pas capable de tenir de fortes puissances. De plus, cette structure permet le support mécanique.

La forme de la section de combinaison est calculée d'après la procédure décrite [chapitre 16](#), page 103. La préadaptation d'impédance et la section coaxiale forment une seule et unique transition Klopfenstein. Mettre deux sections en série aurait été plus facile pour le calcul, mais aurait augmenté la longueur et les pertes de l'ensemble. La [figure 101](#) montre l'impédance caractéristique Z_0 , la constante diélectrique effective K_{eff} , et les dimensions de ces deux sections.

À la fin du combineur de puissance, se trouve une première réduction de diamètre, due au changement de constante diélectrique entre l'air ($\epsilon_r = 1,0$) et le PEHD ($\epsilon_r = 2,3$). Puis une seconde réduction pour aboutir au diamètre du connecteur. Aucune adaptation d'impédance n'est faite dans ces deux transitions : l'impédance reste à 50Ω . Ces transitions n'ont pas de fonction électrique et sont purement mécaniques. Le PEHD sert à positionner le cœur de métal dans la structure coaxiale. Le connecteur de sortie seul ne serait pas suffisamment solide pour assurer une bonne résistance

1. Nous utilisons dans ce chapitre le terme « combineur » aussi bien pour le dispositif complet, incluant la préadaptation d'impédance, que pour le combineur à proprement parler, sans la préadaptation.

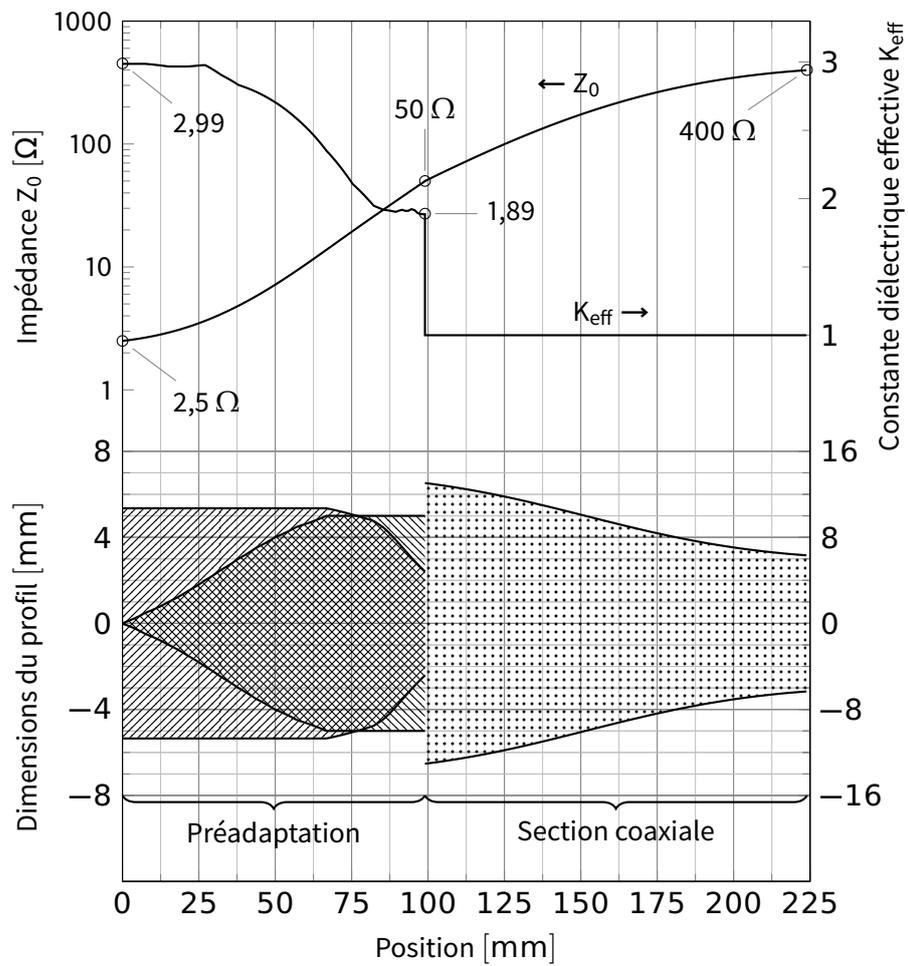


FIGURE 101 – Impédance Z_0 , constante diélectrique effective K_{eff} , et dimensions du profil de la préadaptation d'impédance et de la section coaxiale. L'ensemble forme une seule transition Klopfenstein.

mécanique. Ces deux transitions ont été optimisées dans des simulations électromagnétiques séparées. Contrairement à la préadaptation qui utilise du PTFE, du PEHD a été choisi ici car ce matériau est moins cher et plus facile à usiner.

20.2 PRÉADAPTATION D'IMPÉDANCE À L'AIDE D'UN PLAN DE MASSE FENDU

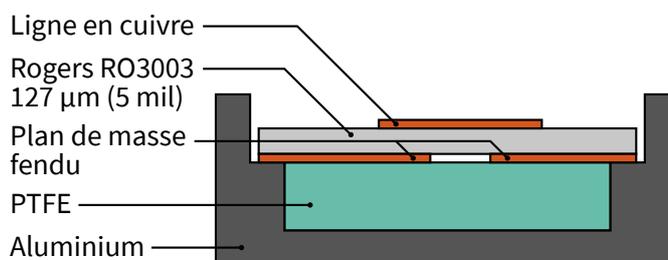


FIGURE 102 – Section de la préadaptation d'impédance (non à l'échelle).

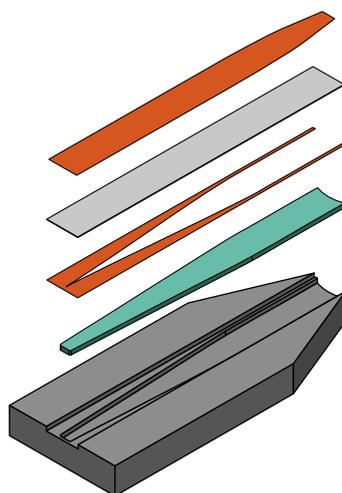


FIGURE 103 – Vue 3D de la préadaptation d'impédance

Ce combineur utilise une préadaptation d'impédance de $2,5 \Omega$ vers 50Ω pour faciliter la fabrication. Cette préadaptation d'impédance ne peut pas être faite avec une ligne microruban sur un substrat d'épaisseur constante. En effet, le côté à faible impédance, sous $2,5 \Omega$ a une largeur maximale car, sinon, des modes d'ordre supérieur pourraient se propager. Utiliser des substrats à forte constante diélectrique (« high-k ») ne résout pas ce problème puisqu'ils réduiraient la largeur maximale permise et aboutiraient à la même impédance minimale. Ceci oblige à utiliser un substrat fin. Mais un substrat fin obligerait à avoir une ligne de faible largeur du côté à forte impédance, ce qui limiterait la tenue en puissance et augmenterait les pertes.

Nous avons besoin d'une manière ou d'une autre de pouvoir changer l'épaisseur du substrat. Utiliser plusieurs substrats de différentes épaisseurs, ou un substrat dont l'épaisseur varierait continûment rendrait la fabrica-

tion difficile. C'est pourquoi nous utilisons une structure avec un plan de masse fendu (« deffective ground plane ») [7, 21, 77, 111]. Les figures 102 et 103 montrent la structure de la préadaptation. Le plan de masse est progressivement ouvert pour augmenter la « hauteur effective du substrat », puis la largeur de la ligne microruban est réduite. L'impédance en fonction des dimensions est calculée à l'aide du solveur de ports de CST Microwave Studio®. Le plan de masse fendu est fixé sur une semelle munie d'un creux permettant d'éviter de court-circuiter la fente. Ce creux est rempli de PTFE, afin d'assurer un support mécanique du substrat. Contrairement à la sortie coaxiale du combineur, qui utilise du PEHD, nous avons utilisé pour la préadaptation du PTFE, car sa température maximale est plus élevée, ce qui permet de pouvoir braser le substrat.

20.3 SIMULATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Afin de valider les performances de ce combineur de puissance avant fabrication, nous avons fait une simulation électromagnétique. Le modèle inclut les lignes microruban de départ, la préadaptation d'impédance, la section coaxiale et les deux réductions finales de diamètre. Les connecteurs SMA d'entrée de la version de test ne sont pas considérés dans cette simulation car ils ne seront pas utilisés dans un amplificateur de puissance, et leur effet est enlevé des résultats de mesure. Le connecteur de sortie est négligé car ses pertes sont très faibles par rapport au reste.

Deux modèles 3D séparés sont utilisés pour la réalisation mécanique et la simulation électromagnétique. L'utilisation de deux modèles séparés est nécessaire car le modèle mécanique et le modèle électromagnétique ont des contraintes différentes. Par exemple, les vis doivent être comprises dans le modèle mécanique, pour faire correctement les perçages, mais ne le sont pas dans le modèle électromagnétique.

La simulation est faite avec CST Microwave Studio®. Nous utilisons le solveur dans le domaine fréquentiel, avec maillage tétraédrique et adaptation de maillage. Comme expliqué plus en détail dans la section 19.1, page 127, ces méthodes de simulation et de maillage permettent de gérer dans la même simulation des éléments petits et larges. Les plus petits éléments sont présent dans les lignes microruban d'entrée, sur un substrat de 127 μm , et les plus larges dans la section de sortie, dont le diamètre fait 30 mm.

20.4 MESURES

Les mesures de ce combineur de puissance sont très difficiles car les entrées sont des lignes microruban larges, avec de faibles impédances. Ni les connecteurs commerciaux, ni les instruments de mesure peuvent se connecter directement à ces lignes larges. Pour les mesures, nous avons

réalisé une version de test avec des connecteurs d'entrée coaxiaux standard SMA 50 Ω femelle.

Cette version de test est mesurée avec un analyseur de réseaux vectoriel standard 50 Ω . Le dispositif de mesure est montré figures 104 et 105. Les mesures sont faites deux ports à la fois, avec les ports restant reliés à des charges adaptées 50 Ω . La transition de sortie N vers SMA est ignorée. Un script Python est utilisé pour combiner les multiples fichiers de mesure Touchstone à 2 ports en un seul fichier à 9 ports. Les coefficients S_{ij} mesurés plusieurs fois, par exemple S_{11} , sont moyennés sur toutes les mesures. Le desembling et la renormalisation d'impédance est faite avec le logiciel Keysight Advanced Design System.

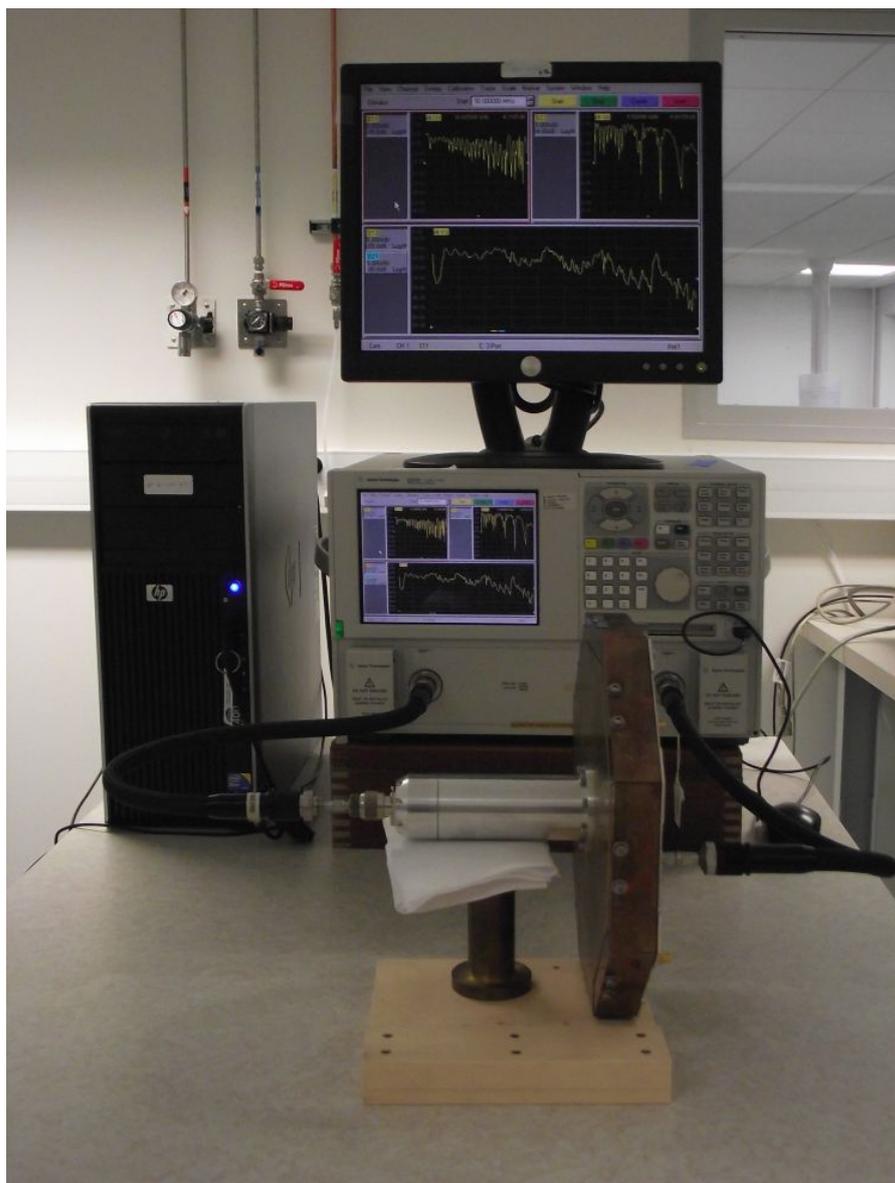


FIGURE 104 – Banc de mesure du combineur.

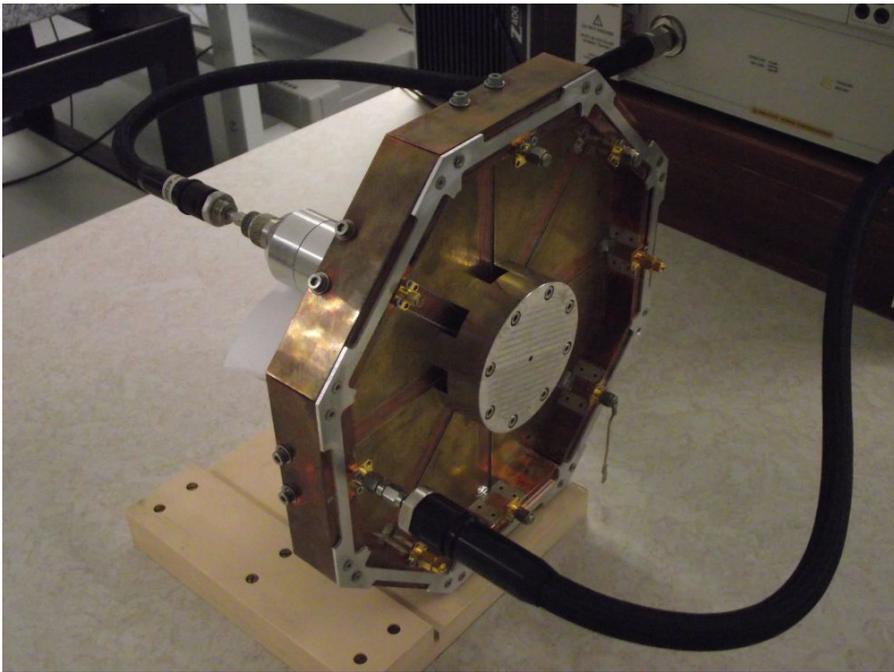


FIGURE 105 – Vue de près du combineur en cours de mesure.

Les transitions des connecteurs coaxiaux SMA 50 Ω vers les lignes micro-ruban large d'impédance 50 Ω nécessitent un desembedding. Ce desembedding est fait avec le modèle de simulation électromagnétique de la transition montré dans la [figure 106](#).

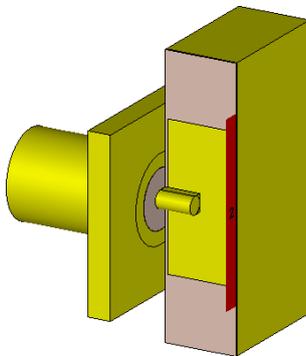


FIGURE 106 – Modèle électromagnétique 3D de la transition d'entrée d'un connecteur coaxial standard SMA 50 Ω femelle vers une ligne microruban large 2,5 Ω , utilisée pour le combineur de test.

Les résultats de mesure après desembedding et renormalisation d'impédance sont montrés [figures 107 à 109](#), avec les résultats de simulation. Les pertes de combinaison ([figure 107](#)) sont inférieures à 1.8 dB dans une bande passante de 1 à 6 GHz, excepté sur quelques pics. Ces pics sont dus à des imperfections mécaniques et peuvent être supprimés en augmentant les dimensions fines. Ces pertes sont bonnes car elles incluent la préadaptation d'impédance depuis 2,5 Ω . L'erreur de phase RMS des entrées ([figure 108](#)) est inférieure à 15° sur toute la bande.

RMS: « Root mean square ». Racine carrée de la moyenne des carrés. Utilisée dans deux grands cas: la puissance efficace, et la moyenne d'une erreur.

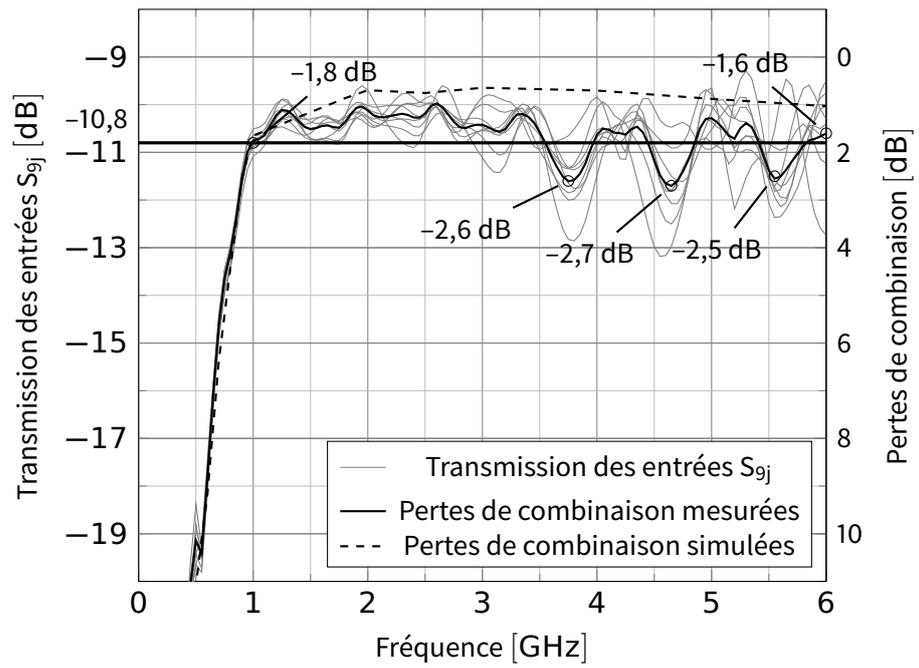


FIGURE 107 – Transmission des entrées S_{9j} et pertes de combinaison mesurée et simulée.

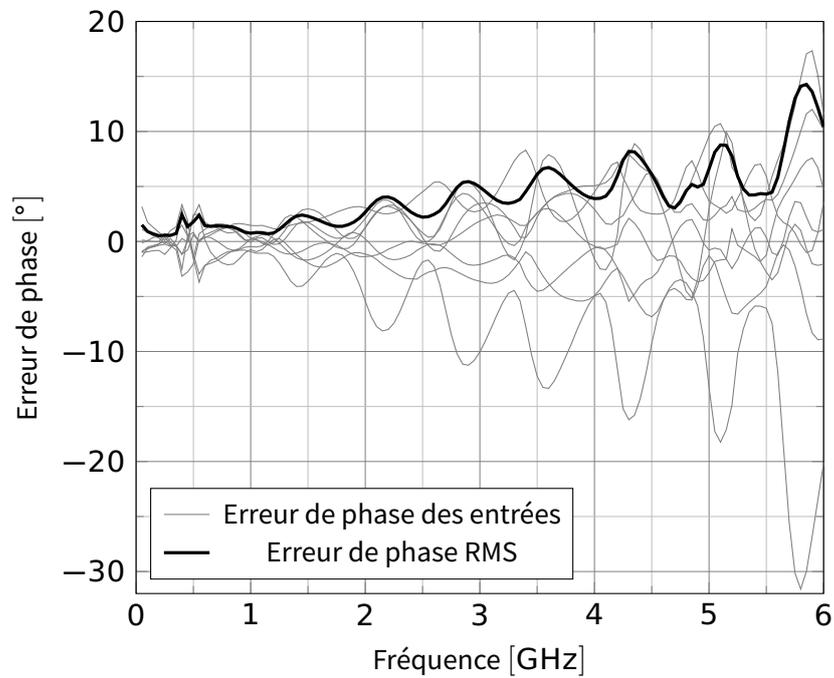


FIGURE 108 – Erreur de phase des entrées et erreur de phase RMS.

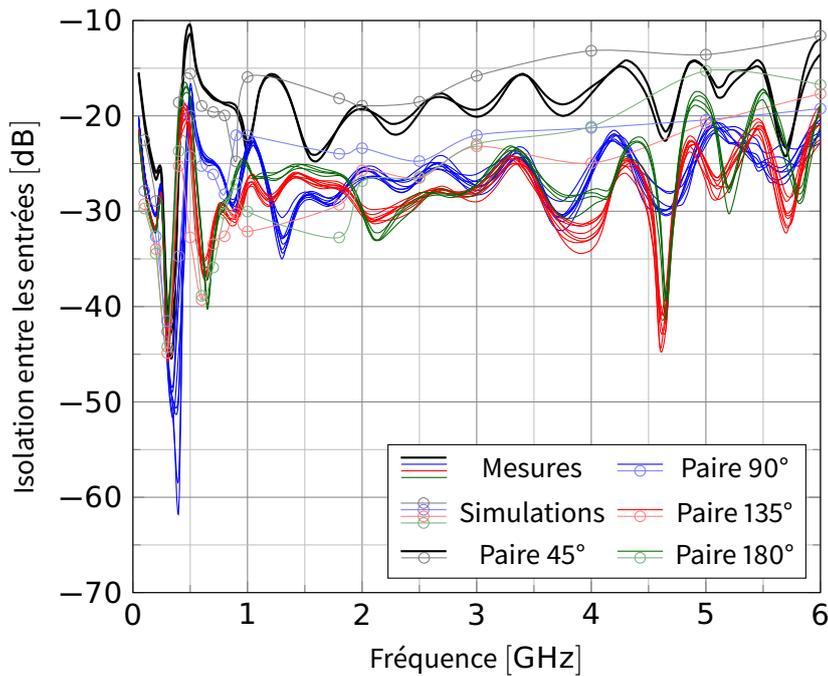


FIGURE 109 – Isolation mesurée et simulée entre les entrées. Les courbes sont regroupées selon l'angle entre les entrées, par exemple, 45° entre les entrées 1 et 2.

L'isolation dans le pire des cas est meilleure que -10 dB pour les entrées proches l'une de l'autre (paire à 45°) et meilleure que -15 dB pour les autres paires.

20.5 INTÉGRATION MÉCANIQUE

La CAO mécanique complète du combineur de puissance avec ses modules d'amplification élémentaires est montrée figures 110 à 112. Les connecteurs coaxiaux SMA ont été remplacés par des modules d'amplification élémentaires.

Dans la figure 110, le circuit d'amplification se réduit à une simple ligne de transmission. En effet, les modules d'amplification n'étant pas encore conçus, seule la CAO mécanique est pour l'instant disponible. La conception des modules d'amplification élémentaires fera l'objet de la partie suivante.

Les modules d'amplification élémentaires ont 5 connecteurs en entrées : 4 connecteurs BNC et 1 connecteur SMA. Les connecteurs BNC servent à alimenter la grille et le drain de deux étages d'amplification, tandis que le connecteur SMA sert d'entrée RF. En effet, compte-tenu des puissances élevées en sortie, et du faible gain des transistors de très forte puissance, il est souhaitable d'avoir 2 étages pour faciliter le pilotage des modules d'amplification élémentaires.

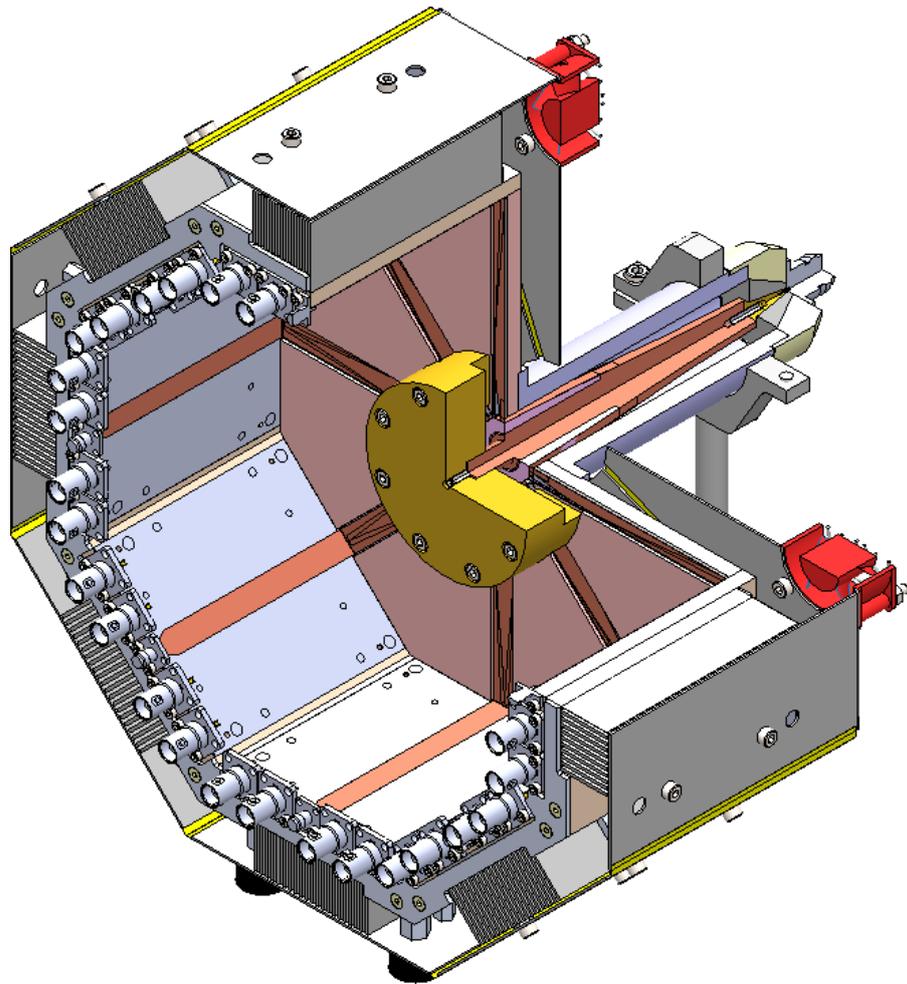


FIGURE 110 – CAO mécanique du combineur de puissance avec les modules élémentaires (1). Dimensions $333 \times 322 \times 286 \text{ mm}^3$.

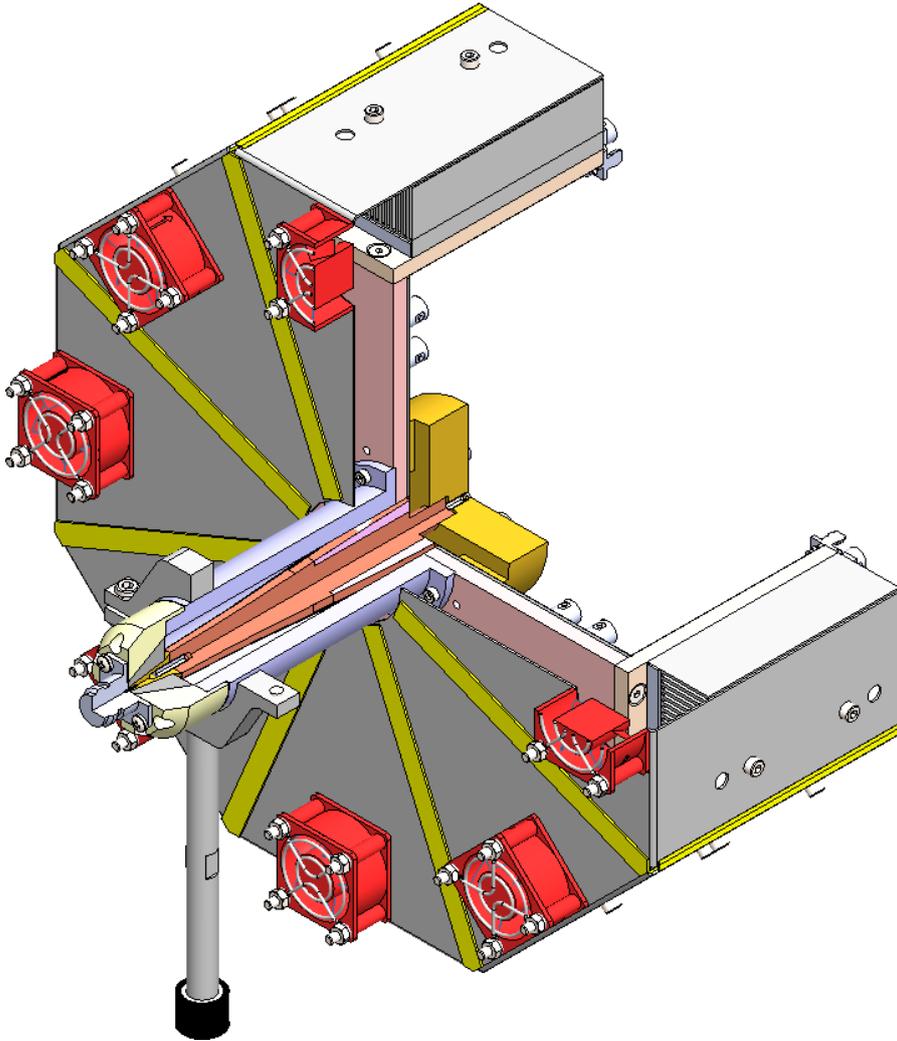


FIGURE 111 – CAO mécanique du combineur de puissance avec les modules élémentaires (2).

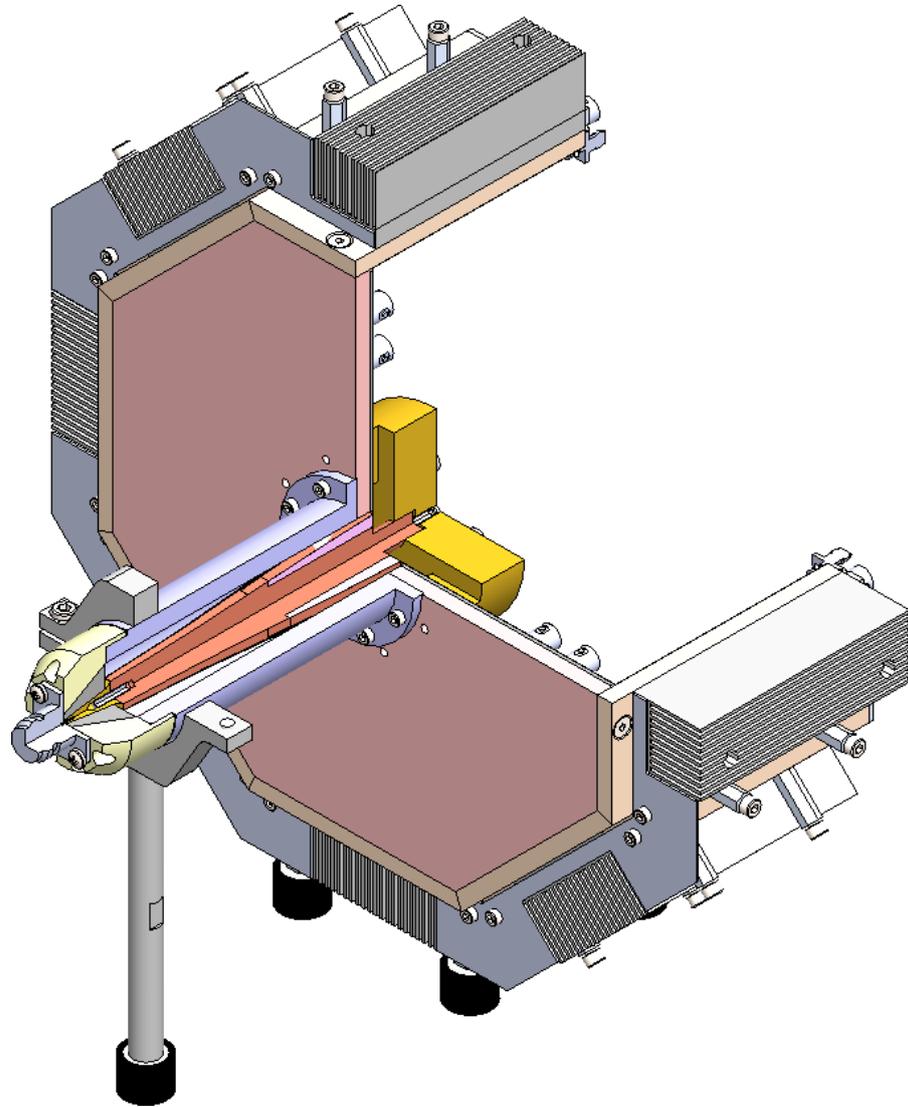


FIGURE 112 – CAO mécanique du combineur de puissance avec les modules élémentaires (3).

Bien qu'ils aient une sortie à basse impédance, ces modules d'amplification élémentaire auront une entrée standard 50Ω . En effet, compte-tenu de la manière dont le combineur est assemblé mécaniquement, il serait difficile de mettre un second exemplaire en entrée. Le prix du combineur est très élevé, ce qui nécessite de le réserver à l'endroit le plus critique, la sortie. La stratégie consiste donc à utiliser un diviseur de puissance du commerce pour alimenter les entrées. Un tel diviseur est facile à trouver ou à construire, précisément car les puissances d'entrée sont faibles. Le problème de l'adaptation d'impédance des entrées des modules d'amplification reste néanmoins à résoudre. Nous examinerons une méthode pour le faire dans la prochaine partie.

Chacun de ces modules est muni d'un radiateur afin d'évacuer la chaleur produite par les transistors. Ces radiateurs fonctionnent en convection forcée par 8 ventilateurs, un par module. Ces ventilateurs sont fixés sur le capot qui permet de s'assurer que le flux d'air ne sorte pas des radiateurs avant qu'il n'ait absorbé toute la chaleur qu'il peut absorber. Ce capot est constitué de 8 morceaux, usinés par pliage. Le pliage est la technique la plus économique pour réaliser ce type de formes, très creuses. La séparation en 8 morceaux permet de n'avoir qu'un seul pli par morceaux. Les pièces avec deux plis sont plus complexes à réaliser car le premier pli gêne la fixation de la pièce sur la machine outil lorsque l'on fait le second pli. Ces morceaux sont fixés aux modules d'amplification élémentaires par des entretoises. Du ruban adhésif (en jaune sur la [figure 111](#)) est utilisé afin de boucher les fentes entre les pièces, pour maximiser le flux d'air circulant à l'intérieur des radiateurs. Les espaces entre les radiateurs sont quant à eux bouchés par l'utilisation d'une tôle, visible [figure 112](#).

Ce soin particulier apporté au refroidissement des modules élémentaires est justifié amplement par la [figure 113](#), qui montre la durée de vie moyenne d'un transistor GaN typique en fonction de sa température de jonction. La durée de vie est divisée par 2 pour une augmentation de 7°C [89]. Ainsi, meilleur est le refroidissement, meilleure sera la fiabilité.

Une autre raison qui pousse à surdimensionner le refroidissement est que les performances du refroidissement varient en fonction des conditions environnementales. La température ambiante peut varier de -20°C , dans les pays froids, à $+60^\circ\text{C}$, dans un désert ou dans une voiture en plein soleil. La variation de la pression atmosphérique en fonction de l'altitude doit aussi être prise en compte. Cet effet est difficile à calculer, car la variation de la pression change non seulement la capacité thermique volumique de l'air, mais aussi le flux d'air des ventilateurs [15, 105]. Il est toutefois possible d'estimer la résistance thermique en haute altitude en multipliant la résistance thermique au niveau de la mer par les coefficients multiplicatifs du [tableau 12](#) [105]. Cette méthode ne sera jamais aussi précise qu'une simulation numérique mais est beaucoup plus rapide.

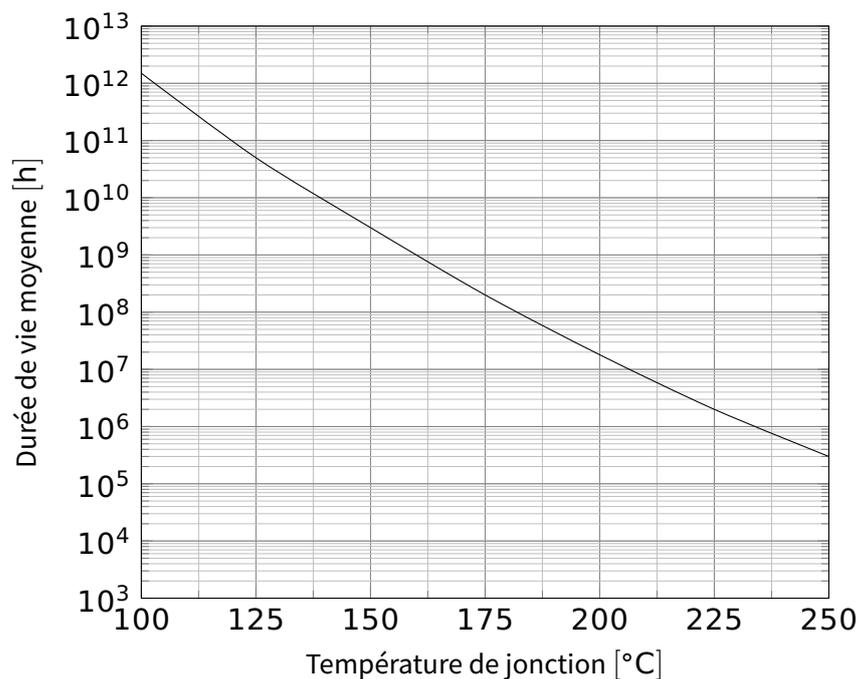


FIGURE 113 – Durée de vie moyenne en fonction de la température de jonction. La durée de vie est divisée par 2 pour une augmentation de 7°C. Adapté de [89].

ALTITUDE [m]	MULTIPLICATEUR		
	Refroidissement par ventilateur (général)	Refroidissement par ventilateur (forte puissance)	Convection naturelle
0	1,0	1,0	1,0
1500	1,2	1,2	1,1
3000	1,5	1,4	1,2
4500	1,8	1,6	1,3
6000	2,2	1,9	1,5

TABLE 12 – Coefficients multiplicatifs de la résistance thermique en fonction de l'altitude [105].

La pression atmosphérique varie aussi avec l'altitude. La variation des performances thermiques en fonction de l'altitude est difficile à calculer, car plusieurs effets contradictoires

Ce combineur de puissance est monté sur des plots antivibratoires en caoutchouc. Sans ces plots antivibratoires, les vibrations produites par les ventilateurs feraient vibrer la table ou la boîte le contenant, ce qui ferait beaucoup de bruit pour l'utilisateur final. Certains amplificateurs de puissance du commerce nécessitent des casques anti-bruit tellement ils sont bruyants. Nous souhaitons éviter ce soucis pour l'amplificateur objet de cette thèse. Ces plots sont disponibles en deux versions : une destinée à être posée et l'autre destinée à être vissée sur un fond de boîte. Le premier est destiné à une utilisation de laboratoire tandis que le second est destiné à une intégration complète en boîtier.

Ce combineur de puissance, y compris le refroidissement et le support, tient dans un volume de $333 \times 322 \times 286 \text{ mm}^3$.

20.6 SIMULATION ÉLECTRO-THERMIQUE DU COMBINEUR

Les sections précédentes évoquaient les aspects thermiques de la conception du combineur de puissance, mais il reste à faire une simulation électrothermique complète. Pour des raisons de temps de calcul, cette simulation n'a pu être faite qu'à la fin de la conception. Une difficulté est que nous souhaitons examiner les performances thermiques du combineur non pas lorsqu'il est utilisé en diviseur de puissance, c'est à dire avec de la puissance injectée dans la sortie, mais lorsqu'il est utilisé en combineur, avec des puissances injectées sur les entrées.

Le solveur fréquentiel de CST Microwave Studio ne permet pas de faire ceci directement, contrairement au solveur temporel. Nous devons donc faire cette simulation en trois étapes. D'abord, le combineur est simulé en électromagnétique pour une excitation de chacune des entrées. Ensuite, ces résultats de simulation de chaque entrée sont additionnés pour obtenir les pertes lorsque toutes les entrées sont excitées simultanément. Enfin, à partir des pertes, une simulation thermique est effectuée.

La [figure 114](#) montre la température du combineur de puissance pour une puissance d'entrée de 500 W CW, ce qui correspond à une puissance de sortie de 330 W CW. La température maximale est de 225 °C dans l'absorbant. Cela donne tenue en puissance maximale de sortie de 380 W CW si l'on utilise de l'absorbant MF500-124, dont la température maximale est de 260 °C. Pour des raisons de coût et de disponibilité, le prototype a été réalisé avec du MF-124, dont la température maximale est de seulement 160 °C, mais la version finale utilisera du MF500-124.

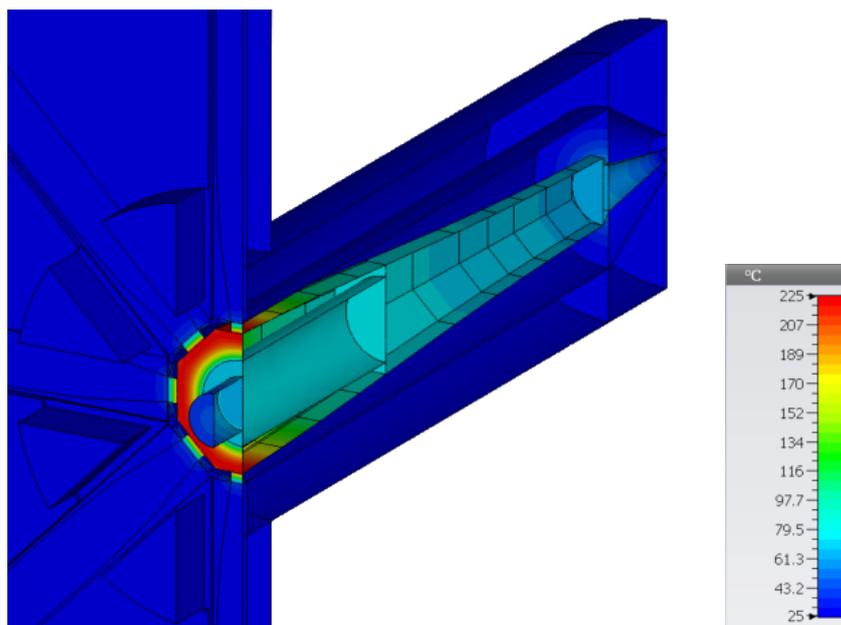


FIGURE 114 – Simulation électro-thermique du combineur.

20.7 CONCLUSION ET SUITE DE L'ÉTUDE

Nous avons conçu, réalisé et mesuré dans cette partie un combineur de puissance fonctionnant de 1 à 6 GHz, dont les entrées sont à une basse impédance de $2,5 \Omega$, isolant ses entrées entre elles. Les pertes totales, incluant la préadaptation d'impédance, sont inférieures à 1,8 dB, à l'exception de quelques pics. Ces pics sont dus à des imperfections mécaniques qui pourraient être facilement corrigées si une nouvelle fabrication devait être faite. Ce combineur de puissance fournit une solution à la fois aux problèmes d'adaptation d'impédance et aux problèmes d'isolation rencontrés dans les amplificateurs de puissance.

Ce combineur de puissance a fait l'objet d'un dépôt de brevet.

La suite de l'étude aura pour objectif de concevoir, réaliser et mesurer des modules d'amplification élémentaires qui seront reliés à ce combineur. Puis à intégrer l'ensemble dans un amplificateur de forte puissance.

Cinquième partie

DÉVELOPPEMENT DE NOUVEAUX MODULES ÉLÉMENTAIRES D'AMPLIFICATION

Nous avons montré dans les précédents chapitres la nécessité de combineurs de puissance à faibles impédances d'entrée. L'objectif de cette partie est, en utilisant le retour d'expérience issu de la conception des premiers modules élémentaires d'amplification, de refaire des modules d'amplification élémentaires à basse impédance de sortie, afin de les utiliser avec le combineur que nous avons développé.

CALCUL DES RADIATEURS

Comme expliqué précédemment, il est important afin de garantir la fiabilité et la durée de vie d'amplificateurs à transistors GaN de dissiper efficacement la chaleur qu'ils produisent. Pour cette raison, des radiateurs sont montés sur les modules d'amplification élémentaires, et des ventilateurs permettent de forcer la circulation de l'air, afin d'assurer la meilleure dissipation thermique possible.

La détermination des performances d'un radiateur nécessite en principe des simulation de dynamique des fluides dites « CFD », pour « computational fluid dynamics », très complexes et exigeantes en puissance de calcul. Il est néanmoins possible de déterminer approximativement les performances des cas simples par des formules analytiques. La théorie complète dépasse très largement le cadre de cette thèse, mais nous allons rappeler les formules de calcul, tirées de [59].

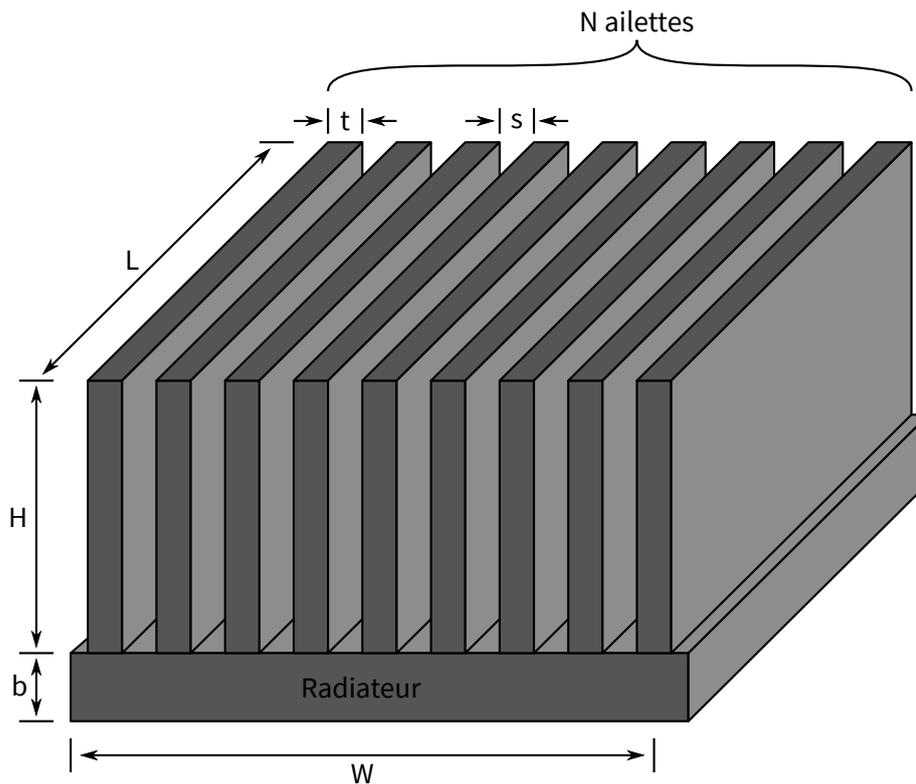


FIGURE 115 – Paramètres d'un dissipateur thermique. Adapté de [59].

La figure 115 montre les principaux paramètres d'un dissipateur : W , la largeur, L , la longueur de l'ensemble, H , la hauteur des ailettes, t , leur épaisseur et s , l'espace entre deux ailettes et N le nombre total d'ailettes. Il est

possible d'usiner des radiateurs sur mesure, mais pour une fabrication économique, l'achat d'un radiateur sur catalogue est indispensable. Il est cependant possible de ré-usiner un radiateur existant afin de le faire correspondre aux besoins. La découpe aux bonnes dimensions est facile. La diminution de l'épaisseur de la base est par contre plus délicate.

Pour ces raisons, les formules ne servent pas à calculer les dimensions des radiateurs à partir de rien mais à calculer les performances d'un radiateur existant, et à déterminer s'il convient tel quel, s'il peut être raccourci, et à guider le choix d'un nouveau modèle le cas échéant. Ces formules permettent de plus de choisir des ventilateurs adaptés aux radiateurs choisis, c'est à dire de fournir le débit et la pression d'air requises.

Les calculs de ventilateurs sont relativement simples d'un point de vue numérique, mais nécessitent de très nombreuses itérations. Les paramètres dépendent beaucoup de critères non exprimables par des formules de calcul, comme la disponibilité des radiateurs et l'encombrement mécanique. Le choix se fait donc par essais et erreurs. L'utilisation d'un outil, comme un tableur, qui permet de changer rapidement les paramètres de départ pour étudier leurs influences sur les performances, est recommandée.

Une attention toute particulière doit être portée à la gestion des unités. Les débits d'air peuvent s'exprimer par exemple en m³/heure, m³/min ou m³/s, « cubic feet per minute ». Les pressions peuvent s'exprimer en pascals (Pa), en millimètres d'eau (mm · H₂O) ou en pouces d'eau (inch · H₂O). Enfin, il importe de ne pas confondre le volume d'air par ventilateur et le volume d'air par radiateur, dans le cas où il y aurait un nombre différent de ventilateurs et de radiateurs.

On commence par choisir un premier modèle de radiateur. À partir de ce premier modèle de radiateur, que l'on coupera éventuellement pour tenir dans le volume souhaité, on détermine le débit d'air par radiateur, $V_{\text{Radiateur}}$, permettant d'avoir la résistance thermique souhaitée. La chute de pression est ensuite calculée.

$$\Delta P = \frac{12 \cdot \mu \cdot L \cdot V}{s^3 \cdot N \cdot H} \quad (16)$$

$$Nu = \frac{h_{ch} \cdot D_h}{k_f} \quad (17)$$

$$h_{ch} = 3,8 \cdot \frac{k_f}{s} \quad (18)$$

$$\eta = \frac{\tanh(m \cdot H)}{m \cdot H} \quad (19)$$

$$m = \sqrt{\frac{2 \cdot h_{ch}}{k \cdot t}} \quad (20)$$

$$(21)$$

$$R_{\text{conv}} = \frac{1}{h_{ch} \cdot N \cdot L \cdot (2 \cdot \eta \cdot H + s)} \quad (22)$$

$$R_{\text{cal}} = \frac{0,5}{\rho \cdot C} \cdot p \cdot V \quad (23)$$

$$R_{\text{base}} = \frac{b}{k \cdot L \cdot W} \quad (24)$$

$$R = R_{\text{conv}} + R_{\text{cal}} + R_{\text{base}} \quad (25)$$

Le choix du nombre de ventilateurs nécessite un commentaire. Deux stratégies sont possibles. La première consiste à prendre le nombre minimal de ventilateurs permettant d'avoir les performances souhaitées. Mais cette stratégie a des défauts. Avoir peu de ventilateurs implique une plus grande sensibilité à une panne éventuelle d'un ventilateur. Les gros ventilateurs sont souvent bruyants. Une seconde stratégie consiste à utiliser un grand nombre de petits ventilateurs. Cette stratégie est intéressante dans notre cas où, pour des raisons pratiques, il est intéressant d'avoir autant de ventilateurs que de modules élémentaires. Ceci permet, en outre, d'avoir une disposition symétrique des ventilateurs et des modules élémentaires, et de faire en sorte que tous les modules élémentaires aient un refroidissement identique. Nous allons donc prendre 8 ventilateurs.

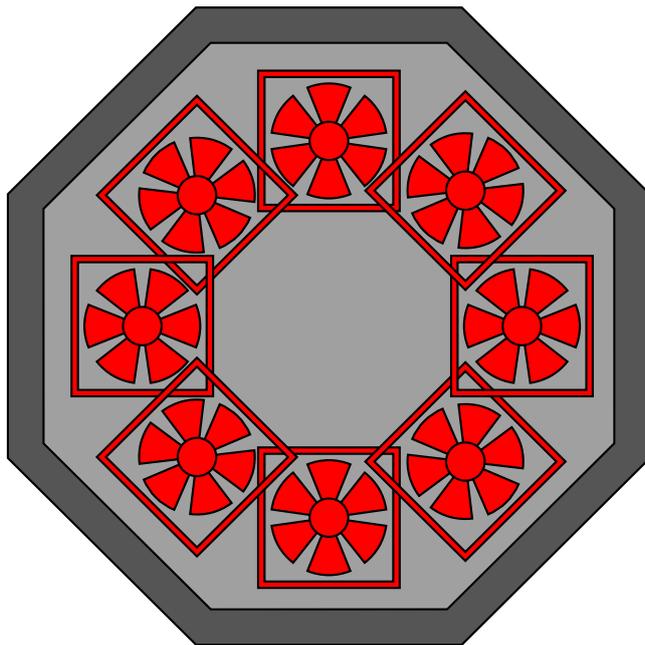


FIGURE 116 – Illustration du problème de l'encombrement des ventilateurs dans le cas d'une symétrie circulaire.

À partir du débit d'air par ventilateur et de la chute de pression, choisir un premier modèle de ventilateur. Le bruit des ventilateurs est à prendre en considération. Par exemple, le ventilateur SanAce92 9HV fait un bruit de 72 dBA, pour une pression statique maximale de 1100 Pa, à comparer aux 18 dBA du ventilateur Ebm-Papst 412, pour une pression statique maxi-

ALIMENTATION	12 V
PRESSION STATIQUE	10 Pa
BRUIT	18 dBA
DIMENSIONS	40×40×20 mm ³

TABLE 13 – Caractéristiques du ventilateur Ebm-Papst 412.

male de 40 Pa. On notera la corrélation entre le bruit et la chute de pression. En fonction du critère limitant, changer les paramètres du radiateur ou des ventilateurs.

Enfin, on pensera à vérifier que les ventilateurs rentrent dans l'espace disponible. Ce point est simple pour les géométries « carrées », mais nécessite plus d'attention pour les géométries à symétrie circulaire, comme illustré [figure 116](#), ce qui est le cas de notre combineur de puissance.

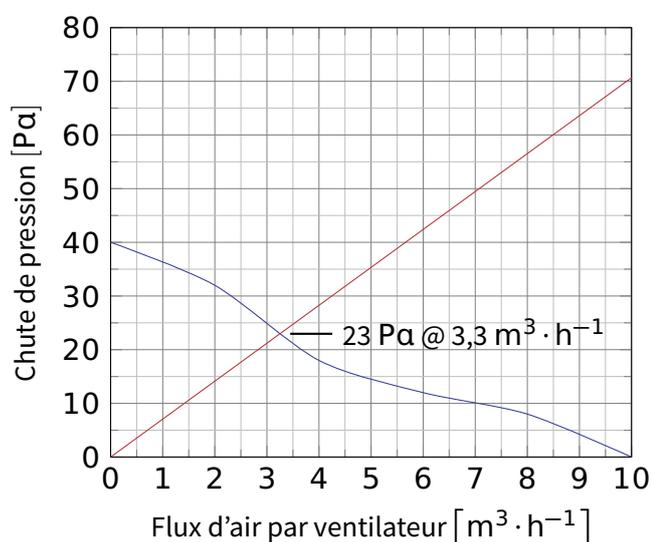


FIGURE 117 – Caractéristique pression - flux d'air des ventilateurs et des radiateurs utilisés.

Le refroidissement utilise 8 ventilateurs Ebm-Papst 412 et 8 radiateurs HS Marston 890SP, découpés aux bonnes dimensions, dont les paramètres essentiels sont résumés dans les [tableaux 13](#) et [14](#). La [figure 117](#) montre la caractéristique chute de pression - flux d'air de ces deux éléments. La chute de pression est de 23 Pa pour un flux d'air de 3,3 m³·K⁻¹. La [tableau 15](#) montre le détail du calcul et le bilan des résistances thermiques. La résistance thermique obtenue ainsi est d'environ 0,6 K/W, ce qui convient pour le refroidissement des modules.

PARAMÈTRE	VARIABLE	VALEUR	RÉFÉRENCES
MATÉRIAU		Aluminium	
ÉPAISSEUR DES AILLETES	t	1 mm	
ESPACEMENT ENTRE AILLETES	s	1 mm	
NOMBRE DE FENTES	N	34	
HAUTEUR DES AILLETES	H	24 mm	
LONGUEUR DU RADIATEUR	L	100 mm	
HAUTEUR DE LA BASE	b	8 mm	
CONDUCTIVITÉ THERMIQUE DU MATÉRIAU	k	237 W · m ⁻¹ · K ⁻¹	[18, 57, 131]
CONDUCTIVITÉ THERMIQUE DE L'AIR	k _f	0,024 W · m ⁻¹ · K ⁻¹	[13]
MASSE VOLUMIQUE DE AIR	ρ	1,161 K · m ⁻³	[92]
CAPACITÉ THERMIQUE DE L'AIR	C _p	1007 J · kg ⁻¹ · K ⁻¹	[92]
VISCOSITÉ DYNAMIQUE DE L'AIR	μ	1,73 · 10 ⁻⁵	[90]

TABLE 14 – Caractéristiques du radiateur HS Marston 890SP après découpe, et constantes physiques associées.

VARIABLE	VALEUR	UNITÉ
V	3,25	m ³ · h ⁻¹
ΔP	23,0	Pa
h _{ch}	91,2	W · m ⁻² · K ⁻¹
m	27,7	Sans unité
η	0,87	Sans unité
R _{conv}	0,08	K · W ⁻¹
R _{cal}	0,47	K · W ⁻¹
R _{base}	0,005	K · W ⁻¹
R _{tot}	0,55	K · W ⁻¹

TABLE 15 – Détails du calcul et bilan des résistances thermiques du radiateur alimenté par les ventilateurs.

IMPORTANCE ET DIFFICULTÉ DE L'ADAPTATION D'ENTRÉE, ET LIMITE DE BODE-FANO

Le lecteur attentif aura remarqué un certain silence sur la question de l'adaptation d'impédance d'entrée dans le [chapitre 6](#), sur le module d'amplification large bande, et le [chapitre 7](#), sur le module bande étroite. L'adaptation d'entrée de ces amplificateurs n'est pas montrée pour une raison simple : elle est très mauvaise.

La difficulté de l'adaptation d'entrée des amplificateurs de forte puissance à base de transistors GaN est un problème récurrent, aggravé lorsque l'on utilise de gros transistors ou lorsque l'on travaille sur une large bande passante.

On pourrait se dire que la difficulté d'adaptation d'impédance de l'entrée ne fait que diminuer le gain par rapport à sa valeur idéale obtenue sur un banc de load-pull mais elle pose des problèmes lorsque l'on met deux amplificateurs en cascade.

Le premier étage étant conçu pour travailler avec une charge adaptée en sortie, son comportement sera modifié par la présence d'une charge fortement réactive en sortie. Ceci peut non seulement diminuer la puissance effectivement absorbée par le second étage, mais aussi la puissance disponible à son entrée. Cet effet, qui n'existe pas pour un premier étage idéal, existe pour les amplificateurs réels.

Plus grave, la désadaptation du second étage peut provoquer l'instabilité du premier. Cette instabilité pourrait être résolue par des réseaux de stabilisation, mais il y a pire encore : la désadaptation du second étage peut provoquer des pics de la puissance absorbée par les réseaux de stabilisation, et ainsi les détruire s'il ne sont pas convenablement dimensionnés. Des résistances de forte puissance sont disponibles dans le commerce, mais elles sont chères, pas toujours faciles à approvisionner et, surtout, la plupart du temps disponibles dans une gamme de valeurs limitée.

Pour éviter ces problèmes, il est fréquent d'ajouter un atténuateur en entrée. Ceci résout les problèmes de stabilité et de charge de l'étage précédent, mais augmente la puissance d'entrée requise pour atteindre la puissance maximale en sortie. De plus, ceci va à l'encontre de l'objectif principal d'une adaptation d'impédance : maximiser le transfert de puissance.

Mais ces difficultés sont-elles dues aux limitations de l'état actuel de la technique (techniques d'adaptation, composants, etc...) ou a une loi physique qui rendrait impossible une bonne adaptation d'impédances de certaines charges ?

Le phénomène physique sur lequel se base le fonctionnement des transistors à effet de champ, le pincement et l'ouverture du canal, est un effet capacitif. Il ne consomme pas directement de la puissance en entrée. Ce sont les éléments parasites, en particulier les résistances série, qui dissipent de la puissance lors de la commutation. D'ailleurs, il est fréquent dans le calcul des amplificateurs distribués de supposer la capacité d'entrée idéale.

L'entrée d'un transistor GaN se comporte donc très approximativement comme un réseau constitué d'une grosse capacité et d'une petite résistance en série. Par exemple, lorsqu'ils sont adaptés en sortie, les deux transistors CGHV60170D, utilisés pour l'amplificateur de la section suivante, ont ensemble une capacité d'entrée d'environ 20 pF en série avec une résistance d'environ... 0,3 Ω .

Un circuit passif, tel qu'un circuit d'adaptation d'impédance, ne peut restituer de l'énergie à son environnement qu'après l'avoir reçue au préalable. Cette causalité ne se voit pas dans le domaine fréquentiel mais elle est fondamentale. Un circuit capacitif, comme l'entrée d'un transistor GaN, stocke de l'énergie avant de la restituer. Donc un réseau d'adaptation parfait ayant une bande passante infinie devrait faire l'inverse : fournir de l'énergie avant de la récupérer. Ceci est impossible. Par contre, pour une bande passante nulle, c'est à dire pour un signal sinusoïdal constitué d'une seule fréquence, il est possible de restituer cette énergie avant le prochain cycle.

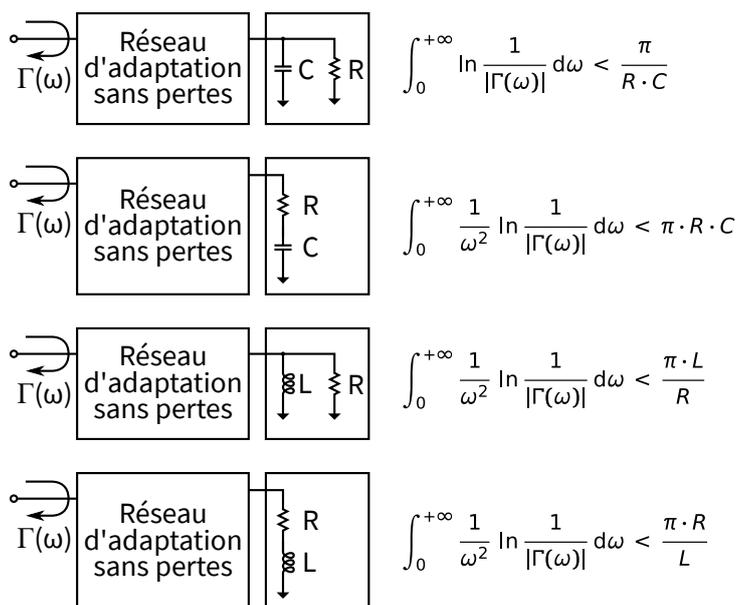


FIGURE 118 – Limite de Bode-Fano pour des charges type RC parallèle, RC série, RL parallèle et RL série. Adapté de [101].

Cette contrainte physique aboutit à la limite de Bode-Fano, montrée figure 118 [20, 101]. Elle fixe une borne inférieure à l'adaptation d'impédance dans une bande de fréquences. L'adaptation peut être par endroits meilleure que cette limite, mais elle sera obligatoirement moins bonne à d'autres endroits.

Cette limite peut être reformulée plus simplement en considérant le coefficient de réflexion maximal dans la bande passante :

$$\Gamma_{dB,max} \geq -20 \cdot \log(e) \cdot \frac{1}{2 \cdot \Delta f \cdot R \cdot C} \quad (\text{RC parallèle}) \quad (26)$$

$$\Gamma_{dB,max} \geq -20 \cdot \log(e) \cdot \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot R \cdot C \cdot f_1 \cdot f_2}{f_2 - f_1} \quad (\text{RC série}) \quad (27)$$

$$\Gamma_{dB,max} \geq -20 \cdot \log(e) \cdot \frac{2 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_1 \cdot f_2}{R \cdot (f_2 - f_1)} \quad (\text{RL parallèle}) \quad (28)$$

$$\Gamma_{dB,max} \geq -20 \cdot \log(e) \cdot \frac{R}{2 \cdot \Delta f \cdot L} \quad (\text{RL série}) \quad (29)$$

Notons que la limite de Bode-Fano ne concerne que les réseaux sans pertes. Toutefois, rajouter des pertes au réseau d'adaptation d'entrée améliorera l'adaptation d'entrée mais diminuera la puissance effectivement transmise au transistor. Ces pertes peuvent être introduites délibérément, ou subies, par exemple dans le cas de l'utilisation d'un mauvais substrat, comme le FR-4, donc la réputation de mauvais substrat en hautes fréquences n'est plus à faire.

Dans notre cas, pour l'adaptation d'entrée de 2 transistors CGHV60170D, qui sont équivalents à environ $0,3 \Omega$ en série avec 20 pF, la borne pour une adaptation constante est d'environ -0,3 dB, ce qui équivaut à des pertes de désadaptation d'entrée d'environ -11 dB.

Toutefois, il est inutile d'adapter le transistor sur l'intégralité de sa bande passante. En effet, le G_{max} d'un transistor étant inversement proportionnel à la fréquence, l'adaptation d'impédance permettant d'avoir un gain constant est une adaptation en pente : mauvaise à la fréquence minimale et bonne à la fréquence maximale. Une telle adaptation est compatible avec la limite de Bode-Fano, qui est une limite moyenne. Mais il reste encore à gérer les conséquences de la désadaptation en début de bande. Pour cela, une solution possible consiste à rajouter en entrée un réseau RC parallèle, qui fournit une atténuation en début de bande et donc permet de compenser la désadaptation à cet endroit.

MODULES D'AMPLIFICATION ÉLÉMENTAIRES

23.1 SCHÉMA GÉNÉRAL

Les modules d'amplification élémentaires sont conçus en deux étages. Le premier étage permet d'avoir une puissance d'entrée suffisamment faible pour pouvoir utiliser un combineur standard, tandis que le second étage permet d'avoir la puissance de sortie la plus élevée possible. Comme le premier étage ne pose pas de difficultés particulières, contrairement au second étage, nous allons nous intéresser plus en détail au second étage.

Le schéma du second étage du nouveau module d'amplification est montré figure 119. L'entrée est sous l'impédance standard de 50Ω afin de pouvoir le relier facilement au premier étage, de faciliter la caractérisation, et d'avoir plus de souplesse pour des correction à postériori, par exemple par l'ajout d'atténuateurs. Ceci nécessite une largeur de ligne faible, $304 \mu\text{m}$, mais ceci ne pose pas de problème car la puissance d'entrée maximale, 20 W , est beaucoup plus faible que la puissance de sortie maximale, 180 W .

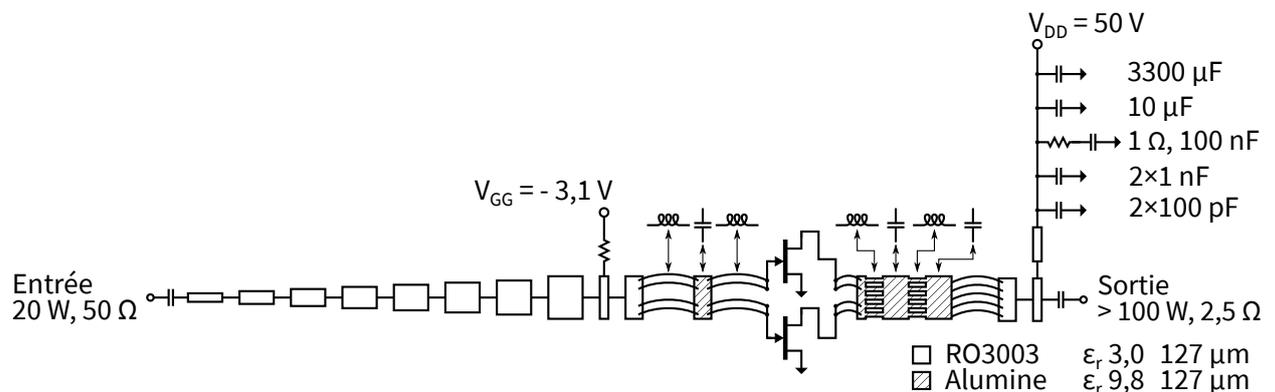


FIGURE 119 – Schéma du modules élémentaires d'amplification sous $2,5 \Omega$.

La capacité d'entrée sert à bloquer la composante continue. C'est son seul rôle : elle ne participe pas à l'adaptation d'impédance. Ainsi, une valeur précise n'est pas nécessaire. Cette capacité est placée ici et non à proximité du transistor car l'impédance y est plus élevée, donc la capacité requise est plus faible, et l'effet des bondwires moins critique. Ce point est toutefois à relativiser, car la faible largeur de la ligne empêche de mettre plusieurs capacités en parallèle.

Un ensemble de lignes de transmission dont la largeur évolue de manière précise permet d'aller jusqu'à la largeur physique des transistors, ainsi que de commencer l'adaptation d'impédance. Cette technique ne permet

cependant pas de terminer l'adaptation d'impédance, car l'impédance minimale que l'on peut obtenir sur ce substrat est limitée par la largeur maximale de la ligne, liée à la largeur physique des transistors.

La polarisation se fait avec une résistance. Cette méthode a été choisie car elle facilite la stabilisation de l'amplificateur. Les résistances CMS standard ne tiendraient pas la puissance dissipée, donc une résistance CVD est utilisée. Bien que ceci ne soit pas symétrique, il est possible à cet endroit d'utiliser une seule résistance, car l'impédance élevée de la résistance, ainsi que la faible puissance en entrée, font que la dissymétrie ne pose pas de problème.

Afin de terminer l'adaptation d'impédance, un réseau LC est utilisé, utilisant les inductances des bondwires et une capacité réalisée sur un substrat d'alumine ($\epsilon_r = 9,8$). Cette valeur de permittivité plus élevée permet d'atteindre les basses impédances requises par l'entrée.

L'adaptation de sortie semble plus simple que l'adaptation d'entrée car l'impédance de sortie des transistors GaN est beaucoup plus élevée et beaucoup moins réactive que l'impédance d'entrée. Elle est déjà proche de $2,5 \Omega$, bien qu'il reste à compenser la capacité parasite de sortie. Toutefois, plusieurs facteurs limitent cette simplicité apparente. D'une part cette adaptation doit être à faible pertes, et pouvoir supporter la puissance de sortie. Mais surtout, cette adaptation est délicate car il n'y a aucune marge sur la largeur des lignes, car la largeur d'entrée est déterminée par les transistors, la largeur de sortie est déterminée par la ligne microruban de sortie d'impédance $2,5 \Omega$.

Les transistors utilisés nécessitent une inductance élevée en sortie. Or, cette inductance élevée n'est pas pratique à réaliser avec des bondwires seuls car ils seraient trop longs. L'utilisation d'une ligne de transmission étroite, telle que montrée [figure 120](#), n'est pas possible car cela provoquerait l'apparition de modes d'ordre supérieur, à cause de la largeur élevée des lignes (10,7 mm) et des hautes fréquences de fonctionnement (6 GHz). Ce problème est particulièrement critique dans notre cas car nous utilisons deux transistors sur puce avec 8 plots d'entrée et de sortie chacun, au lieu d'un transistor en boîtier avec une seule entrée et une seule sortie. Dans notre configuration, le transistor voit directement les modes impairs, qu'il faut donc limiter à tout prix. Nous avons d'ailleurs dû modifier le modèle original du transistor, qui n'avait qu'une seule sortie, afin de prendre en compte ces effets distribués.

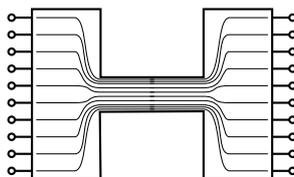


FIGURE 120 – Lignes de courant d'une variation de largeur d'une ligne microruban.

L'utilisation d'un second substrat plus épais est possible, et était la solution choisie pour la version précédente, mais ceci pose des soucis de montage. De plus, le réseau d'adaptation nécessite 4 éléments : inductance - capacité - inductance - capacité. Cette technique nécessiterait de monter 4 morceaux de substrat, en plus de tout le reste. Ceci n'est pas impossible mais rendrait le montage plus difficile et plus cher. Sans compter que ceci rajoute une incertitude supplémentaire sur l'inductance des bondwires, ce qui pourrait diminuer les performances du réseau d'adaptation.

Nous allons donc utiliser la solution de la [figure 121](#) pour faire les inductances : plusieurs lignes étroites sont mises en parallèles, de manière à réduire la largeur effective, et donc de réaliser une inductance, sans provoquer les effets distribués indésirables. Un substrat d'alumine est utilisé car cela permet la réalisation des capacités. Cette solution n'utilise donc qu'un seul substrat, ce qui facilite considérablement le montage, réduit les problèmes d'incertitudes sur les bondwires, et évite leurs effets parasites.

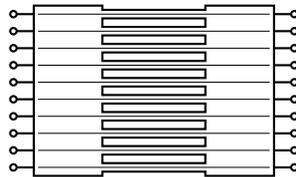


FIGURE 121 – Courant d'une variation d'impédance sans variation de largeur d'une ligne microruban.

Le calcul de ce réseau d'adaptation a nécessité une optimisation numérique du circuit de l'amplificateur appelant une simulation électromagnétique 2D planaire avec Momentum du réseau d'adaptation. Ce processus a été long et fastidieux, mais nous y sommes arrivés.

23.2 LAYOUT

Le layout des nouveaux modules d'amplification élémentaire est montré [figures 122](#) et [123](#). L'entrée commence par une ligne $50\ \Omega$ sur un substrat d'épaisseur plus élevée, donc plus large, ce qui permet de souder plus facilement la broche large du connecteur. Cette ligne est reliée par des bondwires au substrat principal. Ce substrat principal est muni de trous d'alignement pour le montage.

Les transistors doivent être brasés sur leur support afin d'assurer un bon contact thermique. Cette brasure nécessite de chauffer le support avec une vitesse minimale. Or, ceci n'est pas possible car ce support est trop gros. Les transistors sont donc brasés sur une pièce intermédiaire, plus petite, et que l'on peut donc chauffer plus facilement à la bonne vitesse. Cette pièce permet de plus d'assurer une bonne conductivité thermique des transistors vers la semelle de l'amplificateur, puis vers le radiateur. Les circuits d'adaptation en alumine sont brasés sur la même pièce afin de limiter les

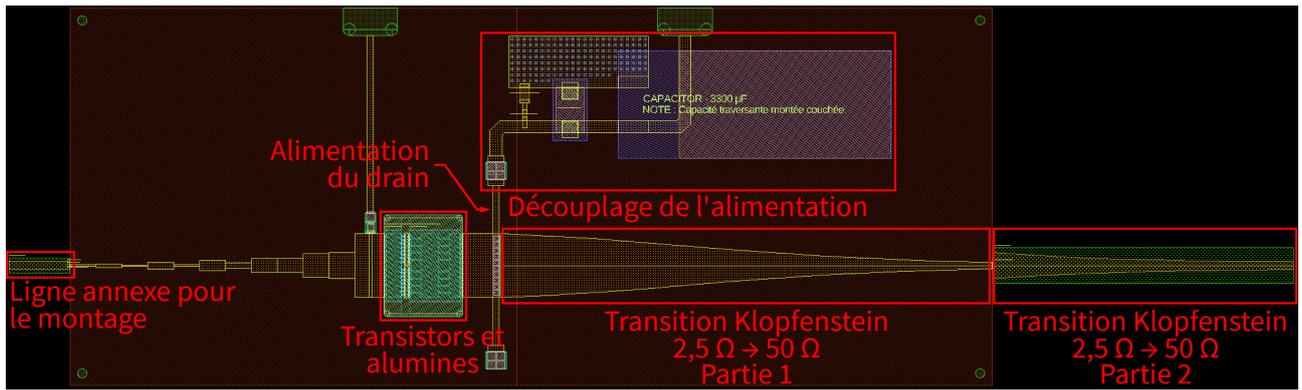


FIGURE 122 – Layout de l'amplificateur, vue globale.

problèmes de tolérances mécaniques, beaucoup plus critiques sur les bondwires proches du transistor que sur les bondwires plus éloignés. Cette pièce intermédiaire, appelée aussi « tab », est insérée dans un trou usiné en une seule étape dans le circuit et dans la semelle.



FIGURE 123 – Layout de l'amplificateur, agrandissement sur les transistors.

Après le circuit de l'amplificateur sous $2,5 \Omega$, une transition d'impédance Klopfenstein de $2,5 \Omega$ vers 50Ω est ajoutée pour les tests du prototype. Elle sera supprimée pour la version finale, utilisée avec le combineur de puissance. Cette adaptation d'impédance est faite en utilisant 2 substrats de hauteur différente, car cela permet d'éviter l'emploi de lignes trop étroites, qui ne tiendraient pas la puissance de sortie, et d'avoir une largeur physique suffisamment élevée en sortie pour la soudure du connecteur, comme pour l'entrée.

Les capacités de blocage du continu sont mises du côté ayant une impédance de $2,5 \Omega$. Il serait à priori beaucoup plus simple de les mettre du côté du 50Ω . Mais cet endroit n'existera plus dans la version finale car la préadaptation ne sert qu'aux essais! Et il importe de tester également l'absence d'impact de ces capacités sur le fonctionnement du circuit. C'est pourquoi elle sont mises du côté du $2,5 \Omega$.

23.3 TESTS DE STABILITÉ

L'analyse de stabilité des circuits non-linéaires est complexe, et fait même l'objet de manuels entiers. Le temps et les moyens disponibles sont insuffisants pour faire une analyse complète, en particulier si l'on doit faire plusieurs itérations dans la conception. Il est donc indispensables d'avoir des méthodes simples pour tester la stabilité d'un circuit.

Nous avons adopté ici une approche en petits signaux. Comme le gain des transistors varie avec la puissance d'entrée, en particulier dans le cas d'une polarisation en classe AB profonde, nous avons fait les tests de stabilité en petits signaux avec une polarisation correspondant au gain maximal des transistors. Nous faisons l'hypothèse qu'il s'agit du pire cas. Cette hypothèse est discutable, mais malheureusement indispensable pour disposer d'un test applicable dans notre situation réelle. Toutefois, nous avons validé empiriquement cette approche lors de la conception des amplificateurs des sections précédentes, même si les résultats des tests de stabilité n'ont pas été présentés.

Le premier point à tester est la stabilité de mode commun, inconditionnelle, c'est à dire indépendamment des impédances de source et de charge. Comme pour les amplificateurs des sections précédentes, nous avons utilisé pour cela les facteurs μ et μ' .

La [figure 124](#) montre les facteurs μ et μ' , calculés directement. L'amplificateur semble instable en basses fréquences. Mais cette instabilité n'est qu'apparente. En effet, les simulations électromagnétiques utilisées pour les interconnexions (ADS Momentum) ont tendance à rajouter un très léger gain aux interconnexions à cause des imprécisions numériques lors du déplacement des plans de référence. En basses fréquences, les pertes des interconnexions sont inférieures à cette incertitude numérique, donc les résultats de simulation numériques ont un très léger gain. Nous insistons sur le fait que, bien que surprenant, ce très léger gain reste dans la marge d'erreur acceptable, et que la simulation numérique est parfaitement valable. Cet écart ne pose aucun problème pour l'évaluation des performances nominales. Mais il pose de gros problèmes lors des tests de stabilité, dont le fonctionnement consiste à comparer le $\Gamma_{\text{entrée}}$ par rapport à 1 : un $\Gamma_{\text{entrée}}$ très légèrement inférieur mais proche de 1, donc stable, deviendra très légèrement supérieur à 1, donc instable en apparence. Lorsque l'on rajoute en entrée un atténuateur de 0,05 dB, nous obtenons les résultats de la [figure 125](#),

donc une stabilité inconditionnelle! Ce problème était déjà présent lors de la conception de l'amplificateur large bande du [chapitre 6](#), qui a parfaitement fonctionné. Ainsi, nous pouvons conclure à une stabilité inconditionnelle du circuit.

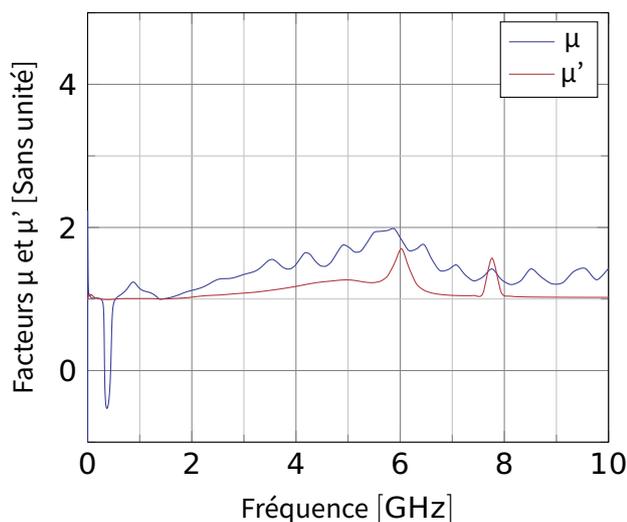


FIGURE 124 – Facteurs μ et μ' des nouveaux modules d'amplifications, montrant une instabilité apparente due à des problèmes numériques.

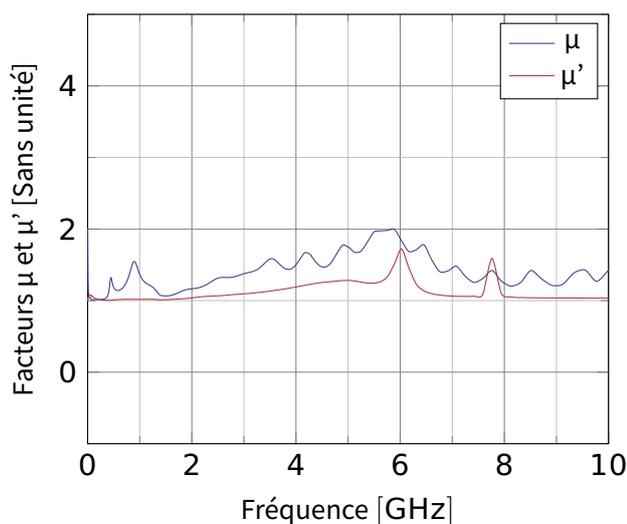


FIGURE 125 – Facteurs μ et μ' des nouveaux modules d'amplifications, sans l'instabilité apparente due aux problèmes numériques. Les circuits sont inconditionnellement stables.

Le second point à tester est la stabilité de mode impair. En effet, contrairement aux amplificateurs des [chapitres 6 et 7](#), l'amplificateur du présent chapitre utilise deux transistors ayant plusieurs entrées et sorties, au lieu d'un transistor avec une seule entrée et une seule sortie. Il peut donc apparaître des oscillations en mode impair, non visibles avec les facteurs μ et μ' qui ne prennent en compte que le mode commun. Ce point est donc vérifié avec un autre test, celui de la Γ -Probe, appelé aussi Gamma-Probe.

Le fonctionnement du test de stabilité par la Γ -Probe est montré [figure 126](#). Ce test consiste à insérer aux points critiques du circuit une sonde qui va regarder les gains de boucles. Le critère de stabilité est que ces gains ne passent jamais par la zone critique : gain supérieur à 1 pour une phase de 0° . Cette simulation devrait être faite en théorie pour toutes les impédances de source et de charge. En pratique, nous prenons 4 points représentatifs sur le bord de l'abaque, afin de rendre le temps de calcul acceptable. Nous n'allons pas montrer l'intégralité des résultats, particulièrement longue et sans intérêt, mais seulement ceux de la [figure 128](#). Les gains de boucles ne passent pas par la zone critique, donc le circuit est stable en modes impairs.

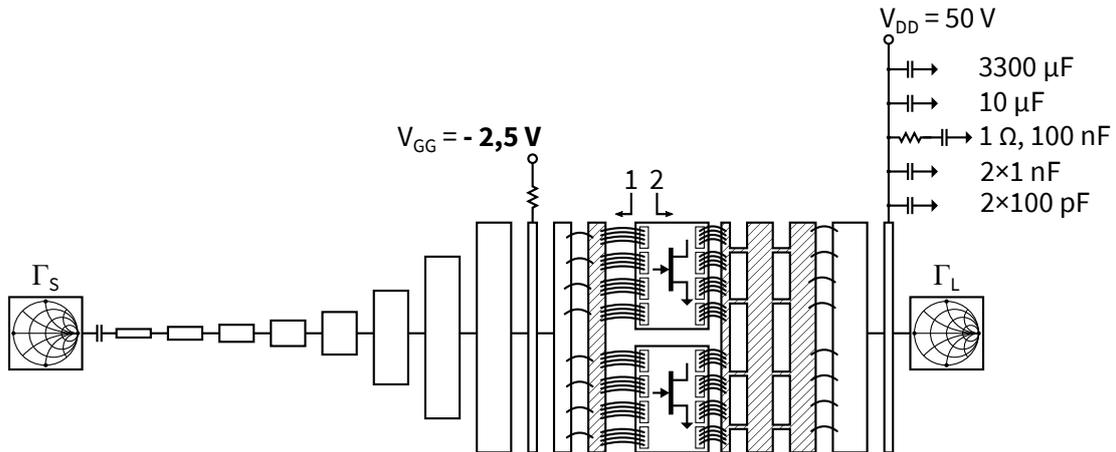


FIGURE 126 – Test de stabilité en modes impairs par la méthode du Γ -Probe.

Comme CREE ne fournit pas de modèles distribués de ces transistors, nous avons réalisé le modèle distribué de la [figure 127](#). Chaque morceau du transistor est modélisé par le modèle original dont le courant est divisé par 8, et les morceaux sont reliés entre eux par des lignes de transmission et des résistances. Les lignes de transmission ont été mesurées sur le transistor original tandis que les résistances ont été mesurées en continu.

Nous pouvons conclure de ces deux tests que le circuit est stable, aussi bien en ce qui concerne le mode pair que les modes impairs, et que cette stabilité est indépendante des impédances présentées à l'entrée et à la sortie.

23.4 PERFORMANCES SIMULÉES

Les nouveaux modules d'amplification n'ont pas pu encore être réalisés au moment de l'écriture de ces lignes. Les performances simulées sont montrées [figure 129](#). La puissance de sortie est supérieure à 90 W sur une bande passante de 1 à 6 GHz. Notons le pic de puissance dans les basses fréquences, intéressant car le combineur a des pertes plus élevées à cet endroit. Cependant, c'est aussi la fréquence où la tenue en puissance du combineur de

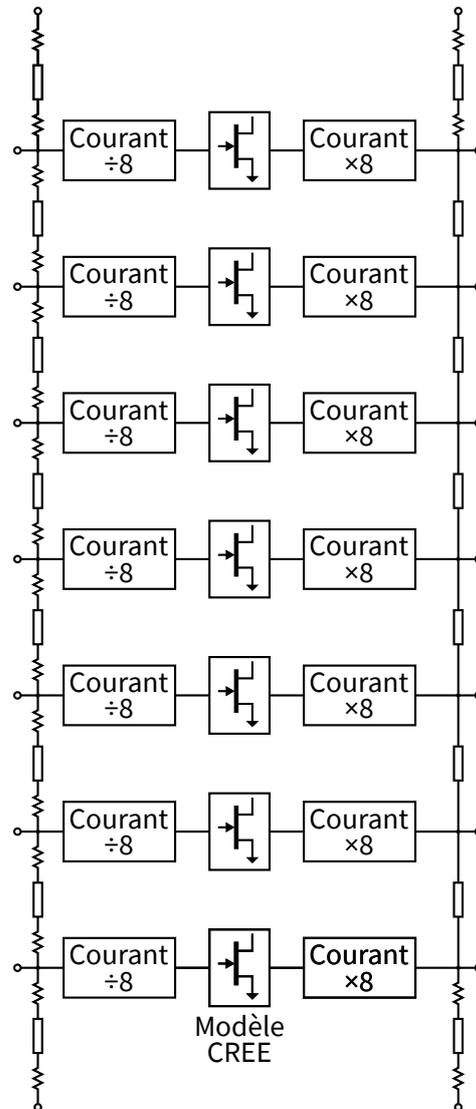
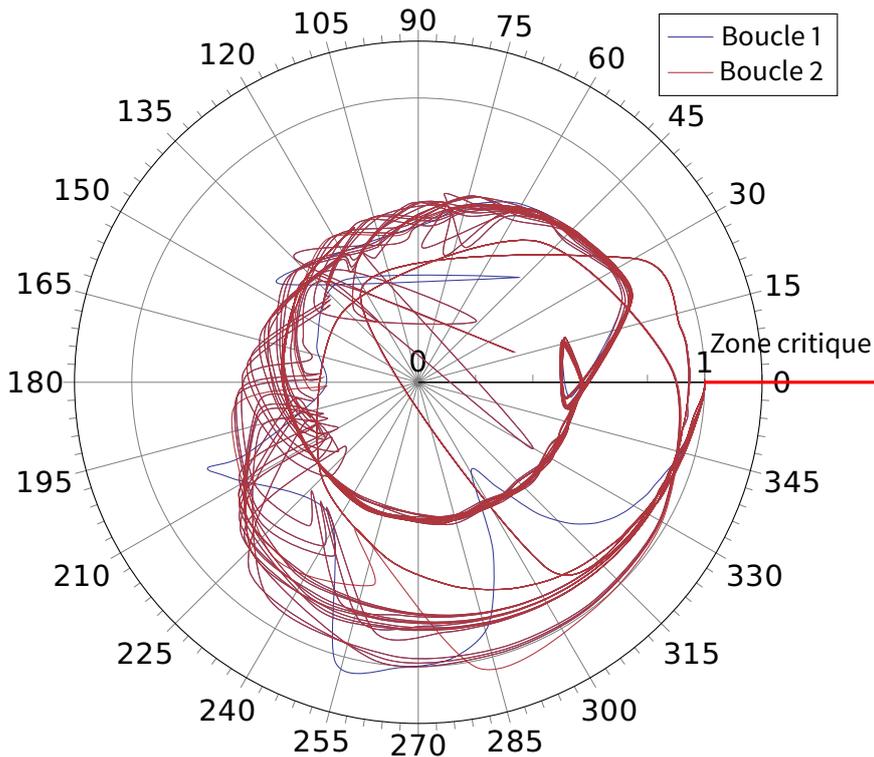


FIGURE 127 – Modèle distribué du transistor.

FIGURE 128 – Exemple de résultats du test du Γ -Probe.

puissance est la moins bonne, donc nous devons limiter la puissance réellement utilisée dans le système complet.

Dans sa version de test sous 50Ω , la puissance minimale n'est en revanche que de 71 W, à cause des pertes liées à l'adaptation 50Ω de sortie. Cette puissance réduite n'aura aucun impact sur le système définitif qui utilisera directement les entrées $2,5 \Omega$ du combineur de puissance. L'approche consistant à utiliser des impédances d'entrée de $2,5 \Omega$ pour obtenir de meilleures performances est donc validée. On notera également la place que prend cette adaptation.

Le système complet n'a pas encore été assemblé, mais il est possible de combiner les résultats de simulation des nouveaux modules d'amplification et les mesures du combineur de puissance. La [figure 130](#) montre la puissance de sortie totale que devrait produire le dispositif complet.

La puissance de sortie générable a priori est supérieure à 400 W CW de 1 à 6 GHz. Sur une bande passante plus réduite, la puissance disponible est de 600 W CW de 1 à 3 GHz, et atteint même les 800 W CW sur une fréquence. Le combineur de puissance, dans sa version définitive, devrait avoir une tenue en puissance de seulement 380 W CW. Mais cette limitation ne concerne pas la puissance crête. Ainsi, il est possible d'obtenir toute la puissance crête si l'on travaille avec un rapport cyclique plus faible, typiquement 50 %. Or, beaucoup d'applications n'ont pas besoin d'émettre en permanence.

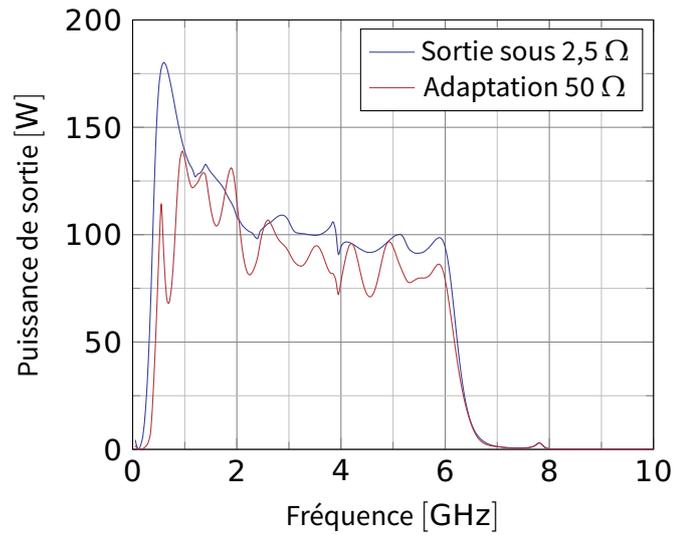


FIGURE 129 – Puissance de sortie simulée de l'amplificateur.

Nous avons au final un dispositif capable de produire une puissance pulsée supérieure à 400 W crête, avec un rapport cyclique supérieur à 50 %, sur une bande passante de 1 à 6 GHz. Cette puissance atteint 600 W de 1 à 3 GHz et même un pic de 800 W à une fréquence. Les limitations en puissance CW sont principalement dues au combineur, ce qui indique des perspectives d'amélioration.

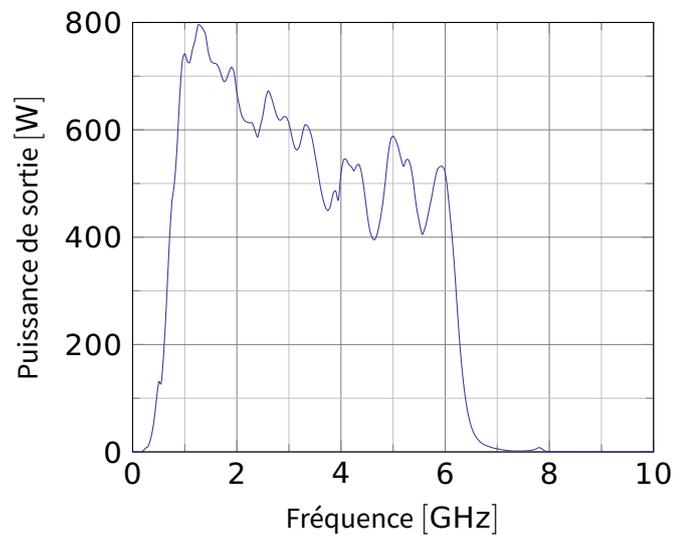


FIGURE 130 – Puissance de sortie simulée de l'ensemble. Enfin !

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Afin d'obtenir de fortes puissances, il est nécessaire de combiner efficacement les puissances de plusieurs sources élémentaires. Les solutions actuelles ne permettent pas d'avoir simultanément de faibles pertes, une forte bande passante et l'isolation des entrées entre elles. De plus, les combineurs ont habituellement leurs entrées sous l'impédance standard de 50Ω , éloignée de l'impédance de sortie des transistors GaN. Nous avons développé dans cette thèse un combineur de puissance innovant qui peut fournir une solution à tous ces problèmes.

La suite de l'étude consiste à terminer la conception des modules d'amplification élémentaires et à les intégrer avec le combineur de puissance. Nous espérons arriver à terminer tout ceci pour la version finale de ce manuscrit de thèse.

Néanmoins, la solution présentée ici est loin d'être idéale. En particulier, ce combineur de puissance reste difficile à fabriquer, et ses pertes peuvent encore être améliorées. Une idée pour améliorer ces deux points consisterait à tenter une approche hybride entre une solution planaire et une solution spatiale. Ceci serait une suite intéressante de l'étude. Une tentative ratée de combineur planaire, qui n'a pu être présentée dans ce manuscrit faute de temps, sera présentée dans la version finale du manuscrit.

Mais surtout, l'approche actuelle pour générer des fortes puissance montre ses limites. La tendance est aux transistors de plus en plus gros et puissants, donc difficiles à adapter en impédance. Leurs puissances aboutissent à des combineurs de plus en plus difficiles à calculer, concevoir, simuler et fabriquer, dans le but d'avoir le plus de puissance possible. Le connecteur de sortie a de plus en plus de difficultés à tenir la puissance, et il faut même parfois plusieurs connecteurs de sortie. Le ou les câbles sont aussi de plus en plus gros, pour tenir cette puissance, ce qui pose des problèmes liés à leur rigidité, surtout lorsqu'ils aboutissent à une antenne mobile. L'antenne ou les antennes doivent également tenir la puissance, ce qui les rend grosse, donc difficile à déplacer. Sauf si l'on utilise un réseau d'antennes, qui va d'abord diviser la puissance que l'on a eu beaucoup de mal à combiner, puis des déphaseurs qui auront du mal à tenir le kW sur plusieurs octaves de bande passante.

Les fabricants de transistors GaN se vantent tous d'avoir des transistors surpuissants, générant plusieurs kW/mm², mais la compacité finale est 100x plus faible à cause de l'adaptation d'impédance, du combineurs, et la dissipation thermique reste problématique. Nous avons donc les défauts de la compacité et les défauts de l'encombrements, réunis en une synthèse harmonieuse.

Cette approche montre d'autant plus ses limites que les applications évoluent. Les besoins en linéarité sont de plus en plus poussés. Or, la linéarité est très difficile à obtenir sur de gros transistors. Les réseaux d'antennes ne sont plus seulement des diviseurs de puissance reliés à un paquet d'antenne, assorti d'un contrôle de phase pour faire varier l'orientation du faisceau. Les dispositifs modernes ont de plus en plus tendance à envoyer différents signaux aux différentes antennes, pour faire du multiplexage spatial. Au lieu de combiner les puissances de plusieurs sources élémentaires, pourquoi ne pas relier chaque source à son antenne ?

Il y aura toujours des applications qui nécessiteront d'avoir de la forte puissance sur un connecteur relié à une antenne. Même dans le cas où l'antenne est constituée d'un diviseur de puissance, il peut être plus pratique pour l'utilisateur final d'avoir un seul câble entre son système d'amplification et son système d'antennes, car cela lui permet de remplacer l'un des deux systèmes sans se préoccuper de l'autre. Car l'utilisateur final ne se préoccupe pas du contenu de ses boîtes noires. Enfin, il peut être difficile de mettre une antenne par module élémentaire d'amplification car une antenne, pour être efficace, a un volume minimal déterminé par la longueur d'onde. Une possibilité est une solution hybride utilisant les deux méthodes de combinaison de puissance, avec plusieurs antennes alimentées chacune par un combineur de puissance.

Concernant les antennes, la plupart des antennes sont soit sous 50Ω , soit sous une impédance quelconque, ramenée ensuite à 50Ω par différentes techniques d'adaptation. Ne serait-il pas possible de concevoir des antennes à basse impédance, pour les relier directement aux transistors de forte puissance ? Nous avons aussi évoqué des réseaux constitués de plusieurs antennes, mais ne serait-il pas possible de concevoir des antennes à plusieurs entrées ? Les antennes d'un réseau traditionnel sont éloignées les unes des autres afin qu'elles n'influencent pas les unes sur les autres. Et s'il était possible non pas de supprimer plus ou moins mal leur influence mutuelle, mais au contraire de tenir compte de leur influence mutuelle et d'optimiser leur fonctionnement dans ce mode ? Ceci poserait des problèmes d'isolation entre les entrées, que l'on pourrait résoudre avec la technique de l'absorbant illustrée dans cette thèse.

Les perspectives de recherche sont le développement d'une version planaire du combineur de puissance présenté dans cette thèse, pour les situations où une seule sortie est préférable, le développement de moyens d'interconnexion de très forte puissance, car les connecteurs classiques ne suffiront plus à l'avenir, le développement d'antennes à plusieurs entrées à basse impédance, le développement de nouveaux MMIC large bande et à forte puissance. Et enfin, le développement et l'amélioration des outils de conception, c'est à dire les logiciels et les méthodes.

Sixième partie

ANNEXES

QUELQUES MOTS SUR LA NOTION D'IMPÉDANCE DE SORTIE DES TRANSISTORS

Nous avons dans la [section 16.1](#) mis de côté le comportement réel des amplificateurs de puissance pour nous concentrer sur le comportement de leur charges, c'est à dire les entrées du combineur de puissance. Les amplificateurs fonctionnant à forte puissance sont non-linéaires, ce qui cause des effets particuliers sur le comportement de leurs sorties. Nous allons détailler ces effets dans la section qui suit.

A.1 COMPORTEMENT D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE NON-LINÉAIRE SIMPLIFIÉ

Prenons pour un amplificateur non-linéaire simplifié. Nous supposons dans un premier temps qu'il réagit instantanément à ses entrées, c'est à dire que sa réponse est indépendante de la fréquence. Le modèle sera étendu pour incorporer les variations en fréquences dans la section suivante. Supposons que sa réponse puisse être décrite dans le domaine temporel par l'équation ci-dessous :

$$b_2(t) = \underbrace{G \cdot a_1(t)}_{\text{Gain en petits signaux}} - \underbrace{\gamma \cdot a_1^3(t)}_{\text{Compression du gain}} + \underbrace{\Gamma \cdot a_2(t)}_{\text{Réflexion de sortie en petits signaux}} - \underbrace{\lambda \cdot a_1^2(t) \cdot a_2(t)}_{\text{Variation de la réflexion avec l'entrée Auto-polarisation}} \quad (30)$$

Ce modèle est très simplifié, mais contient déjà les effets que l'on retrouve dans les amplificateurs réels : gain en petits signaux, compression du gain pour les grands signaux, réflexion de sortie, auto-polarisation et variation du coefficient de réflexion de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

Pour les exemples numériques, prenons les valeurs suivantes :

$$G = 4 \quad \gamma = 0,083 \quad \Gamma = 0,73 \quad \lambda = 0,06 \quad (31)$$

les figures [131](#) et [132](#) montrent respectivement la valeur instantanée de la sortie $b_2(t)$ et le coefficient de réflexion instantané $\frac{db_2(t)}{da_2(t)}$, tous deux en fonction de l'entrée $a_1(t)$.

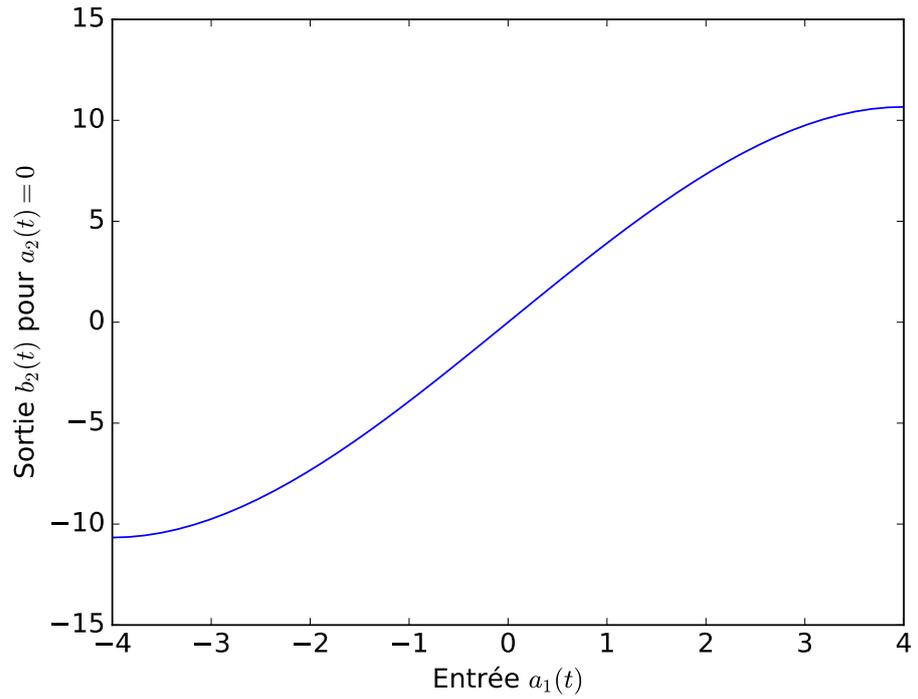


FIGURE 131 – Sortie $b_2(t)$ en fonction de l'entrée $a_1(t)$.

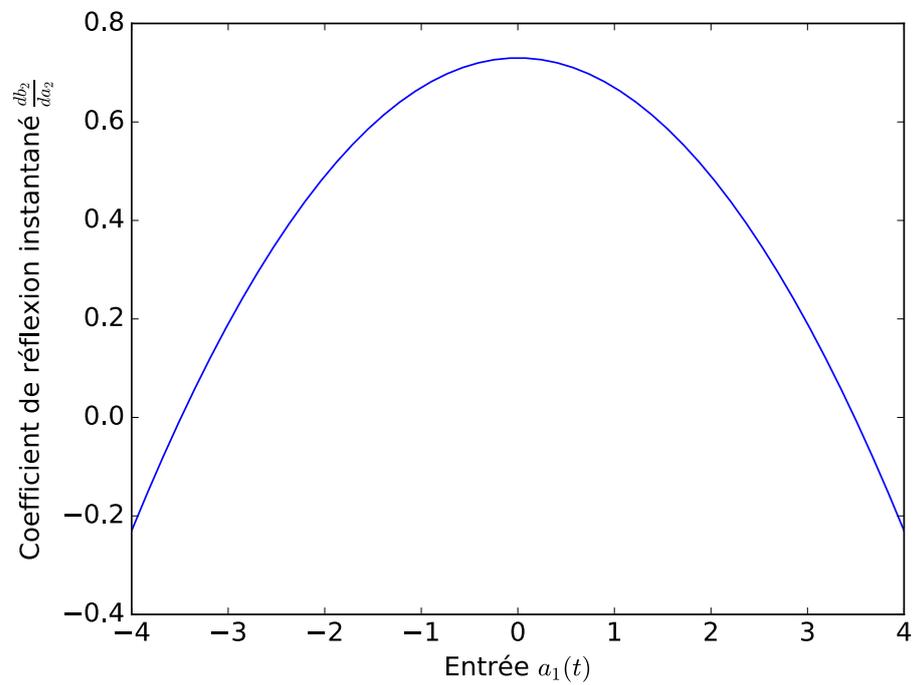


FIGURE 132 – Coefficient de réflexion instantané $\frac{db_2(t)}{da_2(t)}$ de la sortie en fonction de l'entrée $a_1(t)$.

Cette équation non-linéaire peut être linéarisée [107, 134] autour d'un point de fonctionnement, que nous appellerons « LSOP » comme « large signal operating point ». Ce point de fonctionnement est :

$$a_{1,LSOP}(t) = \frac{A_1 \cdot e^{i\omega t} + A_1^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \quad (32)$$

$$a_{2,LSOP}(t) = 0 \quad (33)$$

et nous appliquons à ce point de fonctionnement une perturbation en sortie :

$$a_1(t) = a_{1,LSOP}(t) \quad (34)$$

$$a_2(t) = a_{2,LSOP}(t) + \frac{\delta A_2 \cdot e^{i\omega t} + \delta A_2^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \quad (35)$$

Ce qui donne les équations suivantes :

$$a_1(t) = \frac{A_1 \cdot e^{i\omega t} + A_1^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \quad (36)$$

$$a_2(t) = \frac{\delta A_2 \cdot e^{i\omega t} + \delta A_2^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \quad (37)$$

En combinant les équations 30, 36 et 37 nous obtenons :

$$\begin{aligned} b_2(t) = & G \cdot \left[\frac{A_1 \cdot e^{i\omega t} + A_1^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \right] + \Gamma \cdot \left[\frac{\delta A_2 \cdot e^{i\omega t} + \delta A_2^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \right] \\ & - \gamma \cdot \left[\frac{\delta A_2 \cdot e^{i\omega t} + \delta A_2^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \right]^3 \\ & - \lambda \cdot \left[\frac{A_1 \cdot e^{i\omega t} + A_1^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \right]^2 \cdot \left[\frac{\delta A_2 \cdot e^{i\omega t} + \delta A_2^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} \right] \end{aligned} \quad (38)$$

En développant l'expression précédente, et en regroupant les termes, nous obtenons :

$$\begin{aligned} b_2(t) = & \left[\frac{G}{2} \cdot A_1 - \frac{3\gamma}{8} |A_1|^2 \cdot A_1 + \frac{\Gamma}{2} \cdot \delta A_2 - \frac{A_1 \cdot A_1^*}{4} \cdot \lambda \cdot \delta A_2 - \frac{A_1^2 \cdot \lambda}{8} \cdot \delta A_2^* \right] \cdot e^{i\omega t} \\ & + \left[-\frac{A_1^2}{8} \cdot (A_1 \cdot \gamma + \delta A_2 \cdot \lambda) \right] \cdot e^{3i\omega t} \\ & + \text{termes conjugués} \end{aligned} \quad (39)$$

Nous ignorons les termes en $e^{3i\omega t}$ et $e^{-3i\omega t}$ qui correspondent à la troisième harmonique du signal, et nous nous intéressons à l'amplitude des termes en $e^{i\omega t}$ et $e^{-i\omega t}$:

$$b_2(t) = \frac{B_2 \cdot e^{i\omega t} + B_2^* \cdot e^{-i\omega t}}{2} + \text{termes en } e^{3i\omega t} \text{ et } e^{-3i\omega t} \quad (40)$$

avec

$$B_2 = G \cdot A_1 - \frac{3 \cdot \gamma}{4} |A_1|^2 \cdot A_1 + \Gamma \cdot A_2 - \frac{A_1 \cdot A_1^*}{2} \cdot \lambda \cdot \delta A_2 - \frac{A_1^2 \cdot \lambda}{4} \cdot \delta A_2^* \quad (41)$$

que nous réécrivons sous une forme plus simple :

$$B_2 = \underbrace{S_{21}(A_1) \cdot A_1}_{\text{Amplification}} + \underbrace{S_{22}(A_1) \cdot \delta A_2}_{\text{Réflexion normale}} + \underbrace{T_{22}(A_1) \cdot \delta A_2^*}_{\text{Réflexion conjuguée}} \quad (42)$$

avec :

$$S_{21}(A_1) = G - \frac{3 \cdot \gamma}{4} \cdot |A_1|^2 \quad (43)$$

$$S_{22}(A_1) = \Gamma - \frac{|A_1|^2}{2} \quad (44)$$

$$T_{22}(A_1) = -\frac{A_1^2 \cdot \lambda}{4} \quad (45)$$

Ces coefficients dépendent de la phase de A_1 , ce qui n'est pas très pratique. Nous allons donc les renormaliser. Posons $P = e^{i \cdot \phi(A_1)}$. Ainsi :

$$\begin{aligned} S_{21}(A_1) &= S_{21}(|A_1| \cdot P) \\ &= G - \frac{3 \cdot \gamma}{4} \cdot ||A_1| \cdot P|^2 \\ &= G - \frac{3 \cdot \gamma}{4} \cdot ||A_1||^2 \cdot \underbrace{|P|^2}_{=1} \\ &= G - \frac{3 \cdot \gamma}{4} \cdot ||A_1||^2 \\ &= S_{21}(|A_1|) \end{aligned} \quad (46)$$

de même :

$$\begin{aligned} S_{22}(A_1) &= S_{22}(|A_1|) \\ T_{22}(A_1) &= T_{22}(|A_1|) \cdot P^2 \end{aligned}$$

et donc :

$$B_2 = \underbrace{S_{21}(|A_1|) \cdot A_1}_{\text{Amplification}} + \underbrace{S_{22}(|A_1|) \cdot \delta A_2}_{\text{Réflexion normale}} + \underbrace{T_{22}(|A_1|) \cdot P^2 \cdot \delta A_2^*}_{\text{Réflexion conjuguée}} \quad (47)$$

Cette linéarisation est une version simplifiée des paramètres X [107, 134].

L'amplitude de B_2 en régime grand signal pour $A_2 = 0$ en fonction de A_1 est montrée [figure 133](#). Cette figure est différente de la [figure 131](#) car cette dernière est une fonction de transfert instantanée tandis que la première est

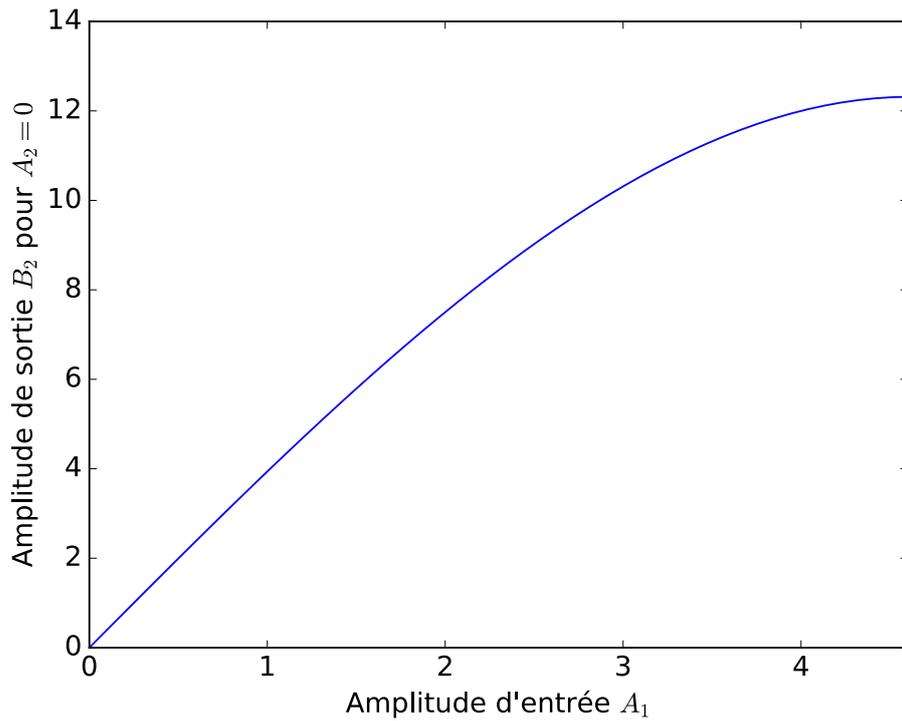


FIGURE 133 – Amplitude de sortie B_2 en fonction de A_1 en régime grand signal. Cette courbe est différente de la [figure 131](#) à cause de la variation temporelle de l'entrée.

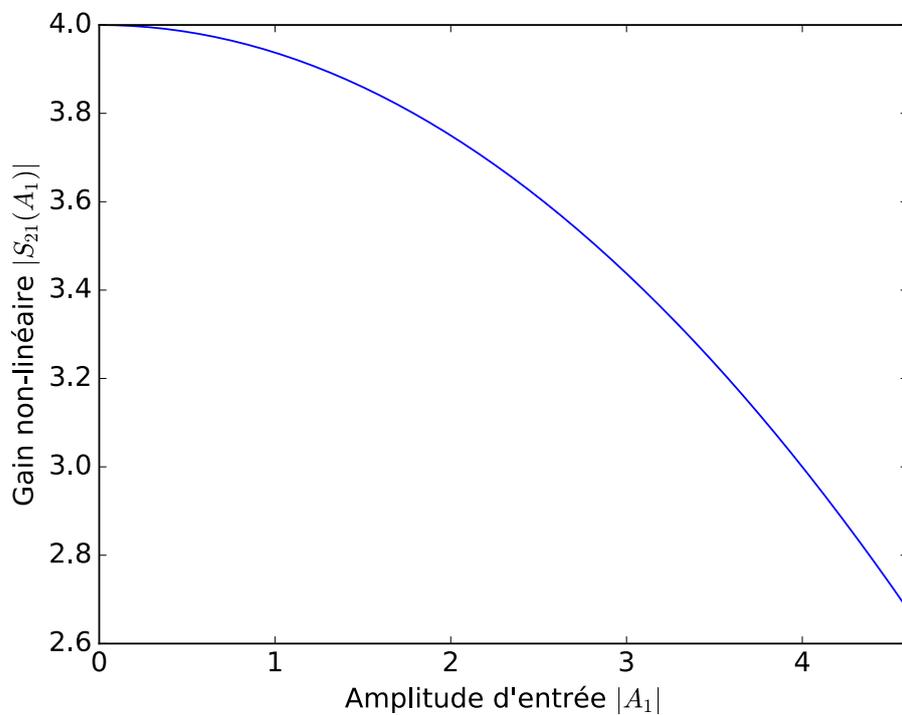


FIGURE 134 – Gain non-linéaire $S_{21}(|A_1|)$ en fonction de $|A_1|$.

une fonction de transfert en régime sinusoïdal. Le gain non linéaire $S_{21}(|A_1|)$ est montré en fonction de $|A_1|$ dans la [figure 134](#). On reconnaît la compression du gain classique des amplificateurs non-linéaires.

La contribution de δA_2 à B_2 est notée $\delta_2 B_2$ et est donnée par

$$\delta_2 B_2 = S_{22}(|A_1|) \cdot A_2 + T_{22}(|A_1|) \cdot A_2^* \tag{48}$$

Ce qui permet de calculer le coefficient de réflexion apparent de la sortie Γ_2 :

$$\Gamma_2 = \frac{\delta_2 B_2}{B_2} = S_{22}(|A_1|) + T_{22}(|A_1|) \cdot P^2 \cdot \frac{A_2^*}{A_2} \tag{49}$$

qui peut être ré-écrit en remplaçant P par sa valeur :

$$\Gamma_2 = \frac{\delta_2 B_2}{B_2} = S_{22}(|A_1|) + T_{22}(|A_1|) \cdot P^2 \cdot e^{i \cdot 2 \cdot [\phi(A_2) - \phi(A_1)]} \tag{50}$$

B_2 et δB_2 sont montrés respectivement [figure 135](#) et [figure 136](#) lorsque δA_2 décrit un cercle.

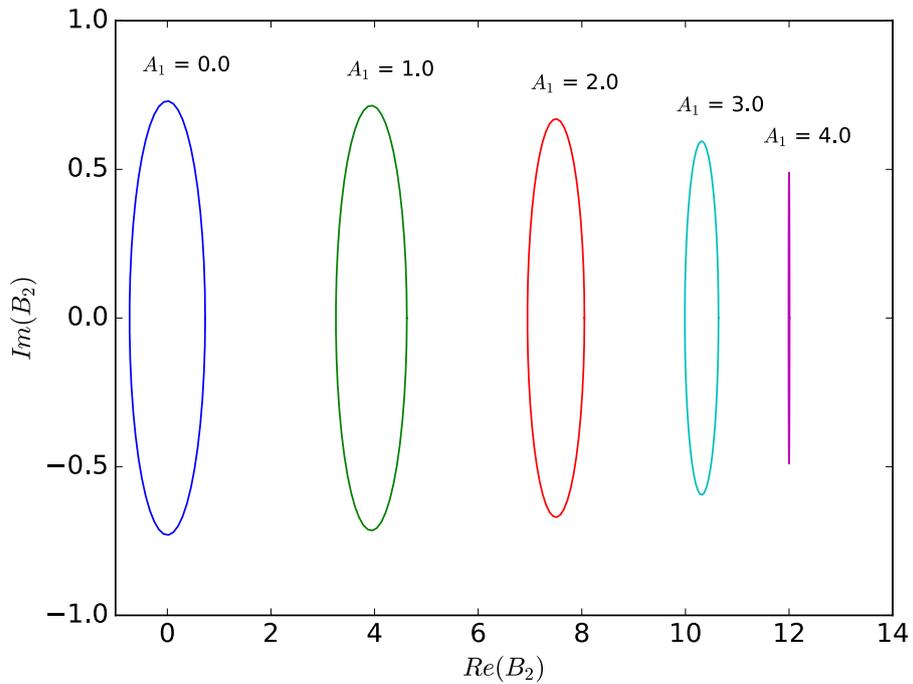


FIGURE 135 – δB_2 lorsque δA_2 décrit un cercle unitaire pour différentes valeurs de A_1 .

Le premier terme ne dépend que de l'amplitude de A_1 et se comporte exactement comme un S_{22} classique (à l'exception, bien sûr, de la dépendance en amplitude) [107, 134]. Par contre, le second terme est plus particulier. Il dépend non seulement de l'amplitude de A_1 mais aussi de la différence de phase entre A_2 et A_1 [107, 134].

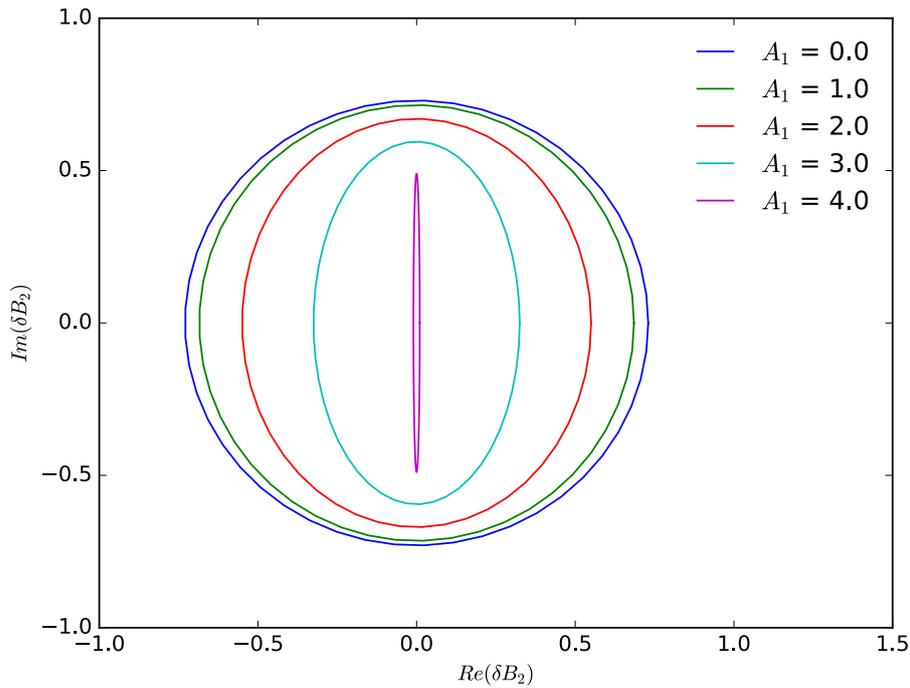


FIGURE 136 – δB_2 lorsque δA_2 décrit un cercle unitaire pour différentes valeurs de A_1 .

Le coefficient T_{22} est purement et simplement négligé dans les approches classiques de paramètres S grands signaux [107, 134]. Ce terme est nul à faible puissance, mais il peut dépasser S_{22} lorsque l'on approche de la saturation [107, 134], comme montré figure 137. Il faut donc deux termes pour décrire complètement la réflexion de sortie de l'amplificateur. Notons que l'on voit clairement dans la figure 137 que l'adaptation de sortie de cet amplificateur est très mauvaise en petits signaux, mais excellente à pleine puissance. C'est là aussi un effet classique des amplificateurs de puissance réels.

La figure 138 montre la variation du coefficient de réflexion apparent de la sortie Γ_2 en fonction de l'amplitude d'entrée $|A_1|$. Pour les faibles amplitudes, Γ_2 se réduit à un simple point, qui vaut S_{22} . Par contre, en saturation, Γ_2 décrit un cercle qui dépend de la phase de B_2 . Cette effet est lié à T_{22} .

La figure 139, extraite de [134], est une autre illustration de l'effet du coefficient T_{22} . Cette figure représente la réponse B_2 d'un amplificateur non linéaire lorsqu'un signal A_2 dessinant un smiley est envoyé en sortie de l'amplificateur. Le smiley n'est pas déformé pour les faibles amplitudes, mais est écrasé pour les fortes figure 139. Cet écrasement est un effet direct de l'effet de T_{22} car le terme S_{22} ne fait que retourner ou changer la taille.

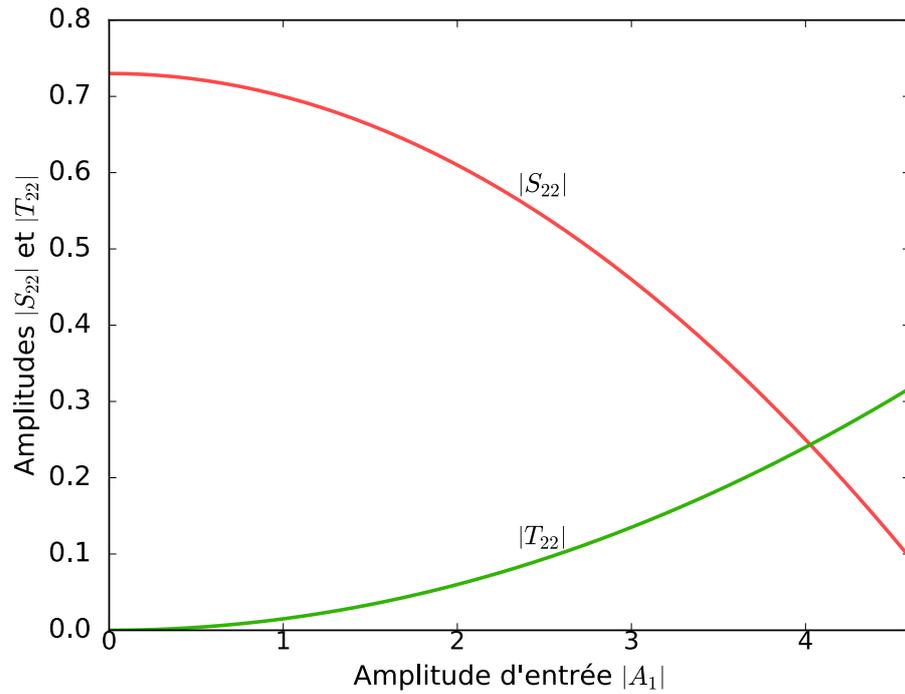


FIGURE 137 – Amplitude des coefficients S_{22} et T_{22} . Le coefficient T_{22} est nul à faible puissance, mais dépasse S_{22} en saturation.

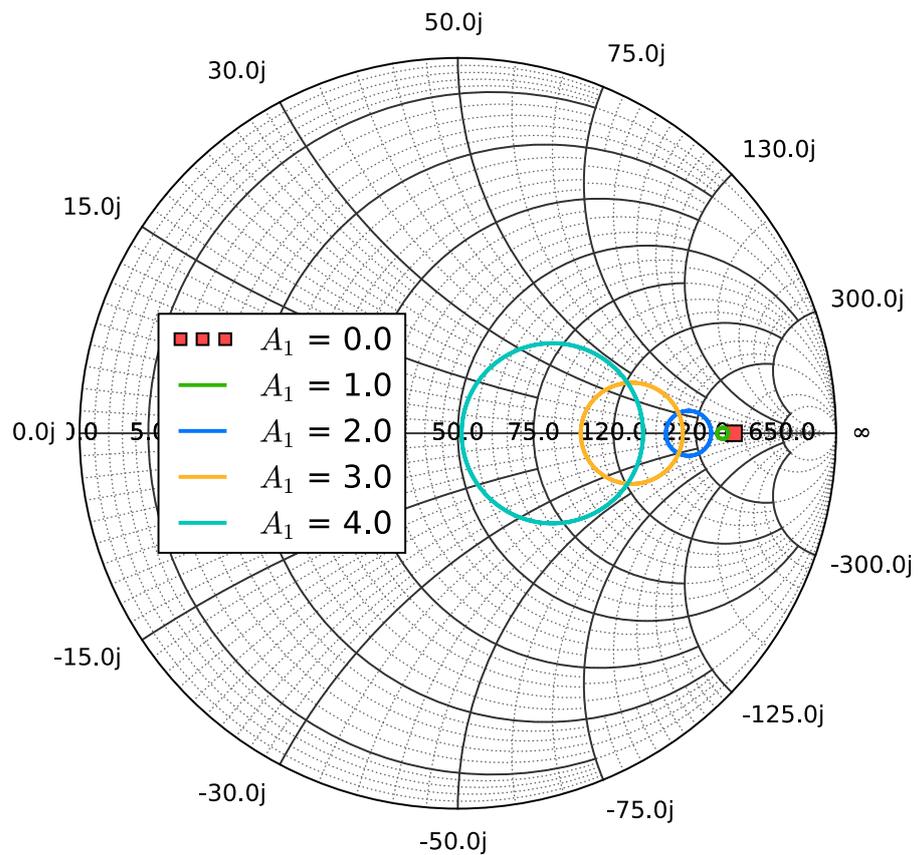


FIGURE 138 – Coefficient de réflexion apparent de la sortie Γ_2 pour différentes amplitudes d'entrée $|A_1|$.

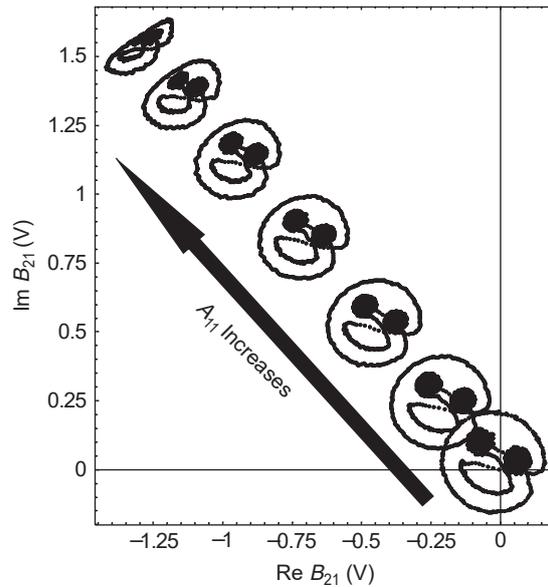


FIGURE 139 – Illustration de l’effet du terme conjugué T_{22} [134].

A.2 DISCUSSION SUR LA VALIDITÉ DE LA NOTION D'IMPÉDANCE DE SORTIE

Le comportement étrange du terme T_{22} mérite une plus ample discussion. Quitte à surprendre, et bien qu’il soit issu de phénomènes non-linéaires, ce terme traduit un comportement *linéaire*. En effet, si la perturbation $\delta A_{2,total}$ est la superposition de deux perturbations :

$$\delta A_{2,total} = \delta A_{2,a} + \delta A_{2,b}$$

alors :

$$\delta_2 B_{2,total} = \delta_2 B_{2,a} + \delta_2 B_{2,b}$$

ce qui est la définition même d’un comportement linéaire.

Cette linéarité, quitte à surprendre une seconde fois, est parfaitement normale. En effet, nous avons passé toute une section à linéariser l’amplificateur de puissance autour d’un point de fonctionnement. Une linéarisation qui n’aboutirait pas à un modèle linéaire serait une absurdité.

Pourtant, il ne s’agit pas d’un comportement linéaire ordinaire, et les systèmes linéaires ordinaires, que l’on peut décrire par des paramètres S classiques, ne le présentent pas. Pourquoi ce paradoxe ?

Car le terme T_{22} traduit un comportement linéaire *variable dans le temps*. Or, les systèmes linéaires classiques sont invariants dans le temps.

En résumé, la linéarisation d’un système non-linéaire invariant dans le temps autour d’un point de fonctionnement variant dans le temps (c’est un cosinus ¹!) aboutit à un modèle linéaire variant dans le temps. Ce modèle

linéaire ne peut pas être décrit par des paramètres S , car ces paramètres S sont réservés à des systèmes linéaires invariants dans le temps.

La bonne manière de décrire cette linéarisation est l'utilisation des paramètres X [107, 134]. Les coefficients de la section précédente sont à peu de choses près des paramètres X .

Il est toujours possible à partir du coefficient de réflexion apparent de la section précédente de calculer une impédance de sortie apparente, mais est-il correct de parler de l'impédance de sortie d'un amplificateur non-linéaire? La [figure 138](#) montre sans équivoque qu'un amplificateur de puissance en saturation a plusieurs impédances en fonction de la perturbation de sortie. Laquelle est la bonne? D'ailleurs, le terme « impédance » est-il encore approprié, vu que cette impédance n'a pas les propriétés usuelles d'une impédance?

Une manière de voir les choses est de se dire qu'un amplificateur de puissance n'a pas d'impédance bien définie. Une autre consiste à dire qu'un amplificateur de puissance a deux impédances de sorties : une pour les signaux en phase avec le signal d'entrée et une autre pour les signaux en quadrature. Mais il est faux de dire qu'un amplificateur de puissance a une seule impédance de sortie indépendante de la phase de B_2 .

Ceci pose un problème car nous avons besoin d'une impédance de sortie, ou de quelque chose qui s'en approche, pour faire nos calculs d'adaptation. Nous allons donc renverser le problème. Au lieu de se demander quelle est l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance, nous allons nous demander quelle est son impédance de charge optimale. Or, dans nos applications, la charge est l'entrée d'un combineur de puissance suivi d'une antenne. Cette charge est linéaire et invariante dans le temps. L'impédance de charge est donc bien définie.

Pour simplifier le raisonnement, et par abus de langage, nous appellerons « impédance de sortie » le conjugué de l'impédance de charge optimale. Mais il s'agit bien d'une fiction, compte-tenu des réserves précédentes sur la notion d'impédance de sortie appliquée aux systèmes non-linéaires.

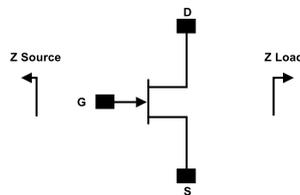
Nous avons parlé des amplificateurs mais pas encore des transistors. Les mêmes remarques s'appliquent à un transistor, mais avec une réserve supplémentaire : les transistors n'étant pas adaptés, le point de fonctionnement est plus complexe à définir [107]. Les conclusions sont cependant globalement similaires [107].

Raisonnement avec les impédances de charge est une pratique courante dans le domaine des amplificateurs de transistors. C'est le principe de la load-pull, qu'elle soit effectuée en vrai ou sur un simulateur. De la même manière, dans ses feuilles de caractéristiques, dont un exemple est montré [figure 140](#), Wolfspeed (anciennement CREE) ne donne pas les impédances de sortie de ses transistors mais bien les impédances de charges optimales. CQFD.

1. Il est à noter ici une bizarrerie du vocabulaire : on parle toujours d'onde sinusoïdale, mais on utilise presque toujours des cosinus pour la mise en équation.



Source and Load Impedances



Frequency (MHz)	Z Source	Z Load
900	0.3 - j0.3	2.1 + j1.4
1000	0.3 - j0.4	2.0 + j0.7
1100	0.6 - j0.4	1.8 + j0.9
1200	0.8 - j0.7	1.5 + j0.9
1300	1.1 - j0.7	1.3 + j0.7
1400	1.2 - j0.1	1.2 + j0.5
1500	1.8 - j0.1	1.1 + j0.4

Note 1. $V_{DD} = 50\text{ V}$, $I_{DD} = 500\text{ mA}$ in the 440117 package
 Note 2. Optimized for power gain, P_{SAT} and Drain Efficiency
 Note 3. When using this device at low frequency, series resistors should be used to maintain amplifier stability

FIGURE 140 – Extrait de la feuille de caractéristiques du CGHV14500 montrant les impédances optimales de source et de charge. Pas celles du transistor.

ADAPTATIONS D'IMPÉDANCE LC EN ÉCHELLE

Comme expliqué dans la [section 6.2](#), il est utile d'avoir une méthode permettant de connaître à priori le nombre d'éléments nécessaires pour l'adaptation d'impédance ainsi que des valeurs initiales (avant optimisation) des composants. Cette section décrit en détail le calcul de tels réseaux d'adaptations. La méthode de calcul est celle de [\[84\]](#), adaptée aux besoins propres de cette étude.

Les composants utilisés (inductance et capacités) seront supposés idéaux, de même que les jonctions microruban. Les effets des réseaux de polarisation des transistors seront également ignorés. Ces effets ne sont absolument pas négligeables mais leurs effets seront facilement compensés dans la phase d'optimisation numérique du circuit final.

Une méthode empirique simple est couramment employée [\[32\]](#) mais elle ne permet pas de déterminer à priori ni l'ordre, ni la désadaptation du réseau d'adaptation.

Dans [\[116\]](#) et [\[29\]](#), les tables de [\[84\]](#) sont employées pour calculer un réseau d'adaptation passe-bas de type Chebychev. Ces tables ne fournissent malheureusement pas de valeurs pour des réseaux d'adaptation impédance à très large bande (rapport 1:6, envisagé pour un module d'amplification).

C'est pourquoi cette section décrit en détail le calcul de tels réseaux d'adaptations. La méthode de calcul est celle de [\[84\]](#), adaptée aux besoins propres de cette étude.

On nommera f la fréquence usuelle en s^{-1} et ω la pulsation angulaire en $\text{rad} \cdot s^{-1}$. Nous utiliserons principalement cette dernière pour nos calculs.

Dans un premier temps, le réseau d'adaptation est calculé pour la fréquence centrale $\omega_m = 2 \cdot \pi \cdot f$ et $R_S = 1$. Cette normalisation n'est pas obligatoire, mais permet la comparaison des résultats avec ceux de [\[84\]](#) afin de tester le bon fonctionnement du programme.

Le coefficient de réflexion d'un tel réseau d'adaptation, vu de la source, s'écrit¹ :

$$|\Gamma|^2 = \frac{\epsilon^2 \cdot T_n^2 \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\Delta\omega^2} \right)}{1 + \epsilon^2 \cdot T_n^2 \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\Delta\omega^2} \right)}$$

La [figure 141](#) montre le coefficient de réflexion vu de la source d'un exemple de réseau d'adaptation LC pour une adaptation de 5Ω vers 50Ω de 1 à

2,5 GHz. Ces valeurs sont approximativement celles de l'amplificateur large bande décrit dans le [chapitre 6](#).

avec $\omega_0 = \sqrt{\omega_a^2 + \omega_b^2}$, ω_a le début de la bande passante et ω_b la fin de la bande passante.

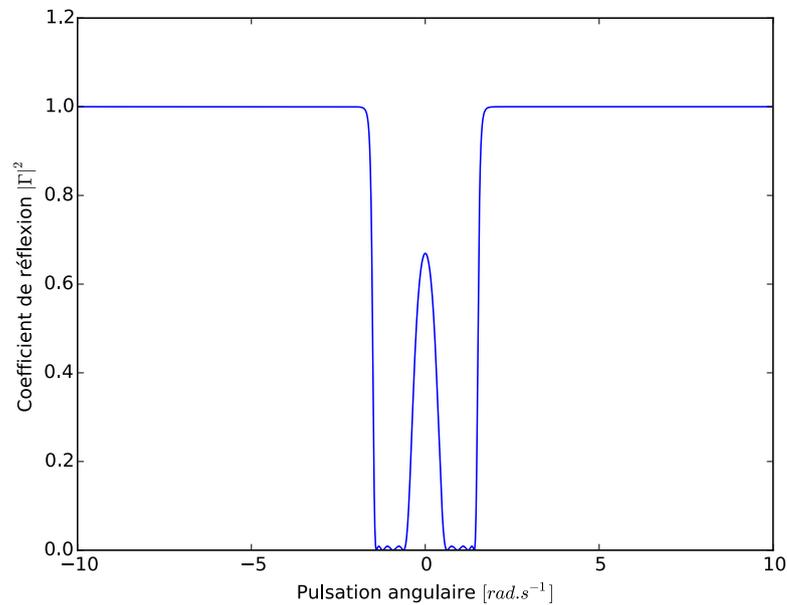


FIGURE 141 – Exemple de coefficient de réflexion vu de la source d'un réseau d'adaptation LC. Voir texte pour paramètres.

Dans l'expression précédente, ϵ est choisi tel que :

$$|\Gamma(f = 0)|^2 = \left(\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right)^2$$

Cette dernière condition est nécessaire car ce type de réseaux n'a aucun effet en continu. Ainsi, la fonction de transfert est entièrement déterminée par le rapport Z_2/Z_1

Dans la bande passante, le coefficient de réflexion maximal et les pertes d'insertion maximales s'écrivent respectivement :

$$|\Gamma_{\max}|^2 = \frac{\epsilon^2}{1 + \epsilon^2}$$

$$|S_{21,\min}|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2}$$

La première étape du calcul consiste à déterminer le plus petit n tel que $|\Gamma_{\max}|^2$ soit inférieur à la spécification donnée. Ce calcul se fait numériquement, en testant tous les n (entiers) à partir de 1 jusqu'à ce que cette spécification soit respectée.

1. Dans [84], $\Delta\omega^2$ est nommé A . La dénomination $\Delta\omega^2$ a été conservée afin de conserver des notations cohérentes avec le programme Python.

Ce n est la moitié du nombre d'éléments du réseau final [84].

Ensuite, le changement de variable $p = j \cdot \omega$ est effectué. Ce changement de variable permet de faciliter grandement les calculs qui vont suivre.

Puis, le carré du coefficient de réflexion est factorisé ainsi :

$$|\Gamma_{\max}(p)|^2 = \frac{a(p) \cdot a(-p)}{b(p) \cdot b(-p)}$$

avec a et b deux polynômes dont les racines sont à partie réelle négative².

De cette manière, le coefficient de réflexion (et non son carré) peut être calculé ainsi :

$$\Gamma_{\max}(p) = \frac{a(p)}{b(p)}$$

Au début de notre étude sur ce sujet, la factorisation se faisait de manière numérique. Cette méthode a été abandonnée par la suite à cause de problèmes d'instabilité numérique pour les ordres élevés. C'est pourquoi nous avons adopté une méthode semi-analytique, inspirée de [47, 84]. Les racines du numérateur et du dénominateur sont calculées de manière analytique. Ensuite, les polynômes factorisés sont obtenus en ne prenant que les racines à partie réelle négative.

Nous ne détaillons pas le calcul, plus fastidieux que complexe. Les racines du numérateur et du dénominateur sont données par les formules suivantes :

$$\begin{aligned} \pm j \cdot \sqrt{\Delta\omega^2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2 \cdot n} \cdot (1 + 2 \cdot k)\right)} & \quad k \in [1; n] \\ \pm j \cdot \sqrt{\Delta\omega^2 \cdot \cos\left(\frac{1}{n} \cdot \arccos\left(\frac{j}{\epsilon}\right)\right)} & \quad k \in [1; 2 \cdot n] \end{aligned}$$

La première équation donne directement l'ensemble des racines dont nous avons besoin, car le numérateur a des racines imaginaires doubles. En revanche, il faut sélectionner les racines à partie réelle négative des racines obtenues par la seconde équation. Cette tâche ne pose aucun problème majeur : le code pour le faire est plus court que cette phrase.

2. On nomme de tels polynômes des polynômes de Hurwitz. Les raisons pour lesquelles a et b doivent remplir cette condition dépassent le cadre de la présente thèse. Le lecteur est invité à se référer à un livre sur la synthèse de réseaux [12, 56, 73].

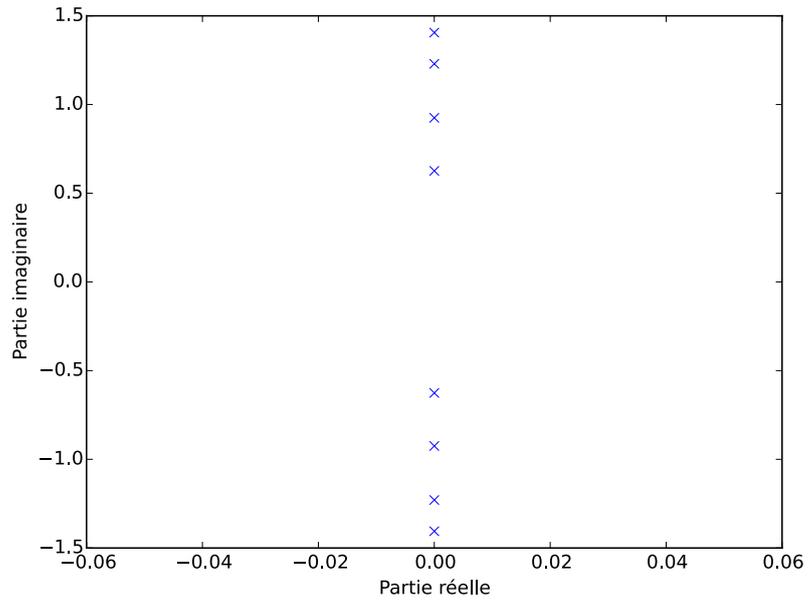


FIGURE 142 – Racines du numérateur de l'exemple. Les racines du numérateur sont doubles et purement imaginaires.

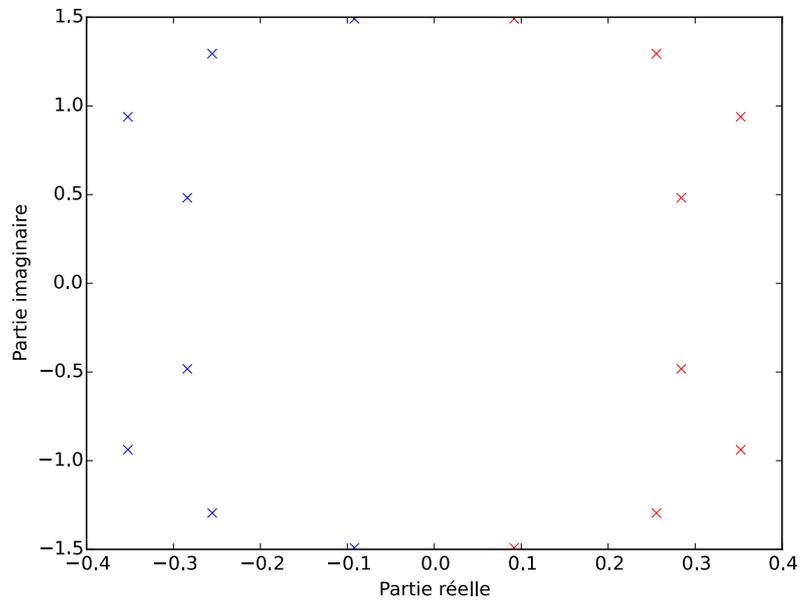


FIGURE 143 – Racines du dénumérateur de l'exemple. Les racines qui nous intéressent sont en bleu, celles en rouge sont ignorées

Un polynôme est défini par l'ensemble de ses racines, mais à un facteur multiplicatif près. Il nous reste donc à déterminer ce facteur multiplicatif. Nous ne donnons pas le détail du calcul, mais uniquement le résultat :

$$\alpha = \frac{a_1}{a_1(0)} \cdot \left| \epsilon \cdot \cos \left(n \cdot \arccos \left(-\frac{\omega_0^2}{\Delta\omega^2} \right) \right) \right|$$

$$b = \frac{b_1}{b_1(0)} \cdot \sqrt{1 + \left(\epsilon \cdot \cos \left(n \cdot \arccos \left(-\frac{\omega_0^2}{\Delta\omega^2} \right) \right) \right)^2}$$

avec a_1 et b_1 les polynômes initialement déterminés.

Enfin, l'impédance d'entrée est calculée ainsi :

$$Z(p) = \frac{b(p) + \alpha(p)}{b(p) - \alpha(p)}$$

Cette impédance est ensuite développée en fraction continue par divisions successives :

$$Z(p) = g_1 \cdot p + \frac{1}{g_2 \cdot p + \frac{1}{g_3 \cdot p + \dots + \frac{1}{g_m \cdot p + g_{m+1}}}}$$

Cette expression aboutit immédiatement à un réseau LC. Les g_m impairs sont les valeurs normalisées des inductances, tandis que les g_m pairs sont les valeurs normalisées des capacités. Cette dénormalisation se fait selon les équations suivantes :

$$L = \frac{g}{2 \cdot \pi \cdot f_0} \cdot \frac{1}{Z_1}$$

$$C = \frac{g}{2 \cdot \pi \cdot f_0} \cdot \frac{1}{Z_1}$$

Le dernier g_m est la résistance de charge, elle aussi normalisée. Sa valeur est connue depuis longtemps, mais il peut être intéressant de la recalculer pour vérifier qu'il n'y ait pas trop d'erreur lié aux imprécisions numériques.

FORMULES UTILES ET CONVERSIONS D'UNITÉS

Cette section présente quelques formules utiles ainsi que des tables de conversion d'unités non standard mais courantes, afin de faciliter la vie du lecteur.

C.1 CONVERSION LIGNES DE TRANSMISSION ET ÉLÉMENTS DISCRETS

Nous utilisons dans les chapitres 6 et 7 des lignes microruban « étroites » pour réaliser des inductances série et des lignes microruban « larges » pour réaliser des capacités parallèle. Nous faisons l'approximation que les lignes de transmission inductives sont purement inductives, et que les lignes de transmission capacitatives sont purement capacitatives. Ceci est grossier mais amplement suffisant pour trouver un point de départ pour une optimisation numérique du circuit complet qui prendra le modèle complet.

Pour passer des inductances et des capacités vers des lignes de transmission normalisées, nous utilisons les formules suivantes :

$$\Theta_{\text{deg}} = 360 \cdot f \cdot Z_0 \cdot C$$

$$\Theta_{\text{deg}} = \frac{360 \cdot f \cdot L}{Z_0}$$

avec Θ_{deg} la longueur électrique en degrés, f la fréquence de normalisation, Z_0 l'impédance caractéristique, C la valeur de capacité et L la valeur d'inductance.

Dans le cas de lignes physiques, nous sommes plutôt intéressés par la longueur. Les formules suivantes la donne :

$$l = \frac{c_0 \cdot Z_0 \cdot C}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}$$

$$l = \frac{c_0 \cdot L}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}} \cdot Z_0}}$$

avec $\epsilon_{r,\text{eff}}$ la permittivité relative effective et c_0 la vitesse de la lumière dans le vide.

Enfin, les formules suivantes permettent d'aller dans l'autre sens :

$$C = \frac{\Theta_{\text{deg}}}{360 \cdot f \cdot Z_0}$$

$$L = \frac{Z_0 \cdot \Theta_{\text{deg}}}{360 \cdot f}$$

$$C = \frac{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} \cdot l}{c_0 \cdot Z_0}$$

$$L = \frac{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} \cdot l}{c_0}$$

C.2 ÉPAISSEURS DE MÉTALLISATION DE SUBSTRATS

Les épaisseurs de métallisation des substrats sont parfois données en masse par unité de surface. L'unité de surface est parfois sous-entendue. Or, pour les calculs ainsi que pour la CAO, c'est l'épaisseur de la couche (en μm) qui importe. On se limitera au cas du cuivre, qui est le plus fréquemment rencontré pour nos applications. Le tableau suivant permet de faire les conversions nécessaires.

TABLE 16 – Conversion des différentes unités d'épaisseurs de métallisation

$\text{oz} \cdot \text{ft}^{-2}$	$\text{g} \cdot \text{ft}^{-2}$	$\text{g} \cdot \text{m}^{-2}$	μm
0,5	14,18	152,5	17,5
1	28,35	305	35
2	56,70	610	70
3	85,05	915	105

C.3 UNITÉS THERMIQUES

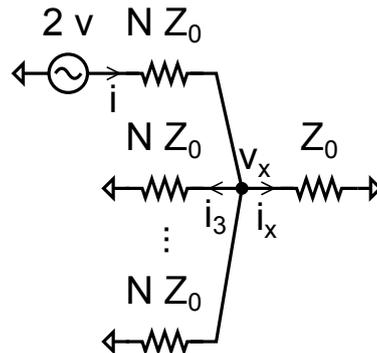
Les unités standard pour traiter les problèmes de thermique sont le Joule (J) pour l'énergie thermique, le Watt (W) pour la puissance thermique et les composés du mètre (m) pour les dimensions (longueurs, surfaces, volumes). Malheureusement, dans la littérature ancienne et dans la littérature anglo-saxonne, d'autres unités apparaissent fréquemment. Pire encore, certaines unités de mesures anglo-saxonnes, par exemple le BTU (British Thermal Unit) sont mal définies, et plusieurs valeurs sont présentes dans la littérature. Afin de clarifier les unités utilisées dans certaines références bibliographiques, voici un tableau récapitulatif des facteurs de conversion utilisés pour cette thèse. Ce tableau est délibérément redondant, afin d'en simplifier l'exploitation.

CATÉGORIE	UNITÉ NON STANDARD	UNITÉ STANDARD
Chaleur	1 cal	4,2 J
Chaleur	1 Btu	1,06 kJ
Conductivité thermique	1 cal/(s*cm*degC)	420 W/m/K
Conductivité thermique	1 Btu in / (h ft ² oF)	0,14 W/(m°K)

TABLE 17 – Conversion des unités non standard de thermique utilisées dans les références bibliographiques

ANNEXES DE LA PARTIE iii

D.1 CALCUL DES PARAMÈTRES S DU T DE JONCTION



Compte-tenu de la symétrie de ce circuit, seuls quelques coefficients de la matrice des paramètres S ont besoin d'être calculés afin de déterminer l'intégralité de celle-ci.

D'après le théorème de Millman :

$$v_x = \frac{\frac{2 \cdot v}{N \cdot Z_0}}{N \cdot \frac{1}{N \cdot Z_0} + \frac{1}{Z_0}}$$

Après développement et simplification :

$$v^* = \frac{v}{N}$$

En utilisant la définition des ondes incidentes et réfléchies :

$$V_1^- = \frac{v^* + Z_0 \cdot i_x}{2 \cdot \sqrt{Z_0}}$$

$$V_2^+ = \frac{v^* + N \cdot Z_0 \cdot i_x}{2 \cdot \sqrt{N \cdot Z_0}}$$

$$V_2^- = \frac{v^* - N \cdot Z_0 \cdot i_x}{2 \cdot \sqrt{N \cdot Z_0}}$$

$$V_3^- = \frac{v^* - N \cdot Z_0 \cdot i_3}{2 \cdot \sqrt{N \cdot Z_0}}$$

En utilisant la loi d'Ohm pour éliminer tous les courants :

$$V_1^- = \frac{v^*}{\sqrt{Z_0}}$$

$$V_2^+ = \frac{v^*}{\sqrt{N \cdot Z_0}}$$

$$V_2^- = \frac{v^* - v}{\sqrt{N \cdot Z_0}}$$

$$V_3^- = \frac{v^*}{\sqrt{N \cdot Z_0}}$$

Les coefficients de la matrice S se calculent directement à partir de leurs définitions :

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+}$$

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+}$$

$$S_{32} = \frac{V_3^-}{V_2^+}$$

Après substitution de V_1^- , V_2^- , V_2^+ par leurs expressions trouvées précédemment et simplification :

$$S_{12} = \frac{1}{\sqrt{N}}$$

$$S_{22} = \frac{1-N}{N}$$

$$S_{32} = \frac{1}{N}$$

On en déduit les coefficients inverses par le théorème de réciprocité [25, 101] :

$$S_{21} = \frac{1}{\sqrt{N}}$$

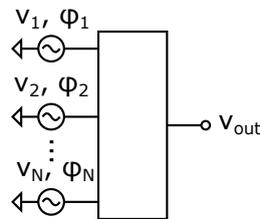
$$S_{23} = \frac{1}{N}$$

Et comme le circuit est adapté en sortie :

$$S_{11} = 0$$

D.2 CALCUL DE L'EFFICACITÉ D'UN COMBINEUR EN FONCTION DES DÉSÉQUILIBRES

Les références [43, 70] donnent le résultat final, mais ne donnent que peu de détails sur le calcul de celui-ci. En particulier, elles donnent le résultat pour deux sources mais celui-ci peut être très facilement étendu à un nombre arbitraire de sources. Les premières étapes du calcul sont similaires au calcul de la référence [99].



La puissance de sortie s'exprime comme :

$$P_{Sortie} = |v_1 \angle \phi_1 + v_2 \angle \phi_2 + \dots + v_N \angle \phi_N|^2 \tag{51}$$

Tandis que la puissance de sortie idéale s'exprime comme :

$$P_{Idéale} = |v_1|^2 + |v_2|^2 + \dots + |v_N|^2 \tag{52}$$

Le rendement est le rapport des deux :

$$\eta = \frac{P_{Sortie}}{P_{Idéale}} \tag{53}$$

Pour pouvoir développer ce résultat, nous devons faire une hypothèse simplificatrice qui correspond au pire des cas.

- La moitié des amplificateurs a une phase de $+\phi$.
- La moitié des amplificateurs a une phase de $-\phi$.
- La moitié des amplificateurs a une amplitude normalisée de sortie de 1.
- La moitié des amplificateurs a une amplitude normalisée de sortie de k_1 .

On peut résumer ceci par le tableau suivant :

Amplitude	Phase	
	$+\phi$	$-\phi$
1	$N/4$ entrées, n° 1	$N/4$ entrées, n° 2
k_1	$N/4$ entrées, n° 3	$N/4$ entrées, n° 4

La puissance de sortie réelle se calcule par somme de chacune des contributions en amplitude :

$$P_{\text{Sortie}} = \left| \frac{N}{4} \cdot 1 \cdot e^{+j \cdot \phi} + \frac{N}{4} \cdot 1 \cdot e^{-j \cdot \phi} + \frac{N}{4} \cdot k_1 \cdot e^{+j \cdot \phi} + \frac{N}{4} \cdot k_1 \cdot e^{-j \cdot \phi} \right|^2 \quad (54)$$

Après simplification :

$$P_{\text{Sortie}} = \frac{N^2}{4} \cdot (1 + k_1)^2 \cdot \cos(\phi)^2 \quad (55)$$

La puissance de sortie idéale se calcule par somme de chacune des puissances d'entrée :

$$P_{\text{Idéale}} = \left| \frac{N}{4} \cdot 1 \cdot e^{+j \cdot \phi} \right|^2 + \left| \frac{N}{4} \cdot 1 \cdot e^{-j \cdot \phi} \right|^2 + \left| \frac{N}{4} \cdot k_1 \cdot e^{+j \cdot \phi} \right|^2 + \left| \frac{N}{4} \cdot k_1 \cdot e^{-j \cdot \phi} \right|^2 \quad (56)$$

Après simplification :

$$P_{\text{Idéale}} = \frac{N^2}{8} \cdot (1 + k_1^2) \quad (57)$$

On en déduit le rendement :

$$\eta = \frac{(1 + k_1)^2 \cdot \cos^2(\phi)}{1 + k_1^2} \quad (58)$$

Dans le calcul précédent, ϕ vaut la moitié de l'écart entre les phases des amplis. En introduisant l'écart des phases θ :

$$\eta = \frac{(1 + k_1)^2 \cdot \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)}{1 + k_1^2} \quad (59)$$

Le calcul précédent supposait un combineur sans pertes. Les pertes peuvent être rajoutées après coup assez facilement :

$$\eta = \frac{(1 + k_1)^2 \cdot \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)}{1 + k_1^2} \cdot k_2^2 \quad (60)$$

Avec k_2 le coefficient de pertes en amplitude du combineur.

D.3 DÉMONSTRATION DES PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES DES COMBINEURS DE PUISSANCE

Afin de démontrer ces inégalités, il suffit de considérer plusieurs excitations du combineur de puissance, et d'appliquer à ces différents cas de figure le théorème de conservation d'énergie :

D.3.1 Cas 1: mode commun

$$a = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} N \cdot S_{21} \\ S_{22} + (N-1) \cdot S_{23} \\ \vdots \\ S_{22} + (N-1) \cdot S_{23} \end{bmatrix}$$

Comme les entrées sont adaptées en mode commun :

$$S_{22} + (N-1) \cdot S_{23} = 0$$

Donc :

$$b = \begin{bmatrix} N \cdot S_{21} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Et par conservation de l'énergie :

$$|b|^2 \leq N$$

Donc :

$$|S_{21}| \leq \frac{1}{\sqrt{N}}.$$

D.3.2 Cas 2 : excitation en mode impair

$$a = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ -S_{22} + S_{23} \\ S_{22} - S_{23} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Donc $|S_{22} - S_{23}| \leq 1$.

A partir de cette équation, et avec l'adaptation des entrées en mode commun, on obtient immédiatement les bornes sur S_{22} et S_{23} :

$$|S_{22}| \leq \frac{N-1}{N}$$

$$|S_{23}| \leq \frac{1}{N}$$

D.4 CALCUL DES PROBABILITÉS DE DÉFAILLANCES EN FONCTION DU NOMBRE DE TRANSISTORS

Dans le cas d'une dégradation brutale du fonctionnement, l'amplificateur tombe en panne si un seul de ses éléments tombe en panne. La probabilité de panne p est donc donnée par :

$$p = 1 - (1 - p_0)^N$$

Avec p_0 la probabilité de panne de l'un des éléments et N le nombre total d'éléments.

Dans le cas d'une dégradation douce du fonctionnement, par définition, l'amplificateur ne tombe pas en panne brutalement : la puissance de sortie décroît lorsque les éléments tombent en panne et ne devient nulle que

lorsque tous les éléments sont tombés en panne. Néanmoins, afin d'avoir un critère de fonctionnement réaliste, l'amplificateur sera considéré comme étant en panne lorsque la puissance de sortie sera inférieure ou égale à la moitié de sa puissance nominale.

Un combineur de puissance étant linéaire *en amplitude*, la puissance de sortie est proportionnelle au carré des éléments encore en fonctionnement. Ainsi, la puissance de sortie chute de moitié lorsqu'environ 29 % des éléments sont en panne. Le nombre exact valant $1 - 1/\sqrt{2}$.

Le nombre d'éléments encore en fonctionnement suit une loi binomiale de paramètres $(N, 1 - p_0)$. La probabilité de panne de l'amplificateur est donc donnée par :

$$p = F\left(\frac{N}{\sqrt{2}}; N; 1 - p_0\right)$$

Avec F la fonction de répartition de la loi binomiale. Cette fonction étant disponible dans tous les logiciels de calcul scientifique, le calcul n'a pas besoin d'être développé plus en détail. Dans le scénario considéré, chaque élément de puissance combiné a une probabilité de défaillance de 5 %. Notons que le scénario de panne est différent dans les deux cas : dans le cas d'une dégradation brutale, une panne totale est envisagée, tandis que dans le cas d'une dégradation douce, l'amplificateur est considéré comme étant en panne lorsque sa puissance de sortie tombe à la moitié de la puissance nominale de l'amplificateur : il reste encore l'autre moitié.

D.5 DÉTAILS SUR L'ÉVALUATION DE L'ISOLATION EFFECTIVE DES COMBINEURS DE PUISSANCE

Il est difficile de prévoir exactement ce qu'il se passe lorsqu'un élément d'un amplificateur tombe en panne. Une hypothèse raisonnable est l'apparition d'une réflexion totale en sortie ($|S_{11}| = 1$) avec une phase aléatoire [125]. La phase aléatoire se justifie par les capacités parasites du transistor et de son boîtier, ainsi que par les longueurs de lignes de transmission entre le transistor et le combineur de puissance.

L'isolation d'un combineur, dans son sens le plus concret, c'est-à-dire sa capacité à supporter la panne d'un des éléments de puissance sans provoquer de panne globale, est difficile à qualifier. En particulier, la seule magnitude en dB des coefficients de couplage entre les entrées S_{ij} est insuffisante.

Parmi les articles relatifs à cette question, [45] étudie l'impact des défaillances des éléments de puissance sur l'amplificateur dans sa globalité, mais en supposant que le combineur de puissance comporte une adaptation d'impédance et une isolation parfaites de ses entrées. La référence [100] ne fait pas une telle supposition, et présente un programme d'analyse

de ces défaillances et les grandes lignes de la méthode de calcul utilisée. Cependant, aucune formule mathématique simple n'est donnée.

La section suivante présente, sous certaines hypothèses, un calcul de l'isolation effective d'un combineur de puissance, et donne la valeur maximale du coefficient de couplage S_{ij} entre les entrées pour avoir une isolation effective.

Cependant, à cause des hypothèses restrictives de cette méthode, l'isolation effective d'un combineur de puissance doit être vérifiée au final par simulation numérique, selon la méthode montrée dans [125]. Le transistor en panne est remplacé par une ligne de transmission court-circuitée en entrée, et le fonctionnement est évalué pour une longueur de ligne allant de 0 à 360° par pas de 45° [125]. Cette méthode est simple et directe.

D.6 UNE TENTATIVE D'ÉVALUATION DE L'ISOLATION EFFECTIVE DES COMBINEURS DE PUISSANCE

D.6.1 Coefficient d'efficacité K

Nous avons vu dans la [section 9.3](#) que tout combineur de puissance à N entrées possède un coefficient de couplage maximal¹ entre ses entrées valant $|S_{23}| = \frac{1}{N}$, due principalement à la conservation d'énergie. Pourtant, ces combineurs n'isolent pas réellement leurs entrées les unes des autres, et une panne de l'une des sources élémentaires de puissance est susceptible d'entraîner la panne de l'ensemble [125]. L'objectif de cette section est de quantifier la capacité d'un combineur de puissance à fonctionner malgré la panne d'une des sources élémentaires de puissance en fonction du coefficient de couplage entre les entrées S_{23} .

La situation étudiée est décrite dans la [figure 144](#). Une des sources de puissance est remplacée par un coefficient de réflexion non nul.

En exploitant les symétries du combineur de puissance, cette situation peut être décrite par le graphe de fluence réduit de la [figure 145](#).

En appliquant la règle de Mason, le coefficient de transmission global s'écrit :

$$G = \left[1 + \frac{S_{23} \cdot \Gamma}{1 - S_{22} \cdot \Gamma} \right] \cdot (N - 1) \cdot S_{21}$$

Dans le cas idéal :

$$G_{idéal} = (N - 1) \cdot S_{21}$$

1. Appelée dans la suite de ce document « isolation naturelle ». On dit que l'isolation est maximale quand $|S_{23}|$ est minimal.

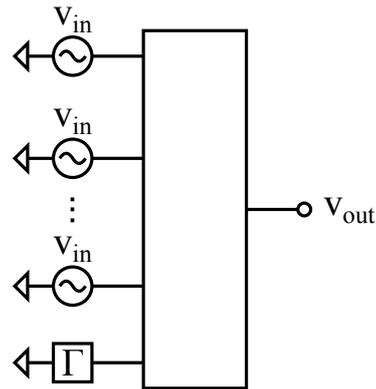


FIGURE 144 – Scénario de panne : une des sources de puissance est remplacée par un coefficient de réflexion non nul, Γ

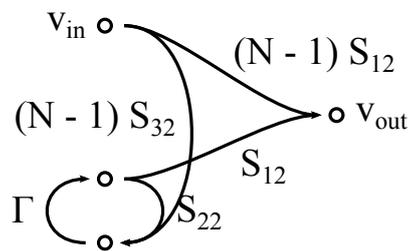


FIGURE 145 – Graphe de fluence réduit de la situation décrite dans la [figure 144](#).

Un coefficient d'efficacité K peut ainsi être défini :

$$K = \frac{G}{G_{\text{idéal}}} = \frac{[-S_{22} + S_{23}] \cdot \Gamma + 1}{-S_{22} \cdot \Gamma + 1}$$

Et en utilisant la propriété d'adaptation en mode commun ([équation \(4\)](#)):

$$K = \frac{N \cdot S_{23} \cdot \Gamma + 1}{(N - 1) \cdot S_{23} \cdot \Gamma + 1} \quad (61)$$

D.6.2 Minimum et maximum du coefficient d'efficacité

L'objectif de cette section est de déterminer le minimum et le maximum de $|K|$ lorsque $|\Gamma| \leq 1$. La méthode employée ici est similaire à la méthode de détermination des cercles de stabilité décrite dans [101, pages 564 – 566]. La première étape consiste à inverser l'[équation \(61\)](#) afin d'obtenir Γ en fonction de K :

$$\Gamma = \frac{K - 1}{(1 - N) \cdot S_{23} \cdot K + N \cdot S_{23}}$$

Le bord du domaine de $|K|$ correspond au bord du domaine de Γ . Pour déterminer ce domaine, l'expression de K est substituée dans $|\Gamma|^2 = 1$:

$$\left| \frac{K-1}{(1-N) \cdot S_{32} \cdot K + N \cdot S_{32}} \right|^2 = 1$$

Puis cette équation est résolue étape par étape :

$$|K-1|^2 = |(1-N) \cdot S_{23} \cdot K + N \cdot S_{23}|^2$$

En utilisant $|z|^2 = z \cdot z^*$, $\forall z \in \mathbb{C}$:

$$(K-1) \cdot (K-1)^* = ((1-N) \cdot S_{23} \cdot K + N \cdot S_{23}) \cdot ((1-N) \cdot S_{23} \cdot K + N \cdot S_{23})^*$$

Après développement et regroupement des termes :

$$\begin{aligned} [1 - (1-N)^2 \cdot |S_{32}|^2] \cdot K \cdot K^* - [1 + (1-N) \cdot N \cdot |S_{32}|^2] \cdot K \\ - [1 + (1-N) \cdot N \cdot |S_{32}|^2] \cdot K^* + [1 - N^2 \cdot |S_{32}|^2] = 0 \end{aligned}$$

Cette équation se met sous forme quadratique :

$$\left| K - \frac{1 + (1-N) \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} \right|^2 - \left| \frac{1 + (1-N) \cdot N \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} \right|^2 + \frac{1 - N^2 \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} = 0$$

Cette équation est l'équation d'un cercle de centre K_0 et de rayon r_0 avec :

$$\begin{aligned} K_0 &= \frac{1 + (1-N) \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} \\ r_0^2 &= \left| \frac{1 + (1-N) \cdot N \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} \right|^2 - \frac{1 - N^2 \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} \end{aligned}$$

Après une légère modification de K_0 et simplification de l'expression de r_0 avec un outil de calcul symbolique [142], on obtient :

$$K_0 = \frac{1 - (N-1) \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} \quad (62a)$$

$$r_0 = \frac{|S_{23}|}{1 - (N-1)^2 \cdot |S_{23}|^2} \quad (62b)$$

Comme $K_0 \geq r_0$, $K_{min} = K_0 - r_0$ et $K_{max} = K_0 + r_0$. En utilisant l'équation 62 :

$$K_{min} = \frac{1 - |S_{23}| - (N-1) \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} \quad (63a)$$

Nombre d'entrées	$ S_{23} $ sans isolation	$ S_{23} $ maximum
2	-6,0	-26,4
4	-12,0	-27,2
8	-18,1	-28,6
16	-24,1	-30,9

TABLE 18 – $|S_{23}|$ naturel et $|S_{23}|$ maximum nécessaire pour avoir $K \leq 0,95$.

$$K_{max} = \frac{1 + |S_{23}| - (N-1) \cdot |S_{23}|^2}{1 - (1-N)^2 \cdot |S_{23}|^2} \quad (63b)$$

En appliquant ces équations à l'exemple du simple T (équation 1), on obtient

$$K_{min} = 0$$

$$K_{max} = \frac{2 \cdot N}{2 \cdot N - 1}$$

La valeur de K_{min} est cohérente avec nos attentes (voir [section 9.2](#)). En revanche, celle de K_{max} est plus surprenante car supérieure à 1. Ceci arrive effectivement dans le cas du simple T lorsqu'une des sources élémentaires tombe en panne avec apparition d'un circuit ouvert. Cependant, ce comportement est bien trop aléatoire pour pouvoir compter dessus, en particulier dans le cas d'une conception large bande, et le gain obtenu de cette manière mineur.

L'équation de K_{min} , la plus intéressante, peut être inversée pour obtenir la valeur maximale du couplage entre les entrées $|S_{23}|$ en fonction du nombre d'entrées du combineur de puissance, pour un coefficient d'efficacité K fixé :

$$\Delta = 1 - 4 \cdot [-(N-1)^2 \cdot K_{min} + (N-1) \cdot N] \cdot [K_{min} - 1]$$

$$|S_{23}| = \frac{-1 + \sqrt{\Delta}}{2 \cdot [-(N-1)^2 \cdot K_{min} + (N-1) \cdot N]}$$

Le [tableau 18](#) donne, pour différentes valeurs de N , le S_{23} naturel et le S_{23} maximum nécessaire pour avoir $K \leq 0,95$, ce qui correspond à une perte d'efficacité en puissance de 10 %.

INDEX

- Acteurs de la filière GaN
 - ITAR, 21
 - Pays d'origine, 21
- Acteurs de la filière GaN, 19
- Adaptation LC échelle, 189
- Adaptation multi-harmoniques, 30
- Aimentation
 - Découplage de l'alimentation, 34
- Algorithme
 - Discretisation, 112
 - Reduction du nombre de points, 112
- Amplificateurs, 29
 - Amplificateur bande étroite
 - Mesures, 49
 - Schéma, 43
 - Simulations, 49
 - Amplificateur large bande
 - Mesures, 37
 - Schéma, 33
 - Simulations, 37
 - Bande étroite, 43
 - Classes d'amplification, 29
 - Généralités, 29
 - Large bande, 33
- Analyse
 - Analyse load-pull multi harmoniques, 45
 - Modes pair et impairs, 121
- Applications, 5
 - Compatibilité électromagnétique, 10
 - Susceptibilité électromagnétique, 10
 - Transmission d'énergie, 11
- Bode-Fano, limite de, 159
- Brouillage
 - Radar, 5
 - Télécommunications, 8
- Calcul
 - Adaptation LC échelle, 189
 - Klopfenstein, 106
 - Radiateurs, 153
 - Transitions, 106
 - Ventilateurs, 155
- Calculs
 - Efficacité déséquilibres, 201
 - T de jonction, 199
- Classes d'amplification, 29
- Classification des combineurs de puissance, 65
- Combineur
 - Fuselage (ridge), 116
- Combineur spatial à isolation améliorée
 - Architecture, 135
 - Desembedding des mesures, 140
 - Fabrication, 139
 - Mécanique, 143
 - Mesures, 139
 - Plan de masse fendu, 138
 - Préadaptation d'impédance, 138
 - Profil, 136
 - Simulation électromagnétique, 139
 - Thermique, 147
- Combineurs de puissance, 57
 - Cavité et sondes, 87
 - Classification, 65
 - Combineur spatial à isolation améliorée, 135
 - Combineur spatial en grille (« grid »), 89
 - Combineur spatial en plateau (« tray »), 90
 - Combineurs en espace libre, 93
 - Combineurs Spatium™, 92
 - Guide d'onde linéaire, 87

- Gysel, 78
- Importance de l'isolation, 63
- Isolateurs, 97
- Lentille, 94
- Paramètres S, 63
- Position du problème, 59
- Propriétés générales, 63
- Quasi-optique guidé, 94
- Rat-Race, 79
- Résistances d'isolation, 77
- Simple T, 60, 73
- T, 76, 77
- T et taper radial, 85
- T magique, 82, 83
- Taper, 76, 77
- Transition d'impédance, 76, 77
- Wilkinson, 74, 86
- Compatibilité électromagnétique, 10
- Connecteurs, 115
 - Tenue en puissance des connecteurs, 115
- Contre-mesures
 - Radar, 5
- Découplage de l'alimentation, 34
- Désadaptation d'impédance, 103
- DHSS, xi, 8, 17
- Difficultés
 - Mécanique, 128
 - Nombre de points excessif, 128
 - Thermique, 133
- Discretisation
 - Algorithme, 112
- Efficacité, voir Rendement
- État de l'art
 - État de l'art des amplificateurs bande étroite, 51
- État solide, 15
- Fabricants de transistors GaN, 19
- Fabrication
 - Amplificateur bande étroite, 49
 - Amplificateur large bande, 37
 - Combineur spatial à isolation améliorée, 139
- FHSS, xi, 8
- Formules utiles, 195
 - Épaisseurs de métallisation de substrats, 196
 - Lignes de transmission, 195
 - Unités thermiques, 196
- Fuselage
 - Combineur à fuselages (ridges), 116
 - Transition depuis microruban, 116
- GaN, 29
- Guide d'ondes
 - Données essentielles, 81
 - T magique, 82, 83
- Gysel, 78
- HEMT, 29
- Impédance de sortie, 177
- Impact sur l'efficacité des stratégies de combinaison de puissances, 68
- Impulsionnel, 3
 - Puissance impulsionnelle, 3
- Isolateurs, 97
- Isolation
 - Importance de l'isolation, 63
- ITAR, 21
- Klopfenstein, 106
- Layout
 - Nouvel amplificateur, 165
- LC échelle, 189
- Limite de Bode-Fano, 159
- Mécanique
 - Combineur spatial à isolation améliorée, 143
 - Difficultés, 128
- Méthode
 - Simulation, 127
- Magnétrons, 15
- Maillage
 - Hexaédrique, 127
 - Tétraédrique, 127
- Masse

- Virtuelle, 121
- Mesures
 - Amplificateur bande étroite, 49
 - Amplificateur large bande, 37
 - Combineur spatial à isolation améliorée, 139
 - Desembedding, 140
- Microruban
 - Transition vers fuselage, 116
- Modélisation
 - Discontinuités, 36
 - Jonctions, 36
- Modes pair et impairs, 121
- Modes pairs et impairs
 - Méthode d'absorption, 125
- Nitride de Gallium, 29
- Nombre de points excessif, 128
- Non-linéaire, 177
- Plan de masse fendu, 138
- Préadaptation d'impédance, 138
- Puissance
 - Crête crête, 3
 - Impulsionnelle, 3
 - RMS crête, 3
 - RMS moyenne, 3
 - Tenue en puissance des connecteurs, 115
- Puissance maximale
 - Puissance maximale des transistors commerciaux, 22
- Pulsée
 - Puissance impulsionnelle, 3
- Réalisation, *voir* Fabrication
- Reduction du nombre de points
 - Algorithme, 112
- Radar, 5
 - Brouillage, 5
 - Brouillage à gain inverse, 5
 - Contre-contre-mesures, 5
 - Contre-mesures, 5
- Radiateurs, 153
- Rat-Race, 79
- Réflexions, 103
- Refroidissement
 - Ventilateurs
 - Droite de charge, 155
- Rendement, 15
 - Rendement d'alimentation, 15
 - Rendement de drain, 15
 - Rendement en puissance ajoutée, 15
- Résistances d'isolation, 77
- Ridge, *voir* Fuselage
- Schéma
 - Amplificateur bande étroite, 43
 - Load-pull multi harmoniques, 45
- Schémas
 - Amplificateur large bande, 33
- Schéma
 - Nouvel amplificateur, 163
- Simulation
 - Électromagnétique, 139
 - Électro-thermique, 149
 - Méthode, 127
 - Nouvel amplificateur, 169
 - Temporelle ou fréquentielle, 127
- Simulations
 - Amplificateur bande étroite, 49
 - Amplificateur large bande, 37
- Sources
 - Facteurs de mérite, 17
- Sources de micro-ondes de forte puissance, 15
 - Magnétrons, 15
 - Transistors, 15
 - Tubes, 15
- Stabilité, 167
- Stratégies de combinaison de puissances, 68
- Susceptibilité électromagnétique, 10
- T et taper radial, 85
- T magique, 82, 83
- Telecommunications, 8
 - Brouillage, 8
- Thermique
 - Combineur spatial à isolation améliorée, 147

- Difficultés, 133
- Radiateurs, 153
- Refroidissement a eau, 153
- Transistors, 15
 - Acteurs de la filière GaN, 19
 - Fabricants, 19
 - GaN, 29
 - HEMT, 29
 - Nitride de Gallium, 29
 - Puissance maximale des transistors commerciaux, 22
 - Transistors particulièrement intéressants, 22
- Transitions
 - Calcul, 106
 - Comparaison, 105
 - Désadaptation d'impédance, 103
 - Fuselage vers microruban, 116
 - Γ , 105
 - Klopfenstein, 106
 - Réflexions, 103
 - Utilité des transitions d'impédance, 103
- Transmission d'énergie, 11
- Tubes à ondes progressives, 15
- Ventilateurs
 - Droite de charge, 155
- Wilkinson, 74, 86

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. ABBOSH et B. HENIN. « Planar wideband inphase power divider/combiner using modified Gysel structure ». In : *Microwaves, Antennas Propagation, IET* 7.10 (juil. 2013), p. 783–787. ISSN : 1751-8725. DOI : [10.1049/iet-map.2013.0037](https://doi.org/10.1049/iet-map.2013.0037).
- [2] Robert ADLER. « A study of locking phenomena in oscillators ». In : *Proceedings of the IRE* 34.6 (1946), p. 351–357.
- [3] Robert ADLER. « A study of locking phenomena in oscillators ». In : *Proceedings of the IEEE* 61.10 (1973), p. 1380–1385.
- [4] A. ALEXANIAN et R.A. YORK. « Broadband waveguide-based spatial combiners ». In : *Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International*. T. 3. 1997, 1139–1142 vol.3. DOI : [10.1109/MWSYM.1997.596528](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1997.596528).
- [5] M. AMJADI et E. JAFARI. « Design of a Broadband Eight-Way Coaxial Waveguide Power Combiner ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 60.1 (jan. 2012), p. 39–45. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.2011.2171499](https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2171499).
- [6] T. N. ANDERSON. « Double-Ridge Waveguide for Commercial Airlines Weather Radar Installation ». In : *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on* 3.4 (juil. 1955), p. 2–9. ISSN : 0097-2002. DOI : [10.1109/TMTT.1955.1124951](https://doi.org/10.1109/TMTT.1955.1124951).
- [7] A. ARBABI, A. BOUTEJDAR, M. MAHMOUDI et A. OMAR. « Increase of Characteristic Impedance of Microstrip Line Using a simple Slot in Metallic Ground Plane ». In : *Communications and Electronics, 2006. ICCE '06. First International Conference on*. 2006, p. 478–481. DOI : [10.1109/CCE.2006.350873](https://doi.org/10.1109/CCE.2006.350873). URL : <http://eee.guc.edu.eg/Courses/Communications/COMM905%20Advanced%20Communication%20Lab/Increase%20of%20Characteristic%20Impedance%20of%20Microstrip%20Line%20Using%20a%20simple%20Slot%20in%20Metallic%20Ground%20Plane.pdf>.
- [8] F. ARDEMAGNI. « An Optimized L-Band Eight-Way Gysel Power Divider-Combiner ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 31.6 (juin 1983), p. 491–495. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.1983.1131530](https://doi.org/10.1109/TMTT.1983.1131530).
- [9] M.T. ARNOUS, K. BATHICH, S. PREIS, D. GRUNER et G. BOECK. « 100 W highly efficient octave bandwidth GaN-HEMT power amplifier ». In : *Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), 2012 19th International Conference on*. T. 1. Mai 2012, p. 289–292. DOI : [10.1109/MIKON.2012.6233537](https://doi.org/10.1109/MIKON.2012.6233537).

- [10] M.T. ARNOUS, K. BATHICH, S. PREIS et G. BOECK. « Harmonically-tuned octave bandwidth 200 W GaN power amplifier ». In : *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2012 7th European*. Oct. 2012, p. 429–432.
- [11] S. BEHAN et P. COURTNEY. « Power combiner using tri-plane antennas ». Brev. US Patent App. 13/685,661. 2014. URL : <https://www.google.fr/patents/US20140145795>.
- [12] H. BAHER. *Synthesis of electrical networks*. A Wiley-Interscience Publication. Wiley, 1984. ISBN : 9780471903994.
- [13] I.J. BAHL et K. C. GUPTA. « Average power-handling capability of microstrip lines ». In : *Microwaves, Optics and Acoustics, IEE Journal on* 3.1 (1979), p. 1–4. ISSN : 0308-6976. DOI : [10.1049/ij-moa:19790001](https://doi.org/10.1049/ij-moa:19790001).
- [14] B Jayant BALIGA. « Power semiconductor device figure of merit for high-frequency applications ». In : *Electron Device Letters, IEEE* 10.10 (1989), p. 455–457.
- [15] Doron BAR-SHALOM. « Altitude effects on heat transfer processes in aircraft electronic equipment cooling ». Thèse de doct. Massachusetts Institute of Technology, 1989.
- [16] A.V. BARANOV. « VHF, UHF and L-Band Pulse High-Power Amplifiers ». In : *Microwave Telecommunication Technology, 2007. CriMiCo 2007. 17th International Crimean Conference*. Sept. 2007, p. 54–55. DOI : [10.1109/CRMICO.2007.4368622](https://doi.org/10.1109/CRMICO.2007.4368622).
- [17] B. BATTAGLIA et al. « A Novel Silicon High Voltage Vertical MOSFET Technology for a 100W L-Band Radar Application ». In : *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*. Oct. 2008, p. 1437–1440. DOI : [10.1109/EUMC.2008.4751736](https://doi.org/10.1109/EUMC.2008.4751736).
- [18] Greg BECKER, Chris LEE et Zuchen LIN. « Thermal conductivity in advanced chips ». In : *Solid State Technology* (juil. 2007). URL : <http://electroiq.com/blog/2005/07/thermal-conductivity-in-advanced-chips/>.
- [19] Scott BEHAN. *Methods to achieve competitive solid state replacement of traveling wave tube amplifier (TWT) implementations*. CAP Wireless. URL : http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/methods_to_achieve_solid_state_replacement_of_twta.pdf.
- [20] H.W. BODE. *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. The Bell Telephone Laboratories series. Van Nostrand Reinhold, 1957. URL : <https://archive.org/details/NetworkAnalysisFeedbackAmplifierDesign>.
- [21] A. BOUTEJDAR, J. MACHAC, Liu HAIWEN et A. OMAR. « Miniaturized Microstrip Lowpass Filter With Wide Stopband Using Suspended Layers and Defected Ground Structure (DGS) ». In : *Microwave Techniques, 2008. COMITE 2008. 14th Conference on*. 2008, p. 1–4. DOI : [10.1109/COMITE.2008.4569945](https://doi.org/10.1109/COMITE.2008.4569945).

- [22] William C. BROWN. « The microwave powered helicopter ». In : Symposium on microwave power. University of Alberta. Mar. 1966.
- [23] William C. BROWN. « Experiments Involving a Microwave Beam to Power and Position a Helicopter ». In : *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on AES-5.5* (sept. 1969), p. 692–702. ISSN : 0018-9251. DOI : [10.1109/TAES.1969.309867](https://doi.org/10.1109/TAES.1969.309867).
- [24] CREE. *High-power GaN HEMTs battle for vacuum-tube territory*. English. 2006.
- [25] J. B. CALVERT. *Reciprocity*. Avr. 2003. URL : <http://mysite.du.edu/~jcalvert/tech/reciproc.htm>.
- [26] Lei CHANG, Cheng LIAO, L-L CHEN, WB LIN, Xuan ZHENG et Y-L WU. « Design of an ultra-wideband power divider via the coarse-grained parallel micro-genetic algorithm. » In : *Progress In Electromagnetics Research* 124 (2012).
- [27] Alain CHAROY. *Parasites et perturbations des électroniques*. Sous la dir. de DUNOD. 2006, p. 176.
- [28] Alain CHAROY. *Compatibilité électromagnétique*. 2ème édition. Dunod, 2012, p. 712.
- [29] Kenle CHEN et D. PEROULIS. « Design of Highly Efficient Broadband Class-E Power Amplifier Using Synthesized Low-Pass Matching Networks ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 59.12 (déc. 2011), p. 3162–3173. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.2011.2169080](https://doi.org/10.1109/TMTT.2011.2169080).
- [30] T.-S. CHEN. « Calculation of the Parameters of Ridge Waveguides ». In : *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on* 5.1 (jan. 1957), p. 12–17. ISSN : 0097-2002. DOI : [10.1109/TMTT.1957.1125084](https://doi.org/10.1109/TMTT.1957.1125084).
- [31] Nai-Shuo CHENG, A. ALEXANIAN, M. G. CASE et R. A. YORK. « 20 watt spatial power combiner in waveguide ». In : *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*. T. 3. Article et schemas de meilleure qualite disponibles à cette adresse : <http://my.ece.ucsb.edu/York/Yorklab/Projects/Amplifiers/X-band/MAFET%20X-band%20Combiner.htm> . 1998, 1457–1460 vol.3. DOI : [10.1109/MWSYM.1998.700649](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1998.700649).
- [32] Chen CHI, Chen JUN et Wang LEI. « L-band high efficiency GaN HEMT power amplifier for space application ». In : *Radar Conference 2013, IET International*. Avr. 2013, p. 1–4. DOI : [10.1049/cp.2013.0455](https://doi.org/10.1049/cp.2013.0455).
- [33] Qing-Xin CHU et Jun-Mei YAN. « A two-layer planar spatial power divider/combiner ». In : *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*. Juin 2009, p. 989–992. DOI : [10.1109/MWSYM.2009.5165865](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2009.5165865).

- [34] E. CIPRIANI, P. COLANTONIO, F. DI PAOLO, F. GIANNINI, R. GIOFRE, R. DICOMMA, B. OROBELLO et M. PAPI. « A highly efficient octave bandwidth high power amplifier in GaN technology ». In : *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European*. Oct. 2011, p. 188–191.
- [35] M. COHN, B.D. GELLER et J.M. SCHELLENBERG. « A 10 Watt Broadband FET Combiner/Amplifier ». In : *Microwave Symposium Digest, 1979 IEEE MTT-S International*. Avr. 1979, p. 292–297. DOI : [10.1109/MWSYM.1979.1124047](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1979.1124047).
- [36] Seymour B. COHN. « Properties of Ridge Wave Guide ». In : *Proceedings of the IRE* 35.8 (août 1947), p. 783–788. ISSN : 0096-8390. DOI : [10.1109/JRPROC.1947.226277](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1947.226277).
- [37] Seymour B. COHN. « A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 16.2 (fév. 1968), p. 110–116. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.1968.1126617](https://doi.org/10.1109/TMTT.1968.1126617).
- [38] R.E. COLLIN. « The Optimum Tapered Transmission Line Matching Section ». In : *Proceedings of the IRE* 44.4 (1956), p. 539–548. ISSN : 0096-8390. DOI : [10.1109/JRPROC.1956.274938](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1956.274938).
- [39] P. COURTNEY et S. BEHAN. « Power combiner ». Brev. US Patent App. 13/685,658. 2014. URL : <https://www.google.fr/patents/US20140145794>.
- [40] Steve C CRIPPS. *RF power amplifiers for wireless communications*. Artech House, 1999.
- [41] P. DAUGHENBAUGH, S. BEHAN et P. COURTNEY. « Passive coaxial power splitter/combiner ». Brev. US Patent App. 13/719,167. 2014. URL : <https://www.google.fr/patents/US20140167880>.
- [42] DEPARTMENT OF THE NAVY, NAVY ELECTRONIC SYSTEMS COMMAND. « Naval shore electronics criteria, installation standards and practices ». In : Washington, D.C 20360, juin 1972. Chap. Waveguides, 13–1 à 13–31. URL : http://www.virhistory.com/navy/manuals/0101-1xx/0101_110-13.pdf.
- [43] Yazhou DONG, Shiwei DONG, Zhongbo ZHU et Ying WANG. « High efficiency power combining of K band TWTAs for space communications ». In : *Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), 2011 IEEE 4th International Symposium on*. Nov. 2011, p. 431–434. DOI : [10.1109/MAPE.2011.6156262](https://doi.org/10.1109/MAPE.2011.6156262).
- [44] Marion Lee EDWARDS et Jeffrey H. SINSKY. « A new criterion for linear 2-Port stability using a single geometrically derived parameter ». In : *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 40 (déc. 1992), p. 2303–2311.
- [45] R.L. ERNST, R.L. CAMISA et A. PRESSER. « Graceful Degradation Properties of Matched N-Port Power Amplifier Combiners ». In : *Microwave Symposium Digest, 1977 IEEE MTT-S International*. Juin 1977, p. 174–177. DOI : [10.1109/MWSYM.1977.1124396](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1977.1124396).

- [46] Tso Yee FAN. « The Effect of Amplitude (Power) Variations on Beam Combining Efficiency for Phased Arrays ». In : *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of* 15.2 (mar. 2009), p. 291–293. ISSN : 1077-260X. DOI : [10.1109/JSTQE.2008.2010232](https://doi.org/10.1109/JSTQE.2008.2010232).
- [47] R. M. FANO. « A note on the solution of certain approximation problems in network synthesis ». In : *J. Franklin Institute* 249 (1950), p. 189–205.
- [48] A.E. FATHY, Sung-Woo LEE et D. KALOKITIS. « A simplified design approach for radial power combiners ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 54.1 (jan. 2006), p. 247–255. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.2005.860302](https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.860302).
- [49] FEDERAL AVIATION ADMINISTRATION. *Spectrum engineering services - radio frequency bands supporting aviation*. English. Juin 2013. URL : https://www.faa.gov/about/office_org/headquarters_offices/ato/service_units/techops/spec_management/engineering_office/rfb.cfm.
- [50] FEDERAL AVIATION ADMINISTRATION. *Airport Surveillance Radar (ASR-11)*. English. Jan. 2014. URL : https://www.faa.gov/air_traffic/technology/asr-11/.
- [51] M.J. FRANCO. « An 80% power efficient, 125-Watt, GaN-based RF power amplifier designed for continuous duty and linear operation on L-band ». In : *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*. Juin 2013, p. 1–3. DOI : [10.1109/MWSYM.2013.6697351](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2013.6697351).
- [52] Mehdi GHANADI. « A new compact broadband radial power combiner ». Thèse de doct. Berlin : Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin, 2012.
- [53] M.A. GROSSBERG. « Extremely rapid computation of the Klopfenstein impedance taper ». In : *Proceedings of the IEEE* 56.9 (1968), p. 1629–1630. ISSN : 0018-9219. DOI : [10.1109/PROC.1968.6686](https://doi.org/10.1109/PROC.1968.6686).
- [54] Ulrich H. GYSEL. « A New N-Way Power Divider/Combiner Suitable for High-Power Applications ». In : *Microwave Symposium, 1975 IEEE-MTT-S International*. Mai 1975, p. 116–118. DOI : [10.1109/MWSYM.1975.1123301](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1975.1123301).
- [55] M. van HEIJNINGEN, G. van der BENT, E.H. van der HOUWEN, A. CHOWDHARY et F.E. van VLIET. « L-band AlGaIn/GaN power amplifier with protection against load mismatch ». In : *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*. Oct. 2013, p. 1379–1382.
- [56] Joseph HELSZAJN. *Synthesis of lumped element, distributed and planar filters*. McGraw-Hill, 1990. ISBN : 9780077071660.
- [57] Goodfellow Inc. *Aluminium (Al) material information*. English. URL : <http://www.goodfellow.com/E/Aluminium.html>.

- [58] INETDAEMON ENTERPRISES. *Satellite frequency bands*. English. Déc. 2012. URL : <http://www.inetdaemon.com/tutorials/satellite/communications/frequency-bands/>.
- [59] Madhusudan IYENGAR. « Designing heat sinks when a target pressure drop and flow rate is known ». In : *Electronics cooling* (2012), p. 12–16.
- [60] Akhilesh JAIN, Deepak Kumar SHARMA, Alok Kumar GUPTA et P. R. HANNURKAR. « Design of high power radio frequency radial combiner for proton accelerator ». In : *Review of Scientific Instruments* 80.1, 016106 (2009), p. –. DOI : <http://dx.doi.org/10.1063/1.3069288>. URL : <http://scitation.aip.org/content/aip/journal/rsi/80/1/10.1063/1.3069288>.
- [61] P. JIA. « Broadband power combining device using antipodal finline structure ». Brev. US Patent 7,215,220. 2007. URL : <https://www.google.fr/patents/US7215220>.
- [62] Pengcheng JIA, Yu LIU, Lee-Yin CHEN et R.A. YORK. « Analysis of a passive spatial combiner using tapered slotline array in oversized coaxial waveguide ». In : *Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International*. T. 3. 2000, 1933–1936 vol.3. DOI : [10.1109/MWSYM.2000.862361](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2000.862361).
- [63] Pengcheng JIA, Lee-Yin CHEN, A. ALEXANIAN et R.A. YORK. « Multioctave spatial power combining in oversized coaxial waveguide ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 50.5 (2002), p. 1355–1360. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/22.999150](https://doi.org/10.1109/22.999150).
- [64] Pengcheng JIA, Lee-Yin CHEN, A. ALEXANIAN et R.A. YORK. « 6 to 17 GHz broadband high power amplifier using spatial power combining technique ». In : *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*. T. 3. 2003, 1871–1874 vol.3. DOI : [10.1109/MWSYM.2003.1210521](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2003.1210521).
- [65] Pengcheng JIA, Lee-Yin CHEN, A. ALEXANIAN et R.A. YORK. « Broad-band high-power amplifier using spatial power-combining technique ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 51.12 (2003), p. 2469–2475. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.2003.819766](https://doi.org/10.1109/TMTT.2003.819766).
- [66] H. KAGAN. « N-Way Power Divider (Correspondence) ». In : *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on* 9.2 (mar. 1961), p. 198–199. ISSN : 0097-2002. DOI : [10.1109/TMTT.1961.1125299](https://doi.org/10.1109/TMTT.1961.1125299).
- [67] D. KAJFEZ et J.O. PREWITT. « Correction to "A Transmission Line Taper of Improved Design" (Letters) ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 21.5 (1973), p. 364–364. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.1973.1128003](https://doi.org/10.1109/TMTT.1973.1128003).
- [68] S. KAWASAKI. « Compact, Planar and High-Power Spatial Power Combiner by Active Integrated Antenna Technique at 5.8 GHz ». In : *Microwave Conference, 2007. KJMW 2007. Korea-Japan*. Sept. 2007, p. 13–16. DOI : [10.1109/KJMW.2007.4402228](https://doi.org/10.1109/KJMW.2007.4402228).

- [69] P KHAN, L EPP et A SILVA. « A Ka-Band Wideband-Gap Solid-State Power Amplifier : Architecture Identification ». In : *The Interplanetary Network Progress Report 42* (2005), p. 162. URL : http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-162/162E.pdf.
- [70] P KHAN, L EPP et A SILVA. « Ka-band Wideband-gap solid-state power amplifier : general architecture considerations ». In : *The Interplanetary Network Progress Report 42* (2005), p. 162. URL : http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-162/162F.pdf.
- [71] Ki-Won KIM, Ju-Young KWACK et S. CHO. « 1kW Solid State Power Amplifier for L-band radar system ». In : *Synthetic Aperture Radar (AP-SAR), 2011 3rd International Asia-Pacific Conference on*. Sept. 2011, p. 1–4.
- [72] R.W. KLOPFENSTEIN. « A Transmission Line Taper of Improved Design ». In : *Proceedings of the IRE 44.1* (1956), p. 31–35. ISSN : 0096-8390. DOI : [10.1109/JRPROC.1956.274847](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1956.274847).
- [73] Franklin F. KUO. *Network analysis and synthesis*. 2nd. Wiley, 1966. ISBN : 9788126510016. URL : <https://archive.org/details/NetworkAnalysisSynthesis>.
- [74] Gwenaël LE COUSTRE. « Contribution au développement d'une filière de transistor de forte puissance à base de technologie HEMT GaN pour applications télécoms et radar ». Thèse de doct. Lille 1, 2009.
- [75] Benjamaporn LERTWIRIYAPITI, P. UTHANSAKUL et Sampart CHEEDKET. « Modified quarter wavelength combiner with Wilkinson resistance ». In : *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2012 9th International Conference on*. Mai 2012, p. 1–4. DOI : [10.1109/ECTICon.2012.6254148](https://doi.org/10.1109/ECTICon.2012.6254148).
- [76] Lin LI et Ke WU. « Integrated planar spatial power combiner ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on 54.4* (juin 2006), p. 1470–1476. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.2006.871360](https://doi.org/10.1109/TMTT.2006.871360).
- [77] Jongsik LIM, Dal AHN, Sang-Min HAN, Yongchae JEONG et Haiwen LIU. « A defected ground structure without ground contact problem and application to branch line couplers ». In : *International journal of antennas and propagation 2013.232317* (2013), 5 pages. DOI : [doi : 10.1155/2013/232317](https://doi.org/10.1155/2013/232317).
- [78] Y. L. LUO, Q. LI et J. H. ZHA. « A new high isolation 3dB divider/combiner for Ka band power-combining amplifier ». In : *Computational Problem-Solving (ICCP), 2011 International Conference on*. Oct. 2011, p. 279–282. DOI : [10.1109/ICCP.2011.6092225](https://doi.org/10.1109/ICCP.2011.6092225).
- [79] MMX TECHNOLOGY LLC. *Frequency allocations around 2700 MHz*. English. Retrieved on 2014-07-08. URL : <http://www.spectrumwiki.com/wiki/display.aspx?From=disp&f=2700000001>.

- [80] A. MAEKAWA, T. YAMAMOTO, E. MITANI et S. SANO. « A 500W Push-Pull AlGa_N/Ga_N HEMT Amplifier for L-Band High Power Application ». In : *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*. Juin 2006, p. 722–725. DOI : [10.1109/MWSYM.2006.249735](https://doi.org/10.1109/MWSYM.2006.249735).
- [81] N. MARCUVITZ et Institution of ELECTRICAL ENGINEERS. *Waveguide Handbook*. IEE electromagnetic waves series. McGraw-Hill, 1951. ISBN : 9780863410581. URL : <https://archive.org/details/WaveguideHandbook>.
- [82] Michel MARDIGUIAN. *Controlling radiated emissions by design*. 2nd ed. Kluwer Academics Publishers.
- [83] FA MARINO, N FARALLI, DK FERRY, SM GOODNICK et M SARANITI. « Figures of merit in high-frequency and high-power GaN HEMTs ». In : *Journal of Physics : Conference Series*. T. 193. 1. IOP Publishing. 2009, p. 012040.
- [84] G.L. MATTHAEI. « Tables of Chebyshev impedance-transforming networks of low-pass filter form ». In : *Proceedings of the IEEE* 52.8 (août 1964), p. 939–963. ISSN : 0018-9219. DOI : [10.1109/PROC.1964.3185](https://doi.org/10.1109/PROC.1964.3185).
- [85] S.A. McLAUGHLIN et D.C. LAW. « Combination N-way power divider/combiner and noninvasive reflected power detection ». Brev. US Patent 6,753,807. Juin 2004. URL : <https://www.google.com/patents/US6753807>.
- [86] A. MEDIAVILLA, A. TOBIA et P. COLANTONIO. « 1 KW compact L-band pulsed power amplifier for Radar applications ». In : *Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS), 2011*. Août 2011, p. 43–46. DOI : [10.1109/MRRS.2011.6053597](https://doi.org/10.1109/MRRS.2011.6053597).
- [87] MICROWAVE ENGINEERING CORPORATION. *Double-ridge & me flatguide® flanges and waveguide*. URL : <http://www.microwaveeng.com/catalog/t22d.pdf>.
- [88] Southwest MICROWAVE. *Model 380 microwave transceiver*. Online.
- [89] Andrew MOORE et Jose JIMENEZ. *GaN RF technology for dummies*. Sous la dir. de WILEY. T. 1. 2014.
- [90] NASA. *Air properties definitions*. English. URL : <https://www.grc.nasa.gov/www/k-12/airplane/airprop.html>.
- [91] Nobuo NAGAI, Eiji MAEKAWA et Koujiro ONO. « New n-Way Hybrid Power Dividers ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 25.12 (1977), p. 1008–1012. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.1977.1129265](https://doi.org/10.1109/TMTT.1977.1129265).
- [92] Wataru NAKAYAMA. « Exploring the limits of air cooling ». In : *Electronics cooling* (août 2006). URL : <https://www.electronics-cooling.com/2006/08/exploring-the-limits-of-air-cooling/>.
- [93] NATIONAL RADIO ASTRONOMY OBSERVATORY. *X-Band (8175 - 10000 MHz) spectrum summary*. English. URL : <http://www.gb.nrao.edu/IPG/Interference/XBandAllocation.doc>.

- [94] NATIONAL TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION ADMINISTRATION. *Federal spectrum use summary (Sept. 2000)*. English. Sept. 2000. URL : <http://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications/LRSP5b.htm>.
- [95] NATIONAL TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION ADMINISTRATION. *Analysis and resolution of RF interference to radars operating in the band 2700 – 2900 MHz from broadband communication Transmitters*. English. Oct. 2012. URL : http://www.ntia.doc.gov/files/ntia/publications/13-490_1_.pdf.
- [96] NAVAL AIR WARFARE CENTER WEAPONS DIVISION. *Electronic warfare and radar systems, engineering handbook*. 2013.
- [97] Yuemin NING, Wanshun JIANG et WenQiang ZHANG. « The spatial power combining technique based on novel antipodal finline ». In : *Wireless Symposium (IWS), 2013 IEEE International*. 2013, p. 1–4. DOI : [10.1109/IWS.2013.6616753](https://doi.org/10.1109/IWS.2013.6616753).
- [98] F.J. ORTEGA-GONZALEZ, D. TENA-RAMOS, M. PATINO-GOMEZ, J.M. PARDO-MARTIN et D. MADUENO-PULIDO. « High-Power Wideband L-Band Suboptimum Class-E Power Amplifier ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 61.10 (oct. 2013), p. 3712–3720. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.2013.2279366](https://doi.org/10.1109/TMTT.2013.2279366).
- [99] M. OZ, B.D. GELLER, P. K. CLINE et I. YOGEV. « High-Efficiency, Single-Ridged, 16-Way Radial Power Combiner ». In : *Microwave Conference, 1991. 21st European*. T. 2. Sept. 1991, p. 1029–1034. DOI : [10.1109/EUMA.1991.336481](https://doi.org/10.1109/EUMA.1991.336481).
- [100] N. PICARD, J.-M. DENOVAL, D. BOURREAU et A. PEDEN. « Analysis of failure impact on microwave power combining ». In : *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*. Sept. 2009, p. 898–901.
- [101] David POZAR. *Microwave engineering*. Hoboken, NJ : Wiley, 2012. ISBN : 978-0-470-63155-3.
- [102] RAYTHEON. *Fifteen years of gallium nitride innovation*. English. Juin 2014. URL : http://www.raytheon.com/newsroom/feature/rtn14_gan_fifteen_yrs.html.
- [103] Behzad RAZAVI. « A study of injection locking and pulling in oscillators ». In : *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 39.9 (2004), p. 1415–1424.
- [104] Amplifier RESEARCH. *Orange Book of Knowledge*. Rapp. tech. 2015.
- [105] Jinny RHEE. « Adjusting temperatures for high altitude ». In : *Electronics cooling* 5 (1999).
- [106] S. ROCHETTE, O. VENDIER, D. LANGREZ, J. CAZAUX, M. KUBALL, M. BUCHTA et A. XIONG. « A high efficiency 140W power amplifier based on a single GaN HEMT device for space applications in L-band ». In : *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2012 7th European*. Oct. 2012, p. 127–130.

- [107] David E ROOT, Jan VERSPECHT, Jason HORN et Mihai MARCU. *X-Parameters: Characterization, Modeling, and Design of Nonlinear RF and Microwave Components*. Cambridge University Press, 2013.
- [108] K.J. RUSSELL. « Microwave Power Combining Techniques ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 27.5 (mai 1979), p. 472–478. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/TMTT.1979.1129651](https://doi.org/10.1109/TMTT.1979.1129651).
- [109] A. SANADA, K. FUKUI et S. NOGI. « A waveguide type power divider/combiner of double-ladder multiple-port structure ». In : *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 42.7 (juil. 1994), p. 1154–1161. ISSN : 0018-9480. DOI : [10.1109/22.299750](https://doi.org/10.1109/22.299750).
- [110] J. SCHELLENBERG et M. COHN. « A wideband radial power combiner for FET amplifiers ». In : *Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. 1978 IEEE International*. T. XXI. Fév. 1978, p. 164–165. DOI : [10.1109/ISSCC.1978.1155840](https://doi.org/10.1109/ISSCC.1978.1155840).
- [111] D.B. SCHLIETER et R.M. HENDERSON. « Designing high impedance etched ground GCPW ». In : *Wireless and Microwave Technology Conference, 2009. WAMICON '09. IEEE 10th Annual*. 2009, p. 1–4. DOI : [10.1109/WAMICON.2009.5207237](https://doi.org/10.1109/WAMICON.2009.5207237).
- [112] N. SHINOHARA. *Wireless power transmission for solar power satellite (SPS)*. Rapp. tech. Second draft. Georgia Institute of Technology, Aerospace Engineering Department, Space Solar Power Institute.
- [113] Kaijun SONG, Yong FAN et Zongrui HE. « Broadband Radial Waveguide Spatial Combiner ». In : *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 18.2 (fév. 2008), p. 73–75. ISSN : 1531-1309. DOI : [10.1109/LMWC.2007.911984](https://doi.org/10.1109/LMWC.2007.911984).
- [114] Kaijun SONG, Yong FAN et Yonghong ZHANG. « Broad-band power divider based on radial waveguide ». In : *Microwave and Optical Technology Letters* 49.3 (2007), p. 595–597. ISSN : 1098-2760. DOI : [10.1002/mop.22216](https://doi.org/10.1002/mop.22216). URL : <http://dx.doi.org/10.1002/mop.22216>.
- [115] « South Korea developing silent bombs ». In : *The Chosun Ilbo* (2009).
- [116] D.A. SUKHANOV et A.A. KISHCHINSKIY. « High efficiency L-, S-, C- band GaN power pulse amplifiers ». In : *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference*. Sept. 2013, p. 94–95.
- [117] A.A. TANANY, D. GRUNER et G. BOECK. « Harmonically tuned 100 W broadband GaN HEMT power amplifier with more than 60 % PAE ». In : *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*. Oct. 2011, p. 159–162.
- [118] Ole TANGE. « GNU Parallel - The Command-Line Power Tool ». In : « ;login : The USENIX Magazine » 36.1 (2011). [N.d.A : Le signe de ponctuation devant login n'est pas une erreur], p. 42–47. DOI : [10.5281/zenodo.16303](https://doi.org/10.5281/zenodo.16303). URL : <http://www.gnu.org/s/parallel>.

- [119] THE UNKNOWN EDITOR. *Wilkinson power splitters*. English. P-N Designs. Oct. 2010. URL : http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Wilkinson_splitters.cfm.
- [120] THE UNKNOWN EDITOR. *Gysel power splitter*. English. P-N Designs. Août 2013. URL : <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/Gysel.cfm>.
- [121] THE UNKNOWN EDITOR. *Klopfenstein's taper*. English. P-N Designs. Juin 2013. URL : <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/klopfenstein.cfm>.
- [122] THE UNKNOWN EDITOR. *Magic tees*. English. P-N Designs. Août 2013. URL : <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/magicttee.cfm>.
- [123] THE UNKNOWN EDITOR. *Microwave power handling*. English. P-N Designs. Août 2013. URL : <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/powerhandling.cfm>.
- [124] THE UNKNOWN EDITOR. *Monolithic microwave integrated circuits (MMICs)*. English. P-N Designs. Mar. 2013. URL : <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/mmics.cfm>.
- [125] THE UNKNOWN EDITOR. *Power combining*. English. P-N Designs. Août 2013. URL : <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/power%20combining.cfm>.
- [126] THE UNKNOWN EDITOR. *Rat-race versus Gysel*. English. P-N Designs. Août 2013. URL : http://www.microwaves101.com/encyclopedia/ratrace_versus_gysel.cfm.
- [127] THE UNKNOWN EDITOR. *Rectangular waveguide dimensions*. English. P-N Designs. Août 2013. URL : <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguidedimensions.cfm>.
- [128] THE UNKNOWN EDITOR. *Waveguide mathematics*. English. P-N Designs. Août 2013. URL : <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguidemath.cfm>.
- [129] T. THRIVIKRAMAN, S. HORST, D. PRICE, J. HOFFMAN et L. VEILLEUX. « A compact two-stage 120W GaN high power amplifier for SweepSAR radar systems ». In : *Aerospace Conference, 2014 IEEE*. Mar. 2014, p. 1–10. DOI : [10.1109/AERO.2014.6836246](https://doi.org/10.1109/AERO.2014.6836246).
- [130] Semiconductor TODAY. *BAE's compound semiconductor foundry accredited as DoD trusted supplier*. English. Août 2009. URL : http://www.semiconductor-today.com/news_items/2009/AUG/BAE_190809.htm.

- [131] Y. S. TOULOUKIAN, R. W. POWELL, C. Y. HO et P. G. KLEMENS. *Thermophysical Properties of Matter*. Sous la dir. de THERMOPHYSICAL et electronic properties information analysis center lafayette IN. T. Volume 1. Thermal Conductivity - Metallic Elements and Alloys. The TPRC Data Series. 1970. URL : <http://oai.dtic.mil/oai/oai?verb=getRecord&metadataPrefix=html&identifier=ADA951935>.
- [132] UK MICROWAVE GROUP. *Rectangular waveguide sizes*. Retrived 2014-03-21. URL : <http://www.microwavers.org/waveguide.htm>.
- [133] Nicolas VELLAS. « Études expérimentales de transistors HFET de la filiere nitrure de gallium pour des applications de puissance hyperfréquences ». Thèse de doct. Université des sciences et technologies de Lille, déc. 2003.
- [134] Jan VERSPECHT et David E. ROO. « Polyharmonic distortion modeling ». In : *IEEE Microwave Magazine* 7.3, IEEE (juin 2006), p. 44–57. URL : http://www.janverspecht.com/pdf/phd_ieeemicrowavemagazine.pdf.
- [135] Liu WEI, Zhou HUIJUN et Luo XIANGGEN. « Combined efficiency analysis of spatial power combining ». In : *Signal Processing (ICSP), 2012 IEEE 11th International Conference on*. T. 1. Oct. 2012, p. 333–337. DOI : [10.1109/ICoSP.2012.6491668](https://doi.org/10.1109/ICoSP.2012.6491668).
- [136] G.J. WHEELER et I.L. KOSOW. *Introduction to microwaves*. Prentice-Hall, 1963. URL : <http://catalog.hathitrust.org/Record/001618896>.
- [137] WIKIPÉDIA. *Radar primaire — Wikipédia, l'encyclopédie libre*. [En ligne; Page disponible le 26-novembre-2015]. 2015. URL : http://fr.wikipedia.org/w/index.php?title=Radar_primaire.
- [138] WIKIPEDIA. *Distance from a point to a line — Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [En ligne; Page disponible le 1^{er} juin 2016]. 2016. URL : [\url{https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Distance_from_a_point_to_a_line&oldid=718744699}](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Distance_from_a_point_to_a_line&oldid=718744699).
- [139] E.J. WILKINSON. « An N-Way Hybrid Power Divider ». In : *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on* 8.1 (jan. 1960), p. 116–118. ISSN : 0097-2002. DOI : [10.1109/TMTT.1960.1124668](https://doi.org/10.1109/TMTT.1960.1124668).
- [140] W. WOJTASIAK et D. GRYGLEWSKI. « A 100W SiC MESFET amplifier for L-band T/R module of APAR ». In : *Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), 2010 18th International Conference on*. Juin 2010, p. 1–4.
- [141] Christian WOLFF. *Fruit (False Replies Un-synchronised In Time)*. English. URL : <http://www.radartutorial.eu/13.ssr/sr14.en.html>.
- [142] WOLFRAM ALPHA LLC. *Wolfram Alpha*. 2014. URL : <http://www.wolframalpha.com/>.

- [143] Sam H. WONG. « High efficiency bi-directional spatial power combiner amplifier ». English. Brev. 5214394 A. 1993. URL : <https://www.google.fr/patents/US5214394>.
- [144] Sam H. WONG. « High-efficiency bi-directional spatial power combiner amplifier ». Brev. 0,509,214. 1997. URL : <https://www.google.com/patents/EP0509214B1>.
- [145] X. WU, H. ZHAO, C. MIAO et W. WU. « Design on waveguide thin lens quasi-optical power combining ». In : *2009 Asia Pacific Microwave Conference*. 2009, p. 2577–2579. DOI : [10.1109/APMC.2009.5385237](https://doi.org/10.1109/APMC.2009.5385237).
- [146] Q. Q. XUAN, L. WANG et W. B. DOU. « Power combining by quasi optical beams technique at terahertz band ». In : *2015 8th UK, Europe, China Millimeter Waves and THz Technology Workshop (UCMMT)*. 2015, p. 1–4. DOI : [10.1109/UCMMT.2015.7460615](https://doi.org/10.1109/UCMMT.2015.7460615).
- [147] W. YAU, J.M. SCHELLENBERG et Y. C. SHIH. « A New N-Way Broadband Planar Power Combiner/Divider ». In : *Microwave Symposium Digest, 1986 IEEE MTT-S International*. Juin 1986, p. 147–149. DOI : [10.1109/MWSYM.1986.1132133](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1986.1132133).
- [148] Tao YE et Jun XU. « Design of a novel millimeter-wave power combiner ». In : *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2011*. T. 1. Juil. 2011, p. 579–582. DOI : [10.1109/CSQRWC.2011.6037016](https://doi.org/10.1109/CSQRWC.2011.6037016).
- [149] A. ZAJDEL, S. GRUSZCZYNSKI, W. LASKA et J. KAMPA. « High-power L-band pulse amplifier ». In : *Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2004. MIKON-2004. 15th International Conference on*. T. 1. Mai 2004, 111–114 Vol.1. DOI : [10.1109/MIKON.2004.1356872](https://doi.org/10.1109/MIKON.2004.1356872).