



**HAL**  
open science

**CONTRIBUTION À L'ÉTUDE ET À LA  
RÉALISATION D'ÉMETTEURS  
RADIOFRÉQUENCES COMPACTS. OPTIMISATION  
DES PERFORMANCES PAR UNE APPROCHE  
CONJUGUÉE THERMIQUE  
–ÉLECTROMAGNÉTISME.**

Atef Al Nukari

► **To cite this version:**

Atef Al Nukari. CONTRIBUTION À L'ÉTUDE ET À LA RÉALISATION D'ÉMETTEURS RADIOFRÉQUENCES COMPACTS. OPTIMISATION DES PERFORMANCES PAR UNE APPROCHE CONJUGUÉE THERMIQUE –ÉLECTROMAGNÉTISME. . Electronique. UNIVERSITE DE NANTES, 2010. Français. NNT: ED503-114 . tel-01108584

**HAL Id: tel-01108584**

**<https://hal.science/tel-01108584v1>**

Submitted on 23 Jan 2015

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

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

Public Domain

---

**ÉCOLE DOCTORALE**  
**SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION**  
**ET MATHÉMATIQUES**

Année 2010

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

**CONTRIBUTION À L'ÉTUDE ET À LA RÉALISATION**  
**D'ÉMETTEURS RADIOFRÉQUENCES COMPACTS.**  
**OPTIMISATION DES PERFORMANCES**  
**PAR UNE APPROCHE CONJUGUÉE**  
**THERMIQUE –ÉLECTROMAGNÉTISME.**

---

**THÈSE DE DOCTORAT**  
Discipline - Spécialité : Electronique

*Présentée*  
*et soutenue publiquement par*

**Atef AL NUKARI**

*le 10 décembre 2010, devant le jury ci-dessous*

Président	Ala SHARAIHA, Professeur, IETR, Université Rennes 1
Rapporteurs	Christian PERSON, Professeur, LabSTICC, ENST Bretagne Raymond QUERE, Professeur, XLIM, Université de Limoges
Examineurs	Jean-Louis CAZAUX, Directeur Scientifique/HDR, Thales Alenia Space, Toulouse Philippe GUILLEMET, Maître de Conférences, LGMPA, Polytech'Nantes Yann MAHE, Maître de Conférences, IREENA, Polytech'Nantes Yves SCUDELLER, Professeur, LGMPA, Polytech'Nantes
Invité	Serge TOUTAIN, Professeur Emérite, IREENA, Polytech'Nantes Patrice GAMAND, Directeur Scientifique/HDR, NXP, Caen

*Directeur de thèse : Serge TOUTAIN, IREENA EA 1770*  
*Co-Directeur : Yves SCUDELLER, LGMPA EA 2664*  
*Encadrant : Yann MAHE, IREENA EA 1770*



*A Saphira*

*A Mohamad*

*A Rana*

*A Ghimar*

*A toute ma famille*



## Remerciements

---

*Je tiens d'abord à remercier Serge TOUTAIN et Yves SCUDELLER, professeurs à l'université de Nantes, pour la confiance qu'ils m'ont témoignée en me confiant ce sujet et pour l'avoir dirigé et encadré durant ces trois dernières années. Sans leur expérience, leurs conseils et leurs encouragements, il m'aurait été difficile de le mener à bien.*

*Je remercie également Yann MAHE et Philippe GUILLEMET, tous deux maîtres de conférences à l'université de Nantes pour m'avoir aidé et suivi dans ces recherches. Je tiens particulièrement à souligner leur grande disponibilité et je les remercie pour leurs encouragements qui m'ont permis d'éliminer tous les obstacles.*

*J'exprime toute ma reconnaissance envers les membres du jury. Je remercie vivement Ala SHARAIHA, Professeur à l'université Rennes 1 d'avoir accepté de présider le jury. Je tiens également à remercier Monsieur Christian PERSON, Professeur à l'ENST Bretagne, et Monsieur Raymond QUERE, Professeur à l'université de Limoges de s'être toujours intéressés à mes travaux et d'avoir bien voulu accepter d'en être rapporteurs.*

*Je témoigne toute ma reconnaissance à Monsieur Jean-Louis CAZAUX, responsable du service hyperfréquences à Thales Alenia Space, et à Monsieur Patrice GAMAND, Directeur Scientifique à NXP-Caen pour l'honneur qu'ils m'ont fait en participant à ce jury.*

*J'associe à ces remerciements l'ensemble du personnel de l'IREENA et du LGMPA et plus particulièrement Anne CHOUSSEAUD, Sandrine CHARLIER, Marc BRUNET et Guillaume LIRZIN pour leur soutien, leur bonne humeur, leurs conseils « éclairés » et pour l'aide qu'ils m'ont apportée, au quotidien, dans toutes les tâches techniques, scientifiques et administratives que nécessitent l'aboutissement d'une thèse.*

*Enfin, j'exprime ma reconnaissance à tous mes collègues thésards, à mes amis et à ma famille en Syrie.*



# Sommaire

---

Sommaire .....	i
Liste des tableaux .....	iv
Liste des figures .....	v
Liste des annexes .....	ix
Glossaire.....	x
Introduction .....	1
Chapitre 1 Contexte de l'étude.....	5
1. Introduction.....	5
2. Types des signaux RF.....	7
2.1. Cas d'un signal CW .....	7
2.2. Cas d'un signal radar (CW pulsé, compression d'impulsions) .....	7
2.3. Cas d'un signal RF à enveloppe complexe .....	9
2.4. Conclusion .....	11
3. Etat de l'art sur les émetteurs de puissance et technologies d'intégration associées .....	12
3.1. Transmetteurs "LX-3000/10, LX-3000/40" Audio/Vidéo [12] .....	13
3.2. Transmetteur "RH-301CC1G Ku-Band" [13] .....	14
3.3. Transmetteur "JZ878" 5W-433 MHz [14] .....	14
3.4. Conclusion .....	15
4. Refroidissement des composants électroniques .....	16
4.1. Les méthodes de refroidissement sur les circuits électroniques.....	16
4.1.1. Refroidissement par air.....	16
4.1.2. Refroidissement liquide.....	17
4.1.3. Refroidissement à changement de phase .....	17
4.1.4. Extreme cooling .....	17
4.2. Quelques techniques de refroidissement appliquées aux systèmes électroniques intégrés .....	18
4.2.1. Refroidissement de composants électroniques par caloduc [15].....	18
4.2.2. Gestion thermique locale pour les antennes RF spatiales [16].....	20
4.2.3. Une solution de refroidissement pour les modules d'amplificateurs de puissance dans les applications de téléphonie cellulaire mobiles [17] .....	21
4.2.4. Intégration au niveau Wafer d'une antenne on-chip et des passifs RF en utilisant la technologie du substrat poly-silicium ayant une résistivité élevée [18].....	21
5. Outils de conception .....	22
6. Conclusion.....	24
Chapitre 2 Les technologies de réalisation de l'émetteur de puissance .....	27
1. Introduction.....	27
2. Les différentes filières technologiques monocouches utilisées pour la réalisation d'émetteurs de puissance.....	27
2.1. Hybrides sur substrat à très forte permittivité relative [26], [27], [28] .....	28
2.2. La filière technologique hybride sur substrat à conductivité thermique très élevée [26], [30] .....	28
3. Les différentes filières multi-couches pour la réalisation d'émetteurs de puissance compacts [31], [32].....	28
3.1. La filière technologique utilisant un substrat semi-conducteur .....	29
3.2. La technologie LTCC .....	29
3.3. La technologie MLO .....	30
3.4. La technologie SOP "System On Package" .....	31
3.5. Les possibilités actuelles des filières technologiques multicouches [32], [38], [39] .....	32
3.6. Conclusion.....	34
4. Caractérisation "in situ" d'une filière technologique multicouche « faible coût » [BP 6].....	35



4.1.	Méthode de caractérisation proposée .....	36
4.2.	Modèle théorique .....	36
4.3.	Comparaison simulations - mesures .....	41
4.4.	Résultats et Discussion .....	44
<b>5.</b>	<b>Détermination des pertes électromagnétiques dans les lignes de transmission par thermographie infrarouge [BP 2].....</b>	<b>45</b>
5.1.	Définition du banc de mesure .....	45
5.2.	Modèle analytique.....	47
5.2.1.	Modèle électromagnétique.....	47
5.2.2.	Modèle thermique.....	48
5.3.	Résultats et discussion .....	49
5.4.	Conclusion .....	52
<b>6.</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>53</b>
<b>Chapitre 3 Conception et optimisation des caractéristiques des amplificateurs de puissance.....</b>		<b>55</b>
<b>1.</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>55</b>
1.1.	Quelques définitions autour l'amplificateur de puissance .....	56
1.1.1.	Bilan des Puissances .....	56
1.1.2.	Le rendement .....	57
1.1.3.	La linéarité.....	58
<b>2.</b>	<b>Les différentes classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance et les différentes architectures d'émetteurs de puissance .....</b>	<b>62</b>
2.1.	Les différentes classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance .....	62
2.1.1.	Les classes : A, B, AB et C.....	63
2.1.2.	Les classes de commutation D et E.....	64
2.1.3.	La classe F .....	65
2.1.4.	Comparaison .....	66
2.1.5.	Conclusion .....	66
2.2.	Les différentes architectures d'émetteurs de puissance [73].....	66
2.2.1.	Technique de Kahn "EER" (Envelope Elimination and Restoration).....	67
2.2.2.	Technique de l'Envelope Tracking .....	67
2.2.3.	Technique de LINC (Linear amplification using Non linear Components) .....	68
2.2.4.	Technique de Doherty.....	68
2.3.	Conclusion .....	72
<b>3.</b>	<b>Amplificateur de puissance en classes AB, C .....</b>	<b>73</b>
3.1.	Simulations .....	73
3.1.1.	Amplificateur classe AB conçu à partir du transistor "Ericsson" .....	74
3.1.2.	Amplificateur classe AB conçu à partir du transistor "Freescale".....	74
3.2.	Mesures.....	75
3.2.1.	Amplificateur "Ericsson" .....	76
3.2.2.	Amplificateur "Freescale" .....	77
<b>4.</b>	<b>Amplificateur utilisant une architecture de type Doherty avec deux amplificateurs en classes AB, C de même taille.....</b>	<b>79</b>
4.1.	Simulations .....	79
4.1.1.	Amplificateur Doherty "Ericsson" .....	80
4.1.2.	Amplificateur Doherty "Freescale" .....	81
4.2.	Mesures.....	82
4.2.1.	Amplificateur Doherty "Ericsson" .....	83
4.2.2.	Amplificateur Doherty "Freescale" .....	85
4.3.	Conclusion .....	88
<b>5.</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>89</b>
<b>Chapitre 4 Intégration et gestion thermique des fonctions passives (antenne thermiquement Active) .....</b>		<b>91</b>
<b>1.</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>91</b>
<b>2.</b>	<b>Antenne patch dans l'air thermiquement active refroidie par la convection naturelle de l'air [BP 1].....</b>	<b>92</b>
2.1.	Structure d'une antenne patch dans l'air, thermiquement active .....	92
2.2.	Considérations sur la conception .....	93
2.3.	Définition du banc de mesure .....	95
2.4.	Résultats et discussion .....	97
2.5.	Conclusion .....	103
<b>3.</b>	<b>Propositions de base pour la conception d'Antennes Thermiquement Active Intégrées (ATAI) [BP 3].....</b>	<b>103</b>
3.1.	Antenne patch thermiquement active refroidie par des micros canaux.....	105
3.1.1.	Structure d'une antenne patch thermiquement active refroidie par des micros canaux.....	105

3.1.2.	Résultats électromagnétiques et thermiques .....	106
3.1.3.	Conclusion.....	110
3.2.	Antenne patch thermiquement active refroidie par une couche à haute conductivité thermique (Nitrure d'aluminium AlN ou Saphir).....	110
3.2.1.	Structure d'une antenne patch thermiquement active refroidie par une couche à haute conductivité thermique (Saphir) .....	111
3.2.2.	Résultats électromagnétiques et thermiques .....	111
3.2.3.	Conclusion.....	114
<b>4.</b>	<b>Conclusion.....</b>	<b>115</b>
<b>Chapitre 5 Conception et intégration des circuits et dispositifs passifs associés à l'émetteur intégré ..... 117</b>		
<b>1.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>117</b>
<b>2.</b>	<b>Optimisation des performances électriques et thermiques des circuits d'adaptation de l'amplificateur de puissance .....</b>	<b>118</b>
2.1.	L'influence des pertes sur les impédances ramenées dans le circuit de sortie de l'amplificateur	119
2.2.	Différentes topologies des circuits d'adaptation de l'AP.....	120
2.3.	Simulations .....	121
2.4.	Mesures électriques et thermiques .....	121
2.4.1.	Le banc de mesure .....	122
2.4.2.	Mesures sur l'adaptateur d'impédance .....	122
2.4.3.	Mesures thermiques.....	124
2.4.4.	Analyse des performances .....	129
2.5.	Conclusion .....	131
<b>3.</b>	<b>Etude des filtres-duplexeurs.....</b>	<b>132</b>
3.1.	Simulation des performances des filtres étudiés et Comparaison théorie expérience.....	134
3.2.	Analyse de l'évolution des performances des filtres en fonction de la température .....	139
3.3.	Conclusion .....	143
<b>4.</b>	<b>Intégration des circuits et dispositifs passifs associés à l'émetteur intégré .....</b>	<b>144</b>
4.1.	Intégration du diviseur de puissance Wilkinson et du circuit d'adaptation-entrée .....	144
4.1.1.	Sortie parallèle.....	144
4.1.2.	Sortie perpendiculaire.....	146
4.2.	Intégration d'inverseur d'impédance large bande en multi-couches .....	149
4.2.1.	Différentes topologies d'inverseur d'impédance multi-sections étudiées et les performances associées	149
4.2.2.	Inverseur d'impédance large bande en multi-couches .....	151
4.3.	Conclusion.....	154
<b>Conclusion..... 155</b>		
<b>Perspectives..... 157</b>		
<b>Bibliographie personnelle [BP] ..... 159</b>		
<b>Références bibliographiques..... 160</b>		
<b>Annexes ..... 165</b>		
<b>1.</b>	<b>Annexe 1 : Document constructeur du composant (Ericsson PTF 10107) .....</b>	<b>165</b>
<b>2.</b>	<b>Annexe 2 : Document constructeur du composant (Freescale MRF21010LR1).....</b>	<b>169</b>
<b>3.</b>	<b>Annexe 3 : Méthode de caractérisation Load Pull .....</b>	<b>173</b>
3.1.	La caractérisation grand signal (Load Pull) .....	173
3.2.	Mesures Load Pull .....	174

## Liste des tableaux

---

Tableau 1 : Principales caractéristiques des émetteurs (LX-3000/10 et LX-3000/40).....	14
Tableau 2 : Principales caractéristiques de l'émetteur (RH-301CC1G). .....	14
Tableau 3 : Principales caractéristiques du transmetteur (JZ878). .....	15
Tableau 4 : Résultats concernant les matériaux de base.....	44
Tableau 5 : Température mesurée du drain thermique pour différentes puissances, L'antenne thermiquement active est positionnée verticalement et horizontalement dans l'air à la température 25 °C et 1 atmosphère de pression.....	99
Tableau 6 : Température coté transistor mesurée par thermographie infrarouge en comparaison avec celle obtenue par simulation.....	100
Tableau 7 : Mesures de la puissance d'entrée et la puissance de sortie pour les différentes topologies d'adaptation à la fréquence 2GHz. ....	128
Tableau 8 : Paramètres caractéristiques mesurés en température ambiante. ....	129
Tableau 9 : Paramètres caractéristiques mesurés en température ambiante. ....	130
Tableau 10 : Mesures de la puissance d'entrée et de la puissance de sortie pour les trois topologies étudiées .....	130
Tableau 11 : Paramètres caractéristiques mesurés en température ambiante des topologies imposées.....	130
Tableau 12 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre à stubs, en fonction de la température.....	140
Tableau 13 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre comb-line, en fonction de la température.....	140
Tableau 14 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre à résonateurs interdigités, en fonction de la température. ....	141
Tableau 15 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre à résonateurs SIR réalisé sur verre téflon, en fonction de la température. ....	141
Tableau 16 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre SIR-FR4, en fonction de la température.....	142
Tableau 17 : Variation de la fréquence centrale et Sensibilité aux variations de températures des différents filtres étudiés.....	143

## Liste des figures

---

Figure 1 : Exemple de schéma synoptique d'un frontal RF dans un système de communication	6
Figure 2 : Représentation d'un signal sinusoïdal CW	7
Figure 3 : Représentation d'un signal CW pulsé idéal	7
Figure 4 : Allure temporelle d'un signal "chirp" de bande passante 5 MHz	8
Figure 5 : Exemples de diagrammes de constellation et leurs effets sur l'enveloppe du signal	10
Figure 6 : Diagramme de constellation IQ d'une modulation 16-QAM	10
Figure 7 : Variation de l'enveloppe et de la puissance d'une modulation QPSK filtrée en fonction du temps	11
Figure 8 : Module émetteur/récepteur d'un système radar d'antennes à balayage électronique	12
Figure 9 : Transmetteurs Audio/Video, 2.4 GHz	13
Figure 10 : Transmetteur "RH-301CC1G" Ku-Band 2W, 14.25 GHz	14
Figure 11 : Transmetteur "JZ878" 5W, 433 MHz	15
Figure 12 : Principe de fonctionnement d'un caloduc	19
Figure 13 : (a) Caloduc pour ordinateur portable, (b) Réseaux capillaires les plus répandus	19
Figure 14 : Schématisation de la structure d'une cellule unité employée dans un modèle spatial	20
Figure 15 : Véhicule d'essai utilisé dans l'étude du refroidissement d'une carte pour téléphone portable	21
Figure 16 : HRPS utilisé comme espaceur en WLCSP	22
Figure 17 : Exemple de circuit LTTC multicouche	30
Figure 18 : Exemple d'un SOP "System On Package"	31
Figure 19 : Frontal radiofréquence réalisé à partir d'une filière technologique de type SOP	32
Figure 20 : Figure de l'amplificateur de puissance en SOP	33
Figure 21 : Figure du filtre et de l'antenne réalisés en SOP	33
Figure 22 : Structure multicouches utilisant des matériaux FR4 et Hitachi-FX2	35
Figure 23 : "Layout" de la cellule de test pour la version connectorisée	36
Figure 24 : Schéma de multi réflexions dans la ligne de transmission étudiée	37
Figure 25 : Ligne de transmission microruban	38
Figure 26 : Influence des pertes et de la dispersion calculées sur la réponse en fréquence	41
Figure 27 : Modèles électriques : (a) de via hole, (b) de la discontinuité en largeur	41
Figure 28 : Circuit utilisé dans la simulation pour un microruban sur FR4	42
Figure 29 : Test Monocouche FR4, ( $W=0.5\text{mm}$ , $h=1.58\text{mm}$ , $\epsilon_r=4.4$ , $\text{tg}\delta=0.02$ )	42
Figure 30 : Test Monocouche Hitachi-FX2, ( $W=0.93\text{mm}$ , $h=1.58\text{mm}$ , $\epsilon_r=3.65$ , $\text{tg}\delta=0.007$ )	43
Figure 31 : Test Multicouches (FR4, Preg Hitachi-FX2 et Hitachi-FX2), ( $W=0.4\text{mm}$ , $h=0.1\text{mm}$ )	44
Figure 32 : Cellule de test microruban (DST) pour la détermination des pertes par thermographie infrarouge	46
Figure 33 : Banc de mesure des pertes dans les lignes de transmission par thermographie infrarouge	47
Figure 34 : Distribution de la température en régime permanent le long du ruban de cuivre de largeur 8mm	49
Figure 35 : Distribution de la température et estimation des pertes pour la ligne de largeur 8mm	50
Figure 36 : Distribution de la température et estimation des pertes pour la ligne de largeur 0.5mm	51
Figure 37 : Distribution de la température et estimation des pertes pour la ligne de largeur 3mm	52
Figure 38 : Synoptique d'un étage d'amplification à Transistor avec les circuits de polarisation	56
Figure 39 : Bilan des puissances dans un amplificateur	57
Figure 40 : Exemple de courbe AM/AM d'un amplificateur	58
Figure 41 : Intermodulation d'ordre 3	59
Figure 42 : ACPR	60
Figure 43 : NPR	60
Figure 44 : Caractérisation EVM	60

Figure 45 : Système de linéarisation par prédistorsion	61
Figure 46 : Formes d'ondes idéales pour les différentes classes des amplificateurs de puissance	62
Figure 47 : Vue des zones où le signal est utilisé pour les différentes classes d'amplificateurs	63
Figure 48 : Formes des courants et tensions de drain en classes D et E	65
Figure 49 : Formes des courants et tensions idéales en classe F	65
Figure 50 : Schéma d'un amplificateur fonctionne en classe F	66
Figure 51 : Architecture d'EE&R	67
Figure 52 : Architecture d'ET	68
Figure 53 : Architecture de LINC	68
Figure 54 : Schéma général de l'amplificateur de puissance en Doherty	69
Figure 55 : Schéma détaillé de l'amplificateur de puissance de type Doherty	69
Figure 56 : Caractéristiques des tensions et courants pour un amplificateur Doherty	70
Figure 57 : Schéma des trois états de fonctionnement pour l'amplificateur Doherty	70
Figure 58 : Graphe du rendement de l'amplificateur Doherty	71
Figure 59 : Schéma électrique de l'amplificateur "Ericsson", pour simulation sous ADS	74
Figure 60 : Variation fréquentielle des coefficients des réflexion d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ , $S_{22}$ )	74
Figure 61 : Schéma électrique de l'amplificateur "Freescale", pour simulation sous ADS	75
Figure 62 : Variation fréquentielle des coefficients des réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ , $S_{22}$ )	75
Figure 63 : "Layouts" des amplificateurs: (a) "Ericsson", (b) "Freescale"	76
Figure 64 : Courbes caractéristiques de l'amplificateur "Ericsson", mesurées en classe AB	76
Figure 65 : Courbes caractéristiques de l'amplificateur "Ericsson", mesurées en classe C	77
Figure 66 : Courbes caractéristiques de l'amplificateur "Freescale", mesurées en classe AB	78
Figure 67 : Courbes caractéristiques de l'amplificateur "Freescale", mesurées en classe C	79
Figure 68 : Schéma électrique de l'amplificateur Doherty "Ericsson", simulé sur ADS	80
Figure 69 : Réponse fréquentielle des coefficients des réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ , $S_{22}$ ) de l'amplificateur Doherty "Ericsson", simulés sur ADS	81
Figure 70 : Schéma électrique de l'amplificateur "Freescale", simulé sur ADS	81
Figure 71 : Réponse fréquentielle des coefficients des réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ , $S_{22}$ ) de l'amplificateur Doherty "Freescale", simulés sur ADS	82
Figure 72 : "Layouts" des amplificateurs de type Doherty : (a) Ericsson, (b) Freescale	83
Figure 73 : Courbes caractéristiques mesurées pour l'amplificateur Doherty "Ericsson"	84
Figure 74 : (a) Courbes caractéristiques mesurées (AM/AM, Gain et RPA), (b) Courants des drains $I_D$ (P) et $I_D$ (Aux)	85
Figure 75 : (a) Courbes caractéristiques mesurées (AM/AM, Gain et RPA), (b) Courants des drains $I_D$ (P) et $I_D$ (Aux)	85
Figure 76 : Courbes caractéristiques mesurées pour l'amplificateur Doherty "Freescale"	87
Figure 77 : (a) Courbes caractéristiques mesurées (AM/AM, Gain et RPA), (b) Courants des drains $I_D$ (p) et $I_D$ (Aux)	87
Figure 78 : (a) Courbes caractéristiques mesurées (AM/AM, Gain et RPA), (b) Courants des drains $I_D$ (p) et $I_D$ (Aux)	88
Figure 79 : Topologie d'une antenne dans l'air thermiquement active, vue transversale	93
Figure 80 : Transmetteur RF avec l'antenne dans l'air thermiquement active réalisée	94
Figure 81 : Schéma de la configuration de mesures	96
Figure 82 : Puissance dissipée et puissance de sortie en fonction du RPA	98
Figure 83 : Images infrarouges du transmetteur avec une antenne positionnée verticalement	98
Figure 84 : Distribution de température calculée	100
Figure 85 : Coefficients de réflexion d'entrée de l'antenne patch en fonction de la fréquence	101
Figure 86 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ mesuré en fonction de la fréquence	102
Figure 87 : Gains mesurés du diagramme de rayonnement du transmetteur et de l'antenne	102
Figure 88 : Topologie de base d'antenne thermiquement active, vue transversale	104
Figure 89 : (a) Coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence, (b) Le gain	105
Figure 90 : Topologie d'antenne thermiquement active, refroidie par un canal d'eau	106
Figure 91 : (a) Coefficient de Réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence, (b) Le gain	106
Figure 92 : Répartition de la température de la structure d'antenne patch refroidie par un canal	107
Figure 93 : Antenne patch thermiquement active refroidie par un canal,	107
Figure 94 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ en dB mesuré de l'antenne sans l'eau (O), avec l'eau ( $\nabla$ )	108
Figure 95 : Puissance de sortie (W), Puissance thermique dissipée (W) et Rendement	108

Figure 96 : (a) Émetteur sous test, (b) Configuration de mesure	109
Figure 97 : Répartition de la température de l'émetteur, côté amplificateur de puissance	109
Figure 98 : Répartitions de la température de l'émetteur pour un débit d'eau de 1 mL/s	110
Figure 99 : Topologie d'antenne thermiquement active refroidie par une couche de Saphir	111
Figure 100 : Antenne patch refroidie par couche de Saphir, (a) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) Gain à la fréquence de fonctionnement 2GHz, telles que simulés	111
Figure 101 : Répartition de la température de la structure d'antenne patch refroidie par couche de saphir,	112
Figure 102 : Antenne patch thermiquement active refroidie par une couche de Saphir	112
Figure 103 : Coefficient de réflexion $S_{11}$ en dB mesuré de l'antenne avec Saphir (O), sans Saphir ( $\nabla$ )	113
Figure 104 : (a) Antenne patch « radomée » par la couche de saphir sous test, (b) Configuration de mesure	113
Figure 105 : Répartition de la température sur l'antenne patch thermiquement active connectée au support porté à 20°C pour une puissance thermique de 9 W	114
Figure 106 : Synoptique d'un étage d'amplification à Transistor	119
Figure 107 : Influence des pertes sur les impédances ramenées dans le circuit de sortie	120
Figure 108 : Différentes topologies étudiées de circuits d'adaptation de l'AP	120
Figure 109 : Capture schématique du circuit d'adaptation ligne quart d'onde	121
Figure 110 : Coefficients de réflexion $S_{22}$ des différentes topologies étudiées de circuits d'adaptation	121
Figure 111 : Configuration de mesure infrarouge des circuits d'adaptation	122
Figure 112 : (a) "Layout" de l'adaptateur de "Klopfenstein" réalisé, (b) Mesures de $S_{22}$ à 2GHz	123
Figure 113 : (a) Circuit de simulation ADS de l'adaptateur de "Klopfenstein" prenant en compte le temps du délai (b) $S_{22}$ vue du coté 10 $\Omega$ de l'adaptateur large bande	124
Figure 114 : Mesures de température pour les trois topologies à la fréquence 2GHz	125
Figure 115 : Mesures de température pour les trois nouvelles topologies à la fréquence 2GHz	125
Figure 116 : Transformation des impédances pour la topologie simple stub	126
Figure 117 : Transformation des impédances pour la topologie double stub	127
Figure 118 : Transformation des impédances pour la topologie inverseur $\frac{\lambda_g}{4}$	127
Figure 119 : Puissances de sortie des trois topologies en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée 33 dBm	128
Figure 120 : Comportement de la topologie simple stub en fonction de la fréquence	129
Figure 121 : Réponse d'un filtre passe bande en transmission/réflexion	132
Figure 122 : Réponse des cavités en transmission/réflexion : (a) une seule cavité, (b) deux cavités couplées	133
Figure 123 : Réponse d'un filtre à stubs en transmission/réflexion, comme simulée	135
Figure 124 : (a) Layout du filtre à stubs réalisé, (b) Réponse du filtre à stubs mesurée	135
Figure 125 : Réponse d'un filtre « comb-line » en transmission/réflexion, comme simulée	136
Figure 126 : (a) Layout du filtre « comb-line » réalisé, (b) Réponse du filtre « comb-line » mesurée	136
Figure 127 : Réponse simulée d'un filtre à résonateurs interdigités en transmission/réflexion	136
Figure 128 : (a) Layout du filtre à résonateurs interdigités réalisé, (b) Réponse expérimentale du filtre à résonateurs interdigités	137
Figure 129 : Réponse d'un filtre SIR sur FR4 en transmission/réflexion, comme simulée	137
Figure 130 : (a) Layout du SIR-FR4 réalisé, (b) Réponse du filtre SIR –FR4 mesurée	138
Figure 131 : Réponse d'un filtre SIR sur Teflon en transmission/réflexion, comme simulée	138
Figure 132 : (a) Layout du SIR-Teflon réalisé, (b) Réponse du filtre SIR-Teflon mesurée	138
Figure 133 : Réponses du filtre à stubs mesurées en fonction de la température	139
Figure 134 : Réponses du filtre « comb-line » mesurées en fonction de la température	140
Figure 135 : Réponses du filtre à résonateurs interdigités mesurées en fonction de la température	140
Figure 136 : Réponses du filtre à résonateurs SIR réalisé sur verre-téflon mesurées en fonction de la température	141
Figure 137 : Réponses du filtre SIR-FR4 mesurées en fonction de la température	142
Figure 138 : Diviseur de puissance Wilkinson-sortie 11 $\Omega$ avec adaptateur "Klopfenstein", la ligne de sortie étant parallèle à l'axe du motif	144
Figure 139 : Détail concernant la variation de position de la ligne d'accès au transistor sur le motif de sortie du diviseur de Wilkinson	145

Figure 140 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 4mm	145
Figure 141 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 3 mm	146
Figure 142 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 2mm	146
Figure 143 : Diviseur de puissance Wilkinson-sortie 11 $\Omega$ avec adaptateur "Klopfenstein", la ligne de sortie étant perpendiculaire à l'axe du motif	147
Figure 144 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson (ligne perpendiculaire au motif) pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 2mm	147
Figure 145 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson (ligne perpendiculaire au motif) pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 3mm	147
Figure 146 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson (ligne perpendiculaire au motif) pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 4mm	148
Figure 147 : Abaque présentant la variation des parties réelles et imaginaires de l'impédance présentée en sortie du diviseur de Wilkinson en fonction de la position de la ligne d'accès à 2 GHz	148
Figure 148 : Impédance présentée en sortie du Wilkinson et impédance conjuguée présentée à l'entrée des composants "Ericsson" et "Freescale"	149
Figure 149 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance trois sections en monocouche, simulation ADS	150
Figure 150 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance trois sections « repliées » en monocouche, simulation ADS	150
Figure 151 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance trois sections en multi-couche, simulation ADS	151
Figure 152 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance une section en multi-couches, simulation HFSS	152
Figure 153 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance 2 sections en multi-couches, simulation HFSS	152
Figure 154 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance 3 section en multi-couches, simulation HFSS	152
Figure 155 : Structure d'inverseur d'impédance en multi-couches	153
Figure 156 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance 3 sections en multi-couches, en se plaçant aux limites de la technologie actuellement maîtrisée, simulation HFSS	153
Figure 157 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance 3 sections en multi-couches, conception mixte FR4/HITACHI, simulation HFSS	154
Figure 158 : Schéma de principe d'un banc de mesures source-pull/load-pull	173
Figure 159 : Principe de la charge active	174
Figure 160 : Structure de l'adaptateur "Klopfenstein" : (a) Sans accès, (b) avec accès	175
Figure 161 : Réponse fréquentielle en paramètres S de l'adaptateur "Klopfenstein" sans considérer les accès	175
Figure 162 : Réponse fréquentielle en paramètres S de l'adaptateur "Klopfenstein" en considérant les accès	176
Figure 163 : Effet de l'adaptateur "Klopfenstein" sur les impédances d'entrée et de sortie du composant "Ericsson"	177
Figure 164 : "Layout" de circuit des mesures load pull	177

## Liste des annexes

---

1.	Annexe 1 : Document constructeur du composant (Ericsson PTF 10107) .....	165
2.	Annexe 2 : Document constructeur du composant (Freescale MRF21010LR1) .....	169
3.	Annexe 3 : Méthode de caractérisation Load Pull .....	173



## Glossaire

---

ACPR : Adjacent Channel Power Ratio

ATA : Antenne Thermiquement Active

ATAI : Antenne Thermiquement Active Intégrée

BF : Basses Fréquences

Back off : Recul de puissance par rapport au point de compression 1dB qu'il convient de choisir pour éviter une déformation trop importante des signaux transmis (linéarité)

C/I<sub>3</sub> : Intermodulation d'ordre 3

CW : Continuous Wave

DSP : Digital Signal Processing

DST : Dispositif Sous Teste (DUT : Device Under Test)

EDGE : Enhanced Data Rates for GPRS Evolution

EER : Envelope Elimination and Restoration

ET : Envelope Tracking

E/R : Emission/Reception

EVM : Error Vector Magnitude

FM : Frequency Modulation

FSK : Frequency-Shift Keying

GMSK : Gaussian Minimum Shift Keying

GSM : Global System for Mobile Communications

IP<sub>3</sub> : Interception d'ordre trois

Layout : Dessin de l'empreinte du circuit à graver

LINC : Linear amplification using Non linear Components

Load-pulling : Variation de charge

LTCC : Low Temperature Co-fired Ceramic

LTM : Local Thermal Management

MCM : Multi Chip Module

MLO : Multi Layers Organic

MMICs : Microwave Monolithic Integrated Circuits

MSK : Minimum Shift keying

NPR : Noise Power Ratio

OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PAR : Peak to Average Ratio

PCB : Printed Circuit Board

PEP : Peak Envelope Power

Process : Procédé technologique de réalisation

QAM : Quadrature Amplitude Modulation

QPSK : Quadrature phase-shift keying

Remote HF heads : Émetteurs délocalisés (exemple émetteurs situés en haut des pylônes de télécommunication)

RPA : Rendement en Puissance Ajoutée (PAE : Power Added Efficiency )

SOP : System On Package

WCDMA : Wideband Code Division Multiple Access

WiMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access



## Introduction

---

L'intégration de plus en plus poussée des systèmes de communication et de détection nécessite, au-delà de la simple intégration des fonctions actives et passives, de réfléchir plus globalement sur l'architecture des émetteurs récepteurs. En effet, si l'intégration monolithique des différentes fonctions actives est indispensable, celle des circuits passifs à haute sélectivité ou de l'antenne pose problème au niveau des performances que doivent respecter ces émetteurs récepteurs pour faire face à la multiplication des applications. Le concept de « System on Package » (SoP) a permis de résoudre un certain nombre de ces problèmes en utilisant les potentialités de cette filière technologique multi-couche pour diminuer la taille des systèmes par une intégration 3D des circuits passifs. Dans ces conditions, pour des modules très intégrés, c'est en fait l'antenne qui impose *a priori* la taille du module en surface, puisque sa taille est directement liée à ses performances. L'ensemble des fonctions actives et passives peut alors être intégré dans le volume défini par la surface de l'antenne en utilisant une filière technologique « multi-couche » RF. Ceci est un objectif ambitieux car en dépit des nombreux progrès faits ces dernières années pour augmenter les possibilités de ces filières technologiques, bien des travaux restent à faire notamment pour ce qui concerne l'intégration de la partie émetteur des frontaux radio-fréquences. En effet, cette évolution vers une plus grande miniaturisation des systèmes nécessite de gérer non seulement les interactions électromagnétiques fortes entre les différentes parties des circuits mais aussi leur comportement thermique. C'est sur ce type de problème que l'effort de recherche est porté dans le cadre de cette thèse. Il s'agit donc d'optimiser les performances de transmetteurs radio en tenant compte du comportement électrique, électromagnétique et thermique des éléments de circuits en s'appuyant sur les possibilités apportées par les architectures de circuits 3D associées aux filières technologiques de type SoP. Pour valider cette démarche, nous l'appliquons à la définition, à l'étude et à la réalisation de modules de puissance miniaturisés.

Les systèmes de communication et donc chaque brique de ces systèmes doivent, pour être performants, être optimisés suivant plusieurs critères. C'est notamment le cas des amplificateurs de puissance. Compte tenu de la complexité croissante des modulations utilisées pour augmenter le débit d'information, les caractéristiques entrée sortie de ces amplificateurs doivent être les plus linéaires possible ce, pour des rendements souhaités de plus en plus élevés. Par ailleurs, pour des raisons liées à la mobilité, la consommation et l'encombrement de ces amplificateurs doivent être réduits au maximum. Ces différentes caractéristiques sont difficiles à obtenir concurremment et il convient donc de chercher les meilleurs compromis pour apporter des solutions technologiquement viables.

Ces problèmes sont encore plus prégnants quand on envisage l'intégration de ces amplificateurs dans un espace réduit de l'ordre de la taille de l'antenne. Il est alors nécessaire de trouver des solutions adaptées pour dissiper l'énergie non convertie par l'amplificateur au sein même de la structure multicouche sans que les caractéristiques des fonctions sensibles à la

température soient altérées. C'est l'analyse et la résolution de certains des problèmes que nous venons de poser que nous présentons dans ce mémoire et nous suivrons pour cela le plan suivant :

Le premier chapitre explicite le contexte dans lequel nous effectuons cette étude. Nous rappelons, dans un premier temps, les principales caractéristiques des signaux à transmettre pour des applications en détection ou en communication. Dans un second temps, nous faisons un bref état de l'art de la technologie des émetteurs de puissance afin de pouvoir définir un objectif d'étude dans le contexte de l'intégration de plus en plus poussée de ces émetteurs. Au vu des modulations utilisées (OFDM par exemple) et de la nécessité de gérer au mieux les problèmes thermiques au sein du module d'émission, nous choisissons de construire ce module autour d'une architecture d'amplificateur de type Doherty. Pour terminer ce premier chapitre, nous présentons la stratégie de conception que nous avons suivie ainsi que les outils que nous utilisons pour concevoir les différentes briques constituant cet émetteur intégré.

Compte tenu de la complexité des circuits à concevoir et des contraintes de performances à obtenir, la filière technologique ciblée pour la réalisation, à terme, de tels émetteurs miniaturisés est une filière de type « System on Package ». Compte tenu des recherches développées ces dernières années, cette filière a démontré ses potentialités d'intégration notamment pour les circuits à faible puissance (circuits de réception) mais, de nombreux progrès restent à réaliser en vue de l'intégration globale des frontaux radio-fréquences (intégration de l'émetteur et de l'antenne et du récepteur au sein d'un même multicouche associant plusieurs types de matériaux). Dans le second chapitre de la thèse, nous présentons donc l'état de l'art sur ces filières technologiques et explicitons les orientations à prendre pour aboutir à l'intégration de transmetteurs. Nous proposons alors, sur l'exemple d'une filière technologique « faible coût » commercialement disponible, une méthode de caractérisation *in situ* d'une telle filière, associant analyse électromagnétique et analyse thermique. Cette méthode de caractérisation doit permettre, à terme, de définir les différentes constantes à introduire dans les logiciels de conception pour élaborer des modules à performances maîtrisées.

L'amplificateur de puissance est l'un des éléments critiques de toute chaîne de transmission RF. Suivant l'objectif de conception que nous avons décrit dans le premier chapitre, il est important que le rendement de cet amplificateur soit le plus élevé possible à puissance de sortie et linéarité spécifiées. Pour cela, le choix de la classe de fonctionnement et de l'architecture de l'amplificateur de puissance, est décisif. Dans le troisième chapitre, après avoir donné une synthèse des performances actuelles des amplificateurs de puissance selon leur classe de fonctionnement et leur architecture, nous faisons le choix *a priori*, pour celui-ci, d'une architecture de type Doherty. Ce choix doit permettre d'optimiser le rendement sur une large dynamique du signal d'entrée tout en ayant un rendement élevé. La conception de cet amplificateur en version intégrée miniaturisée nécessite d'avoir acquis tout d'abord une expérience importante sur le comportement de ces amplificateurs réalisés à partir de technologies plus classiques afin de pouvoir analyser les avantages et les inconvénients qui adviendront, par la suite, de l'utilisation de ces technologies d'intégration multi-couches. L'étude que nous proposons passe par toutes les étapes de conception à savoir, le choix du composant et sa caractérisation, puis le développement d'amplificateurs simples et enfin le développement d'architectures Doherty.

A chaque étape, nous donnons les principaux résultats obtenus et tirons des conclusions partielles quant à l'intérêt de ces résultats vis-à-vis de l'objectif que nous nous sommes assignés.

L'intégration d'un module de puissance et la diminution de sa taille passe nécessairement par l'analyse de l'intérêt d'utiliser, dans ces modules, les éléments les plus encombrants. L'état de l'art sur les transmetteurs a montré que le radiateur permettant d'évacuer la chaleur dissipée dans les circuits prenait une place considérable. Il est donc important d'étudier la possibilité de réduire la taille de ces radiateurs voire d'utiliser des éléments de circuit pour dissiper la chaleur. Dans le quatrième chapitre, nous montrons qu'une option possible est d'utiliser l'antenne pour réaliser cette fonction de dissipation thermique. Ce concept était, à notre connaissance, tout à fait original lorsque nous l'avons proposé. La première étude et réalisation qui est décrite est celle utilisant une antenne patch dans l'air. L'antenne est connectée par un drain thermique (cylindre métallique) au plan de masse supportant le transistor de puissance. Ce drain étant placé dans une zone de champs faibles pour éviter de perturber le fonctionnement de l'antenne. Un banc de caractérisation électrique et thermique a été spécifiquement développé pour valider ce concept. Les résultats de mesures sont alors proposés afin de vérifier et de valider l'approche théorique que nous proposons. Compte tenu des possibilités démontrées, nous envisageons alors deux autres réalisations mieux adaptées à l'objectif d'intégration globale du module émetteur que nous poursuivons. La première solution consiste en antenne patch sur substrat refroidie par des micros canaux contenant un liquide (eau, alcool) afin d'augmenter l'efficacité thermique. La seconde est une antenne patch radômée par un substrat mince de matériau à haute conductivité thermique. Les performances théoriques et les caractéristiques pratiques de ces deux prototypes sont alors présentées.

Vouloir générer de la puissance à rendement optimisé dans un volume restreint nécessite une bonne maîtrise des pertes des structures de propagation à partir desquelles sont synthétisés les circuits passifs associés au composant de puissance ainsi que celle des variations de la réponse de ces circuits en fonction de la température. Cette connaissance est d'autant plus importante que les pertes jouent un rôle essentiel vis-à-vis de la synthèse des impédances ramenées au niveau du composant de puissance à la fréquence fondamentale et aux fréquences harmoniques et donc au niveau de la puissance de sortie et du rendement de l'amplificateur. Dans le cinquième chapitre, nous analysons donc les pertes des différents circuits d'adaptation possibles afin de déterminer la topologie de circuit la mieux adaptée à la réalisation de l'amplificateur dans une technologie planaire multicouche. Une analyse thermique et électromagnétique des performances des filtres de sortie, circuits dont les performances sont *a priori* les plus sensibles aux variations de température est ensuite proposée débouchant là encore sur un choix de topologie adaptée. Enfin, de manière prospective, nous analysons comment les différents circuits passifs peuvent tirer parti de l'utilisation d'une filière technologique multi-couche en vue de l'intégration future de ces modules de puissance.



# Chapitre 1 Contexte de l'étude

---

## 1. Introduction

Ces dernières années, grâce à un développement technologique rapide, les systèmes de télécommunication ont connu un essor considérable. La nécessité de transmettre rapidement des flots de données importants, nécessite une augmentation considérable des débits de transmission, ces débits d'information évoluent en fonction du type de signal à transmettre. En fait, les applications des systèmes de télécommunication ne sont plus limitées à la transmission de la voix mais doivent aussi permettre l'envoi de données de taille de plus en plus importante : texte, image fixe, image animée, vidéo, internet et visioconférence.

Le développement des systèmes de communication et de détection intégrés s'inscrit dans un secteur de plus en plus concurrentiel. La complexité croissante des modulations utilisées pour augmenter le débit d'information dans une bande de fréquence limitée induit une complexité des signaux modulés utilisés et donc une complexité toujours croissante des architectures des systèmes. Les techniques de modulation numérique utilisées dans les communications sans fil avec porteuses radiofréquences permettent d'augmenter la capacité du canal, d'améliorer la qualité de transmission, de renforcer la sécurité et de fournir des services très supérieurs à ce que l'on peut obtenir avec une modulation analogique. Par ailleurs, pour assurer leur mobilité ou permettre une installation éloignée (remote HF heads), les émetteurs utilisés en communication doivent être de faible poids et de faible encombrement.

Ce besoin de miniaturisation se retrouve également dans les applications en détection pour ce qui concerne les systèmes embarqués (domaine radar). Pour ceux-ci, le concept d'antennes à balayage électronique est particulièrement adapté à la détection de cibles en mouvement par dépointage rapide de l'antenne. L'antenne à balayage électronique permet d'adapter la forme et l'amplitude des lobes et de changer le diagramme de rayonnement selon la fonction souhaitée de l'antenne (le guidage, la poursuite, la détection de cible...). Le déphasage entre sources de rayonnement voisines détermine la direction du maximum de rayonnement. Cette maîtrise du signal est réalisée au cœur des modules hyperfréquences d'Emission-Réception (modules E/R) grâce à un contrôle d'amplitude et de phase du signal émis [1]. Chaque module E/R est placé au plus proche possible des éléments rayonnants constituant l'antenne réseau. Les fonctions d'amplification sont aussi placées le plus près possible de l'antenne réseau, ce qui minimise les pertes. L'optimisation de l'encombrement et du poids des circuits dans un système embarqué tel qu'un avion de combat est un perpétuel défi technologique. Les difficultés techniques du développement des modules E/R augmentent avec la miniaturisation.

La Figure 1 présente le schéma du frontal radio d'un système de télécommunication. La partie « transmetteur » du frontal radio est constituée d'un segment analogique constitué d'un amplificateur de puissance, d'un duplexeur et d'une antenne et d'un segment numérique permettant de linéariser les caractéristiques de ce transmetteur et donc de traiter des signaux de grande dynamique. Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons plus



particulièrement à la partie analogique du transmetteur, la partie numérique faisant l'objet d'autres études au niveau du Laboratoire [2], [3] et [4]. Notre ambition est de montrer qu'il est possible de limiter la taille du transmetteur en optimisant les performances de modules de puissance miniaturisés dont la taille est définie essentiellement par la surface de l'antenne. Le niveau de puissance d'émission requis pour une application serait alors obtenu par association de plusieurs modules [5], [6], la position relative et la commande de phase et d'amplitude des antennes élémentaires permettant d'obtenir le diagramme de rayonnement souhaité.

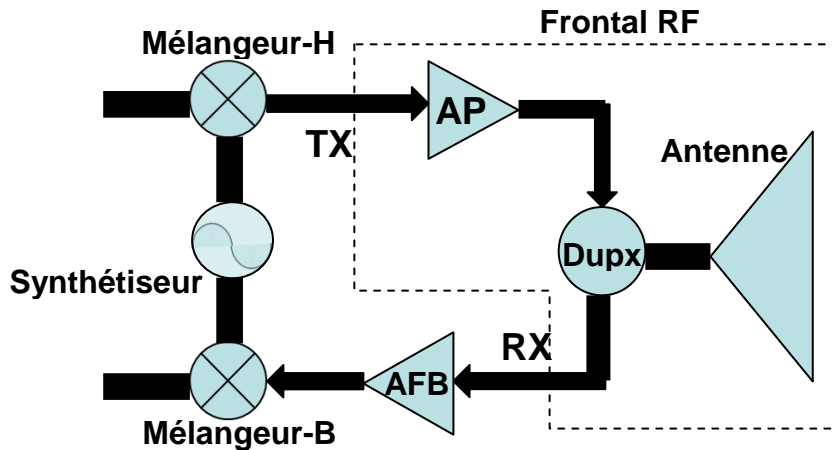


Figure 1 : Exemple de schéma synoptique d'un frontal RF dans un système de communication

Cette ambition nécessite de bien avoir défini les contraintes liées aux signaux à transmettre d'une part et, d'autre part, de connaître les potentialités des filières d'intégration permettant la construction de ces modules miniaturisés. Prenant en compte ces différentes contraintes, ce chapitre a donc pour objectif de définir les spécifications d'un démonstrateur permettant de valider les hypothèses de notre étude.

Nous nous intéressons donc tout d'abord à la nature des signaux radiofréquences utilisés dans les systèmes de communication : signaux CW, signaux "CW-pulsés" ou encore signaux modulés (GMSK, QPSK, QAM, ...). L'intérêt ici est de mettre en évidence la nature de la modulation qui pourra être à enveloppe constante ou variable et qui, par conséquent, va impacter le choix de l'architecture, la classe d'amplification et imposer des contraintes sur la linéarité du module.

Nous présentons ensuite un état de l'art sur les émetteurs de puissance haut rendement et les filières technologiques d'intégration afin de pouvoir proposer des objectifs raisonnables en terme de réalisation mais aussi, à terme, des évolutions pour ces filières en vue de la réalisation de modules radio complexes.

Si l'intégration de modules de puissance embarqués nécessite une optimisation des performances en consommation, en rendement et en linéarité des amplificateurs de puissance, elle nécessite aussi la gestion thermique de l'ensemble du module intégré. De ce fait, nous présentons également un état de l'art des méthodes de refroidissement des circuits électroniques et plus particulièrement des systèmes de puissance intégrés.

Pour conclure, nous proposons l'étude d'une structure cible et définissons les étapes à franchir pour aboutir à la réalisation d'une telle structure.

## 2. Types des signaux RF

Les deux grandes applications visées par cette thèse sont les applications de télécommunication haut débit et les applications en détection (radar). Nous consacrons par conséquent ce paragraphe à la présentation des principales caractéristiques des signaux à transmettre pour les applications en détection ou en communication les plus couramment utilisées [7]. L'intérêt ici est de mettre en évidence les caractéristiques des modulations utilisées (modulation à enveloppe constante ou variable).

### 2.1. Cas d'un signal CW

Le signal CW (Continuous Wave) présenté Figure 2, est un signal ayant une amplitude constante. La représentation mathématique d'un signal sinusoïdal CW, peut s'écrire sous la forme suivante:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \quad (1)$$

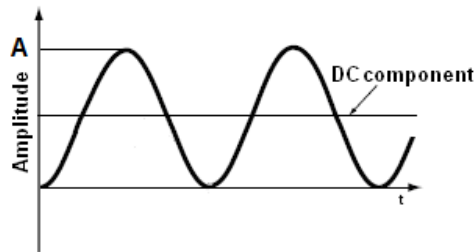


Figure 2 : Représentation d'un signal sinusoïdal CW

### 2.2. Cas d'un signal radar (CW pulsé, compression d'impulsions)

Dans les applications radar, un signal CW est émis durant un laps de temps très court, mais de façon récurrente. Un signal CW pulsé (Pulsed Continuous Wave) peut donc être représenté mathématiquement dans le domaine temporel par une sinusoïde de période  $T_0$ , d'amplitude  $A$ , multipliée par un signal carré (ou pulse) de largeur  $\tau$ . Le produit de ces deux signaux est ensuite convolué par un peigne de Dirac de récurrence  $T$ . La Figure 3 explicite cette représentation mathématique.

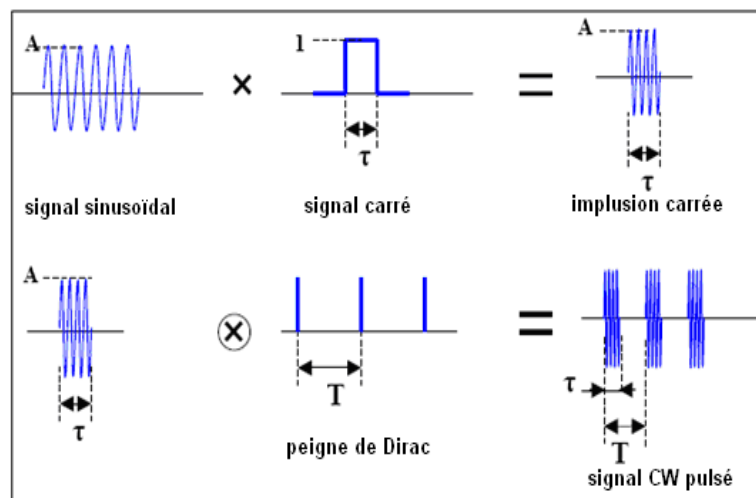


Figure 3 : Représentation d'un signal CW pulsé idéal

La représentation mathématique d'un signal CW pulsé idéal est la suivante :

$$s(t) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) \times \left[ \sum_K \text{rect}_\tau(t - KT) \right] \quad (2)$$

Donc un signal CW pulsé est un signal ayant une amplitude constante. Pour un grand nombre d'applications radar la modulation du signal utilisée est une modulation de fréquence. C'est le cas, par exemple, des radars qui utilisent la technique de compression d'impulsions [8]. La technique de compression d'impulsions consiste à faire varier la fréquence RF au cours de l'impulsion de façon linéaire ou à l'aide de modulations non linéaires plus complexes. Ces signaux sont communément appelés "chirp". Dans le cas d'une modulation linéaire en fréquence, le signal théorique est donné par la relation suivante:

$$s(t) = A.e^{j2\pi(f_0 t + \frac{Bt^2}{2T})} \quad \forall t \in \left[ \frac{-T}{2}, \frac{T}{2} \right] \quad (3)$$

où  $f_0$  représente la fréquence centrale du signal RF,  $B$  sa bande passante,  $A$  l'amplitude de l'impulsion et  $T$  sa durée. La Figure 4 présente un signal "chirp", d'une durée de 10  $\mu\text{s}$ , dans lequel la fréquence croît linéairement de 0 à 5 MHz [8].

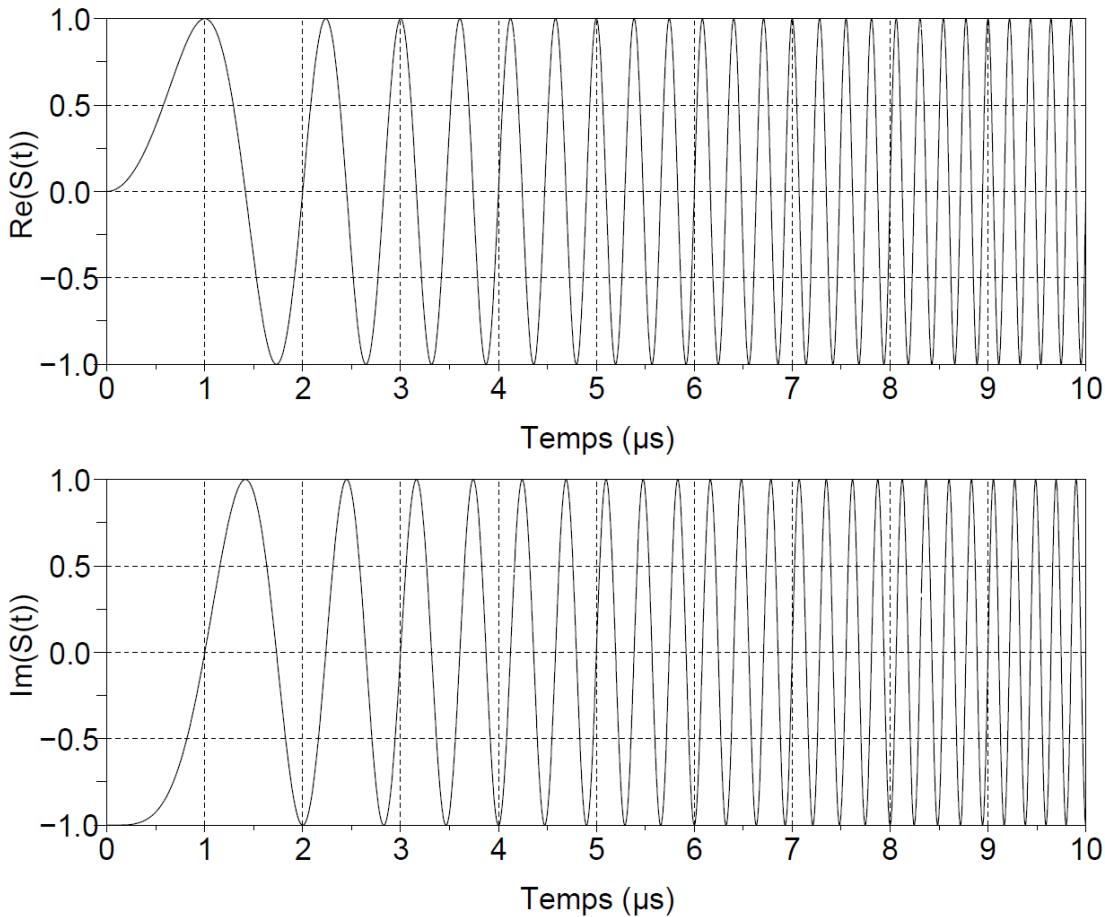


Figure 4 : Allure temporelle d'un signal "chirp" de bande passante 5 MHz

L'intérêt d'une modulation de fréquence à l'émission est donc de diminuer significativement la largeur d'impulsion après réception à travers un filtre adapté au signal émis et donc d'améliorer son pouvoir séparateur en distance d'un facteur égal au nombre de paliers de fréquence utilisés dans l'impulsion d'émission. Par ailleurs, l'augmentation de la puissance moyenne au moment de la sommation des différents tronçons permet d'améliorer le rapport signal à bruit puisque la puissance crête est augmentée.

Notons que les applications radar utilisant des antennes à balayage électronique, l'influence de l'amplificateur de puissance est importante sur les performances globales de la chaîne d'émission. Si le fonctionnement de l'amplificateur en régime non linéaire permet d'émettre un signal de forte puissance, il crée aussi des distorsions de l'enveloppe en amplitude et en phase par la génération de modulations lentes de type basses fréquences (BF) [1], liées notamment à des effets thermiques. La phase du signal émis doit être connue afin de déduire l'expression de la forme du signal reçu, donc la vitesse de la cible. La connaissance de cette vitesse dépend de la maîtrise du signal émis par le bloc de contrôle en amont de la voie d'émission. Si l'amplificateur de puissance a une dérive trop importante en phase, le calcul de la vitesse de l'objet peut être faussé car cette vitesse est calculée à partir de la variation de phase du signal émis. Alors, si l'amplificateur de puissance peut fonctionner en régime non linéaire, une attention particulière doit être portée à certaines distorsions critiques du signal émis et notamment à la distorsion en phase associée à la gestion thermique des modules RF [1].

### 2.3. Cas d'un signal RF à enveloppe complexe

Généralement, les signaux RF à enveloppe complexe utilisent des techniques de modulations numériques. L'utilisation de ce type de signaux est justifiée par la capacité de ces derniers à contenir une importante quantité d'informations sans consommation de ressources physiques importantes, comme la largeur de bande ou la puissance. Un signal RF modulé s'écrit sous la forme suivante:

$$v(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (4)$$

Où  $A(t)$  représente la variation d'amplitude instantanée,  $\varphi(t)$  la variation de phase instantanée et  $f_0$  représente la fréquence de la porteuse située au centre de la bande du signal. Pour ce type de signaux, la méthode de génération implique une description dans le plan de Fresnel appelée constellation. Les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe sont alors appelées composantes IQ et le signal réel  $v(t)$  s'exprime en fonction de  $I(t)$  et  $Q(t)$  de la façon suivante :

$$v(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (5)$$

Cette expression peut s'appliquer à n'importe quel type de signal à bande étroite. Par exemple, pour un signal CW il suffit de prendre  $I(t)=cte$  et  $Q(t)=0$ . Pour obtenir un signal CW pulsé (signal radar), il faut prendre pour  $I(t)$  la représentation de l'impulsion et  $Q(t)=0$ . Cela montre la simplicité du signal radar par rapport aux signaux utilisant des modulations numériques comme les signaux en télécommunications.

Puisque la forme des signaux sur les voies I et Q décide de la variation ou non de l'enveloppe du signal, on définit le diagramme de constellation comme étant la variation du signal sur la voie Q en fonction de celui sur la voie I. Ce diagramme va permettre de savoir si l'enveloppe du signal varie ou pas. La Figure 5 présente deux exemples de diagrammes de constellation de deux types de modulations numériques (MSK "Minimum Shift keying" et 16-QAM "Quadrature Amplitude Modulation") :

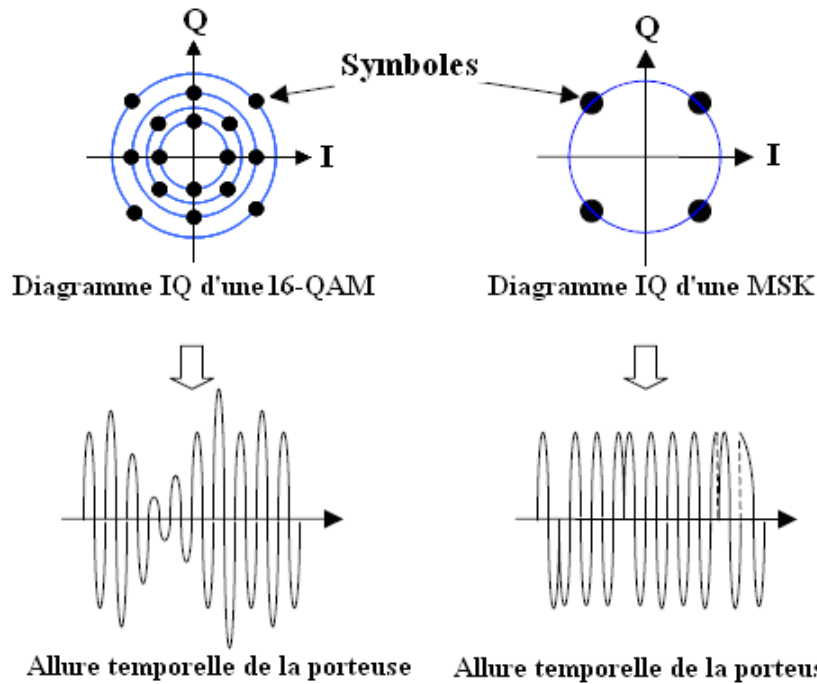


Figure 5 : Exemples de diagrammes de constellation et leurs effets sur l'enveloppe du signal

On remarque ici que pour un diagramme de constellation donné, suivant le chemin parcouru d'un symbole à l'autre, l'enveloppe du signal modulé peut varier ou non. Le diagramme de constellation IQ d'une modulation 16-QAM est le suivant :

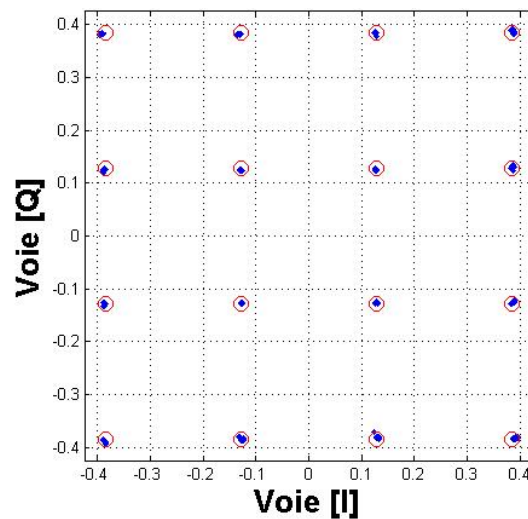


Figure 6 : Diagramme de constellation IQ d'une modulation 16-QAM

La Figure 7 présente un exemple de la variation de l'enveloppe et de la puissance d'une modulation QPSK filtrée en fonction du temps [7]. Dans ce type de signal, il apparaît une variation de l'amplitude de l'enveloppe du signal RF (Figure 7-a), définie comme la partie réelle de l'enveloppe complexe. Cela se traduit par une variation de la puissance instantanée. On définit alors la puissance moyenne, la puissance maximale (ou crête), (Figure 7-b).

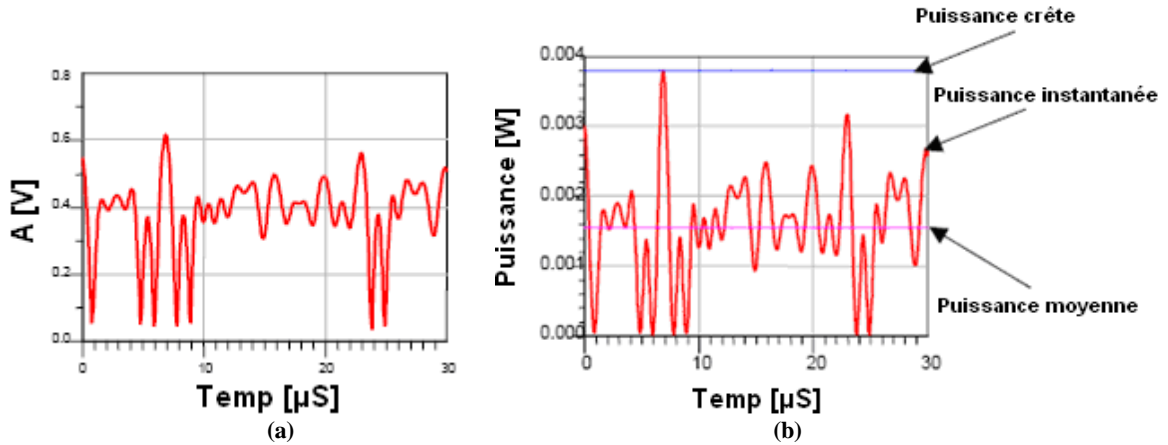


Figure 7 : Variation de l'enveloppe et de la puissance d'une modulation QPSK filtrée en fonction du temps  
(a) : variation de l'enveloppe, (b) : évolution de la puissance

On définit le facteur de crête, dit PAR (Peak to Average Ratio) comme étant le rapport de la puissance instantanée maximale (puissance crête  $P_{PEP}$ ) à la puissance moyenne ( $P_{AVG}$ ):

$$\zeta(PAR_{[dB]}) = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{Puissance crête}}{\text{Puissance moyenne}} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{PEP}}{P_{AVG}} \right) \quad (6)$$

Le PAR nous renseigne sur la dynamique du signal en terme de puissance, il permet de quantifier la linéarité nécessaire à l'application visée. Cette grandeur est très utile, puisqu'en connaissant la puissance moyenne et le PAR d'un signal, on peut éviter de faire fonctionner un amplificateur de puissance dans la zone de saturation. Lorsque l'on utilise des signaux modulés à enveloppe variable (modulations d'amplitude analogiques ou numériques, modulations de phase filtrées [9], ...etc), le PAR est un paramètre important à connaître notamment pour définir le cahier des charges des amplificateurs présents dans la chaîne de transmission.

## 2.4. Conclusion

Les signaux qui utilisent principalement la modulation de fréquence ou de phase non filtrée, ont une enveloppe constante. C'est le cas des modulations Q-PSK ou G-MSK (GSM) ou encore du signal radar pour lesquels le PAR est de 0 dB. De ce fait, un amplificateur de puissance non-linéaire à haut rendement peut être utilisé pour amplifier de tels signaux. Par contre, les signaux qui ont une enveloppe variable, comme les modulations Q-PSK filtrées, QAM, OFDM ou encore les modulations qui utilisent un multiplexage par code large bande (Wideband Code Division Multiple Access WCDMA) ont un PAR variant entre 5 dB et 11 dB. Leur traitement nécessite donc l'utilisation d'un amplificateur de puissance permettant d'amplifier fidèlement un signal présentant une grande dynamique d'amplitude.

Les différents signaux dont nous venons de présenter les principales caractéristiques sont émis par des émetteurs de puissance. Dans le paragraphe suivant, afin de mieux cerner les objectifs de la thèse, nous présentons un rapide état de l'art sur ces émetteurs de puissance.

### 3. Etat de l'art sur les émetteurs de puissance et technologies d'intégration associées

Les applications modernes de l'électronique utilisant le transfert ou la détection d'informations sont très diversifiées. De la VLF (Very Low Frequency) aux ondes millimétriques, les ondes sont utilisées pour la communication, la navigation, la radiodiffusion, la télédétection.... Pour ces applications, les puissances varient de 10 mW (systèmes sans fil courte distance) à 1 MW dans le cas d'émetteurs de radiodiffusion longue distance. Pratiquement tous les types de modulation sont utilisés et les techniques utilisées pour l'amplification de puissance sont différentes les unes des autres car très liées à l'application.

Un transmetteur de puissance contient un ou plusieurs amplificateurs de puissance, ainsi que des circuits auxiliaires tels que générateurs de signaux, convertisseurs de fréquence, modulateurs, processeurs de signaux, linéariseurs, et alimentations [10]. L'architecture classique est basée sur une mise en cascade d'amplificateurs permettant d'amener le niveau du signal jusqu'à la puissance de sortie désirée. Cependant, ceci s'opère à partir d'une grande variété d'architectures, celles-ci étant utilisées pour optimiser les performances de l'émetteur du point de vue de son efficacité ou de sa linéarité. Les blocs utilisés dans les transmetteurs de puissance ne sont pas seulement des amplificateurs de puissance, mais un grand nombre de circuits élémentaires, comme les oscillateurs, les mélangeurs, les amplificateurs faible puissance, les filtres, les réseaux d'adaptation, les multiplexeurs et les circulateurs. La manière d'associer ces éléments correspond à ce que l'on appelle l'architecture d'un émetteur.

L'architecture d'un émetteur classique est basée sur l'association d'amplificateurs de puissance linéaires avec des combineurs de puissance. Plus récemment, d'autres architectures ont été proposées telles que "EER", "Envelope Tracking", "Outphasing" ou Doherty. Beaucoup d'entre elles sont des techniques assez anciennes qui ont été récemment rendues possibles grâce aux évolutions de performances des DSP "Digital Signal Processing" [10]. De ce fait, le segment numérique fait maintenant partie intégrante de l'architecture d'un émetteur de puissance moderne. Ce segment permet de traiter des signaux de grande dynamique ou/et linéariser les caractéristiques de ce transmetteur pour les systèmes de télécommunication (Figure 1). Par exemple, ce segment, présenté Figure 8, permet de contrôler la phase et l'amplitude dans les modules hyperfréquences d'Emission-Réception (E/R) utilisés dans les systèmes radar utilisant des antennes à balayage électronique [11].

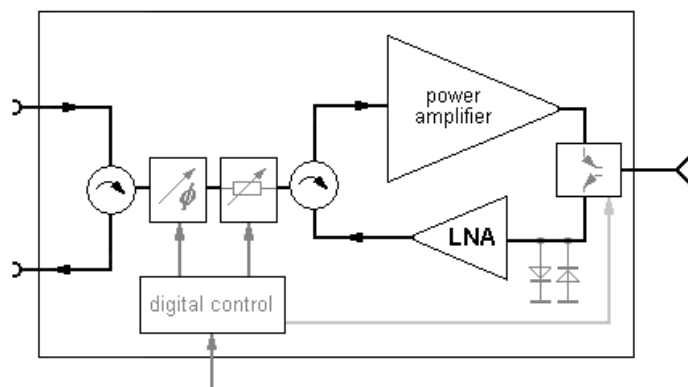


Figure 8 : Module émetteur/récepteur d'un système radar d'antennes à balayage électronique

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons plus particulièrement à la partie analogique du transmetteur et notamment au frontal radio intégré constitué d'un amplificateur de puissance, d'un filtre duplexeur et d'une antenne, sachant que des études concernant le

segment numérique associé à ce segment analogique ont été et continuent d'être développées dans notre laboratoire [2], [3] et [4]. Cette volonté d'étudier des architectures complètement intégrées induit également le choix que nous ferons par la suite de nous intéresser à des filières technologiques spécifiques permettant d'associer simplement segment analogique et segment numérique.

Nous présentons ci-après quelques exemples d'émetteurs de puissance utilisés dans les systèmes de télécommunication en nous bornant à citer leurs principales caractéristiques : la puissance de sortie, la taille (dimensions), le rendement, la fréquence de fonctionnement, l'application et la technologie de réalisation. Cette présentation vise à pouvoir définir des spécifications crédibles pour le démonstrateur dont nous envisageons à terme la construction.

### 3.1. Transmetteurs "LX-3000/10, LX-3000/40" Audio/Vidéo [12]

Actuellement plusieurs produits d'émetteurs de puissance, récepteurs et antennes pour différentes applications sont disponibles sur le site "rf-links.com" [12]. Nous présentons un exemple de ces émetteurs (modèle LX-3000/10) pour les applications de communication (audio/vidéo). Ces émetteurs sont des modules de transmission, ils ne contiennent ni les récepteurs ni les antennes, mais le site propose pour chaque modèle de ces émetteurs les récepteurs et les antennes adaptés.

La Figure 9-a présente le modèle "LX-3000/10" de ces émetteurs. Cet émetteur audio / vidéo fonctionne à 2,4 GHz avec 8 canaux. C'est un émetteur dédié aux applications militaires capable de fonctionner dans des conditions de température extrêmement basse ou élevée. Cet émetteur audio/ vidéo a été conçu pour l'aéronautique ou le spatial. Le modèle LX-3000/10 a une puissance de sortie RF de 10 W et il travaille de 9 V à 16 V. Un autre modèle de ces émetteurs est le " LX-3000/40 FOR 2.4 GHz 8 CHANNELS" qui a les mêmes caractéristiques du modèle "LX-3000/10", mais sa puissance de sortie est de 40 W.

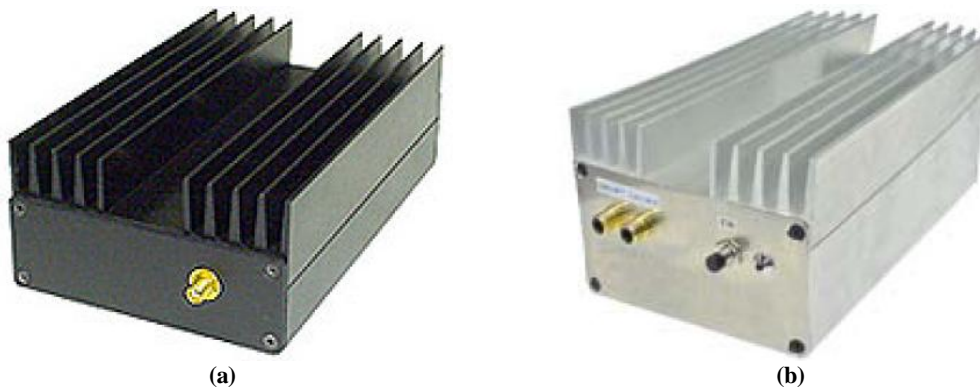


Figure 9 : Transmetteurs Audio/Video, 2.4 GHz  
(a) Transmetteur "LX-3000/10" 10W, (b) Transmetteur "LX-3000/10" 40W

Le Tableau 1 résume les principales caractéristiques de ces deux émetteurs (LX-3000/10 et LX-3000/40). La Figure 9 montre que le dissipateur thermique représente une partie importante de la taille et du poids du transmetteur.



Tableau 1 : Principales caractéristiques des émetteurs (LX-3000/10 et LX-3000/40).

<i>Emetteur</i>	<i>Fréquence</i> (MHz)	<i>Modulation</i>	<i>Consommation de puissance DC</i> (W)	<i>Puissance de sortie RF</i> (W)	<i>Rendement globale</i> (%)	<i>Poids</i> (kg)	<i>Dimensions (LXWXH)</i> (mm)
LX3000/10	2300 2500	WFM	48	10	20.83	0.65	152.4x76.2x50.8
LX3000/40	2300 2500	WFM	120	40	33.33	1.4	254x101.6x76.2

### 3.2. Transmetteur "RH-301CC1G Ku-Band" [13]

Un autre exemple de transmetteur de puissance, fonctionnant en bande Ku, est proposé par la société "Fujitsu". Le signal émis par ce transmetteur a un très faible bruit de phase et très peu de parasites. Ceci est obtenu grâce à un blindage électromagnétique complet et une protection contre les intempéries. Ce conditionnement spécifique induit une augmentation du volume du transmetteur. La Figure 10 présente le transmetteur "RH-301CC1G Ku-Band", et le Tableau 2 présente ses principales caractéristiques.



Figure 10 : Transmetteur "RH-301CC1G" Ku-Band 2W, 14.25 GHz

Pour ce transmetteur, le faible rendement nécessite l'utilisation d'un dissipateur thermique de taille importante (voir Figure 10), ce qui augment l'encombrement et le poids du transmetteur. On voit à ce niveau l'intérêt qu'il y a à optimiser le rendement des amplificateurs et, d'autre part à bien choisir le conditionnement du transmetteur si l'on veut diminuer sa taille.

Tableau 2 : Principales caractéristiques de l'émetteur (RH-301CC1G).

<i>Fréquence</i> (MHz)	<i>Modulation</i>	<i>Consommation de puissance DC</i> (W)	<i>Puissance de sortie RF</i> (W)	<i>Rendement global</i> (%)	<i>Poids</i> (kg)	<i>Dimensions (LXWXH)</i> (mm)
14000 - 14500	-	26	2	7.7	1.6	176.4x124x52

### 3.3. Transmetteur "JZ878" 5W-433 MHz [14]

Cet exemple présente un module émetteur/récepteur VHF fabriqué en Chine. La puissance de sortie est de 5W. L'alimentation en courant est inférieure à 1.5 A à l'émission et inférieure à 45 mA en réception avec une sensibilité de réception de -123 dBm. Sa portée est supérieure à 20 km lorsque la hauteur de l'antenne associée est de 8m. Un circuit intégré RF sur une seule puce et une seule puce pour le MCU (Multipoint Control Unit) sont utilisés pour limiter les périphériques et avoir une fiabilité élevée.



Figure 11 : Transmetteur “JZ878” 5W, 433 MHz

La Figure 11 présente le transmetteur “JZ878”, et le Tableau 3 présente ses principales caractéristiques. Cet exemple contient les deux parties émetteur/récepteur contrairement aux exemples présentés précédemment. Dans ce cas, on peut observer un bon compromis entre taille, performance et rendement global.

Tableau 3 : Principales caractéristiques du transmetteur (JZ878).

<i>Fréquence</i> (MHz)	<i>Modulation</i>	<i>Consommation de puissance DC</i> (W)	<i>Puissance de sortie RF</i> (W)	<i>Rendement global</i> (%)	<i>Poids</i> (kg)	<i>Dimensions (LXWXH)</i> (mm)
430-470	GFSK	18	5	27.7	1.6	109x79x30

### 3.4. Conclusion

Les exemples présentés, montrent que le dissipateur thermique classique (radiateur) utilisé pour évacuer la chaleur correspondant à la puissance continue non transformée par l'amplificateur de puissance augmente la taille et le poids des transmetteurs. Il est donc très important, d'une part, de choisir une architecture d'amplificateur permettant une optimisation du rendement pour les signaux à grande dynamique de signal d'entrée et, d'autre part, d'avoir une bonne gestion thermique du module de puissance si l'on veut aboutir à la miniaturisation de ceux-ci.

Ceci est d'autant plus important que nous envisageons d'intégrer l'antenne et par la suite le segment numérique au transmetteur ce qui, de fait, augmentera encore son volume. Le choix d'une filière technologique appropriée constituera donc aussi un élément important pour atteindre l'objectif que nous nous sommes fixés.

Pour mieux intégrer les problèmes associés au refroidissement des modules de puissance, nous présentons dans le paragraphe suivant, l'état de l'art des méthodes de refroidissement classiques sur les circuits électroniques et quelques exemples spécifiques des méthodes de refroidissement utilisées dans les modules de puissance intégrés afin d'introduire la méthode de refroidissement. Ceci nous permettra, par la suite, de proposer des solutions adaptées au problème de la miniaturisation.

## 4. Refroidissement des composants électroniques

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années en électronique, les composants deviennent de plus en plus performants, de plus en plus petits et travaillent de plus en plus vite. En conséquence, les densités de puissance à évacuer deviennent très importantes dans de nombreux domaines de l'électronique. En effet, aujourd'hui, les composants de puissance peuvent dissiper plusieurs centaines de watts par centimètre carré. Une bonne évacuation de la chaleur est donc primordiale pour assurer le fonctionnement et la fiabilité de ces dispositifs.

Le matériau semi-conducteur constituant la puce et les transistors qui y sont intégrés ne peuvent supporter qu'un niveau limité de température, de l'ordre de 150-200°C. Au-delà, leur fonctionnement est altéré par la variation de paramètres électriques thermo-dépendants diminuant les performances voire entraînant la destruction. Pour certains composants, et notamment les composants hyperfréquences, ceux-ci doivent supporter des fréquences de commutation très élevées ce qui requiert l'utilisation de matériaux semi-conducteurs spécifiques tel l'arséniure de gallium qui a une faible conductivité thermique ( $44 \text{ W.m}^{-1}\text{.K}^{-1}$  contre  $120 \text{ W.m}^{-1}\text{.K}^{-1}$  pour le silicium). Il est alors nécessaire de leur adjoindre un dispositif de refroidissement afin de pouvoir réduire leur température.

Les conséquences d'un sur-échauffement dans les systèmes électroniques sont nombreuses et les mécanismes de défaillance liés à l'existence de points chauds apparaissent à la fois au niveau mécanique, électrique et électrochimique.

La gestion thermique des circuits électroniques doit être traitée suivant deux aspects : le premier est d'éviter l'apparition de points chauds, le deuxième est un aspect conjoint thermique-électronique qui a pour objectif de chercher des méthodes de refroidissement thermique qui ne perturbent pas le fonctionnement électronique.

Dans cette partie, nous présentons les méthodes de refroidissement des composants électroniques les plus couramment utilisées et donnons quelques exemples sur les solutions de refroidissement dans les systèmes électroniques intégrés et notamment les émetteurs de puissance intégrés:

### 4.1. Les méthodes de refroidissement sur les circuits électroniques

Dans cette partie, nous présentons les méthodes de refroidissement les plus utilisées dans les systèmes électroniques. Ces dernières sont classées suivant leur complexité et le principe de refroidissement utilisé.

#### 4.1.1. Refroidissement par air

Le refroidissement par air, souvent appelé "aircooling", est le plus utilisé du fait de sa simplicité. Même si son efficacité reste limitée, il convient à la majorité des cas. De plus, il est une solution économique et ne présente aucun danger. Deux types de refroidissement par air peuvent être discernés :

- **Refroidissement passif** : Le terme passif indique ici qu'aucune pièce mécanique n'est en mouvement. Un radiateur est fixé sur le composant à refroidir, pour augmenter la surface d'échange avec l'air ambiant, et réduire ainsi la résistance thermique entre le composant et l'air. L'échange de chaleur s'effectue par convection naturelle.

- **Refroidissement actif** : Par rapport au refroidissement passif, un ventilateur est associé au radiateur. L'objectif est de forcer la circulation d'un flux d'air au niveau du radiateur et donc d'accroître le transfert de chaleur entre celui-ci et l'air. L'inconvénient d'un refroidissement actif réside dans le bruit émis par le ventilateur et par l'accumulation de poussière. L'encombrement et la consommation électrique sont eux aussi critiques et mal adaptés à certains systèmes nécessitant de la mobilité. Ces solutions de refroidissement peuvent aussi être associées à des caloducs qui permettent de transférer la chaleur du composant vers une zone où celle-ci peut être évacuée par convection forcée.

#### 4.1.2. Refroidissement liquide

- **Refroidissement par eau ou (watercooling)** : Le refroidissement par eau consiste en un dispositif faisant circuler de l'eau, bien meilleure conductrice thermique que l'air, à l'aide d'une pompe, dans un circuit qui passe dans un ou plusieurs "waterblocks". Ces "waterblocks", situés sur les composants à refroidir, permettent un bon échange thermique entre l'eau et le composant. À l'origine réservée aux systèmes très performants, comme les supercalculateurs, cette méthode a ensuite été reprise et adaptée pour son utilisation dans certains ordinateurs, car elle est plus performante que le refroidissement à air. Elle reste malgré tout encore un peu plus complexe à mettre en place que le refroidissement à air et un peu plus dangereuse du fait de la cohabitation entre l'eau et l'électricité. Cette méthode reste elle aussi réservée à des systèmes immobiles et est coûteuse en énergie du fait de l'existence d'une pompe de circulation.

- **Refroidissement par huile ou (Oil cooling)** : Ce refroidissement consiste à immerger tous les composants dans de l'huile. Plus destinée à des fins de tests ou de démonstrations, cette méthode n'apporte pas réellement d'avantages si ce n'est le fait d'avoir un composant totalement immergé dans un liquide, et donc d'avoir un refroidissement uniforme.

#### 4.1.3. Refroidissement à changement de phase

- **Refroidissement à changement de phase ou (Phase-change cooling)** : Basé sur le principe de la pompe à chaleur, le refroidissement à changement de phase permet le changement de phase d'un fluide frigorigène. Les températures atteintes sont alors de l'ordre de  $-30^{\circ}\text{C}$  au niveau de l'évaporateur (situé sur le composant), et donc une température négative est atteinte pour le composant.

- **"Waterchiller"** : Un "waterchiller" est un système combinant le refroidissement par eau avec le refroidissement à changement de phase afin de profiter des avantages des deux méthodes. Le liquide circulant dans le circuit du refroidissement par eau est refroidi grâce à un système de refroidissement à changement de phase, ainsi on obtient un très bon refroidissement (avantage du changement de phase) pour plusieurs composants à la fois (avantage du refroidissement par eau).

#### 4.1.4. Extreme cooling

- **LN2 cooling**: Le LN2 cooling permet un refroidissement extrême grâce à l'utilisation d'azote liquide (aussi appelé LN2) à une température de  $-196^{\circ}\text{C}$ . Cette solution est principalement apparue dans des essais d'« overclocking » extrême de processeurs et reste plutôt artisanale. Ses défauts proviennent de :

- l'évaporation du LN2: L'état liquide de l'azote n'est pas maintenu sous conditions normale de pression et température et il est nécessaire d'alimenter régulièrement le système en LN2, ce qui le rend inapproprié à un usage quotidien ;
- la condensation de l'air de la tour qui peut provoquer des courts-circuits si l'eau atteint la carte mère.
  - **Dry ice cooling**: Très semblable au LN2 cooling, le « dry ice cooling » utilise de la glace carbonique à  $-78^{\circ}\text{C}$ . Cette glace sublime directement dans l'air, ce qui rend également ce système compliqué à utiliser de façon prolongée.
  - **Cascades**: Les cascades sont plusieurs systèmes de refroidissement à changement de phase montés en série, qui permettent à chaque étage d'utiliser un autre fluide frigorigène ayant une température de vaporisation plus faible à chaque fois. Avec quatre étages, on peut par exemple utiliser de l'azote liquide pour le dernier étage, et donc obtenir un refroidissement aussi performant qu'en LN2 cooling, sans pour autant subir ses inconvénients (l'évaporation dans l'air ambiant) dans la mesure où ce système fonctionne en circuit fermé. Un tel système peut fonctionner pendant une très longue durée sans remplissage, aucun fluide ne sortant de son circuit.

## 4.2. Quelques techniques de refroidissement appliquées aux systèmes électroniques intégrés

Nous venons de présenter les méthodes de refroidissement les plus utilisées dans les circuits électroniques. Certaines méthodes de refroidissement sont plus et moins privilégiées dans les systèmes électroniques intégrés selon les contraintes imposées par leurs architectures et leurs technologies de réalisation. Une étude conjointe électronique et thermique est nécessaire afin d'aboutir à une gestion thermique efficace sans perturber le fonctionnement électronique désiré. Parmi les nombreux exemples de systèmes électroniques intégrés et les solutions de refroidissement utilisées dans ces systèmes, chacun prend en compte les exigences spécifiques imposées par l'architecture, la technologie de réalisation et le fonctionnement souhaitable ([15]-[22]). Nous avons choisi dans cette partie de présenter quatre exemples spécifiques sur les solutions de refroidissement dans les systèmes électroniques intégrés et notamment dans les émetteurs de puissance intégrés.

### 4.2.1. Refroidissement de composants électroniques par caloduc [15]

Pour extraire la chaleur, on peut faire circuler un fluide caloporteur directement sous la source de dissipation. Cette circulation peut être engendrée par un système mécanique (pompe...). Ce dernier permet une circulation de fluide transportant la chaleur des composants vers le radiateur où s'effectue l'échange thermique avec l'atmosphère. Le principal défaut de ce type d'échangeur de chaleur est qu'il nécessite un circuit annexe de pompage qui implique une consommation d'énergie supplémentaire. De plus, elle comporte des pièces en mouvement qui s'usent et qui requièrent une certaine maintenance. Pour limiter ce problème, il est possible d'utiliser des drains thermiques ne font appel à aucun élément mécanique extérieur. Parmi ceux-ci, on peut citer le caloduc.

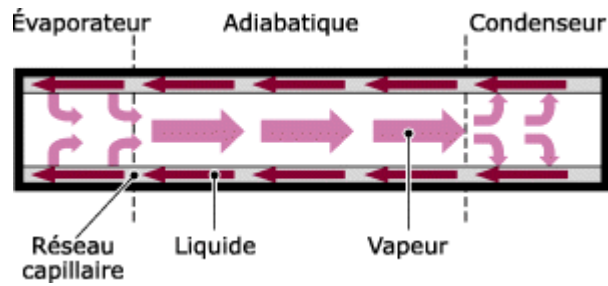


Figure 12 : Principe de fonctionnement d'un caloduc

Un caloduc est un système fermé qui transfère la chaleur par capillarité en changement de phase d'une zone chaude (évaporateur) à une zone froide (condenseur). Il est constitué d'un matériau enveloppe dont les parois sont recouvertes d'un réseau capillaire saturé de liquide et d'un espace rempli de vapeur saturante de ce même liquide. Le fonctionnement d'un caloduc est indiqué sur la Figure 12. Au niveau de la source de chaleur, il y a évaporation du liquide présent dans le réseau capillaire, la vapeur se dirige vers la zone froide et s'y condense. Le condensat revient ensuite vers la source chaude grâce au réseau capillaire et le cycle peut alors recommencer.

Avec un réseau capillaire adapté, le caloduc peut fonctionner dans toutes les positions et par conséquent hors gravité. L'intérêt essentiel du principe caloduc est qu'il génère entre la zone d'évaporation (source chaude) et la zone de condensation (source froide) une différence de température très faible. On dit alors que le caloduc joue le rôle de court-circuit thermique. Ce phénomène bien connu a été quantifié par plusieurs auteurs qui ont montré que la valeur de la conductivité équivalente de l'espace vapeur pouvait atteindre des valeurs cent fois supérieures à celle du cuivre [15]. Cela explique le véritable intérêt du principe caloduc. En effet, il permet d'extraire la chaleur d'un endroit difficilement accessible et de la transférer vers une zone pouvant être facilement refroidie. La Figure 13-a présente l'utilisation d'un caloduc dans le cas du refroidissement du microprocesseur d'un ordinateur portable. Nous voyons que, pour refroidir le microprocesseur, le concepteur a inséré un caloduc permettant d'amener la chaleur du composant vers le côté de l'ordinateur où se trouve un radiateur à air.

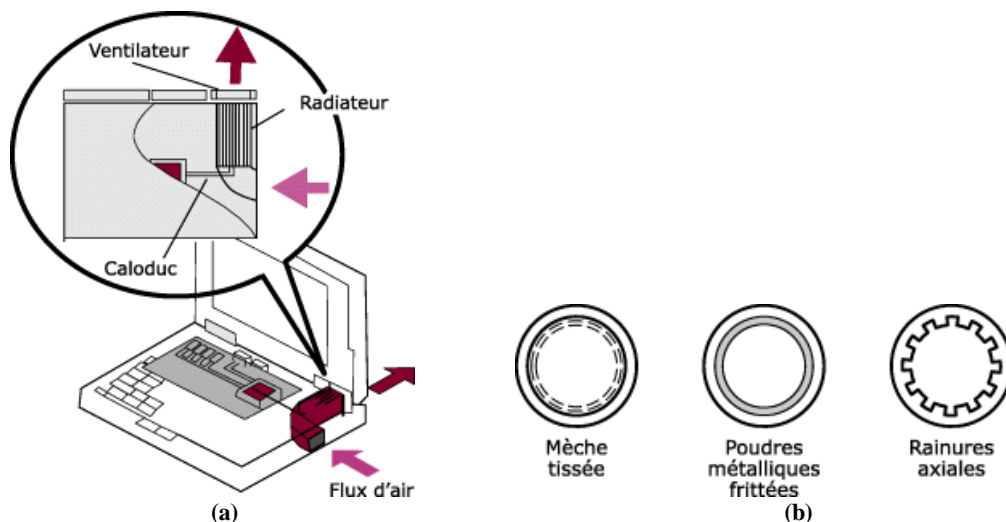


Figure 13 : (a) Caloduc pour ordinateur portable, (b) Réseaux capillaires les plus répandus

Il existe de nombreuses façons de réaliser les structures capillaires. Les plus répandues sont les mèches tissées, les poudres métalliques frittées et les rainures axiales (Figure 13-b). Les caloducs sont le plus souvent de forme cylindrique et réalisés par des méthodes classiques

d'usinage des métaux. Leur principal défaut est qu'ils sont lourds et s'intègrent pas toujours bien à un dispositif électronique.

#### 4.2.2. Gestion thermique locale pour les antennes RF spatiales [16]

Contrairement aux composants RF terrestre ou au sol, les composants spatiaux ne bénéficient pas d'un milieu gazeux omniprésent par lequel la convection naturelle ou forcée peut être employée pour le refroidissement. Par conséquent, la méthode traditionnelle de gestion thermique dans l'espace consiste à coupler le générateur de chaleur (composants RF) aux panneaux radiatifs par des drains thermiques (caloducs), ce qui ajoute du poids et des coûts importants pour le système. Avec un coût de charge utile de la navette spatiale aux environs de 10 K\$ par livre, les recherches sont orientées vers la réduction du poids des systèmes spatiaux. En conséquence, la NASA développe de nouveaux éléments légers tels que les antennes gonflables.

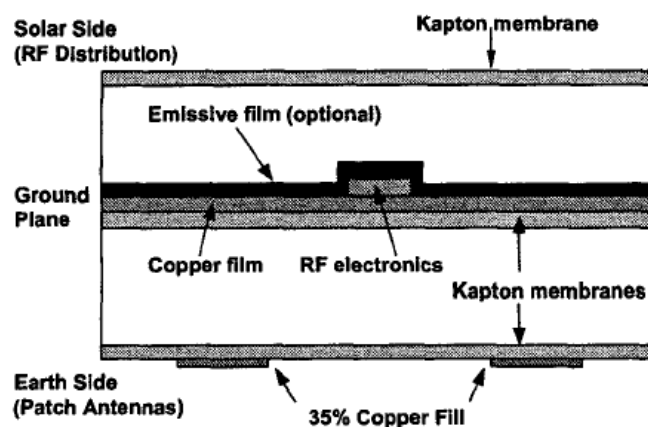


Figure 14 : Schématique de la structure d'une cellule unité employée dans un modèle spatial

L'approche appelée "gestion locale de la thermique" (LTM : local thermal management), est une technique d'évacuation de la chaleur dissipée qui peut éliminer la nécessité de caloducs encombrants et de panneaux radiatifs. Comme l'illustre la Figure 14, l'antenne gonflable se compose de trois couches:

- le niveau bas de l'antenne patch membrane qui fait face à la terre,
- le niveau du plan masse intermédiaire,
- le niveau supérieur : niveau de distribution électronique.

La structure particulière présentée Figure 14 est un élément d'un réseau d'antennes pour un radar à ouverture synthétique dans lequel la puissance dissipée du composant électronique RF devrait être d'environ 1.2 W. La dimension latérale de la cellule de base est de 10 cm. C'est environ la moitié de la longueur d'onde en espace libre à la fréquence désirée du radar basé dans l'espace (1.25 GHz).

L'approche LTM est basée sur le double usage du plan de masse au niveau RF. En plus de son rôle de réflecteur pour l'antenne patch, le plan de masse peut diffuser la chaleur de l'émetteur/récepteur RF lié à la surface et fonctionne comme un radiateur thermique (principalement dans la bande infrarouge). Le concept LTM fonctionne du fait que la couche supérieure (distribution) est généralement dirigée vers le fond froid de l'espace, avec le soleil comme source thermique variable. Par conséquent, la chaleur générée par les dispositifs actifs peut se propager et rayonner vers la couche "plan de masse" qui se compose d'un film de cuivre inclus entre une membrane Kapton (côté Terre) et d'une couche émissive (côté espace).

La chaleur est d'abord rayonnée entre la couche émissive et le niveau de la distribution, qui est aussi un film Kapton. Du fait de la forte émissivité dans plusieurs bandes de l'infrarouge du Kapton, il peut absorber le rayonnement thermique du plan de masse et le faire rayonner thermiquement dans l'espace.

#### 4.2.3. Une solution de refroidissement pour les modules d'amplificateurs de puissance dans les applications de téléphonie cellulaire mobiles [17]

Cet exemple étudie le chemin de refroidissement de la structure d'un échantillon de Multi Chip Module "MCM" RF. Le boîtier du MCM contient un amplificateur de puissance GaAs, constitué de plus de 20 transistors CMOS discrets sur 100 mm<sup>2</sup> et quatre couches de substrat. Le substrat MCM est constitué de vias (trous métallisés) thermiques et de plans métalliques afin d'améliorer la performance thermique. Un chemin de refroidissement amélioré est conçu en mettant en œuvre un chemin de chaleur prolongé afin de transférer la chaleur de la surface inférieure de l'interface du MCM vers l'antenne externe en utilisant un micro caloduc (micro heat pipe). Les résultats confirmés expérimentalement montrent une amélioration de près de 26% en performance thermique dans le package de MCM à l'aide d'un caloduc dans la mise en œuvre proposée.

Les caractéristiques du circuit d'essai et l'emplacement du MCM ont été sélectionnés pour maquetter une carte qui est typiquement utilisée dans une application de téléphonie mobile. Une grande quantité de vias thermiques, tous court-circuités au plan de masse, a été utilisée pour transférer la chaleur de la surface supérieure vers la carte de test externe. La Figure 15 montre le véhicule d'essai ainsi que la structure interne du conditionneur.

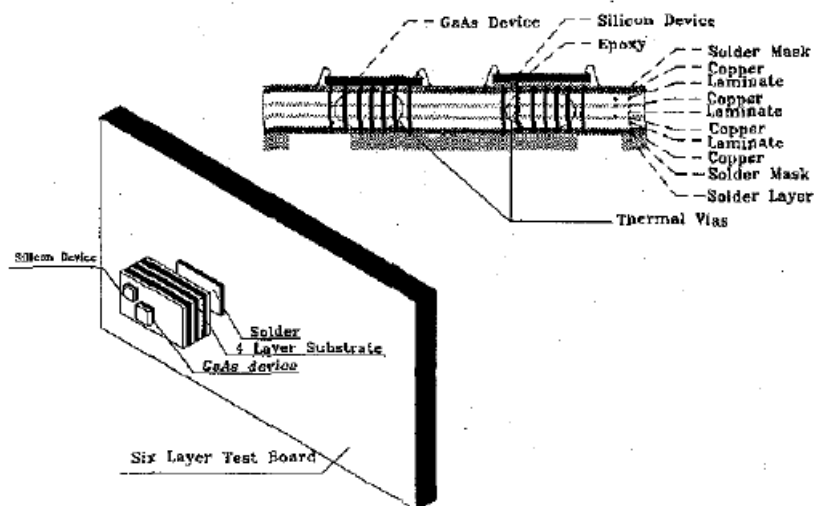


Figure 15 : Véhicule d'essai utilisé dans l'étude du refroidissement d'une carte pour téléphone portable

#### 4.2.4. Intégration au niveau Wafer d'une antenne on-chip et des passifs RF en utilisant la technologie du substrat poly-silicium ayant une résistivité élevée [18]

Cet exemple montre l'intérêt de la technique "wafer-level chip-scale packaging" (WLCSP) comme le collage adhésif de "wafer" et la formation des vias électriques à travers le wafer, combiné avec la structure radiofréquence sélectionnée. Ces nouvelles techniques rendent possible l'intégration de nouveaux matériaux pour la liaison standard d'un substrat silicium polycristallin haute résistivité (HRPS) à faibles pertes au noyau du wafer silicium RF ainsi que l'interconnexion électrique entre "wafers". Cela permet la réalisation d'une nouvelle variété de



structures RF (passifs à facteur de qualité  $Q$  élevé, lignes de transmission, plans de masse suspendus, antennes intégrées, blindage intégré, etc...). La technique WLCSP constitue une avancée certaine dans le conditionnement des circuits intégrés RF. Par rapport à d'autres solutions, comme les fibres de verre ou les couches épaisses de polymère (par exemple BCB, polyamide). La conductivité thermique des matériaux utilisés plus élevée et la simplicité de réalisation font de la technique HRPS une option très intéressante.

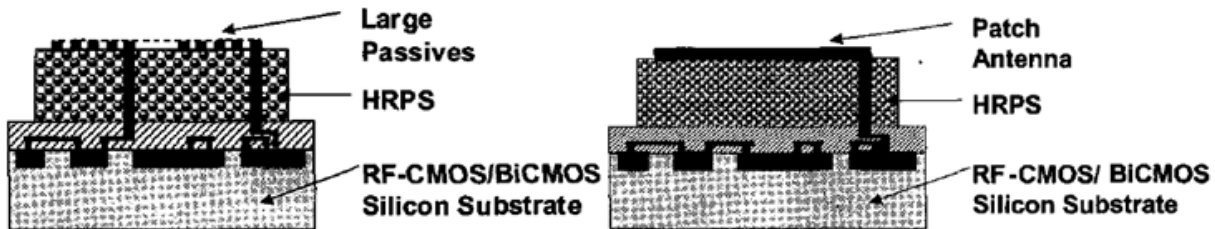


Figure 16 : HRPS utilisé comme espaceur en WLCSP pour l'intégration des passifs à  $Q$  élevé (gauche) et des antennes on-chip (droite)

La Figure 16 présente ce concept. La technique WLCSP est ici utilisée en plaçant le substrat HRPS directement sur le substrat de silicium RF. Cette solution permet l'intégration de dispositifs passifs à facteur de qualité élevé. La structure schématisée sur la Figure 16, bénéficie de la très bonne adaptation thermique et mécanique entre le noyau du wafer traité et l'espaceur HRPS.

## 5. Outils de conception

Dans ce paragraphe nous présentons les outils de conception utilisés dans le cadre de cette thèse. Ces outils peuvent être classés en trois types : électroniques, électromagnétiques et thermiques.

L'outil de conception électronique que nous avons choisi d'utiliser est le logiciel ADS (Advanced Design System) de la société Agilent Technologies [23]. Cet outil permet de faire des simulations 1D de circuits analogiques hyperfréquences, c'est-à-dire qu'il permet de rendre compte de phénomènes de propagation le long de lignes de transmission voire de guides d'ondes. Il permet la conception de circuits passifs à partir du moment où les discontinuités intervenant dans ces circuits ont été modélisés (schémas équivalents) ainsi que la simulation de performances de circuits actifs linéaires ou non linéaires. Il permet également l'analyse système et la co-simulation analogique/numérique. Du fait de son fort potentiel, cet outil très complet est de plus en plus utilisé dans le monde de la recherche universitaire et industrielle. Il permet d'obtenir un bon accord entre les simulations et mesures, pourvu que chaque entité intervenant dans la simulation soit bien caractérisée (matériaux) ou modélisée (dispersion des structures de propagation, discontinuités couplages parasites...). Nous utiliserons ce simulateur pour la conception des circuits de polarisation et des circuits d'adaptation de l'amplificateur de puissance, ainsi que pour la conception des filtres lorsque le couplage parasites entre éléments du filtre est faible. Dans le cas de structures complexes comportant de forts couplages entre ces éléments où la distribution des champs électromagnétiques a une influence importante sur le fonctionnement du circuit, le simulateur ADS est limité par sa nature 1D et il est nécessaire de faire appel à des simulateurs 2D ou 3D.

En hyperfréquence, les concepteurs raisonnent en terme d'énergie qui se propage le long de guide d'ondes, énergie transmise ou réfléchi, fréquence par fréquence. Outre les outils de

schématique et de "layout" qui doivent gérer des objets en trois dimensions, la base d'un outil de CAO en hyperfréquence est le moteur de simulation électromagnétique en 2 ou 3 dimensions. Dans ces conditions, et pour les simulations électromagnétiques, nous avons choisi d'utiliser le logiciel HFSS (High-Frequency Structure Simulator) de la société ANSYS basé sur la méthode des éléments finis. HFSS est l'outil de simulation standard pour la simulation 3D complète des champs électromagnétiques [24]. Ce logiciel est un logiciel « fréquentiel », bien adapté à la conception des circuits « faible bande » que nous étudions. HFSS permet de calculer, en tout point du maillage, les champs électriques et magnétiques et les courants, donc de déterminer les champs proches et, par transformation de Fourier, les champs rayonnés. De ce fait, ce logiciel permet aussi d'avoir une approche plus globale en calculant, pour chaque fréquence d'étude, les paramètres S d'un multipôle de géométrie complexe au prix d'un temps calcul important. Par la suite, ce résultat en paramètres S peut être réintroduit dans ADS pour permettre la simulation d'un dispositif associant un grand nombre d'éléments. Pour aider le concepteur, HFSS génère automatiquement un maillage efficace et précis bien adapté au type de résolution utilisé. Dans la suite de notre travail, nous utilisons HFSS lorsque les structures étudiées sont de géométrie complexe afin de localiser les zones de champs forts et en tirer des conséquences quant à l'évolution possible de cette géométrie. Nous l'utilisons aussi pour prendre en compte les couplages entre éléments liés à la topologie spécifique de circuits (circuits multicouches notamment) et en tirer des paramètres S afin de les réintroduire dans ADS. Nous l'avons enfin utilisé pour la conception des antennes.

Pour les outils de conception thermique, nous avons choisi d'utiliser le simulateur 3D COMSOL Multiphysics de la société Groupe COMSOL. Le logiciel COMSOL Multiphysics est, tout comme HFSS, basé aussi sur la méthode des éléments finis alliant généricité (mécaniques des fluides, électromagnétisme, mécaniques des structures, thermique) et puissance de calcul, permettant notamment d'étudier l'interaction entre différents phénomènes physiques. Il facilite toutes les étapes du processus de modélisation, la définition de la géométrie, la génération du maillage, la résolution, puis la visualisation des résultats [25]. Nous utilisons le simulateur COMSOL, dans la partie des travaux de thèse traitant de la gestion thermique, et notamment pour ce qui concerne la simulation du transfert de chaleur dans les structures étudiées.

Finalement, pour les "layouts" des circuits réalisés dans le cadre de thèse, nous avons utilisé les logiciels ADS et HFSS pour extraire les "layouts" des circuits simulés sur ces logiciels ou le logiciel "Altium Designer" couramment utilisé dans notre Laboratoire.

## 6. Conclusion

La variation d'enveloppe des signaux à forte efficacité spectrale donc à forte fluctuation de puissance instantanée, introduit des contraintes importantes sur les caractéristiques de l'amplificateur de puissance notamment sur le rendement et la linéarité. Les caractéristiques entrée sortie de ces amplificateurs doivent être les plus linéaires possible ce, pour des rendements souhaités de plus en plus élevés. Par ailleurs, la consommation et l'encombrement de ces amplificateurs doivent être réduits au maximum.

Le rendement va conditionner la minimisation de la consommation du système et simplifier la gestion thermique. La linéarité est évidemment nécessaire pour respecter l'intégrité du signal transmis et elle est primordiale pour simplifier d'éventuels systèmes de linéarisation associés souvent synonymes de consommation supplémentaire non négligeable.

Pour certaines applications radar utilisant des antennes à balayage électronique, l'influence de l'amplificateur de puissance est importante sur les performances globales de la chaîne d'émission notamment en ce qui concerne les distorsions de phase, celles-ci étant en partie reliées à la gestion de la thermique au niveau de chacun des modules.

Les signaux radiofréquences utilisés dans les systèmes de communication peuvent être divisés en deux types principaux :

- Signaux à enveloppe constante : ils utilisent principalement des modulations de fréquence ou de phase non filtrées, comme les modulations Q-PSK ou G-MSK (GSM) ou encore le signal radar. Le PAR pour ces signaux est de 0 dB. De tels signaux peuvent *a priori* être amplifiés par un amplificateur de puissance non-linéaire à haut rendement.

- Signaux à enveloppe variable : ils utilisent principalement des modulations d'amplitude analogiques ou numériques, modulations de phase filtrées etc..., comme les modulations Q-PSK filtré, QAM, OFDM ou encore le WCDMA. Le PAR pour ces signaux varie entre 5 et 11 dB. De tels signaux nécessitent l'utilisation d'un amplificateur de puissance linéaire capable d'amplifier de manière fidèle des signaux à grande dynamique d'enveloppe.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous plaçons donc dans le cas le plus contraignant à savoir l'étude de modules de puissance intégrés utilisant des modulations numériques complexes et donc capables de transmettre un débit d'information élevé.

L'objectif est de développer de manière maîtrisée des sous ensembles de puissance miniaturisés. Compte tenu de l'état de l'art sur les émetteurs de puissance à haut rendement et des technologies de réalisation présentées, les émetteurs de puissance fortement intégrés sont en général limités à une puissance de sortie inférieure à quelques watts. En considérant les besoins futurs, nous nous intéresserons donc à l'étude de modules de puissance dont la puissance de sortie est de l'ordre de 10 W, réalisés à partir de filières technologiques permettant d'intégrer dans des conditions proches de l'optimal les différentes fonctions passives et actives. Aussi, au vu des applications actuelles, des capacités technologiques et des composants disponibles commercialement, la bande de fréquence a été choisie autour de 2 GHz.

Dans ces conditions, les étapes à franchir pour aboutir à cet objectif sont les suivantes :

- L'étude des différentes filières technologiques proposées actuellement au niveau industriel afin de choisir celle permettant d'obtenir le meilleur compromis performance-taille-coût. Ce choix doit être complété par la détermination des paramètres de conception de la

filière technologique retenue afin de pouvoir fiabiliser la conception des modules envisagés. Cette caractérisation des paramètres de conception doit être une caractérisation « après process » des différents matériaux et motifs utiles à la conception.

- Le choix et l'étude d'architectures spécifiques d'amplificateurs de puissance permettant d'obtenir un rendement élevé pour des dynamiques du signal d'entrée importantes, ceci afin de minimiser, par la suite, les problèmes de gestion thermique des modules intégrés.

- La minimisation de la taille des circuits de refroidissement associés à l'amplificateur qui constitue à l'heure actuelle le frein principal à une plus grande miniaturisation des modules d'émission (antennes thermiquement actives). A ce niveau, il sera particulièrement important d'avoir une approche conjointe électromagnétique et thermique afin de préserver les performances des modules dont nous envisageons la réalisation.

- L'optimisation électrique et thermique ainsi que l'intégration des circuits passifs permettant d'obtenir les meilleures performances pour le module émetteur tant au niveau de l'amplificateur lui-même (optimisation des circuits d'adaptation de l'amplificateur de puissance et des circuits passifs intervenant dans l'architecture choisie) que pour les filtres duplexeurs situés entre la sortie de l'amplificateur et l'antenne dont les performances peuvent être impactées de manière importante par la variation de température.

Ces différentes étapes correspondent à la manière dont nous avons structuré les chapitres suivants.



# Chapitre 2 Les technologies de réalisation de l'émetteur de puissance

---

## 1. Introduction

La conception de l'émetteur de puissance doit être faite en fonction de la technologie de réalisation envisagée, il est donc nécessaire d'étudier, dans un premier temps, les différentes technologies possibles de réalisation afin de choisir celle qui permettra le meilleur compromis performance-taille-coût. Nous présentons dans ce chapitre les filières technologiques qui nous paraissent les plus adaptées à l'obtention d'un transmetteur miniaturisé en mettant en valeur leurs avantages mais aussi leurs inconvénients. Ce sont les exigences en termes d'encombrement, de rendement, de puissance, de coût et de performances qui guideront alors notre choix.

Nous présentons d'abord les différentes filières technologiques mono-couches permettant la réalisation des circuits passifs et actifs permettant l'élaboration d'un émetteur de puissance. Nous présentons ensuite les filières technologiques multi-couches et leurs possibilités actuelles quant à la réalisation de modules de puissance miniaturisés.

La filière technologique multicouche polymère ayant été choisie, nous proposons une méthode simple de caractérisation de celle-ci. Cette caractérisation est une caractérisation « après process » afin de pouvoir définir les caractéristiques électriques des éléments de circuit utilisés en fonction des propriétés des différents matériaux (matériaux diélectriques et matériaux conducteurs) « après process » et d'obtenir ainsi les grandeurs utiles à la conception. La méthode proposée est basée sur la mesure de paramètres S d'éléments de circuits spécifiques. Elle est complétée par la mise en œuvre d'une technique de mesure des pertes locales d'énergie électromagnétique à travers des lignes de transmission par imagerie infrarouge thermique.

## 2. Les différentes filières technologiques monocouches utilisées pour la réalisation d'émetteurs de puissance

La conception de l'émetteur de puissance doit être optimisée de façon à satisfaire les exigences en termes d'encombrement, de rendement, de puissance, de coût, et de performances. Il existe à l'heure actuelle plusieurs technologies monocouches susceptibles de répondre à ces exigences [26]. Cependant, chacune de ces technologies présentent des inconvénients inhérents à différents facteurs liés à la technologie elle-même. Nous présentons donc un bref aperçu de l'existant afin de faire le choix de la filière technologique qui, à notre avis, a le plus grand potentiel vis-à-vis des exigences multicritères énoncées précédemment.

## 2.1. Hybrides sur substrat à très forte permittivité relative [26], [27], [28]

Une première alternative consiste à utiliser la filière technologique dite « hybride ». Cette filière de type « circuits imprimés » permet, en utilisant des substrats faibles pertes, de synthétiser assez facilement les niveaux d'impédances faibles nécessaires à l'obtention de performances optimales pour l'amplificateur de puissance. Pour les substrats faibles pertes utilisés classiquement, cette technologie est handicapée par la dimension des circuits en bande L, bande dans laquelle sont actuellement développées les applications de communication avec les mobiles. Avec l'utilisation de substrats à très forte permittivité relative ( $\epsilon_r = 40$  par exemple), il est possible de diminuer de manière importante les dimensions des lignes de transmission. Les avantages de cette technologie sont non seulement la diminution de l'encombrement mais aussi la possibilité de réaliser les circuits d'adaptation permettant de présenter au transistor des impédances à partie réelle très faible ( $\sim 0.5$  ohms) dans une bande passante relativement large. Ceci est plus difficile à réaliser sur substrat classique (verre téflon par exemple). En utilisant la technologie hybride sur substrat forte permittivité relative, un rendement élevé associé à un faible encombrement peut donc être atteint. Cependant, il faut remarquer que cette valeur élevée de la permittivité du substrat n'est pas favorable à l'obtention de performances en rayonnement optimales pour l'antenne, surtout si l'on travaille à large bande.

## 2.2. La filière technologique hybride sur substrat à conductivité thermique très élevée [26], [30]

L'apparition de matériaux à haute conductivité thermique non toxiques tels que le nitrure d'aluminium a ouvert une voie importante pour la conception de circuits actifs. Ce substrat peut constituer un drain thermique très efficace capable d'évacuer la chaleur produite par la puissance non transformée des circuits actifs. Grâce à ce type de matériau, il est possible d'utiliser les transistors de puissance en puce nue et d'éviter ainsi les effets parasites associés à la présence d'un boîtier qui dégrade assez souvent les performances. La valeur typique de la permittivité relative de tels substrats est de l'ordre de 9. L'optimisation de l'encombrement et des performances d'un amplificateur de puissance peut être réalisée en utilisant des éléments localisés pour le circuit d'adaptation à l'entrée et des éléments distribués pour les circuits d'adaptation en sortie. Là encore, comme dans le cas précédent, l'utilisation de ce type de substrat n'est pas optimale pour la réalisation d'antennes intégrées.

## 3. Les différentes filières multi-couches pour la réalisation d'émetteurs de puissance compacts [31], [32]

On peut discerner trois grandes familles dans les filières technologiques multicouches en relation avec le type de matériau support utilisé (diélectrique ou semi-conducteur) et l'homogénéité des différentes couches utilisées dans la filière. Ces trois grandes familles sont :

- La filière technologique multi-couche utilisant comme support un matériau semi-conducteur, ces substrats pouvant éventuellement être des substrats semi-conducteurs à forte résistivité (MMICs).
- La filière technologique multi-couche homogène diélectrique à base de céramique crue LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) ou à base de matériaux polymères MLO (Multi Layers Organic).

- La filière technologique multicouche inhomogène (hybride) diélectrique (SOP), où plusieurs types des substrats diélectriques de différentes épaisseurs et de différentes permittivités sont utilisés.

Le choix qui est fait dépend d'une part des contraintes électriques, thermiques et mécaniques appliquées au module et, d'autre part, du coût et donc de la quantité de modules à développer.

### 3.1. La filière technologique utilisant un substrat semi-conducteur

Il est clair que l'utilisation de substrats semi-conducteurs et particulièrement du silicium peut paraître un choix judicieux compte tenu des propriétés mécaniques intéressantes (grande planéité, faible rugosité). Cependant, ce substrat est fragile, sujet à déformations et les pertes restent relativement importantes ce qui peut être pénalisant pour certaines applications.

L'utilisation de cette filière technologique a permis, en quelques années, de diviser le volume des frontaux radiofréquences pour communications mobiles dans un rapport de l'ordre de 40 ce, pour une même fonctionnalité globale [32]. Par ailleurs les limitations de cette filière sont données *a priori* par la densité de capacitance au  $\text{mm}^2$  et le type de « vias » potentiellement réalisables. Toutefois, aucun réglage du circuit final n'est possible et le coût du produit final dépend du nombre de lancement en fabrication (« run ») nécessaire à la mise au point de la puce.

La technologie MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit) est une technologie extrêmement intéressante du point de vue de l'intégration puisque basée sur l'utilisation d'éléments localisés en vue de la réalisation des circuits de polarisation et d'adaptation. Malheureusement, ces éléments, réalisés sur substrats semi-isolants, possèdent des performances intrinsèques (facteur de qualité, éléments parasites) qui ne permettent pas ou difficilement de répondre aux exigences des structures d'émission de puissance. En effet, les pertes induites dans les circuits d'adaptation notamment de sortie sont à l'origine de la chute importante du rendement. Par conséquent, tant que ces limites ne seront pas levées, l'intégration monolithique des émetteurs de puissance ne s'imposera que difficilement.

Notons à ce niveau qu'une autre manière d'optimiser l'encombrement et le rendement peut être obtenue en utilisant la technologie MMIC pour la réalisation de l'amplificateur jusqu'au drain du transistor de puissance, l'étage de sortie de ce circuit étant lui réalisé sur substrat à très forte permittivité relative.

En définitive, bien que la technologie MMIC soit indéniablement la meilleure en terme d'intégration, elle reste handicapée par les pertes induites dans les circuits d'adaptation, par le coût élevé et par les délais de fabrication. Par ailleurs, l'intégration d'antennes et de filtres dans ce type de technologie reste encore actuellement un problème ouvert en dépit des nombreuses études lancées sur ce sujet ces dernières années [33], [34].

### 3.2. La technologie LTCC

La technologie LTCC est une technologie multicouche utilisant des matériaux céramiques d'épaisseurs de  $10\mu\text{m}$  à  $50\mu\text{m}$ . Les conducteurs métalliques servent à définir les motifs des composants ainsi qu'à assurer les interconnexions entre les différentes couches. Les motifs sont alors formés par sérigraphie de métaux tels que l'argent (Ag), l'Or (Au) ou encore le Nickel (Ni). Ces technologies présentent des diélectriques en couches épaisses qui bénéficient



généralement d'une constante diélectrique stable en fréquence ainsi que de faibles pertes. Ces deux points favorisent la réalisation de dispositifs passifs ayant des coefficients de surtension élevés ( $Q > 60$ ). En LTCC, chacune des couches de diélectrique (et niveaux de vias associés) sont fabriquées en parallèle et ce, de façon indépendante d'un niveau à l'autre. Les motifs de métal sont ensuite sérigraphiés sur chacune des couches, qui sont alors alignées, empilées, pressées et recuites à des températures entre 800 et 1600°C [35].

Bien que les performances des technologies LTCC pour la réalisation de dispositifs passifs soient intéressantes [36], [37] (en raison des faibles pertes diélectriques), leurs performances d'intégration restent toutefois limitées avec des largeurs de lignes ( $> 50\mu\text{m}$ ) et des diamètres de vias ( $> 80\mu\text{m}$ ) élevés. Ces dimensions sont plus faibles que pour les MLO, mais elles restent importantes pour la réalisation de dispositifs ayant un très grand nombre de composants passifs. Par ailleurs, les coûts associés à cette filière technologique sont incompatibles avec la réalisation de séries limitées. La Figure 17 illustre des possibilités de la technologie LTCC, où l'on peut observer les différents niveaux d'un circuit multicouche, ainsi que le placement de puces à sa surface.

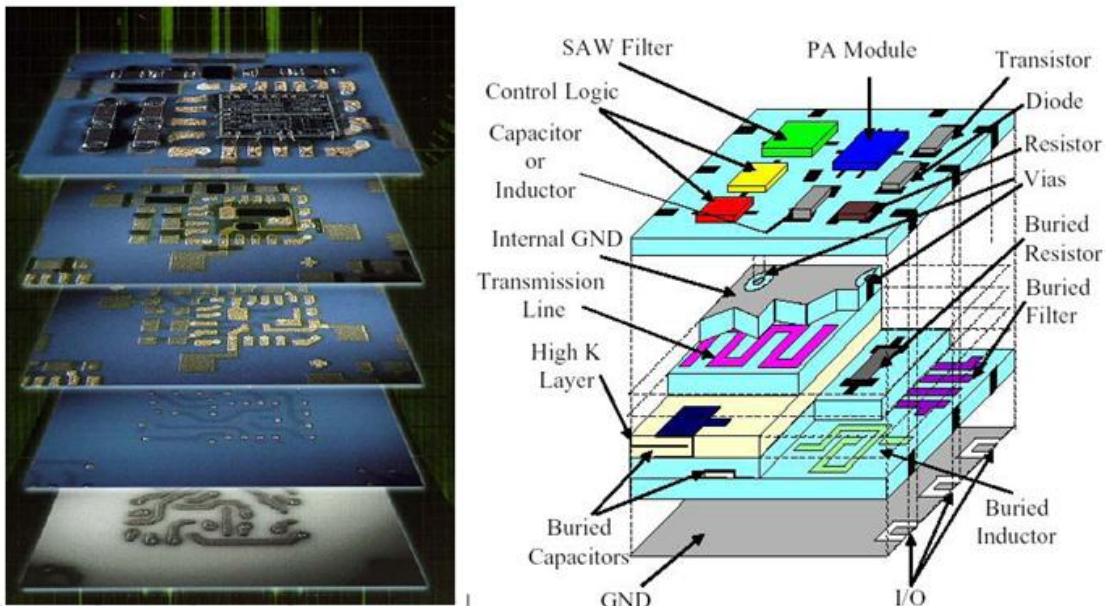


Figure 17 : Exemple de circuit LTCC multicouche

### 3.3. La technologie MLO

La technologie MLO est une technologie multicouche proche des circuits intégrés PCB (Printed Circuit Board) classiques. Ces circuits sont formés par empilement de couches diélectriques (FR4 par exemple) avec des connexions réalisées en cuivre. Cette technologie est actuellement utilisée dans les ordinateurs, dans de nombreux systèmes de communications sans fils, et dans la plupart des systèmes électroniques grand public. Les développements de la technologie MLO ont été focalisés pour la réalisation d'applications commerciales visant des marchés de grands volumes. Aussi, le principal critère d'optimisation de cette technologie est le coût de fabrication, souvent au détriment des performances. Les fortes tolérances ( $\pm 15$  à 20%) sur les motifs et interconnexions réalisés peuvent induire de grandes variations sur la réponse des composants [35]. L'utilisation de la technologie MLO pour la réalisation de dispositifs passifs RF tire avantage de larges et épaisses lignes de cuivre qui permettent de réduire les pertes conductrices. Cependant, le diamètre des vias ( $\sim 200\mu\text{m}$ ) est souvent supérieur aux dimensions

des lignes ( $\sim 120\mu\text{m}$ ), ce qui induit des discontinuités d'impédances pouvant entraîner des pertes par désadaptation lors d'une utilisation à des fréquences élevées (de l'ordre du GHz). De plus, les faibles performances d'intégration de cette technologie limitent son utilisation pour la réalisation de circuits RF utilisant un grand nombre de composants passifs.

### 3.4. La technologie SOP "System On Package"

La technologie dite « System-On-Package » propose une forte intégration sur un seul "chip". Elle est une forme avancée de la solution MCM (Multi Chip Module). Théoriquement, la nature de chacune des couches peut être choisie afin d'optimiser les performances de chaque sous fonction. En résumé, chaque sous fonction est réalisée dans la technologie la plus appropriée.

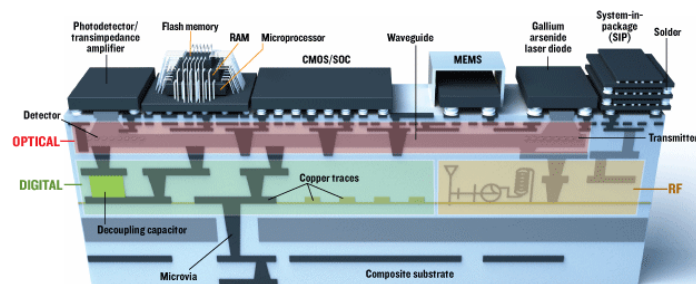


Figure 18 : Exemple d'un SOP "System On Package"

Dans cet esprit, les dispositifs actifs des derniers étages associés à l'émetteur récepteur sont réalisés dans les technologies les plus appropriées à l'obtention de performances élevées et intégrés sur la surface de la couche supérieure (Figure 18). Pour les autres couches, on peut utiliser les technologies les mieux adaptées pour les premiers étages (MMIC par exemple) ou les circuits passifs associés aux modules actifs (antenne, filtre,...). La technologie de chaque couche peut être choisie afin d'optimiser la fonction associée à cette couche.

Les éléments de base nécessaires au développement d'une filière technologique SOP viable en vue de l'intégration globale d'un frontal radiofréquence sont les composants passifs intégrés, les fonctions intégrées RF dont les filtres et les symétriseurs à haute performance et enfin les antennes.

Ceci est illustré par la Figure 19. Dans ce module l'antenne, les filtres, les résonateurs, les symétriseurs et tous les composants RF actifs et passifs sont réalisés à partir des technologies les plus appropriées pour obtenir les performances optimales pour chacun d'eux. Ils peuvent être intégrés dans un substrat céramique, comme dans le cas du LTCC, ou organiques, comme dans le cas de la filière multicouche organique (MLO).

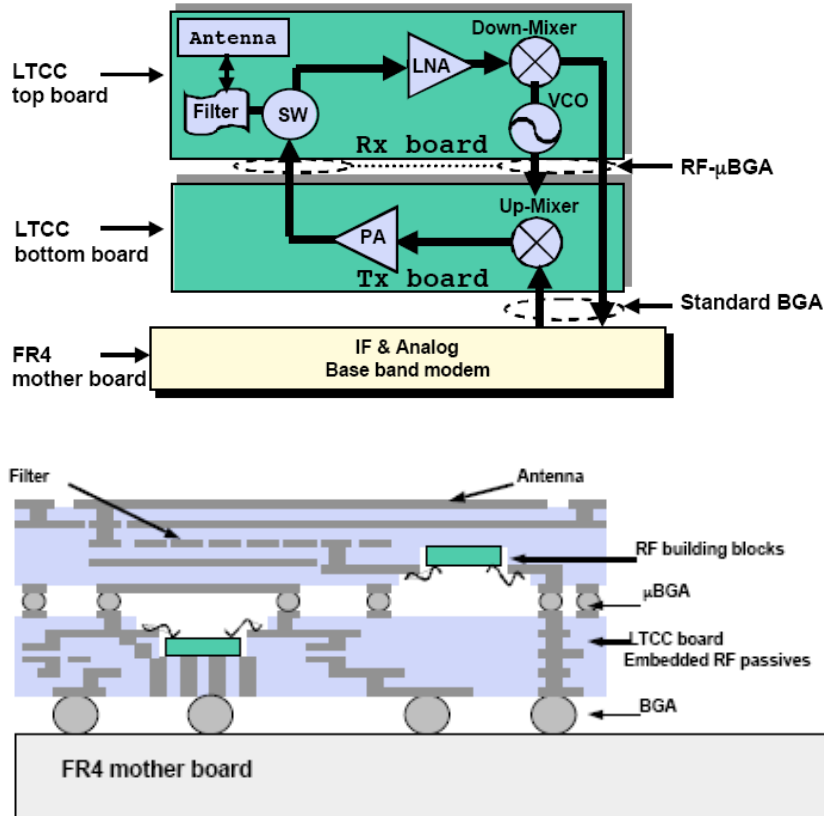


Figure 19 : Frontal radiofréquence réalisé à partir d'une filière technologique de type SOP

Un autre avantage de cette approche est que la redéfinition complète du système n'est pas forcément nécessaire pour modifier une partie du sous-système / module. Il est, en effet, possible de faire évoluer une sous fonction individuellement tant que son schéma d'interconnexion et ses empreintes sont restés les mêmes afin de rester compatible avec le "layout" du MCM.

Cette technologie nous permet aussi d'apporter un certain nombre de possibilités dans la gestion thermique du dispositif étudié. En effet, certains des éléments associés à l'amplificateur (antenne, circuit support) peuvent être utilisés pour dissiper la puissance continue non transformée, en liaison avec l'augmentation des surfaces d'échanges thermiques.

Les fonctions critiques étant réalisées dans une technologie ad hoc, il est possible de minimiser fortement les pertes et ainsi gagner sur la consommation et donc sur l'autonomie du module. Ce dernier point est extrêmement important pour les applications en télécommunications et en radar car il est directement lié à l'alimentation en énergie des circuits actifs.

### 3.5. Les possibilités actuelles des filières technologiques multicouches [32], [38], [39]

Les principaux travaux publiés ces dernières années sur le sujet l'ont été par Georgia-Tech associé à JMD (Jacket Micro Devices) [38]-[46]. La Figure 20 permet d'avoir une première description des possibilités offertes par cette filière technologique en vue de la réalisation de frontaux hyperfréquences associant des dispositifs actifs intégrés à des circuits passifs hautes performances.

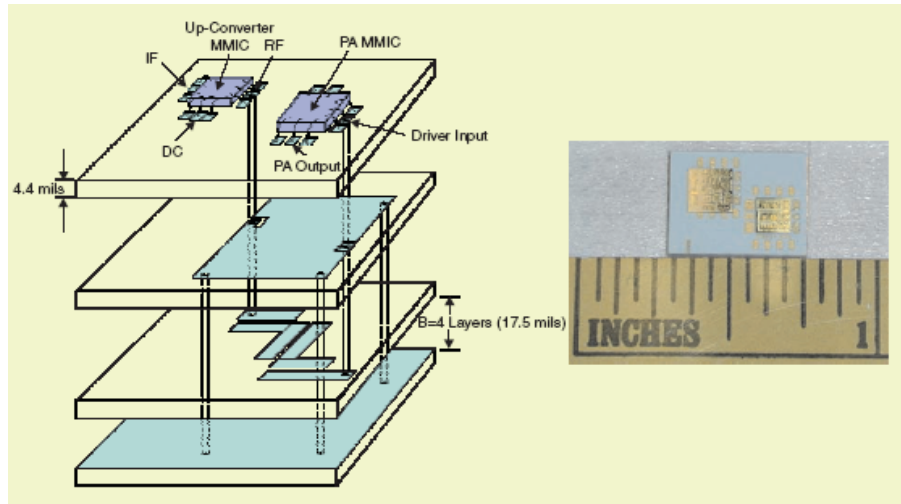


Figure 20 : Figure de l'amplificateur de puissance en SOP

La structure de base est un multicouche associant des substrats de faibles épaisseurs à faibles pertes diélectriques. Les fonctions passives (filtres, duplexeurs, symétriseurs) sont réalisées par gravure des métallisations recouvrant ces substrats. Entre ces éléments de circuits, il peut exister des couplages directs ou bien ces éléments peuvent être interconnectés par des trous métallisés (via holes). Des plans de masse peuvent aussi être réalisés entre chaque couche permettant de séparer complètement les différentes fonctions (blindage), cela a pour effet d'améliorer les propriétés mécaniques de module. On peut alors imaginer réaliser des structures complexes de petite taille en profitant au mieux de cette 3<sup>ème</sup> dimension d'intégration. Les différentes fonctions actives sont montées sur le plan supérieur (amplificateur de puissance, mélangeur, commutateur, etc...). L'amplificateur de puissance est une puce réalisée en technologie MMIC, le réseau d'adaptation de sortie avec un filtre d'harmoniques sont hors puce. La face inférieure du circuit comporte des plots permettant une liaison par « bumps » sur la carte mère (Figure 19).

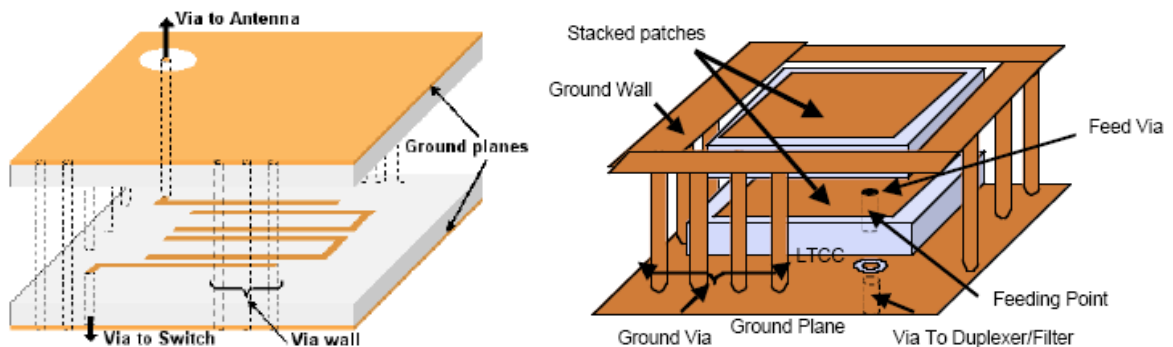


Figure 21 : Figure du filtre et de l'antenne réalisés en SOP

Un exemple de filtre intégré à une antenne dans une technologie multicouche est donné Figure 21. Un filtre multicouche intégré "On-package" offre une implémentation plus attrayante que les filtres discrets ou les filtres "On-chip". L'intégration des symétriseurs à l'intérieur du multicouche va aussi améliorer les performances et réduire les coûts du module RF.

Il est aussi envisageable d'intégrer l'antenne directement sur la face supérieure du module. Ceci a pour avantage de réduire les pertes liées aux interconnexions et de limiter la taille du dispositif. Nous remarquons que cette antenne est associée à des trous métallisés qui relient les plans de masse supérieur et inférieur afin d'éviter le couplage au mode TEM pouvant exister

entre plaques (mode du guide à plans parallèles sans fréquence de coupure). Compte tenu de cela, c'est, comme on peut le constater, l'antenne qui impose la surface globale du module, surface sous laquelle il sera nécessaire de faire rentrer l'ensemble des fonctions passives en utilisant la 3<sup>ème</sup> dimension d'intégration.

### 3.6. Conclusion

Compte tenu de l'analyse que nous venons de faire, il semble que la technologie de réalisation la mieux adaptée à l'étude d'émetteurs compacts associant l'amplificateur de puissance, le filtre duplexeur, l'antenne et éventuellement les circuits de linéarisation soit la filière technologique SOP ("System On Package") qui est une filière technologique multi-couche utilisant des substrats de types différents et permettant le montage de composants discrets sur les métallisations externes voire internes (filière technologique multicouche inhomogène). La technologie SOP est une filière technologique qui permettra d'intégrer, quand elle sera complètement maîtrisée, dans des conditions proches de l'optimal, les différentes fonctions passives et actives nécessaires à l'élaboration de modules d'émission réception RF complexes.

Dans ces conditions, il nous a semblé naturel et raisonnable, dans le cadre de cette thèse de privilégier cette filière technologique multi-couche polymère "hybride" pour le développement des sous ensembles de puissance miniaturisés. Cependant, pour devenir incontournable et comme nous le préciserons dans les perspectives de ce travail, cette technologie a encore besoin d'évoluer, notamment dans ces applications aux dispositifs très hautes fréquences.

Dans la partie suivante, nous proposons une méthode de caractérisation "in situ" de la filière technologique multicouche polymère faible coût proposée par ELVIA. Ce travail a pour but d'aboutir à un premier "design book" pour cette filière technologique. La méthode de caractérisation proposée permet *a priori* de prendre en compte les contraintes de réalisation (modification de la densité du matériau, paramètres de gravure). A terme, elle devrait permettre d'adapter les paramètres technologiques aux outils de conception classiques que sont pour les hyperfréquences des standards tels qu'ADS ou HFSS. Il est nécessaire pour cela, dans un premier temps, de déterminer séparément la tangente de l'angle de perte du substrat après pressage et la conductivité du cuivre après gravure. C'est ce que nous nous sommes efforcés de faire dans la méthode de caractérisation présentée ci-après.

#### 4. Caractérisation "in situ" d'une filière technologique multicouche « faible coût » [BP 6]

La conception précise de fonctions passives micro-ondes nécessite de pouvoir prendre en compte les paramètres « matériaux » associés aux substrats utilisés pour la réalisation de circuits imprimés. Ceci est d'autant plus important que la filière technologique utilisée est complexe et que l'on ne maîtrise pas complètement les évolutions de la densité des matériaux ou les contraintes qui leur sont imposées suite aux différents processus de mise en forme (pressage, gravure par exemple). Dans ce chapitre, nous proposons de décrire la méthode mise au point dans notre laboratoire pour caractériser les matériaux entrant dans une filière technologique donnée afin d'aboutir à la définition de caractéristiques matériaux après process. Ainsi, nous espérons avoir des conceptions plus précises puisque ces conceptions tiendront compte d'une part de l'outil de conception et, d'autre part, des différentes étapes technologiques liées au process.

Dans le meilleur des cas, les fabricants de substrats pré-métallisés fournissent une valeur de la tangente d'angle de perte des matériaux diélectriques mesurée à quelques fréquences, la conductivité du matériau conducteur étant le plus souvent donnée comme celle du matériau massif. Il est clair que ces valeurs ne correspondent pas à la réalité puisque, d'une part, la permittivité complexe des matériaux diélectriques peut évoluer de manière importante avec la fréquence et que, d'autre part, la conductivité du cuivre dépend de la manière dont il a été déposé voire de la manière dont il a été gravé. Il paraît donc intéressant lorsque l'on doit utiliser une filière technologique donnée de définir de manière plus précise ces grandeurs en fonction des étapes technologiques mises en œuvre dans la filière. Le développement de systèmes radiofréquences pour les applications domestiques nécessite la définition de filières technologiques faible coût permettant de réaliser par exemple des frontaux radio-fréquences sous la forme la plus compacte possible. Comme nous venons de le voir, une possibilité intéressante est de le faire dans une technologie de type SoP (System on Package) [39] faible coût. Pour cela, il est nécessaire d'associer des matériaux faciles à processor et de coût maîtrisés. Avec la société Elvia, nous avons donc envisagé, dans premier temps, le développement d'une filière technologique multi-couches à 6 couches présentée en Figure 22.

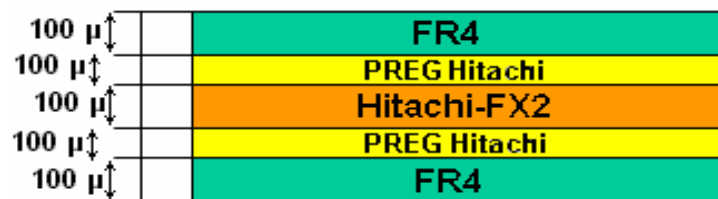


Figure 22 : Structure multicouches utilisant des matériaux FR4 et Hitachi-FX2

La caractérisation des paramètres matériaux de cette filière technologique passe par la caractérisation des substrats de base que sont les substrats FR4 et Hitachi-FX2, afin d'avoir des données de départ pour la caractérisation des composants de la structure multicouche. Nous présentons dans la section suivante cette caractérisation qui permettra de plus de bien étalonner la méthode de mesure en termes de phénomènes parasites associés.

#### 4.1. Méthode de caractérisation proposée

Les paramètres qu'il convient de définir pour avoir les éléments à utiliser par l'outil de conception (simulateur), lors de la conception d'un circuit, sont la tangente de perte, la permittivité relative du substrat et la conductivité du cuivre après gravure. La méthode de caractérisation proposée permet de déterminer ces paramètres pour la filière technologique multicouche.

Le circuit permettant la caractérisation est un circuit très simple puisqu'il consiste en trois lignes microrubans de largeurs différentes, l'une dont l'impédance caractéristique est de l'ordre de  $50\Omega$ , les deux autres sont supérieure (ligne de faible largeur) et inférieure à  $50\Omega$  (ligne de grande largeur). Un exemple de « layout » est présenté en Figure 23. L'analyse est faite à partir de la réponse en réflexion et en transmission de ces lignes de forte et faible impédance caractéristique. L'analyse des résultats obtenus avec la ligne  $50\Omega$  permet un recouplement des résultats obtenus.

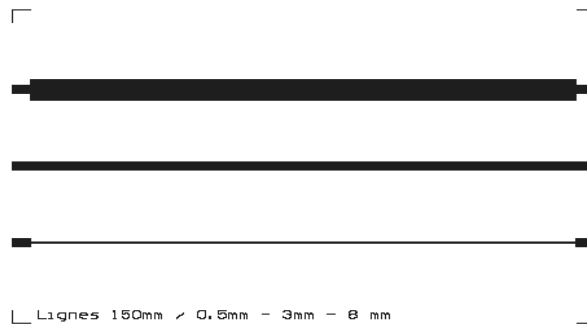


Figure 23 : «Layout» de la cellule de test pour la version connectorisée

A ce niveau il est important de mettre en exergue le fait que, puisque le mode de propagation est hybride (quasi TEM), la variation de l'impédance caractéristique en fréquence dépend très largement de la définition utilisée. Cependant, sur la bande de fréquences sur laquelle nous nous intéressons à caractériser les substrats processés (0-8 GHz), ces évolutions sont proches [47]. Il est cependant important de bien maîtriser les modèles d'évolution de cette impédance choisis dans l'outil de conception utilisé (en général la définition de l'impédance utilisant la puissance et le courant :  $Z_{ci}$ ) [48]. A partir des résultats de l'analyse expérimentale pour les deux lignes dont l'impédance caractéristique est différente de  $50\Omega$ , il est possible de déterminer la tangente de l'angle de perte et la conductibilité par comparaison avec le modèle théorique et la simulation.

#### 4.2. Modèle théorique

Le modèle théorique analytique va nous permettre de déterminer séparément la tangente  $\delta$  de l'angle de perte du substrat et la conductivité  $\sigma$  du cuivre. Ces deux paramètres seront déterminés à partir de la mesure des pertes dans les lignes de transmission et en comparant ces mesures avec le modèle théorique.

Nous allons développer une méthode pour calculer les pertes dans une ligne de longueur  $L$  et d'impédance caractéristique  $Z_0$  en utilisant la technique de multi réflexions sur les deux terminaisons de la ligne et la construction des ondes stationnaires sur la ligne comme elle est présentée par la Figure 24. Les impédances d'entrée et de sortie sont égales à  $50\Omega$ .

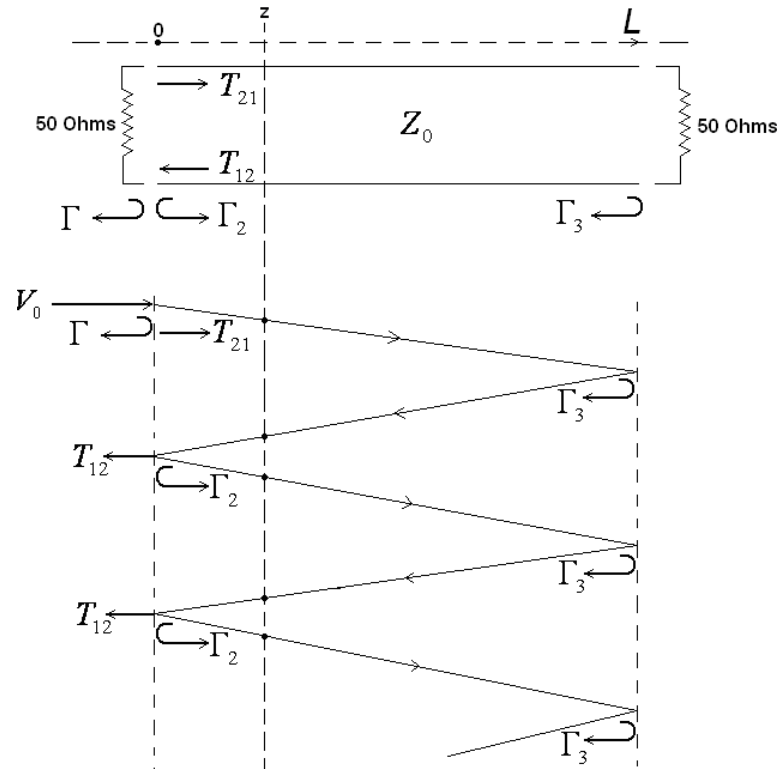


Figure 24 : Schéma de multi réflexions dans la ligne de transmission étudiée

La puissance associée aux pertes a été déterminée, pour chaque fréquence, en utilisant le bilan de puissance donnée par la relation (7), après avoir mesuré la puissance d'entrée  $P_{entrée}$  et les coefficients de réflexion et de transmission (paramètres S) :

$$P_{pertes} = P_{entrée} (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (7)$$

Dans cette expression, on néglige les pertes par rayonnement sur chacune des discontinuités d'entrée et de sortie des lignes étudiées.

$$P_d = P_{pertes} - P_r \quad (8)$$

Selon les équations de Maxwell pour les milieux à perte, la puissance moyenne dissipée par unité de volume  $Q$  en tout point  $(x, y, z)$  est exprimée en fonction des champs électrique et magnétique locaux [49], comme indiqué par la relation (9) :

$$Q(x, y, z) = \frac{\sigma}{2} \cdot |\vec{E}|^2 + \frac{\omega}{2} \cdot \left( \varepsilon'' \cdot |\vec{E}|^2 + \mu'' \cdot |\vec{H}|^2 \right) \quad (9)$$

où  $\sigma$  est la conductivité électrique,  $\omega$  est la pulsation ( $\omega = 2\pi f$ ) et  $\varepsilon''$ ,  $\mu''$  sont les parties imaginaires de la permittivité et la perméabilité, respectivement.

Chaque terme, exprimé en  $[W/m^3]$ , représente une source contributive aux pertes. Le premier terme correspond à la puissance perdue dans les conducteurs métalliques, le second terme représente la puissance perdue dans le matériau qui peut elle-même se décomposer en pertes diélectrique et magnétique.

Les substrats utilisés étant des substrats diélectriques, la puissance dissipée associée à chaque terme peut être déduite de la formule (9) après avoir négligé les pertes magnétiques. Donc des expressions générales pour la puissance dissipée par unité de volume (10) peuvent être écrites comme suit :



$$Q_1 = \frac{\sigma}{2} \cdot |\bar{E}|^2 \quad Q_2 = \frac{\omega \varepsilon''}{2} \cdot |\bar{E}|^2 \quad (10)$$

où :  $Q_1$  correspond à la puissance dissipée dans le conducteur et  $Q_2$  à celle dissipée dans le substrat diélectrique.

En ce qui concerne la densité de puissance perdue dans conducteurs, étant donné la fréquence de travail relativement élevée, celle-ci reste localisée à la surface du conducteur. La notion volumique associée perd alors son sens et il est possible de définir une densité de puissance surfacique dont la relation est donnée par (11).

$$q_1 = \frac{R_s}{2} \cdot |\bar{H}_t|^2 \quad (11)$$

où :  $\bar{H}_t$  est le champ magnétique tangentiel et  $R_s$  la résistance surfacique exprimée en ohms. En s'appuyant sur la relation (11), la perte de puissance dans les conducteurs par unité de longueur  $P_1$ , peut alors s'écrire :

$$P_1 = \frac{R_s}{2} \cdot \int_{\ell} |\bar{H}_t|^2 \cdot d\ell \quad (12)$$

De même, il est possible de définir les pertes diélectriques par unité de surface à travers la formule suivante :

$$P_2 = \frac{\omega \cdot \varepsilon''}{2} \cdot \int_s |\bar{E}|^2 \cdot ds \quad (13)$$

Comme nous faisons l'hypothèse d'une propagation « quasi TEM », les relations (14) donnant  $E$  et  $H_t$  en fonction de la position  $z$  sont dérivées du modèle à plans parallèles ("parallel plate model") [47] :

$$\left| \bar{E}(z) \right| = \frac{|V(z)|}{h} \quad \left| \bar{H}_t(z) \right| = \frac{|I(z)|}{2 \cdot (W_{eff} + t)} \quad |I(z)| = \frac{|V(z)|}{Z_0} \quad (14)$$

Les relations (14) peuvent être considérées comme une expression moyenne en prenant l'énergie électromagnétique uniformément répartie dans le plan xy orthogonal à la propagation et confinée dans une région limitée sur l'axe des y. Comme le montre la Figure 25, le champ électrique est uniforme en fonction de l'axe des x et confiné sur une largeur effective notée  $W_{eff}$  et calculée par la formule (15) [47]:

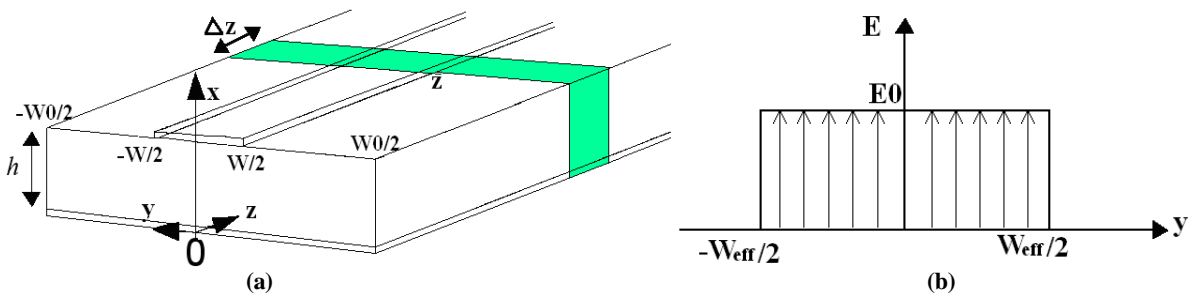


Figure 25 : Ligne de transmission microruban  
(a) Vue en coupe de la ligne microruban, (b) champ électrique en fonction de la position y

$$W_{eff} = W + \frac{W_e - W}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \quad (15)$$

où  $f_p = \frac{Z_0}{2 \cdot \mu_0 \cdot h}$  et  $W_e = \frac{120 \cdot \pi \cdot h}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{re}}}$ .  $\mu_0$  est la perméabilité de l'espace libre,  $\epsilon_{re}$  est la permittivité relative effective et  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne microruban.

Cette approche est cohérente avec l'analyse thermique des pertes dans les lignes microrubans présentée le paragraphe suivant (5). Dans un refroidissement par convection naturelle, la ligne de transmission peut être considérée comme une isotherme au plan orthogonal et le changement de puissance dissipée selon  $x$  et  $y$  dans le domaine  $[0 < x < h, -W_{eff} / 2 < y < + W_{eff} / 2]$  ne devrait avoir aucune influence significative sur la température. Ce point sera discuté dans le paragraphe suivant (5).

Après l'intégration des relations (12) et (13) et en utilisant les expressions (14), on trouve la puissance dissipée par unité de longueur en fonction du profil de tension  $V(z)$ , dans le conducteur et le substrat diélectrique, respectivement données par :

$$P_1 = \frac{R_s}{4 \cdot Z_0^2 \cdot (W_{eff} + t)} \cdot |V(z)|^2 \quad (16)$$

$$P_2 = \frac{\omega \cdot \epsilon''}{2 \cdot h} \cdot W_{eff} \cdot |V(z)|^2 \quad (17)$$

La relation (12) a été intégrée sur tout le contour  $\ell = 2(W_{eff} + t)$  et la relation (13) sur la surface  $S = W_{eff} \times h$  (voir Figure 25). De plus, le profil de tension  $V(z)$  a été obtenu par la construction d'ondes stationnaires par la méthode des réflexions multiples entre les extrémités terminales de la ligne, comme le montre la Figure 24. La superposition des ondes réfléchies et transmises conduit à un profil de tension complexe présenté par la relation (18):

$$V(z) = V_0 \cdot \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma^2 \cdot e^{-2\gamma L}} \cdot [e^{-\gamma z} - \Gamma \cdot e^{-2\gamma L + \gamma z}] \quad (18)$$

$V_0$  est la tension d'entrée. Comme les impédances d'entrée et de sortie de chaque ligne ont été choisies à  $50\Omega$ , le coefficient de réflexion est donné par :

$$\Gamma = \frac{Z_0 - 50}{Z_0 + 50} \quad (19)$$

$\gamma$ , constante de propagation complexe s'écrit :

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta \quad (20)$$

où  $\alpha$  est la constante d'atténuation totale et  $\beta$  est la constante de phase.

En utilisant la technique de superposition, il est également possible de déterminer le coefficient de réflexion total et le coefficient de transmission total présentés par les relations (21) :

$$\Gamma_{total} = \frac{\Gamma \cdot (1 - e^{-2\gamma L})}{1 - \Gamma^2 \cdot e^{-2\gamma L}} \quad T_{total} = \frac{(1 - \Gamma^2) \cdot e^{-\gamma L}}{1 - \Gamma^2 \cdot e^{-2\gamma L}} \quad (21)$$

Finalement, en utilisant les expressions (16) et (17), la puissance perdue  $P$  par unité de longueur, exprimée en  $\left[\frac{W}{m}\right]$ , peut s'écrire :

$$P = \left( \frac{R_s}{4 \cdot Z_0^2 \cdot (W_{eff} + t)} + \frac{\omega \cdot \varepsilon''}{2 \cdot h} W_{eff} \right) \cdot |V(z)|^2 \quad (22)$$

En divisant l'équation (7) par la longueur de la ligne  $L$ , la puissance des pertes totales par unité de longueur, peut aussi s'écrire de la manière suivante :

$$\frac{P_{pertes}}{L} = \left( \frac{R_s}{4 \cdot Z_0^2 \cdot (W_{eff} + t)} + \frac{\omega \cdot \varepsilon''}{2 \cdot h} W_{eff} \right) \cdot |V(z)|^2 \quad (23)$$

Pour une fréquence donnée, le concept est basé sur la comparaison entre les coefficients ( $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ) mesurés et les équations (21), pour déterminer  $\alpha$ .

Il est aussi possible de déterminer le profil de tension le long de la ligne de propagation  $V(z)$  à partir de (18). A l'aide de la mesure des coefficients  $S_{11}$  et  $S_{21}$  égaux respectivement à  $\Gamma_{total}$  et  $T_{total}$ , la puissance totale associée aux pertes  $P_{pertes,totale}$  peut être calculée en utilisant l'équation (7). A partir des mesures réalisées sur deux lignes d'impédances caractéristiques différentes, en s'appuyant sur l'équation (23), il est possible d'écrire un jeu de deux équations à deux inconnues  $R_s$ ,  $\varepsilon''$  (les pertes magnétiques étant ici nulles). A l'aide de ces deux paramètres, la tangente  $\delta$  de l'angle de perte et la conductivité  $\sigma$  peuvent alors être déterminées.

Compte tenu des fréquences de travail que nous utilisons, nous avons négligé la variation de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence. Aux fréquences plus élevées des modèles dispersifs peuvent être utilisés pour évaluer cette variation (par exemple modèle de Kirschning [50]). Comme nous l'avons spécifié précédemment, les pertes par rayonnement sont aussi négligées car il est possible de considérer que ces discontinuités réalisées sur les lignes sont faibles.

La Figure 26 présente un exemple de résultats obtenus, tenant compte d'une part des pertes, et d'autre part de la dispersion en fréquence pour un tronçon de ligne microruban à haute impédance caractéristique sur Hitachi-FX2. Les minimums en  $S_{11}$  correspondent à des fréquences telles que la ligne microruban est de longueur égale à  $n \frac{\lambda_g}{2}$  qui correspondent en même temps aux maximums en  $S_{21}$ .

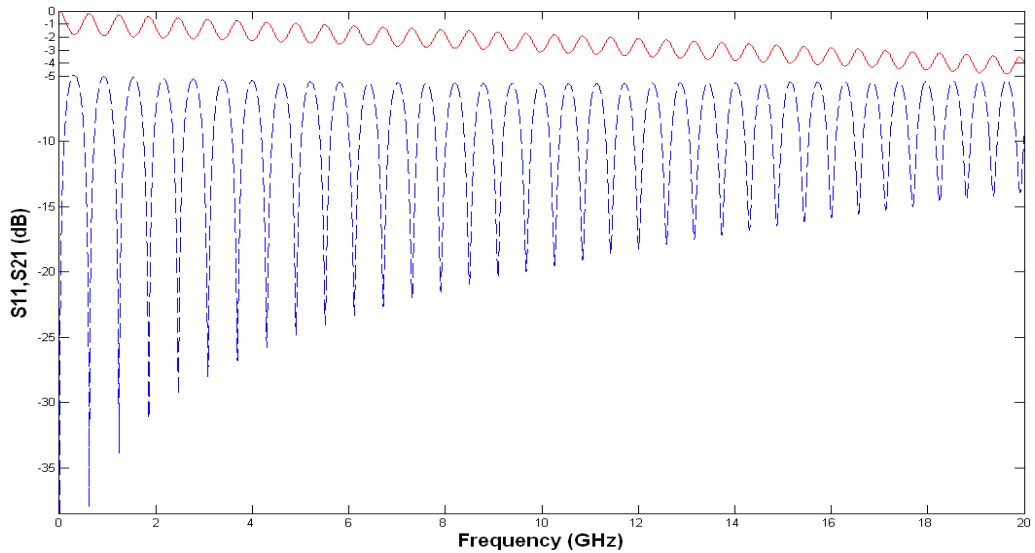
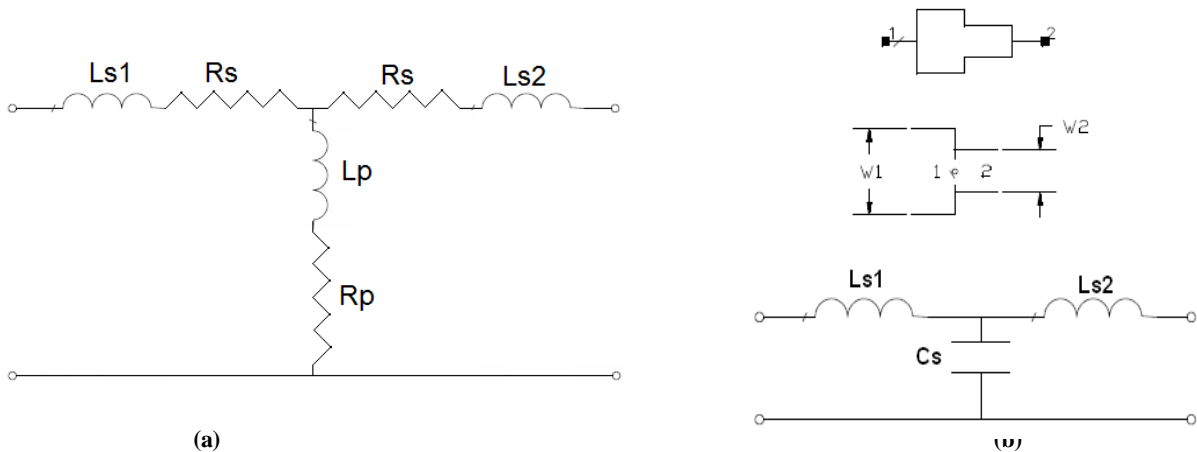


Figure 26 : Influence des pertes et de la dispersion calculées sur la réponse en fréquence  $S_{11}$  (---),  $S_{21}$  (—) d'un tronçon de ligne microruban sur Hitachi-FX2, ( $W=0.82\text{mm}$ ,  $h = 1.58\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=3.65$ ,  $\sigma = 5.813 \times 10^{-7}$ )

### 4.3. Comparaison simulations - mesures

Nous avons comparé les résultats obtenus à partir de ce modèle théorique à l'expérience. La Figure 29 présente un exemple de simulation et de mesure prenant en compte les pertes, la dispersion en fréquence et l'effet des accès (discontinuités entre la largeur de la ligne d'entrée  $50\Omega$  et la largeur de la ligne étudiée, discontinuités entre le connecteur coaxial  $50\Omega$ -SMA et la ligne  $50\Omega$ ). La première discontinuité est modélisée par deux inductances en série et une capacité en parallèle [51] comme présenté Figure 27. La deuxième discontinuité est modélisée par un circuit L-C parallèle. En première approximation, la valeur de l'inductance est déterminée à partir de l'expression de l'inductance d'un fil rond en espace libre [52] et la valeur de la capacitance est ajustée de manière à avoir un modèle aussi réaliste que possible.



(a) Figure 27 : Modèles électriques : (a) de via hole, (b) de la discontinuité en largeur

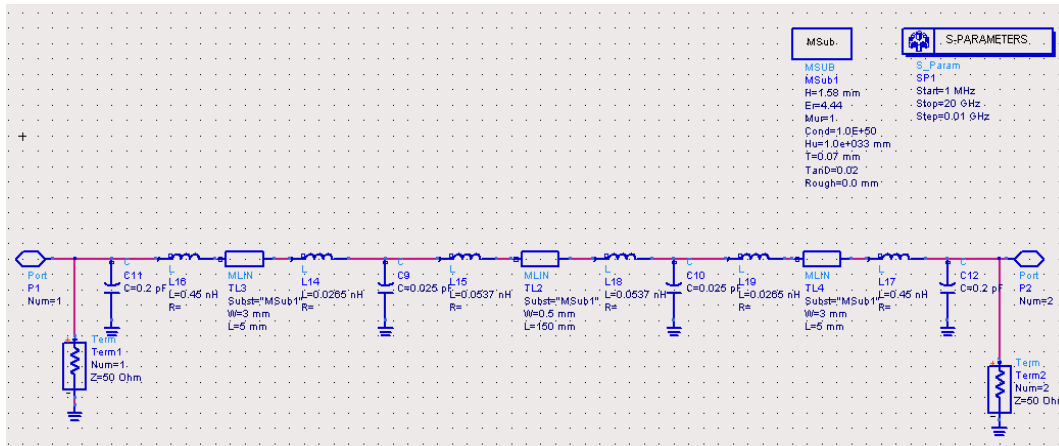


Figure 28 : Circuit utilisé dans la simulation pour un microruban sur FR4

La Figure 28 présente le circuit équivalent, tenant compte des deux discontinuités, utilisé dans le logiciel ADS pour atteindre les résultats présentés dans la Figure 29. Les valeurs moyennes de  $\epsilon_r$  utilisées dans le modèle ADS sont extraites à l'aide du logiciel AppCAD en relevant les fréquences telles que la longueur de la ligne est proportionnelle à une demi longueur d'onde guidée (i.e.  $n \frac{\lambda_g}{2}$ ). Il est ensuite nécessaire d'ajuster par "tuning" la valeur de  $\tan \delta$  afin de corréliser au mieux la réponse simulée du modèle avec celle de la mesure.

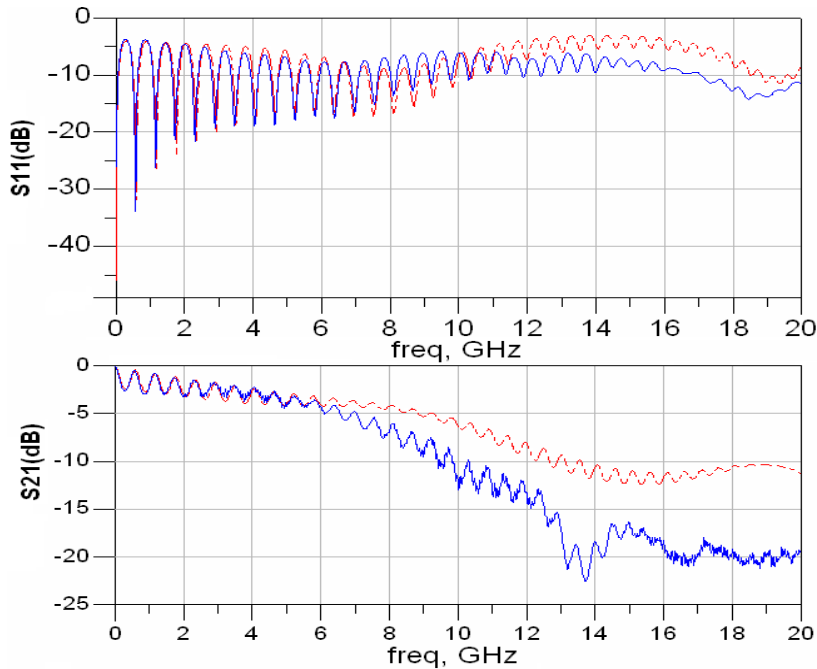


Figure 29 : Test Monocouche FR4, ( $W=0.5\text{mm}$ ,  $h=1.58\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=4.4$ ,  $\text{tg}\delta= 0.02$ )  
simulation (---), mesures (—)

La Figure 29 présente un exemple de réponse en fréquence pour l'une des lignes réalisée sur FR4 en tenant compte des pertes, de la dispersion en fréquence des lignes et des discontinuités des accès. Comme il était prévisible, si le modèle de pertes constantes reste valable jusqu'aux environs de 6 GHz, il ne l'est plus du tout au delà de cette fréquence. Pour corriger la réponse en  $S_{11}$  et  $S_{21}$  et ainsi converger vers un modèle plus proche de la mesure, nous devons réduire l'incidence des accès. Pour cela, il est nécessaire de réduire la longueur des accès  $50\Omega$  ainsi que l'inductance du connecteur en réduisant la longueur du fil simulant la présence du connecteur. La Figure 30 présente les courbes mesurées et simulées obtenues après correction. On peut observer que même si l'on considère les pertes du matériau constantes avec la fréquence, ce qui

est sans doute un peu simpliste, ce modèle est valable au moins jusqu'à 6 GHz. Il est donc suffisant pour l'objectif que nous nous sommes fixés *a priori*.

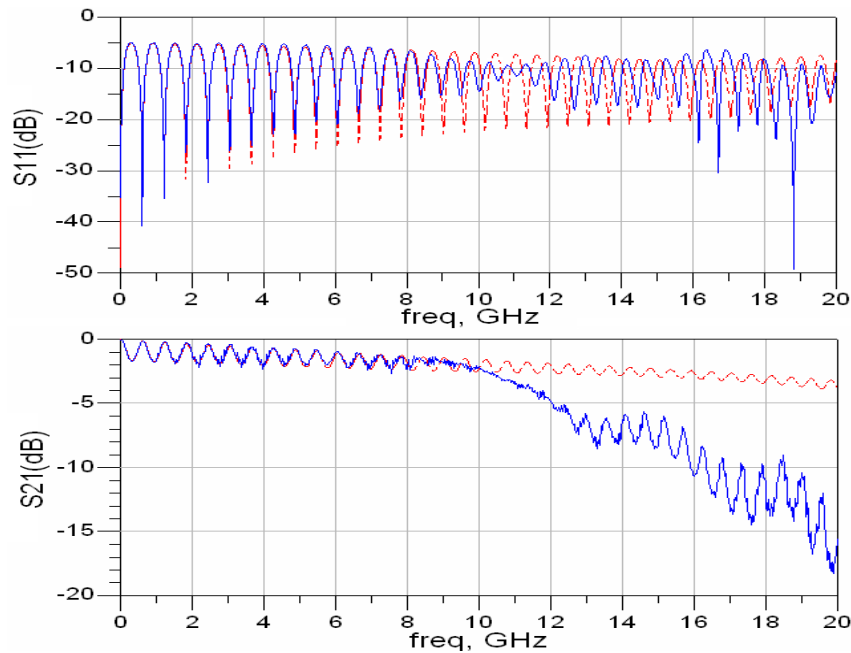


Figure 30 : Test Monocouche Hitachi-FX2, ( $W=0.93\text{mm}$ ,  $h=1.58\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=3.65$ ,  $\text{tg}\delta=0.007$ )  
simulation (---), mesures (—)

Pour ces courbes corrigées, nous avons appliqué notre méthode en utilisant deux lignes microrubans d'impédance caractéristique différente et comparé le modèle théorique avec les mesures pour les fréquences correspondant à une longueur égale à  $n \frac{\lambda_g}{2}$ . Nous en avons déduit les valeurs moyennes de  $\tan \delta$  et de  $\sigma$ .

La Figure 31 présente les courbes mesurées et simulées obtenues pour des lignes multicouches Mid-layer avec les substrats FR4, Preg Hitachi-FX2 et Hitachi-FX2. De meilleurs résultats pour les lignes en couches intérieures dans la structure multicouche ont été obtenus comparativement aux lignes sur les couches supérieures pour les fréquences supérieures à 6 GHz. Ceci est sans doute lié à la nature non dispersive du mode propagé (mode TEM).

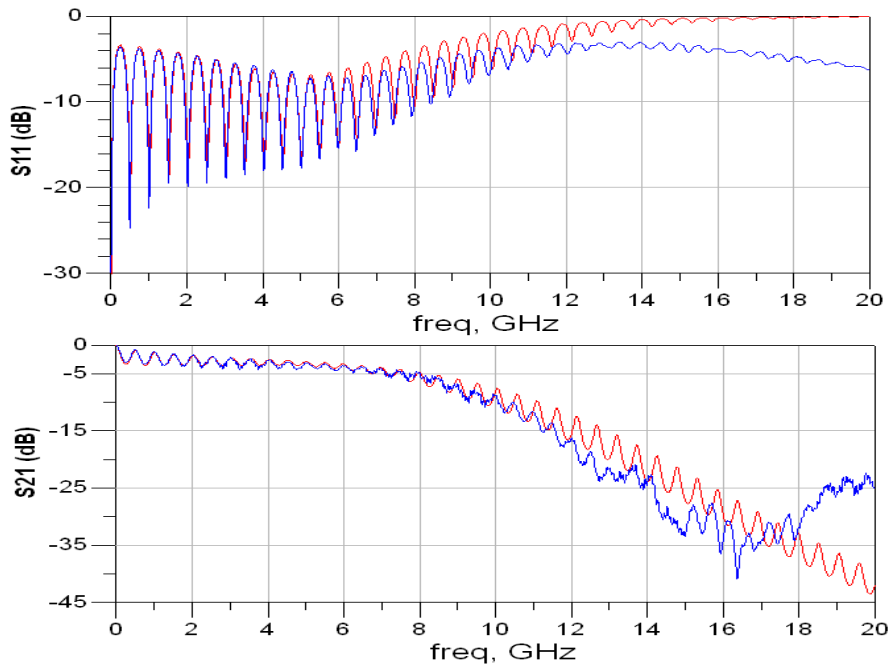


Figure 31 : Test Multicouches (FR4, Preg Hitachi-FX2 et Hitachi-FX2), (W=0.4mm, h=0.1mm) simulation (---), mesures (—).

#### 4.4. Résultats et Discussion

Le Tableau 4 présente la valeur moyenne de ces deux paramètres dans la bande (0–6 GHz) dans laquelle les deux matériaux peuvent être utilisés dans de bonnes conditions.

Tableau 4 : Résultats concernant les matériaux de base.

Substrat	$\epsilon_r$ fab.	$\epsilon_r$ mes.	$\tan \delta$ fab.	$\tan \delta$ mes.
FR4	4.6	4.4	0.02	0.02
HITACHI	3.41	3.65	0.0055	0.007

La conductibilité moyenne du cuivre traité est alors de l'ordre de  $1.15 \times 10^7$  pour des épaisseurs de métallisation standards de  $35 \mu\text{m}$ , par contre la valeur de la conductivité du cuivre massif fréquemment utilisée dans les outils de conception est  $5.318 \times 10^7$ . Nous voyons notamment que le substrat HITACHI-FX2, substrat faible coût vis à vis des substrats hyperfréquences polymères plus traditionnels, présente des caractéristiques tout à fait intéressantes pour la conception de circuits passifs en bande centimétrique. Dans ces deux cas, nous avons déterminé une valeur moyenne de ces deux paramètres qui permet d'améliorer la précision des résultats de simulation dans la bande 0–6 GHz. Afin de lever la limite fréquentielle du modèle, il est possible d'intégrer dans celui-ci la dépendance fréquentielle de ces deux paramètres. De plus, un modèle électrique plus fin des accès ainsi qu'une définition plus appropriée de  $Z_c$  devrait permettre d'améliorer la bande d'utilisation de ce modèle.

Pour compléter cette caractérisation électromagnétique des matériaux utilisés dans les technologies multi-couches « hybrides », nous avons également étudié la possibilité de la caractériser du point de vue des pertes en développant un banc de visualisation basé sur la technique de thermographie infra-rouge. C'est l'élaboration de ce banc de mesures et les résultats obtenus sur le circuit de test proposé que nous présentons dans le paragraphe suivant.

## 5. Détermination des pertes électromagnétiques dans les lignes de transmission par thermographie infrarouge [BP 2]

La méthode de caractérisation électromagnétique des matériaux utilisés, présentée précédemment, est basée sur les mesures des pertes électromagnétiques dans les lignes de transmission de largeurs différentes à partir des mesures de ses coefficients de transmission et de réflexion. Ces pertes électromagnétiques le long de ces lignes planaires peuvent être également mesurées en s'appuyant sur la méthode de thermographie infrarouge.

L'imagerie infrarouge est une technique, sans contact, permettant de mesurer la température ce, pour une large gamme d'applications [53]-[60]. Cette technique a été utilisée aussi bien pour déterminer les points chauds et les sources de chaleur localisées dans des circuits intégrés [54], [55], comme des défauts dans les matériaux du sous-sol (voir par exemple [56]). Récemment, l'imagerie infrarouge a été utilisée pour étudier les pertes de puissance dans les dispositifs RF et les lignes de transmission [53], [BP 7], [57] et mettre en évidence les phénomènes couplés de transport électromagnétique et thermique. Ces phénomènes couplés ont déjà été étudiés pour de nombreuses applications en ce qui concerne le chauffage micro-ondes (voir par exemple [58], [59], [60]).

Dans ce paragraphe, nous présentons une technique originale de mesure des pertes locales d'énergie électromagnétique des lignes de transmission en utilisant la thermographie infrarouge. Afin de valider cette technique, un modèle analytique exprimant le profil de puissance dissipée à travers une ligne de transmission a été développé, la perte électromagnétique et l'augmentation de la température induite par la dissipation sont numériquement étudiées en fonction des caractéristiques des lignes. Un dispositif de mesure a été développé et plusieurs maquettes ont été fabriquées et testées.

### 5.1. Définition du banc de mesure

Pour cette technique de mesure, les pertes électromagnétiques locales des lignes de transmission microrubans sont déterminées par l'analyse de l'élévation de température induite par la dissipation de puissance. La dissipation locale est estimée par ajustement de la température en régime permanent, mesurée par caméra infrarouge à chaque point des lignes sous test. Un modèle analytique de la puissance électromagnétique dissipée dans les lignes a été spécifiquement développé. Les résultats théoriques sont comparés avec les mesures infrarouges.

La structure microruban étudiée (DST) est identique à celle utilisée précédemment pour la détermination des paramètres de conception « après process ». Elle est présentée en Figure 32. Elle est composée de trois tronçons de lignes en cuivre de 0,5 mm, 3,0 mm et 8,0 mm de largeur, gravées sur un substrat époxy (FR4) de 1,58 mm d'épaisseur. L'épaisseur de métallisation pour le plan de masse et les lignes est de 35  $\mu\text{m}$ .

Comme dans les mesures précédentes, l'impédance caractéristique de la ligne 3 mm est de 50 $\Omega$ , l'impédance caractéristique des lignes de largeur 0.5mm et 8mm étant respectivement de 110 $\Omega$  et de 25 $\Omega$ . Pour uniformiser la connexion aux systèmes de mesure, des tronçons de lignes 50 $\Omega$  sont insérés devant et derrière ces deux dernières lignes.

Le banc de mesure est présenté Figure 33. Le dispositif microruban (1) est excité par un générateur de signal RF (3) fonctionnant dans la bande de fréquences de 9 kHz - 21,2 GHz.



L'impédance de sortie est de  $50\Omega$  et il fournit une puissance maximum 30 dBm (1 W). Un mesureur de puissance (wattmètre) permet de mesurer la puissance d'entrée et de sortie aux deux ports (4), celui-ci fonctionne dans la bande de fréquences 500 kHz - 18 GHz, l'impédance d'entrée est de  $50\Omega$ , la puissance maximale admissible en entrée de 0.3W. Les mesures sont effectuées après application d'un signal RF à puissance d'entrée donnée et à fréquence donnée. La température est mesurée après avoir placé le système d'imagerie infrarouge (5) en face du DST (1). Le système d'imagerie infrarouge THV-320 (Flir Systems Thermovision) (5), fonctionne avec des microbolomètres non refroidis pour des longueurs d'ondes comprises entre 8-12  $\mu\text{m}$  avec une résolution de 320 pixels (hauteur) et 240 pixels (largeur). La résolution spatiale du système d'imagerie (5) a été estimée à environ 500  $\mu\text{m}$ . En outre, des thermocouples de type K (6) de 0,1 mm de diamètre sont disposés à la surface du dispositif pour effectuer la calibration. La température ambiante (7) est mesurée par une sonde protégée contre le rayonnement thermique. Pour une meilleure précision dans la mesure de température, la face avant du dispositif d'essai est couverte par une peinture noire d'épaisseur de 50  $\mu\text{m}$ . L'émissivité mesurée de la peinture noire est de 0.93. Aussi, l'erreur absolue sur la température mesurée est estimée à  $\pm 0,1^\circ\text{C}$ .

Les coefficients de transmission et de réflexion (paramètres S) sont mesurés avec un analyseur de réseaux fonctionnant dans la bande 10 MHz-50 GHz. Pour obtenir une puissance d'entrée plus élevée, les lignes ont été excitées à travers deux amplificateurs de puissance différents combinés avec le générateur de signaux (3), selon la fréquence appliquée. Le premier amplificateur peut fournir 2 Watts de puissance pour les fréquences de 1 à 2 GHz et le second 5.6Watts pour les fréquences plus élevées. Comme les puissances d'entrée maximales pour le wattmètre et l'analyseur de réseau sont limitées à 0.3W et 1W, respectivement, des atténuateurs de puissance ont été utilisées pour ces mesures.

Après avoir mesuré la puissance d'entrée et les coefficients de transmission et de réflexion (paramètres S), la perte de puissance est déterminée, pour chaque valeur de fréquence, en utilisant la relation (7).

La permittivité relative du substrat est de 4,6. La conductivité thermique et la constante diélectrique de la peinture noire sont proches de ceux du FR4, car ils sont tous deux fabriqués à partir des matériaux époxydes. La variation de fréquence de résonance est de l'ordre de 2% après le dépôt de la peinture noire. Ainsi, la fréquence de résonance, la puissance dissipée et la température ne sont pas significativement modifiées après dépôt de cette couche.

Afin de minimiser le bruit, chaque image infrarouge a été enregistrée après moyennage de 100 images pendant environ 2 minutes. La précision de la mesure a été encore améliorée en soustrayant les images infrarouges obtenues sans signal RF à la température ambiante.

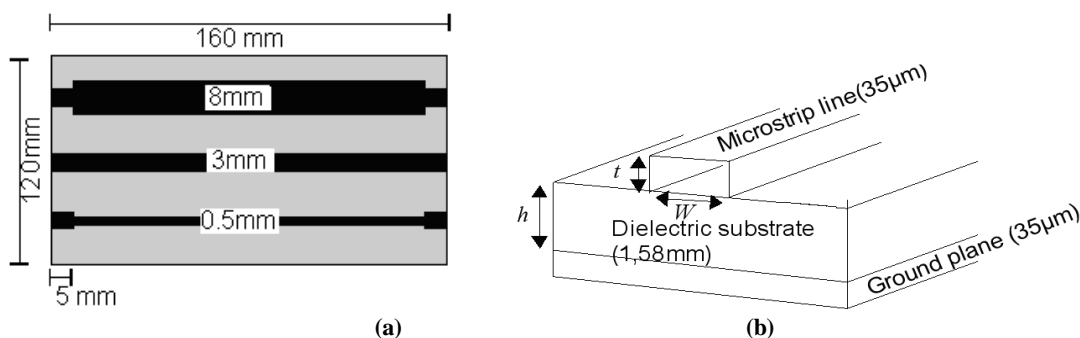


Figure 32 : Cellule de test microruban (DST) pour la détermination des pertes par thermographie infrarouge (a) Vue en face avec trois tronçons de ligne de cuivre  $W= 0.5\text{ mm}$ ,  $3.0\text{ mm}$  and  $8.0\text{ mm}$  en largeur et  $150\text{ mm}$  en longueur, gravées sur substrat époxy FR4. (b) Vue détaillée de la ligne microruban

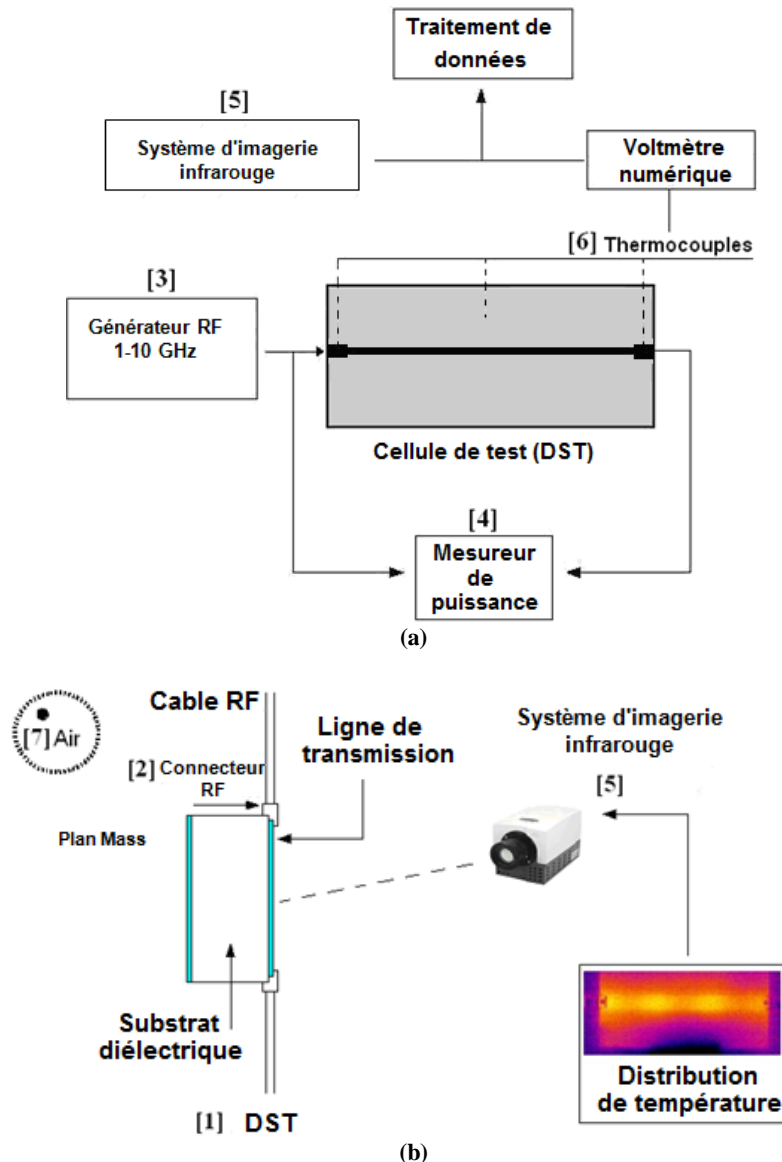


Figure 33 : Banc de mesure des pertes dans les lignes de transmission par thermographie infrarouge  
 (a) Vue Schématique en face du DST 'ligne de transmission', (b) Vue détaillée de DST positionné verticalement

## 5.2. Modèle analytique

Cette partie présente une analyse théorique concernant les pertes d'énergie électromagnétique lors de la propagation du signal à travers une ligne de transmission microruban, et l'augmentation de la température induite par la dissipation de puissance. Les pertes électromagnétiques et la température en régime permanent ont été étudiées en fonction de la longueur d'onde du signal et des caractéristiques des lignes.

Deux modèles analytiques équivalents des pertes, le premier électromagnétique et le second thermique, ont été étudiés. Dans la présente analyse, seule la convection naturelle de refroidissement de l'air est considérée.

### 5.2.1. Modèle électromagnétique

Le modèle analytique électromagnétique est basé sur la technique de multi réflexions sur les deux portes de la ligne et la construction d'ondes stationnaires sur la ligne. Cette technique a

déjà été présentée dans le paragraphe précédent. La puissance  $P$ , exprimée en  $\left[\frac{W}{m}\right]$ , associée aux pertes totales par unité de longueur est donnée par la relation (22).

La Figure 36-c présente le profil de puissance dissipée pour  $L = 150\text{mm}$  et  $W=0.5\text{mm}$  calculé par l'équation (22) à la fréquence 2.308GHz. La longueur de la ligne est un multiple de la demi-longueur d'onde  $L=4 \cdot \frac{\lambda_g}{2}$ . Dans ce cas, la longueur d'onde est de 75 mm. La constante diélectrique du substrat et la tangente de perte sont celles proposées par le fabricant ( $\epsilon_r = 4.6$ ,  $\text{tg}\delta=0.02$ ) et la conductivité ( $\sigma$ ) est celle du cuivre massif. La Figure 35-c, présente le profil de puissance dissipée pour  $L = 150\text{mm}$  et  $W = 8\text{mm}$  à la fréquence 1,288 GHz. La longueur de la ligne est  $L = 2 \cdot \frac{\lambda_g}{2} + \frac{\lambda_g}{4}$ . La longueur d'onde est de 120 mm.

Les profils des pertes de puissance sont directement reliés aux ondes stationnaires apparaissant sur la ligne. Comme prévu, la distance entre deux pics de puissance est de  $\frac{\lambda_g}{2}$ .

### 5.2.2. Modèle thermique

La distribution de la température en régime permanent sur la ligne de transmission microruban a été obtenue en résolvant l'équation de la conduction de chaleur en trois dimensions (24) pour chaque composant homogène de la structure :

$$k_{x,i} \frac{\partial^2 T_i}{\partial x^2} + k_{y,i} \frac{\partial^2 T_i}{\partial y^2} + k_{z,i} \frac{\partial^2 T_i}{\partial z^2} = -Q_i(x, y, z) \quad (24)$$

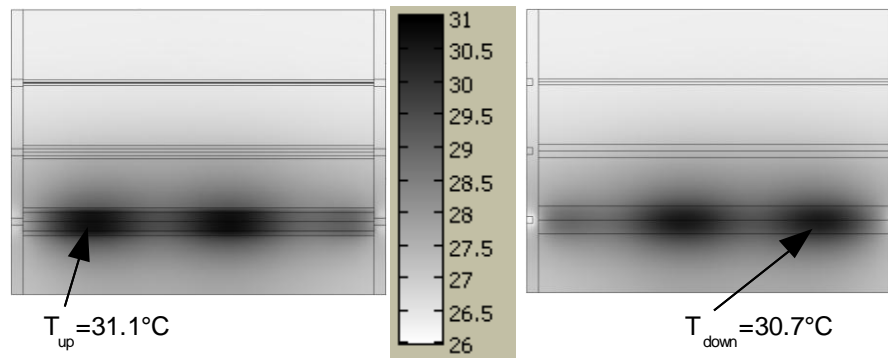
$k_{x,i}$ ,  $k_{y,i}$  et  $k_{z,i}$  désignent les conductivités thermiques du composant visé par l'indice  $i$  pour chaque direction  $x$ ,  $y$  et  $z$ .  $Q$  est le taux de perte d'énergie électromagnétique par unité de volume exprimée en  $W.m^{-3}$ . Les composants sont les lignes métalliques, le substrat époxy, le plan de masse et la peinture noire déposée pour la détection infrarouge.

La ligne de transmission microruban a été décrite en trois dimensions et les équations (24) ont été résolues par la méthode des éléments finis tenant compte de conditions aux limites appropriées (logiciel COMSOL multi-physiques). Les effets d'anisotropie ont été considérés pour le substrat diélectrique avec des conductivités de  $0.35 W.m^{-1}.K^{-1}$  dans le plan du substrat et de  $1.1 W.m^{-1}.K^{-1}$ , dans le plan perpendiculaire au substrat, comme indiqué dans [61]. La conductivité thermique du plan de masse et des lignes métalliques, fixées à  $210 W.m^{-1}.K^{-1}$ , est bien évidemment, beaucoup plus élevée que celle du substrat.

Pour réduire le coût de calcul,  $Q$  est déterminé en fonction de la position  $z$  en accord avec l'équation (22) en considérant une dissipation uniforme sur la section définie par  $0 < x < h$  et  $-W_{eff}/2 < y < +W_{eff}/2$ . La fonction  $Q_v(z)$ , exprimée en  $\left[W.m^{-3}\right]$  a été obtenue après avoir divisé l'expression (22) (donnant la puissance dissipée par unité de longueur), par la surface effective  $S = W_{eff} \times h$ . Elle conduit à l'expression suivante (25) :

$$Q_v = \frac{P}{W_{eff} \cdot h} = \left( \frac{R_s}{4 \cdot h \cdot Z_0^2 \cdot (W_{eff} + t) \cdot W_{eff}} + \frac{\omega \cdot \epsilon''}{2 \cdot h^2} \right) \cdot |V(z)|^2 \quad (25)$$

où  $V(z)$  est donnée par l'expression (18).



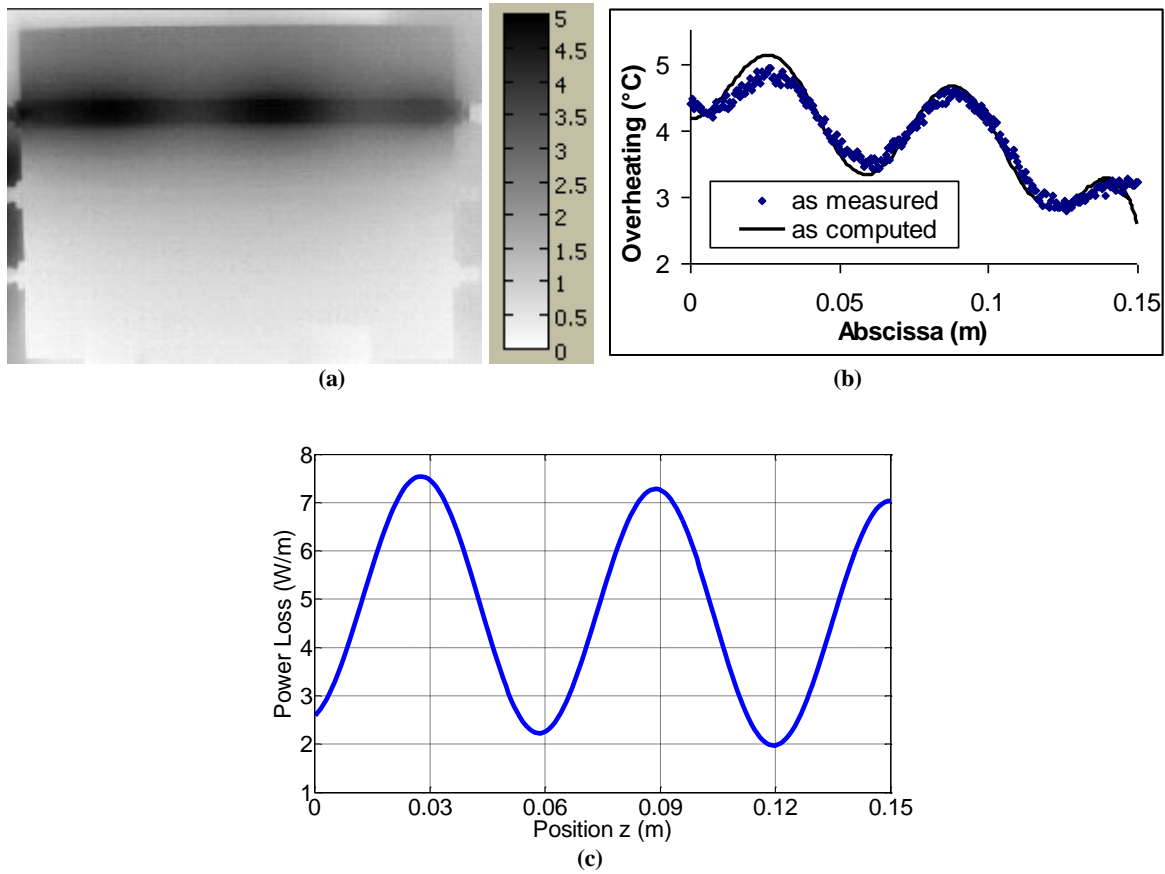
**Figure 34 : Distribution de la température en régime permanent le long du ruban de cuivre de largeur 8mm calculée par l'équation de la chaleur (solveur COMSOL) pour les faces avant et arrière du DST présenté en Figure 33 à la fréquence 1288 MHz. Seule la convection naturelle de refroidissement de l'air est considérée**

Les résultats obtenus par l'approche présentée est conforme à ceux obtenus par l'analyse électromagnétique développée dans la section précédente. Pour les calculs de température, un coefficient moyen d'échange de chaleur par convection et rayonnement, égal à  $12 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$ , a été appliqué sur les côtés avant et arrière du DST, la température de l'air étant comprise entre  $25^\circ\text{C}$  et  $30^\circ\text{C}$ . De plus, les extrémités de lignes ont été définies comme des conditions limites à température fixe correspondant à celle indiquée par les thermocouples. Enfin, il a été montré que l'effet dû à la chaleur par conduction à travers les câbles RF reste extrêmement localisé.

La Figure 34 présente la répartition de la température calculée dans le régime permanent pour le DST (ligne de largeur 8 mm) pour un signal RF de fréquence 1288 MHz. L'impédance caractéristique de la ligne est de  $25 \Omega$ . La largeur effective est  $W_{eff} = 12\text{mm}$ . La température ambiante et la température des connecteurs RF est de  $26^\circ\text{C}$ . La différence de température maximale avec l'air est d'environ  $5^\circ\text{C}$  par rapport aux faces avant et arrière du DST.

### 5.3. Résultats et discussion

Tout d'abord, l'impédance caractéristique et la permittivité relative ont été mesurées à température ambiante pour les différentes lignes ( $W = 8 \text{ mm}$ ,  $3 \text{ mm}$  et  $0,5 \text{ mm}$ ) en fonction de la fréquence sur la bande 1-3 GHz. Comme prévu, l'impédance caractéristique de chaque ligne a été trouvée tout à fait constante à environ  $25 \Omega$ ,  $50 \Omega$ , et  $110 \Omega$  pour  $W = 8 \text{ mm}$ ,  $3 \text{ mm}$  et  $0,5 \text{ mm}$ , respectivement. La largeur effective  $W_{eff}$  est définie comme le domaine où la dissipation thermique reste confinée. Cette largeur effective est calculée par la formule (15) ce qui conduit à des largeurs effectives  $W_{eff}$  respectivement de  $12 \text{ mm}$ ,  $6,5 \text{ mm}$  et  $3 \text{ mm}$  pour des largeurs réelles  $W$  de  $8 \text{ mm}$ ,  $3 \text{ mm}$  et  $0,5 \text{ mm}$ .



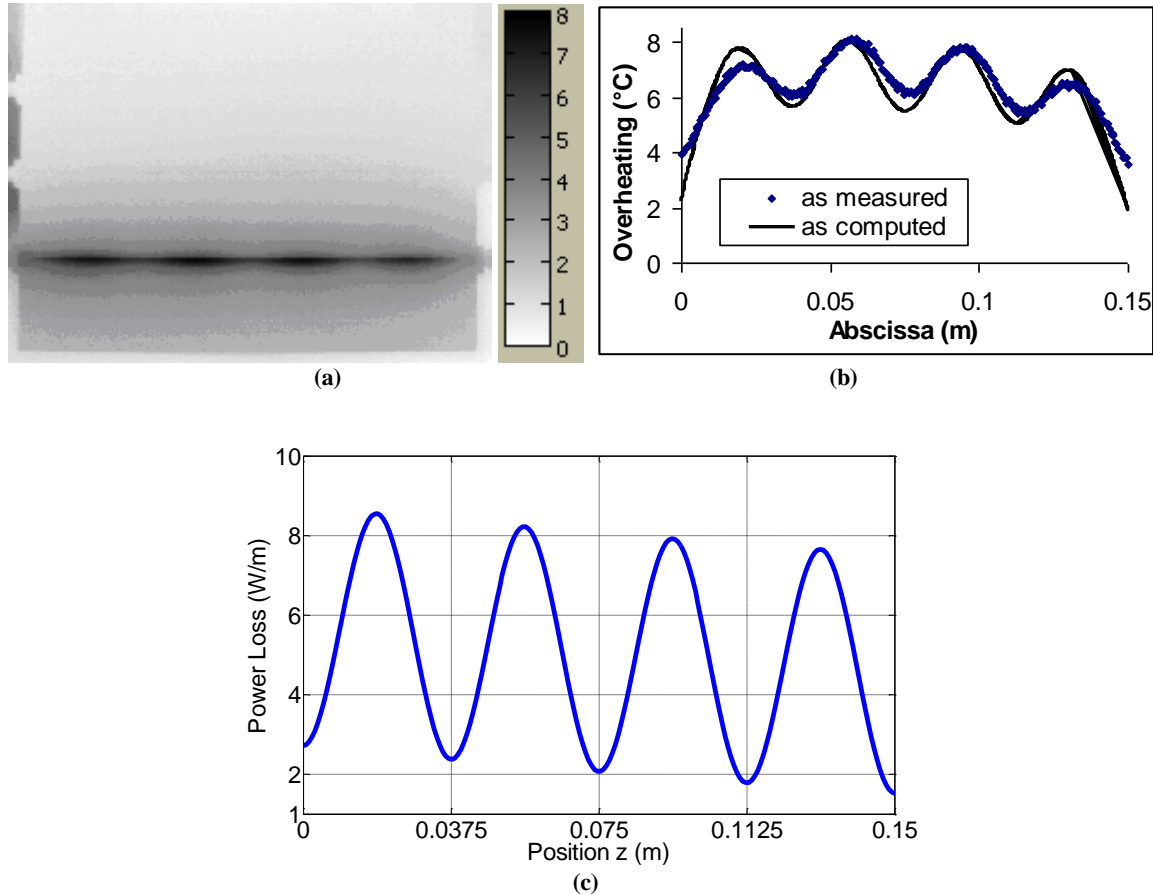
**Figure 35 : Distribution de la température et estimation des pertes pour la ligne de largeur 8mm à la fréquence 1.288GHz. (a) Distribution de température mesurée sur la face avant du DST par thermographie infrarouge, (b) Comparaison entre la différence en température mesurée et calculée avec l'air en fonction de l'abscisse z, (c) Perte de puissance par unité de longueur selon l'abscisse z, estimée par l'équation (22)**

Par la suite, les mesures infrarouges sont effectuées, le refroidissement étant réalisé par convection naturelle dans l'air. Selon les expériences, la température de l'air varie entre 26°C et 29°C. Les images thermiques sont enregistrées après l'application du signal d'entrée RF pour chaque ligne en choisissant des fréquences correspondant aux longueurs d'onde données par l'une de ces deux relations  $L = k \cdot \frac{\lambda_g}{2}$  et  $L = k \cdot \frac{\lambda_g}{2} + \frac{\lambda_g}{4}$ .

Les figures 35, 36 et 37 présentent trois exemples de distribution de la température mesurée en régime permanent : ligne de largeur 8 mm à la fréquence 1.288GHz, ligne de largeur 0.5 mm à la fréquence 2.038 GHz et enfin ligne de largeur 3 mm à la fréquence 1.050 GHz. Les figures 35 et 36 montrent que la température est non uniforme pour les deux lignes 8mm et 0.5mm, en particulier le long de l'axe z. Il est observé pour ces deux figures que tous les pics de température correspondent à des maxima de pertes électromagnétiques. Ainsi, ces images de température permettent une visualisation très précise du processus de construction d'ondes stationnaires qui dépend évidemment de la fréquence et de la désadaptation d'impédance aux accès. Comme on pouvait s'y attendre, aucun extrema de température n'est observé sur la Figure 37, correspondant au cas d'une ligne de transmission adaptée. En effet, dans ce cas, aucune onde réfléchie n'est générée aux extrémités ce qui implique qu'aucune onde stationnaire ne peut prendre naissance sur la ligne. L'onde est alors purement progressive. Ce fait est confirmé par le profil homogène de la puissance dissipée le long de la ligne, présenté Figure 37.

Comme prévu, les mesures infrarouges confirment l'analyse effectuée en 5.2.2 concernant la construction des ondes stationnaires. La distance entre deux maxima de température est bien

égale à  $\frac{\lambda_g}{2}$ . Nous pouvons aussi observer, sur la Figure 37, que les câbles RF agissent comme des drains thermiques. Cependant, leur influence reste localisée aux extrémités des lignes, et la distribution de température le long de la ligne n'est pas significativement impactée.



**Figure 36 : Distribution de la température et estimation des pertes pour la ligne de largeur 0.5mm à la fréquence 2.308GHz. (a) Distribution de température mesurée sur la face avant du DST par thermographie infrarouge, (b) Comparaison entre la différence en température mesurée et calculée avec l'air en fonction de l'abscisse z, (c) Perte de puissance par unité de longueur selon l'abscisse z, estimée par l'équation (22)**

Les figures 35 et 36 comparent les profils de température, calculés en résolvant les équations 3D (24) avec la formule (25) et ceux mesurés par imagerie infrarouge thermique, en fonction de la position z sur la surface de chaque ligne. Dans ces différents cas, un bon accord est trouvé quelle que soit la fréquence du signal se propageant sur ces lignes. On observe que, pour la ligne de largeur 0,5mm, la température calculée est surestimée. La différence entre théorie et mesure est sans doute due à la surestimation de la largeur effective  $W_{eff}$  donnée par la formule (15) pour le calcul de  $Q$  dans la relation (25). Cette surestimation de  $W_{eff}$  a été confirmée par des simulations électromagnétiques utilisant la méthode des éléments finis 3D (logiciel HFSS) [BP 2]. La différence peut aussi s'expliquer par la résolution spatiale limitée du système d'imagerie infrarouge, pour la ligne fine 0,5 mm.

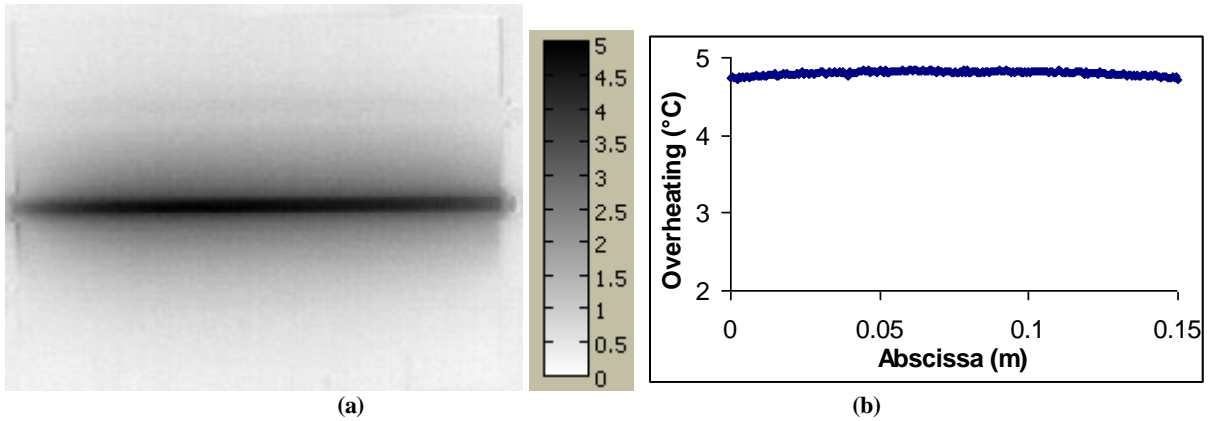


Figure 37 : Distribution de la température et estimation des pertes pour la ligne de largeur 3mm à la fréquence 1.050GHz. (a) Distribution de température mesurée sur la face avant du DST par thermographie infrarouge, (b) Comparaison entre la différence en température mesurée et calculée avec l'air en fonction de l'abscisse z

## 5.4. Conclusion

Une technique de mesure des pertes locales d'énergie électromagnétique à travers une ligne de transmission par imagerie infrarouge thermique a été mise en place. Cette technique se révèle être un moyen intéressant afin d'étudier les structures RF. Elle permet aussi d'obtenir une cartographie de l'énergie pour les ondes stationnaires sur une large bande de fréquences comprise entre 300 MHz et 6 GHz. La largeur de bande de fréquences dépend de la résolution de la camera utilisée.

L'imagerie infrarouge est une méthode non invasive, permettant de visualiser et d'analyser le comportement thermique des structures RF intégrées de différentes tailles et de formes complexes comme peuvent être les circuits d'adaptation. Compte tenu des niveaux d'impédance à synthétiser lors de la conception des amplificateurs de puissance, cette méthode développée est une méthode appropriée qui sera utilisée au chapitre 5 pour mesurer la perte d'énergie électromagnétique à travers les lignes de transmission RF des circuits d'adaptation.

Un dispositif de mesure a été développé pour valider la technique et plusieurs DST ont été fabriqués et testés. Ce dispositif de mesure sera aussi utilisé dans le chapitre 5 pour étudier les pertes dans les circuits d'adaptation d'impédances en sortie de l'amplificateur de puissance. Un modèle analytique exprimant le profil de puissance dissipée le long d'une ligne de transmission a été développé. Les pertes électromagnétiques et l'augmentation de la température induite par la dissipation sont numériquement étudiées en fonction des caractéristiques des lignes. Les résultats concernant les paramètres matériaux mesurés en utilisant la méthode d'imagerie infrarouge sont proches de celles mesurées par la caractérisation électromagnétique. Une résolution d'imagerie plus élevée permettrait d'affiner l'accord entre modélisation et résultats expérimentaux.

## 6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes filières technologiques permettant la réalisation des émetteurs de puissance afin de choisir celle qui devrait conduire au meilleur compromis entre performance, taille et coût. La filière technologique multicouche "hybride" ou SOP semble être une bonne candidate pour la réalisation des nouvelles générations de systèmes de télécommunication et c'est pourquoi nous avons envisagé de l'utiliser pour la réalisation, à terme, de modules de puissance miniaturisés.

De ce fait, nous avons mis en œuvre une méthode de caractérisation "in situ" de filières technologiques multicouches « faible coût » permettant d'obtenir les paramètres de conception devant être utilisés dans le simulateur lors de conception d'un circuit. Nous avons déterminé une valeur moyenne de la permittivité relative, de  $\tan\delta$  et de  $\sigma$  dans la bande 0–6GHz pour différentes technologies planaires. Ceci nous a permis de vérifier que le substrat Hitachi FX2, substrat « faible coût » utilisé par la société ELVIA pour la réalisation de circuits imprimés multi-couches était bien adapté aux applications RF dans la bande basse des hyperfréquences. Dans cette approche, nous avons considéré une valeur indépendante de la fréquence pour la tangente de perte des substrats considérés. Il est certainement possible d'appliquer cette méthode de détermination à des fréquences plus élevées en considérant les effets de relaxation dans ces matériaux et en utilisant un modèle « dispersif » des lignes considérées ainsi que des modèles électriques plus précis des accès prenant notamment en compte les pertes par rayonnement aux différentes discontinuités. La méthode développée permet aussi de mettre en évidence les éventuelles évolutions de caractéristiques liées aux variations du process technologique (variation de densité due au pressage, variation des paramètres de gravure, etc.).

Suite à cette caractérisation électromagnétique, nous avons montré qu'il était possible également d'avoir une étude des pertes le long de ces lignes planaires par thermographie infra rouge. Cette méthode est sans doute quantitativement moins précise que l'approche électromagnétique mais elle permet d'identifier très rapidement les zones de pertes importantes. De ce point de vue, le banc de mesure développé est un outil extrêmement utile pour l'optimisation des circuits d'adaptation lorsque les impédances en jeu ont des parties réelles très faibles. Dans ce cas, les performances du circuit d'adaptation sont étroitement liées aux pertes dans celui-ci. Ceci est particulièrement le cas pour la conception d'amplificateurs de puissance. Nous utiliserons donc cette méthode de visualisation pour faire le choix des architectures de circuit les mieux adaptées au problème de la conception de ces amplificateurs (cf. chapitre 5).





# Chapitre 3 Conception et optimisation des caractéristiques des amplificateurs de puissance

---

## 1. Introduction

L'amplificateur de puissance est un élément critique dans la chaîne de transmission RF. Les contraintes de rendement élevé, de puissance de sortie et de linéarité, suivant l'application visée, vont imposer le choix de la classe de fonctionnement, de l'architecture et éventuellement de la méthode de linéarisation afin d'assurer le meilleur compromis possible entre les performances, la taille et en définitive le coût de cet amplificateur.

Une façon d'obtenir la linéarité souhaitée, est de faire fonctionner l'amplificateur pour des niveaux d'entrée très inférieurs au point de compression (back-off). Cela a pour effet de dégrader le rendement, ainsi que la puissance de sortie moyenne. Par exemple en WCDMA, un amplificateur de puissance de sortie de 100W (+50 dBm) est nécessaire pour transmettre une puissance moyenne de 10W (+40 dBm). Le mode correspondant de l'amplificateur de puissance pour un fonctionnement linéaire est typiquement la classe A ou AB avec "back-off". Ce fonctionnement linéaire limite le rendement à une valeur inférieure à 25% pour les signaux à grande variation d'enveloppe où la linéarité est privilégiée au détriment du rendement [62]. Le faible rendement de la conversion de puissance conduit à une puissance dissipée significative qui est transformée en chaleur, chaleur qu'il est nécessaire d'évacuer de manière adéquate pour la fiabilité de l'émetteur (gestion thermique). Il réduit également la durée de vie de la batterie des équipements utilisés, ce qui diminue l'autonomie du système.

Dans ce troisième chapitre, nous présentons, dans un premier temps, les différentes caractéristiques (grandeurs électriques, rendement, linéarité, ...) permettant de caractériser un amplificateur de puissance. Un rappel sur les classes de fonctionnement est donné afin de comprendre l'intérêt de chacune d'elles en nous appuyant sur des critères tels que la puissance de sortie, le rendement en puissance ajoutée RPA et la linéarité. Les modulations modernes nécessitent que l'amplificateur de puissance ait un rendement élevé sur une large dynamique de puissance d'entrée. Ceci nécessite l'utilisation d'architectures spécifiques d'amplification. Nous présentons donc les structures d'amplification qui assurent un bon compromis entre rendement et linéarité sur une grande dynamique de signal d'entrée.

Aussi, dans les paragraphes suivants, nous explicitons les différentes étapes qui nous ont permis d'aboutir à la réalisation d'amplificateurs à haut rendement de type Doherty, architecture permettant de faire fonctionner l'amplificateur sur une large dynamique du signal d'entrée tout en assurant un rendement élevé. Le développement de ces amplificateurs est fait en bande L, pour des puissances de sortie de l'ordre de 10W à 20W. Chaque étape de conception est illustrée par des résultats issus de l'expérience. Pour cette conception, nous utilisons les caractéristiques grand signal données par le constructeur.

L'amplificateur de puissance est un dispositif clé pour les systèmes de télécommunication (station de base, téléphones mobiles, satellites...). C'est aussi le principal consommateur d'énergie. Son rôle est d'amplifier le signal grâce à la transformation de l'énergie continue en énergie hyperfréquence. L'amplificateur de puissance est généralement caractérisé en régime harmonique (application d'un signal sinusoïdal en entrée) à la fréquence de travail ( $f_0$ ). Cette fréquence peut être variable afin de connaître le comportement en fréquence de l'amplificateur.

Un amplificateur de puissance est constitué du composant (transistor), de circuits de polarisation et de circuits d'adaptation placés à l'entrée et à la sortie du composant, comme le montre la Figure 38. Le composant présente des impédances d'entrée et de sortie complexes très différentes de l'impédance du générateur et de la charge  $Z_0$ , généralement égale à  $50 \Omega$ . Les circuits d'adaptation à l'entrée et à la sortie ont donc pour rôle de présenter au composant le conjugué de ces impédances d'entrée et de sortie afin de maximiser le transfert de puissance de la source vers la charge. Dans cette configuration, le gain de la chaîne globale est alors égal au produit du gain propre du composant sous  $50\Omega$  par les gains d'adaptation en entrée et en sortie.

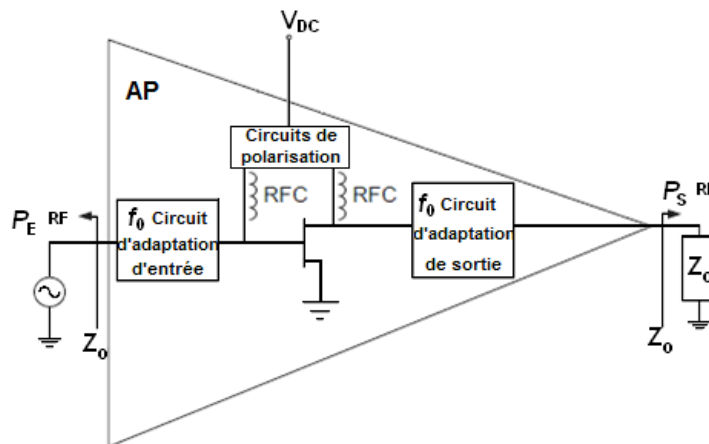


Figure 38 : Synoptique d'un étage d'amplification à Transistor avec les circuits de polarisation

## 1.1. Quelques définitions autour l'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance transforme la puissance continue (alimentation) en puissance RF qui apparaît à la sortie de l'amplificateur au rythme de la fréquence du signal appliqué à l'entrée. Il y a donc amplification du signal d'entrée. La puissance continue non transformée est appelée puissance dissipée. On peut alors faire un bilan des puissances mises en jeu.

### 1.1.1. Bilan des Puissances

Les différentes puissances associées à l'amplificateur sont représentées sur la Figure 39. Il est possible de distinguer deux catégories de puissances ; les puissances fournies à l'amplificateur et les puissances délivrées par l'amplificateur.

Les puissances fournies à l'amplificateur sont :

- $P_{IN}$  ( $P_E$ ): la puissance d'entrée.
- $P_{DC}$  : la puissance continue fournie par les alimentations extérieures, elle correspond à la puissance consommée par l'amplificateur. Cette puissance est définie à partir des tensions et courants continus fournis par les alimentations continues ( $P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC}$ ).

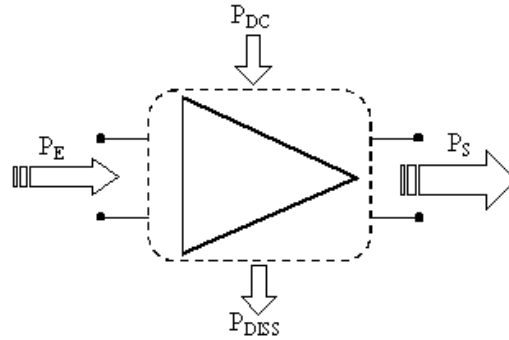


Figure 39 : Bilan des puissances dans un amplificateur

Les puissances délivrées par l'amplificateur sont :

- $P_{OUT}$  ( $P_S$ ): la puissance de sortie, qui lorsque l'amplificateur va fonctionner en zone linéaire sera égale au produit de la puissance d'entrée par le gain petit signal ( $G$ ) de l'amplificateur ( $P_S = G \cdot P_E$ ). C'est aussi la puissance utile du système.
- $P_{DISS}$ : la puissance dissipée ou la puissance perdue, elle se transforme en chaleur et augmente la température de l'amplificateur.

Le bilan de puissance peut alors s'écrire comme suit :

$$P_E + P_{DC} = P_S + P_{DISS} \quad (26)$$

Le but étant de transmettre le maximum de puissance en sortie pour un rendement le plus élevé possible, la puissance dissipée doit donc être minimisée. De plus, cette puissance dissipée affecte l'état thermique de l'amplificateur ce qui influence son état de fonctionnement électrique et peut également modifier les performances des éléments intégrés au voisinage de l'amplificateur.

Le gain en puissance d'un amplificateur est défini comme le rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée de l'amplificateur. L'expression du gain en puissance en décibels est donnée par la formulation suivante :

$$G(dB) = P_S(dBm) - P_E(dBm) \quad (27)$$

### 1.1.2. Le rendement

Un point essentiel pour les amplificateurs de puissance est d'amplifier le signal d'entrée à un niveau souhaité de sortie en ayant une consommation électrique la plus faible possible. Cette caractéristique décrit l'efficacité de l'amplificateur à convertir la puissance continue (alimentation) en puissance RF. Les trois mesures du rendement les plus souvent utilisées sont:

- **Rendement du drain (ou rendement du collecteur pour les transistors bipolaires)**

Ce calcul du rendement traduit l'efficacité de transfert de puissance depuis la source continue sur la puissance RF de sortie:

$$\eta_d = \frac{P_S}{P_{DC}} \quad (28)$$

- **Rendement total (overall efficiency)**

$$\eta_T = \frac{P_S}{P_{DC} + P_E} \quad (29)$$

Le rendement total donne une image complète de la proportion de puissance de sortie ramenée aux puissances d'entrée (DC et RF).

▪ **Rendement en puissance ajoutée (RPA, PAE (Power Added Efficiency))**

$$\eta_{RPA} = \frac{P_S - P_E}{P_{DC}} \tag{30}$$

En tenant compte du bilan de puissance (26), le rendement en puissance ajoutée s'écrit alors en fonction de la puissance dissipée :

$$\eta_{RPA} = 1 - \frac{P_{DISS}}{P_{DC}} \tag{31}$$

Nous pouvons signaler ici que le rendement en puissance et le gain en puissance d'un amplificateur varient en fonction de la puissance d'entrée du signal [63].

**1.1.3. La linéarité**

La linéarité est un paramètre important dans la conception d'une chaîne d'émission ou de réception. Cette linéarité en conditionne pour partie la qualité. Il est donc nécessaire de bien définir cette linéarité et de proposer des outils permettant de la qualifier.

Pour des signaux de faibles niveaux, la variation autour du point de repos est faible et la caractéristique de puissance entrée/sortie peut alors s'apparenter à une droite. La pente de cette droite définit alors le gain linéaire en puissance  $G_{Lin}$ . On dit alors que l'amplificateur fonctionne dans sa zone linéaire. Par contre, dès lors que l'amplitude des signaux dépasse une certaine valeur, le transistor subit une limitation de sa puissance de sortie et par conséquent une diminution de son gain. Dans cette zone appelée zone de saturation et représentée Figure 40, la puissance de sortie ne progresse plus et reste quasiment constante en fonction de la puissance d'entrée. Il est alors possible de définir un gain effectif ou réel correspondant au rapport entre la puissance de sortie et celle d'entrée. La différence entre le gain réel et le gain linéaire représente le taux de compression qui s'exprime en dB.

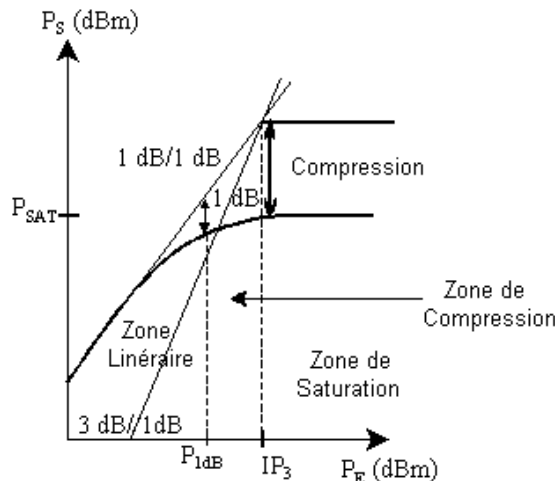


Figure 40 : Exemple de courbe AM/AM d'un amplificateur

Il convient donc de caractériser l'amplificateur du point de vue de sa linéarité afin de pouvoir effectuer facilement une comparaison entre les différents amplificateurs. Il est commun de définir la puissance de sortie d'un amplificateur lorsqu'une compression de gain de 1dB est atteinte. Ce point est communément appelé  $P_{1dB}$ . Pour caractériser cette non linéarité de la caractéristique, on donne alors la puissance d'entrée (ou de sortie) pour ce point particulier. Cette puissance sert alors de référence afin de définir le niveau de recul de la puissance

d'entrée (IBO : Input BackOff) représentant la distance en décibels (dB) depuis la puissance d'entrée au point à 1 dB de compression.

$$IBO(dB) = P_E(dBm) - P_{E1dB}(dBm) \quad (32)$$

De même, le niveau de recul de la puissance de sortie d'un amplificateur (OBO : Output BackOff) représente la différence entre la puissance de sortie absolue et la puissance de sortie à  $P_{1dB}$ .

$$OBO(dB) = P_S(dBm) - P_{S1dB}(dBm) \quad (33)$$

Il est donc convenu de considérer que l'amplificateur de puissance fonctionne en régime linéaire pour les puissances d'entrée en deçà du point de compression  $P_{1dB}$ . Au delà de ce point, il fonctionne en régime non linéaire ce qui modifie la forme du signal de sortie vis à vis de celle du signal d'entrée (distorsion) [64]. On peut alors décrire le signal de sortie à partir de la superposition d'un signal à la fréquence de travail et d'harmoniques de cette fréquence.

Une autre manière de représenter le niveau de non linéarité de l'amplificateur consiste à comparer les puissances associées aux différents harmoniques. Un exemple de cette caractérisation est donné par le point d'interception d'ordre trois (IP<sub>3</sub>), qui est, comme le présente la Figure 40, le point de convergence des deux droites obtenues par prolongation des caractéristiques de gain pour la fondamentale et l'harmonique 3.

Un grand nombre d'applications modernes met en jeu des signaux à enveloppe variable. Les signaux tels que CW, FM, FSK et GMSK (utilisé dans le GSM) sont à enveloppe constante. Cela signifie que l'information n'est pas portée par l'amplitude du signal. Les conditions en linéarité pour les amplificateurs utilisés, dans ce cas, peuvent donc être relâchées. Par contre, si la modulation implique l'amplitude et la phase du signal porteur (QAM, OFDM), une bonne linéarité de la chaîne est nécessaire afin de limiter les effets de distorsion.

Cette problématique de linéarité amène naturellement à s'interroger sur la façon de qualifier et quantifier ces non linéarités. Aussi, de nombreux facteurs de mérite permettent d'estimer le comportement non-linéaire d'un amplificateur de puissance. Les plus fréquemment utilisés sont les suivants [65] :

- **La conversion d'amplitude (AM/AM) et de phase (AM/PM) :** la conversion AM/AM, ou non-linéarité d'amplitude, représente l'évolution du module de la sortie en fonction de celui de l'entrée, la conversion AM/PM, ou non-linéarité de phase, représente le déphasage en sortie en fonction du module de l'entrée.
- **Le rapport d'intermodulation d'ordre 3 (C/I<sub>3</sub>) :** il compare l'amplitude des porteuses de sortie à celle des produits d'intermodulation (IMD). Pour cela, on génère à l'entrée de l'amplificateur un signal deux tons de fréquences respectives  $f_1$  et  $f_2$ .

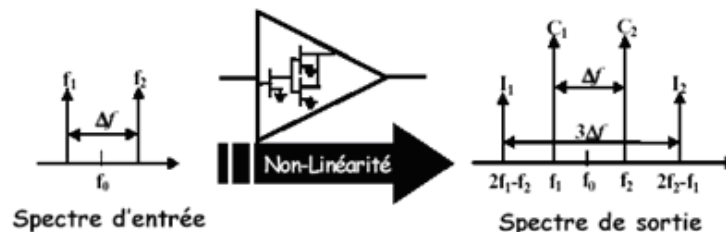


Figure 41 : Intermodulation d'ordre 3

Le rapport  $C/I_3$  est alors défini comme étant la différence de puissance exprimée en dBc entre la raie à la fréquence  $f_1$  ou bien celle à la fréquence  $f_2$  et la raie d'intermodulation à la fréquence  $2f_1-f_2$  ou  $2f_2-f_1$  (Figure 41).

- **L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)** : il compare la puissance générée par le signal dans un canal adjacent à celui du signal. L'ACPR est actuellement la mesure la plus largement utilisée pour la linéarité. L'ACPR consiste à appliquer à l'entrée d'un amplificateur un signal centré sur la fréquence de travail et couvrant la bande utile du canal de transmission (Figure 42). L'ACPR est donc le rapport entre le niveau de puissance observé dans le canal utile à celui observé dans le canal voisin situé à  $\Delta f$ .

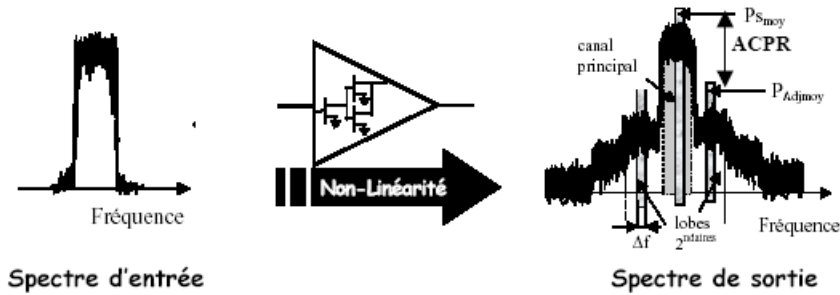


Figure 42 : ACPR

- **Le NPR (Noise Power Ratio)** : consiste à évaluer les distorsions en déterminant le rapport signal à bruit dans une bande prédéfinie.

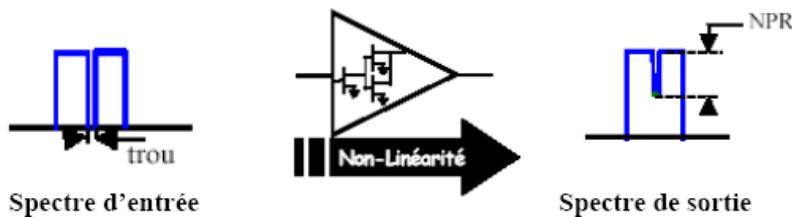


Figure 43 : NPR

Pour cela, le signal d'entrée possède dans sa bande de fonctionnement un « trou » de faible largeur réalisé avec un filtre réjecteur de fréquence. Le NPR représente le rapport entre la puissance observée dans ce « trou », introduit au centre de la bande du spectre d'entrée, et la puissance totale du signal lorsque l'amplificateur de puissance est excité par un bruit blanc gaussien à bande limitée (Figure 43).

- **L'EVM (Error Vector Magnitude)**, est, dans le diagramme des phases, la distance moyenne entre le vecteur idéal désiré (cas linéaire) et le vecteur réel (cas non-linéaire).

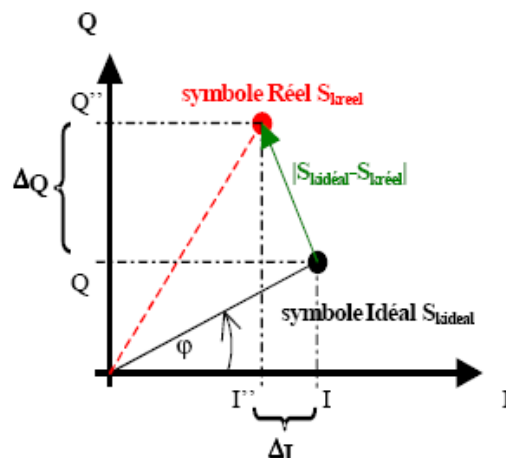


Figure 44 : Caractérisation EVM

Cette mesure permet d'obtenir les informations sur les erreurs de phase et d'amplitude engendrées par l'amplificateur (Figure 44). Ce critère mesure, sur l'ensemble d'une constellation, l'écart de position entre le symbole obtenu et la position idéale attendue.

Comme nous venons de le présenter, il existe plusieurs manières de quantifier les non linéarités. Chacune d'entre elles présente un intérêt suivant le type de modulation mis en jeu ou encore l'application. C'est donc le contexte dans lequel fonctionnera l'amplificateur qui conditionnera le choix du critère utilisé pour caractériser la non-linéarité [66].

Compte tenu des normes de qualité imposées pour les différents standards de communication, il est souvent nécessaire de corriger ces non linéarités introduites par l'amplificateur. Pour cela, on utilise dans les émetteurs des techniques et circuits permettant de linéariser les caractéristiques. Dans le paragraphe suivant, nous allons succinctement rappeler les différentes techniques de linéarisation, utilisées pour un amplificateur [65].

- **Linéarisation par pré-distorsion**

Les techniques de pré-distorsion agissent sur le signal en amont de l'amplificateur (Figure 45) [2]. Cette approche implique de créer une caractéristique de distorsion complémentaire à celle de l'amplificateur, le système résultant de la mise en série de la pré-distorsion et de l'amplificateur présentera peu ou pas de distorsion de sortie ([67], [68], [69]).

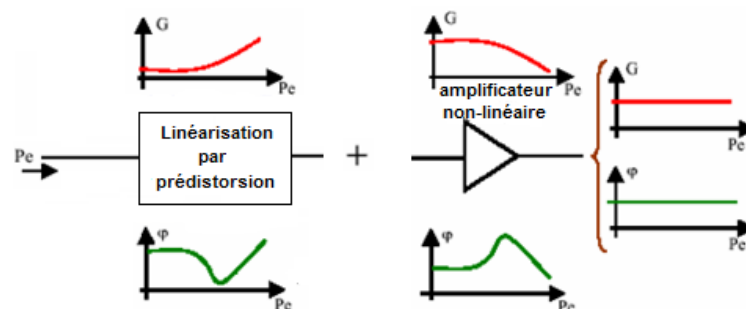


Figure 45 : Système de linéarisation par pré-distorsion

Dans le cas idéal, l'élément de pré-distorsion génère un signal avec une distorsion qui est réciproque à celle due à l'amplificateur. Lorsque le générateur et l'amplificateur sont cascades ensemble, la distorsion est éliminée. Il n'y a pas de contre-réaction dans cette technique, le système fonctionne donc en boucle ouverte. L'une des difficultés de cette technique réside dans le fait que la distorsion à éliminer doit être connue par avance. Ceci signifie que cette technique s'appuie sur l'invariance de la distorsion. Cette hypothèse est fautive dès lors que la température évolue. Cette opération de pré-distorsion peut être analogique (élément non linéaire précédant l'amplification) ou numérique (pré-distorsion du signal de modulation en bande de base). La difficulté essentielle de ces techniques consiste à prendre en compte les effets de mémoire de l'amplificateur [65].

- **Contre-réaction : Feedback**

La méthode 'Feedback' a pour but d'améliorer la linéarité de l'amplificateur en agissant sur la compensation de gain et la compensation de phase en prenant en compte les signaux présents en entrée et en sortie de l'amplificateur. Afin de s'affranchir d'une étude préalable sur la modélisation de l'amplificateur, notamment des effets de mémoire, la méthode 'Feedback' corrige dynamiquement les non-linéarités engendrées par l'amplificateur en comparant le signal avant amplification avec celui obtenu en sortie [70]. L'inconvénient est la limitation en bande inhérente à tout système utilisant des boucles de réaction.



- **Feedforward**

Ce principe consiste à retirer, après comparaison entre le signal d'entrée et le signal de sortie, les raies correspondant aux fréquences d'intermodulation. Ce procédé nécessite au moins deux boucles, une pour séparer les raies d'intermodulation du signal utile et l'autre pour les supprimer [65], [71]. Dans cette technique, on utilise un amplificateur additionnel. Cet amplificateur doit être linéaire et répondre à des contraintes spécifiques : d'une part, il ne doit pas contribuer lui-même à générer des produits d'intermodulation et, d'autre part, il doit présenter un gain important. Cette technique de linéarisation se fait donc au détriment du rendement global. Elle est généralement utilisée au niveau système pour améliorer la linéarité d'un amplificateur déjà pré-optimisé.

## 2. Les différentes classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance et les différentes architectures d'émetteurs de puissance

Nous venons de définir un certain nombre d'éléments permettant de comprendre les enjeux liés à l'amplificateur de puissance. Dans ce sous chapitre, nous présentons les différentes classes de fonctionnement de l'amplificateur de puissance et l'intérêt de chacune d'elles en nous appuyant sur ses critères principaux : la puissance de sortie, le rendement en puissance ajoutée (RPA) et la linéarité. Enfin, nous présentons les structures d'amplification ayant un rendement élevé sur une grande dynamique de signal d'entrée et pouvant être utilisées dans les systèmes de communication actuels, afin de choisir la structure qui assure le meilleur compromis entre performance, coût et taille.

### 2.1. Les différentes classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance

Lors de la conception d'un étage d'amplification, l'un des premiers choix qui se pose au concepteur est la définition de la classe de fonctionnement. Il existe plusieurs classes de fonctionnement que l'on peut "regrouper" en trois grandes catégories. Celles-ci sont caractérisées par des formes d'ondes particulières en entrée et en sortie du montage amplificateur et par le temps de conduction de la source de courant en sortie. L'optimisation des performances, telles que la puissance de sortie, la puissance ajoutée ou le rendement va dépendre de la classe de fonctionnement choisie pour les transistors. La Figure 46 présente les formes d'ondes idéales de la tension et du courant de drain pour ces différentes classes.

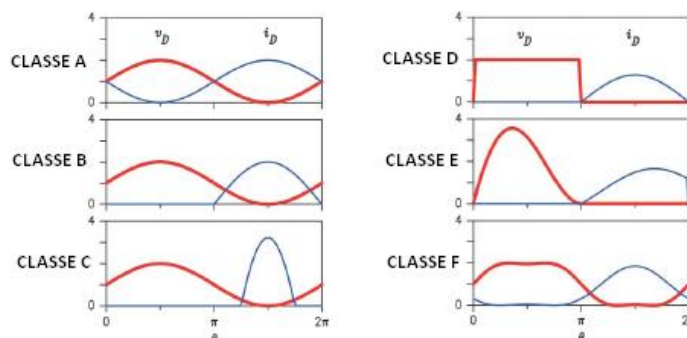


Figure 46 : Formes d'ondes idéales pour les différentes classes des amplificateurs de puissance

La polarisation fait référence aux notions de tension et de courant et non à la puissance, celle-ci est définie à partir du produit de la tension par le courant. Pour minimiser la puissance

dissipée, on essaie de minimiser à chaque instant le produit de ces deux grandeurs. L'expression de la puissance dissipée pour un transistor est la suivante :

$$P_{diss} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot v(t) dt \quad (34)$$

### 2.1.1. Les classes : A, B, AB et C

Cette catégorie de classe est en fait liée au choix de la position du point de repos (fonctionnement de l'amplificateur en absence de signal à amplifier). Suivant la classe choisie, une proportion plus ou moins importante du signal d'entrée (notion d'angle d'ouverture ou de conduction) est réellement amplifiée, comme présenté Figure 47. Chaque classe de cette catégorie est présentée plus en détail ci-dessous. Les tensions d'entrée et de sortie  $U_e(t)$  et  $U_s(t)$  sont, dans ces cas, purement sinusoïdales.

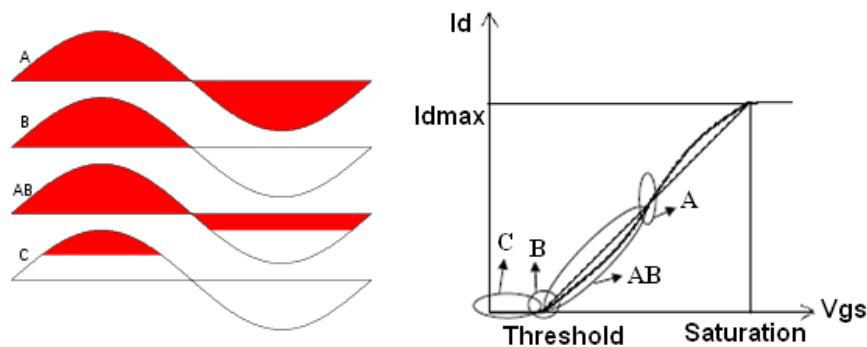


Figure 47 : Vue des zones où le signal est utilisé pour les différentes classes d'amplificateurs

#### ▪ Classe A :

Les amplificateurs classe A amplifient la totalité du cycle d'entrée de telle sorte que le signal de sortie est une reproduction exacte du signal d'entrée (100% du signal d'entrée est utilisé, l'angle de conduction  $\alpha = 360^\circ$  ou  $2\pi$ ).

Dans un circuit classe A, l'élément d'amplification est polarisé de façon à ce que le dispositif utilise la partie la plus linéaire de la caractéristique (caractéristique de transfert). Sous ces conditions de polarisation, le dispositif est toujours en conduction, même pour une puissance d'entrée faible. Il consomme donc une énergie continue importante. C'est la raison du faible rendement associé à cette classe de fonctionnement (théorique  $\leq 50\%$ ). Par contre, cette classe permet une amplification très linéaire (pas de distorsion sauf dans le cas de signaux de forte puissance à l'entrée) ainsi qu'un gain élevé.

#### ▪ Classe B

La classe B permet de limiter la consommation continue en polarisant l'amplificateur au niveau de son blocage. Dans ces conditions, les amplificateurs classe B amplifient seulement la moitié du cycle du signal d'entrée (50% du signal d'entrée est utilisé, l'angle de conduction  $\alpha = 180^\circ$  ou  $\pi$ ). Ce choix permet d'améliorer de façon significative le rendement du dispositif (pas de consommation de puissance pendant la moitié du temps) au détriment de la linéarité. En effet, celle-ci est directement liée au fait que le point de polarisation se trouve dans une zone dans laquelle le transistor a des caractéristiques non linéaires. La classe B fournit un rendement élevé (théorique  $\leq 78.5\%$ ), une linéarité faible en grand signal. En petit signal, la classe B a un rendement plus élevé que la classe A.

- **Classe AB**

La classe AB est un compromis entre classe A et classe B. Elle permet en effet de limiter les effets non linéaires au détriment d'une consommation, en statique, plus importante. Les amplificateurs classe AB amplifient plus que la moitié du cycle du signal d'entrée (l'angle de conduction est compris entre  $181^\circ$  et  $359^\circ$ ,  $\pi < a < 2\pi$ ). La classe AB est caractérisée par une linéarité moyenne, un rendement moyen (théorique  $50\% \leq \eta \leq 78.5\%$ ).

- **Classe C**

En classe C, le point de fonctionnement est choisi sous le seuil de blocage. Les amplificateurs classe C amplifient moins de 50% du signal d'entrée (l'angle de conduction est compris entre  $0^\circ$  et  $179^\circ$ ,  $0 < a < \pi$ ) et la déformation du signal en sortie est importante. Les amplificateurs classe C sont utilisés dans les émetteurs RF, où la déformation peut être réduite en utilisant des charges accordées en sortie d'amplificateur. La classe C est donc caractérisée par un rendement très élevé (théorique  $78.5\% \leq \eta \leq 100\%$ ) et une linéarité très faible.

### 2.1.2. Les classes de commutation D et E

Une des méthodes qui conduit à améliorer le rendement des transistors consiste à les utiliser en régime de commutation. En effet, grâce à des formes d'ondes carrées en entrée et en sortie du transistor, la puissance dissipée chute fortement (elle s'annule même en théorie).

En nous appuyant sur la relation (34), nous pouvons exprimer les conditions qui conduisent à une puissance dissipée minimale, ce qui revient à annuler le produit  $i(t).v(t)$  [72]. La tension de drain doit être minimale lorsqu'il existe un courant de drain, et inversement le courant de drain doit être minimal en présence d'une tension de drain. C'est le principe de la classe D. La classe E, quant à elle, tend à limiter les zones conjointes de montées et descentes des courants et tensions de drain.

- **Classe D**

Les amplificateurs classe D utilisent plusieurs transistors en interrupteurs afin de générer des signaux de tension de drain ou de courant de forme carrée. La classe D est caractérisée par un rendement élevé (100% idéal) en basses fréquences. Cependant, on observe des pertes liées à la saturation, à la vitesse de commutation et à la capacitance de drain [73]. Ses applications sont limitées à la HF et plus rarement à la VHF.

- **Classe E**

Les amplificateurs classe E utilisent un seul transistor qui fonctionne comme un interrupteur [73]. Le signal de la tension de drain est la somme des courants DC et RF qui chargent la capacité en parallèle sur le drain. La classe E est caractérisée par un rendement très élevé (100% idéal).

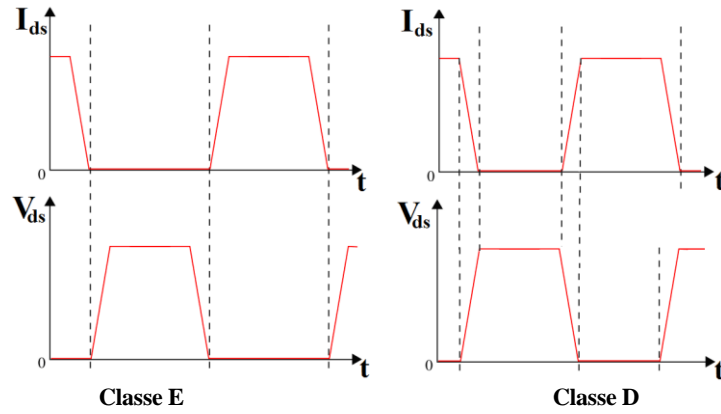


Figure 48 : Formes des courants et tensions de drain en classes D et E

### 2.1.3. La classe F

Un autre moyen d'augmenter le rendement consiste à utiliser des charges spécifiques aux différents harmoniques. C'est le principe de la classe F. Ceci permet de tendre vers une forme carrée pour la tension de drain.

La classe F est caractérisée par une tension  $U_e(t)$  purement sinusoïdale et une tension  $U_s(t)$  carrée. Le principe est de faire en sorte de générer une tension en créneaux et un courant en arche de sinusoïde (ou réciproquement), les deux étant déphasés de  $180^\circ$ . Ceci a pour effet de limiter la consommation de puissance instantanée :  $u(t).i(t) = 0$  et d'engendrer ainsi une augmentation du rendement. Pour cela, il convient de maîtriser la réponse aux harmoniques en plaçant un réseau de charges spécifiques en sortie de l'amplificateur. Compte tenu de l'intérêt d'une telle configuration pour l'amplification de puissance RF, nous allons donner quelques éléments supplémentaires pour comprendre la manière de procéder.

Comme nous l'avons dit, la classe F utilise des filtres aux harmoniques dans le circuit d'adaptation à la sortie. Le transistor est polarisé dans une classe statique (AB, B, ou C) et l'on réalise un circuit de charge permettant d'obtenir les conditions optimales à la fréquence fondamentale, de court circuit pour les harmoniques paires (ex : 2<sup>ème</sup>) et de circuit ouvert pour les harmoniques impaires (ex : 3<sup>ème</sup>).

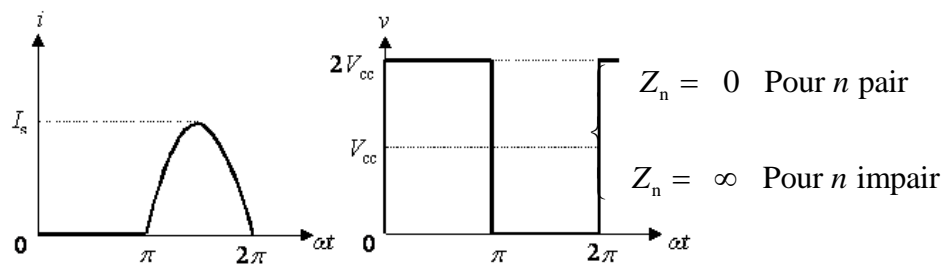


Figure 49 : Formes des courants et tensions idéales en classe F

Nous présentons à la Figure 50, le schéma d'un amplificateur fonctionnant en classe F et permettant de présenter des impédances optimales limitées aux deux premiers harmoniques.

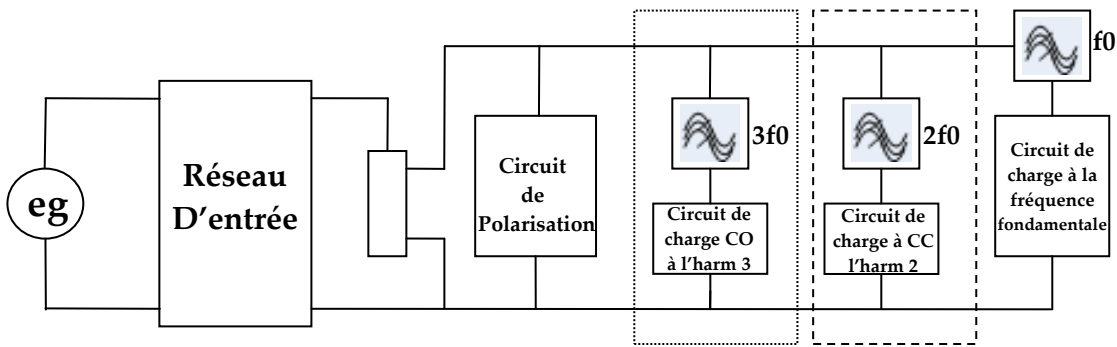


Figure 50 : Schéma d'un amplificateur fonctionne en classe F

#### 2.1.4. Comparaison

- La classe A permet d'obtenir le gain et la linéarité les plus élevés par rapport les autres classes de fonctionnement, mais au détriment du rendement.
- Les classes AB et F (polarisée à partir de classe AB) ont la même puissance de sortie saturée, mais la classe F a un rendement plus élevé (plus 15% que la classe AB).
- La classe E présente le meilleur rendement.
- La compression du gain a lieu pour un niveau de puissance moins élevé pour la classe E comparativement à la classe F.
- Pour un rendement donné, la classe F produit plus de puissance que la classe E.
- Pour la même puissance maximale de sortie, l'intermodulation d'ordre 3 (IMD3) est de 10 dB plus faible pour la classe F que pour la classe E.

#### 2.1.5. Conclusion

Le choix de la classe de fonctionnement dépend toujours de l'application visée. Dans le cadre de cette thèse où le rendement et la puissance de sortie élevés sont des critères importants, les classes F et E sont celles à privilégier. Cependant, la linéarité est aussi un critère très important pour certaines applications de télécommunication. Les classes D, E et F sont convenables pour les applications qui utilisent des modulations à enveloppe constante avec moins de contraintes pour la linéarité. Pour les applications actuelles et futures qui utilisent des modulations à enveloppe variable, l'amplificateur de puissance doit avoir un rendement élevé constant sur une large dynamique de puissance d'entrée. Il faut donc utiliser des architectures spécifiques de l'amplificateur de puissance assurant un compromis entre rendement et linéarité pour une grande dynamique du signal d'entrée.

## 2.2. Les différentes architectures d'émetteurs de puissance [73]

Comme nous venons de le présenter, un certain nombre de choix de conception impacte les performances des structures d'amplification de puissance. L'une des difficultés principales réside dans le compromis entre rendement et linéarité notamment lorsque la dynamique du signal d'entrée est importante. Un des leviers possibles pour améliorer globalement les performances, conjointement en linéarité et en rendement est de travailler sur les architectures d'émetteur. L'architecture classique d'un émetteur est basée sur l'association d'amplificateurs de puissance linéaires au travers de multiplexeurs de puissance [73]. Plus récemment, les émetteurs ont été construits suivant différentes architectures telles que E.E.R. (Envelope

Elimination and Restoration) proposée par Kahn [74], Envelope Tracking [78], LINC (Linear amplification using Non linear Components) [75], ou Doherty [76]. Ce paragraphe présente succinctement les principes sur lesquels sont fondés ces différentes architectures dans le but d'avoir les éléments pour choisir l'architecture la mieux adaptée au problème que nous nous posons.

### 2.2.1. Technique de Kahn "EER" (Envelope Elimination and Restoration)

Comme son nom l'indique, cette technique a été proposée par Kahn en 1952 [74]. Cette technique a pour objectif d'assurer l'amplification globale du signal radiofréquence modulé à l'entrée de l'amplificateur de puissance en gérant séparément la phase et l'amplitude du signal. Un diviseur permet, dans un premier temps, de restituer ce signal sur deux voies parallèles. Sur la première voie, le signal d'entrée est écrêté donnant ainsi naissance à un signal à enveloppe constante dont on conserve la phase. Ce signal écrêté peut donc, sans problème, être amplifié par un amplificateur de puissance non linéaire à haut rendement. La seconde partie du signal d'entrée passe à travers un détecteur d'enveloppe permettant de restituer les variations d'amplitude de la porteuse. Le signal ainsi obtenu est alors amplifié dans un amplificateur très linéaire puis réimprimé en sortie au signal de puissance par le biais de la polarisation de l'amplificateur de puissance [77]. Un synoptique de cette architecture est proposé en Figure 51.

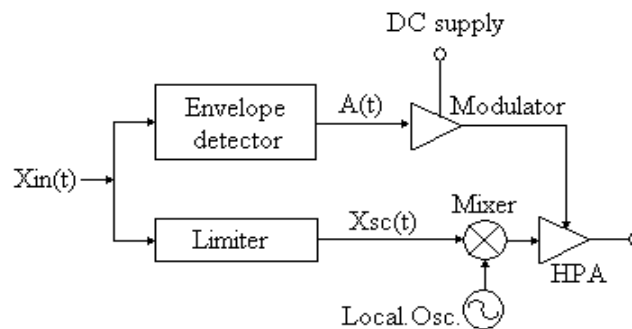
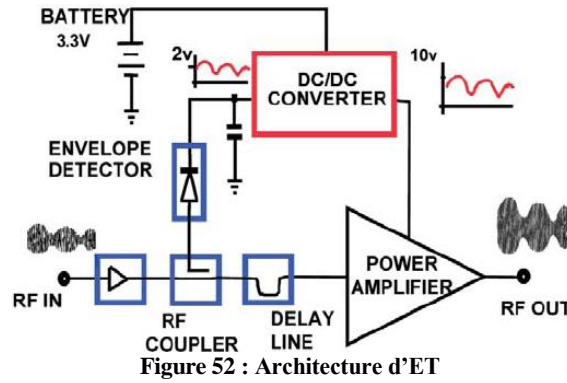


Figure 51 : Architecture d'EE&R

La technique proposée par Kahn permet d'obtenir une très bonne linéarité associée à un fort rendement.

### 2.2.2. Technique de l'Envelope Tracking

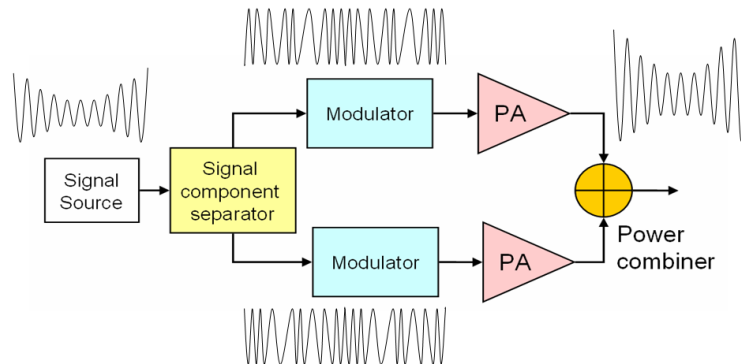
La technique de l'Envelope Tracking (ET) reprend un peu les mêmes principes que ceux sur lesquels est basée la technique EER en ce sens que l'on fait varier dynamiquement la tension d'alimentation pour optimiser les performances de l'amplificateur de puissance [78], [79] et [10]. La Figure 52 présente un schéma synoptique de cette architecture. L'amplificateur final fonctionne en mode linéaire et la tension d'alimentation varie dynamiquement pour économiser l'énergie [78], [79]. Le préamplificateur (RF drive) contient le signal de phase et le signal d'enveloppe à la fois, et l'amplification linéaire est entièrement liée à l'amplificateur de puissance final [10]. L'alimentation variable a pour rôle, seulement, d'optimiser le rendement.



Typiquement, l'enveloppe est détectée et est utilisée pour contrôler un convertisseur DC-DC qui commande la polarisation de l'amplificateur de puissance permettant ainsi d'optimiser le rendement en temps réel. Actuellement, cette technique a permis d'obtenir des rendements élevés [67], [80] mais cependant plus faibles que ceux obtenus par la technique EER.

### 2.2.3. Technique de LINC (Linear amplification using Non linear Components)

Le principe de cette technique est basé sur le fait qu'un signal en enveloppe variable peut être considéré comme la superposition de deux signaux à enveloppe constante [81]. Le signal d'entrée est donc séparé en deux signaux dont l'enveloppe est constante. Ces deux signaux peuvent alors, sans encombre, être amplifiés par deux amplificateurs de puissance non linéaires optimisés en rendement. Ils sont ensuite recombinaés pour retrouver le signal initial amplifié. Cette technique nécessite l'utilisation de combineurs haute puissance. Elle est de ce fait limitée en bande passante. Un synoptique de cette architecture est proposé en Figure 53.



### 2.2.4. Technique de Doherty

Contrairement aux méthodes précédemment exposées qui s'appuient sur le contrôle de la tension d'alimentation de l'amplificateur de puissance, la technique Doherty est basée sur l'adaptation des conditions de charge de l'amplificateur de puissance. Pour cela, la structure de Doherty est composée d'un amplificateur principal associé à un second amplificateur dit auxiliaire. Ce dernier a pour rôle de venir compenser la saturation de l'amplificateur principal par apport de courant permettant ainsi d'obtenir un rendement sensiblement constant sur une large plage de niveau du signal d'entrée. Afin de gérer ce fonctionnement, les deux amplificateurs de puissance sont polarisés suivant deux classes différentes. Typiquement, la polarisation retenue par l'amplificateur principal est la classe B voire AB alors que celle de l'amplificateur auxiliaire est la classe C.

La technique Doherty classique combine deux amplificateurs de puissance de même taille par une ligne de transmission quart d'onde, comme présenté Figure 54. Quand l'amplitude du signal est inférieure à la moitié ou moins du PEP "Peak Envelope Power", l'amplificateur principal est le seul amplificateur actif. Dès que l'amplitude du signal est supérieure à la moitié du PEP, les deux amplificateurs fonctionnent en parallèle. L'amplificateur auxiliaire fournit du courant lorsque l'amplificateur principal sature ce qui permet de réduire l'impédance vue à la sortie de l'amplificateur principal. Alors, l'amplificateur principal fournit plus de courant à la charge pendant la saturation en raison de l'effet de la variation de charge "load-pulling". De ce fait, l'efficacité totale reste élevée au cours de cette évolution.

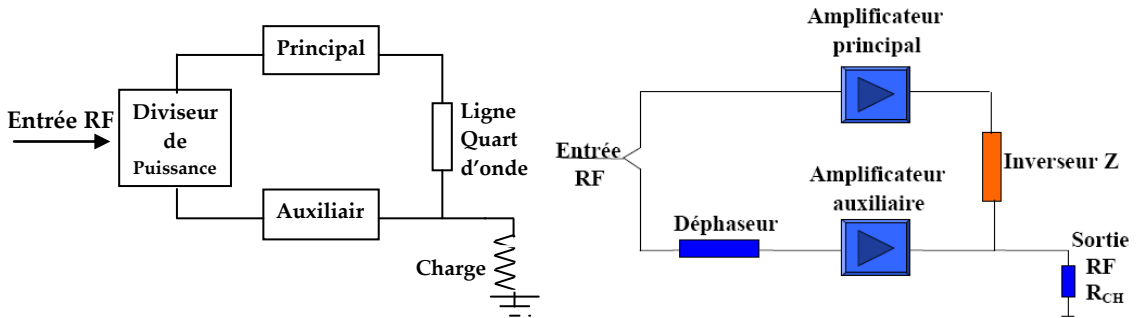


Figure 54 : Schéma général de l'amplificateur de puissance en Doherty

Le fonctionnement de l'amplificateur Doherty peut aussi être expliqué en trois états associés à des niveaux de puissance bas, moyen et élevé, la Figure 55 représente le schéma de l'amplificateur de puissance Doherty.

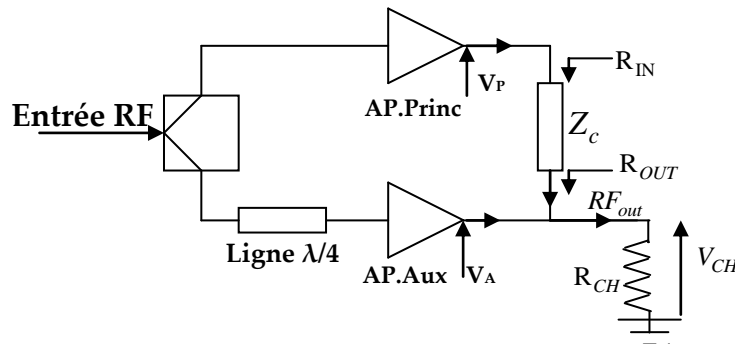


Figure 55 : Schéma détaillé de l'amplificateur de puissance de type Doherty

Le transformateur quart d'onde devant l'amplificateur auxiliaire compense l'inversion de phase causée par l'inverseur d'impédance situé après l'amplificateur principal. Les Figures 56 présentent les caractéristiques idéales des tensions et courants associés aux amplificateurs principal (indice P) et auxiliaire (indice A) pour le cycle total de la puissance d'entrée. Le point de transition T correspond au point où l'amplificateur auxiliaire doit être mis dans le circuit. La Figure 56-a représente les évolutions des tensions de drain de l'amplificateur principal et de l'amplificateur auxiliaire. La Figure 56-b représente les évolutions des courants de drain de l'amplificateur principal et de l'amplificateur auxiliaire. Pour un amplificateur Doherty classique qui utilise deux amplificateurs de puissance de même taille  $\alpha = \frac{R_{ch}}{Z_c} = \frac{1}{2}$ . Nous allons expliquer ce cycle à partir des trois états de fonctionnement sus cités.



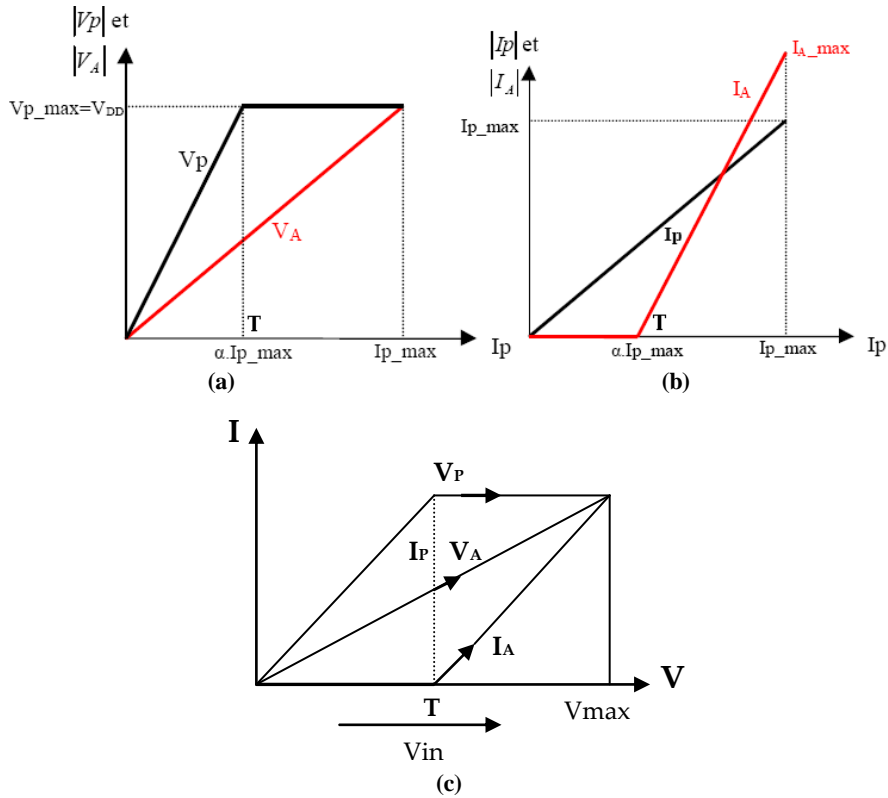


Figure 56 : Caractéristiques des tensions et courants pour un amplificateur Doherty

▪ **Etat I : faible niveau des signaux de sortie ( $P_{out} < P_T$ )**

Lorsque l'amplificateur est soumis à de faibles niveaux de puissance, l'amplificateur auxiliaire est éteint. Le signal d'entrée est reçu par l'amplificateur principal, qui agit comme une source de courant contrôlée. Comme présenté dans la Figure 57-a, l'amplificateur auxiliaire présente une impédance infinie en sortie et l'amplificateur principal est chargé par une résistance égale à deux fois la résistance optimale de sortie (inversion de l'impédance de charge  $R_{opt}/2$  par le tronçon de ligne  $\lambda/4$  d'impédance caractéristique  $R_{opt}$ ). L'impédance élevée présentée à la sortie de l'amplificateur de puissance principal conduit à la saturation de celui-ci, alors que le courant atteint seulement la moitié de sa valeur maximale. Le système fonctionne alors avec le maximum rendement bien qu'il ne fournisse pas la puissance maximale.

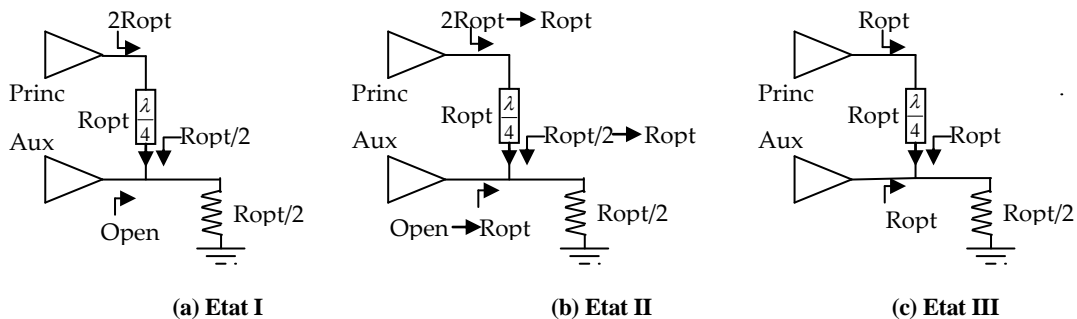


Figure 57 : Schéma des trois états de fonctionnement pour l'amplificateur Doherty

▪ **Etat II : moyen niveau des signaux de sortie ( $P_{out} = P_T$ )**

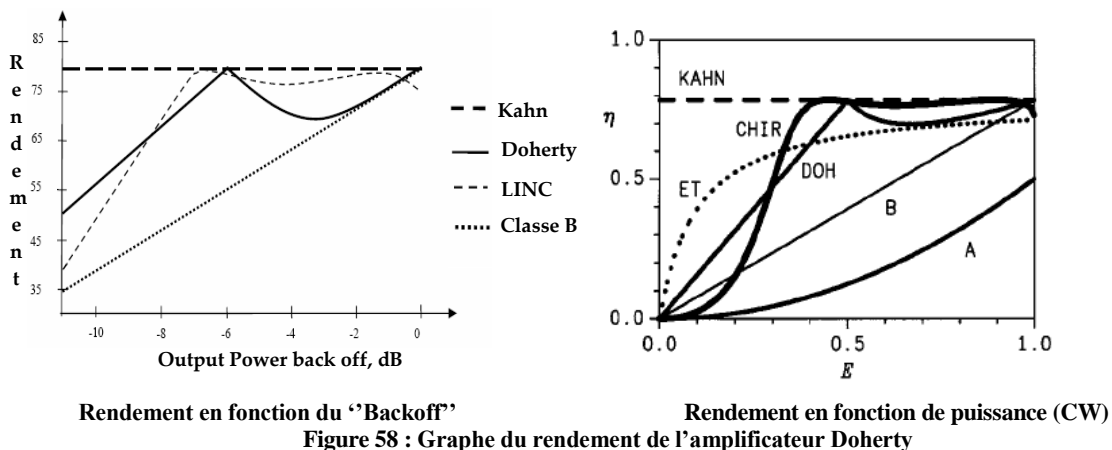
Dès que l'amplificateur principal est saturé, une polarisation appropriée va permettre la mise en conduction de l'amplificateur auxiliaire ce qui se traduit par l'augmentation du courant auxiliaire. L'amplificateur auxiliaire agit alors comme une source de courant contrôlée

et l'amplificateur principal agit comme une source de tension contrôlée. Par le principe de la variation de charge, l'augmentation du courant auxiliaire augmente l'impédance  $R_{out}$  vue en sortie de la ligne d'inversion (cf Figure 55). L'impédance présentée en sortie de l'amplificateur principal est alors égale à  $R_{IN} = Z_c^2 / R_{OUT}$ . Par conséquent, l'augmentation de  $R_{out}$  implique une diminution de l'impédance  $R_{IN}$ , impédance vue par l'amplificateur principal. Ceci a pour effet une augmentation du courant de sortie de l'amplificateur principal. La tension de sortie reste quant à elle constante, sans effet de saturation. Ce processus est présenté graphiquement sur la Figure 56. Il en résulte une augmentation de la puissance de sortie. Le rendement reste alors proche du maximum, comme le niveau de la tension reste proche de la saturation. Quand la puissance d'entrée augmente, l'impédance de sortie de l'amplificateur auxiliaire augmente alors que celle de l'amplificateur principal, compte tenu de la présence de la ligne quart d'onde, diminue.

▪ ***Etat III : haut niveau des signaux de sortie ( $P_{out} > P_T$ )***

Si la puissance d'entrée augmente au delà de l'état II, la puissance de sortie augmente elle aussi jusqu'à saturation de l'amplificateur auxiliaire. A ce niveau, les deux amplificateurs voient une résistance de charge correspondant à la résistance optimale  $R_{opt}$  égale à l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde, comme présenté par la Figure 57-c. Le courant principal atteint le point maximum à ce niveau et donc la puissance de sortie délivrée par la configuration au cours de cet état est aussi la plus grande possible. En définitive, on peut dire que l'amplificateur auxiliaire a pour rôle de moduler la charge équivalente présentée à l'amplificateur principal afin d'assurer un rendement optimal sur une large dynamique du signal d'entrée.

L'amplificateur Doherty possède un RPA (Rendement en Puissance Ajoutée) maximum au point de transition T et à la puissance maximale comme présenté en Figure 58 [73]. La diminution de rendement dans la région comprise entre les deux maxima de rendement est due à la diminution du rendement de l'amplificateur auxiliaire. Si l'amplificateur principal est polarisé en classe B, l'amplificateur Doherty présente un rendement de l'ordre de 78% dans la région correspondant à un "backoff" de 6 dB.



Ainsi, la configuration Doherty est particulièrement adaptée aux systèmes à modulation d'enveloppe non constante et avec un PAR ("Peak to Average Ratio") de l'ordre de 6 à 10 dB.

***Bilan sur la technique de Doherty***

Le principe de la technique de Doherty exposé, il est possible de présenter un bilan prenant en compte des aspects réalisation. En effet, le comportement de la technique Doherty (les

avantages et les désavantages) en comparaison avec celui des autres architectures d'émetteurs de puissance peut être résumé par le bilan suivant :

#### *Les avantages*

- Simplicité : il peut être réalisé en utilisant des techniques RF pures, sans utiliser des circuits compliqués pour contrôler l'enveloppe comme dans les techniques EER et Envelop Tracking.
- Rendement élevé : comparable à celui de l'EER et de l'Envelop Tracking.
- Facilité à linéariser par les méthodes conventionnelles de linéarisation comme la "prédistortion" [82], les méthodes de type "FeedForward" ou les méthodes de type "FeedBack" [83].

#### *Les désavantages*

- Largeur de bande étroite : à cause du transformateur quart d'onde, mais on peut aussi remplacer ce transformateur par un transformateur large bande, cela pour élargir la bande passante.
- Nécessité de compenser la partie réactive de l'impédance de sortie des deux amplificateurs, mais cela peut être réalisé en ajoutant des lignes de transmission "offset" [83].

Ces problèmes sont réels mais ils pourraient, à notre sens, trouver des solutions originales compte tenu des possibilités offertes par le caractère multicouches de la filière technologique retenue.

### **2.3. Conclusion**

Pour les applications de télécommunications et radar qui utilisent des modulations à enveloppe constante comme la GMSK utilisée dans le standard GSM des systèmes de télécommunication mobiles, il est possible d'utiliser les classes de fonctionnement E et F. De telles modulations permettent à l'amplificateur de puissance de fonctionner au voisinage de la saturation où le rendement est maximum sans distorsion.

Les standards modernes des systèmes de télécommunication mobile comme EDGE (haut débit), utilisent des techniques de modulations comme la QPSK et la QAM, mais aussi la modulation multi porteuses OFDM comme dans le cas des applications WiMAX. Ces techniques produisent des signaux à enveloppe non constante, ce qui implique que l'amplificateur de puissance doit fonctionner dans la région linéaire, avec 3 à 9 dB de "Backoff" par rapport au point de compression. La solution pour les modulations à enveloppe non constante et pour les modulations multi porteuses peut être donc d'utiliser les amplificateurs loin de leur point de compression dans des zones où le rendement est faible. L'autre solution consiste à développer de nouvelles architectures d'amplificateurs de puissance comme EER, ET, LINC ou Doherty afin de contourner ce problème d'optimisation du rendement sur une large dynamique du signal d'entrée. Compte tenu des potentialités apportées par la filière technologique retenue, nous avons pensé, *a priori*, que la technique Doherty, du fait de sa simplicité dans le traitement du signal était une technique bien adaptée au problème que nous souhaitons résoudre et c'est pour cela que nous avons testé sa mise en œuvre. C'est les résultats de cette mise en œuvre que nous présentons dans les paragraphes suivants.

### 3. Amplificateur de puissance en classes AB, C

La conception d'amplificateurs à haut rendement de type Doherty n'est pas triviale. Aussi, avant d'aborder cette conception, nous présentons une première étape visant à la réalisation d'amplificateurs en classe AB et C autour des composants "Ericsson" (PTF 10107) et "Freescale" (MRF21010LR1). Pour plus de simplicité et de clarté dans l'exposé, nous allons appeler ces amplificateurs, amplificateurs "Ericsson" et "Freescale". Ces deux composants ont été retenus du fait de leurs caractéristiques et notamment de leur puissance de sortie maximum de 5W et de 10W respectivement. Les gains associés sont de l'ordre de 10 dB et le rendement en puissance ajoutée de 50% pour le composant "Ericsson" et de 40% pour le composant "Freescale". Toutes les caractéristiques de ces deux composants sont données dans les documents constructeurs qui font l'objet de l'Annexe 1 pour le composant "Ericsson" et de l'Annexe 2 pour le composant "Freescale". Dans un premier temps, nous nous sommes appuyés sur ces données pratiques pour construire l'amplificateur. Il est clair qu'une caractérisation grand signal précise sera, à terme, nécessaire pour optimiser les performances en rendement des amplificateurs que nous construirons. Dans cette perspective, et compte tenu des impédances à parties réelles très faibles présentées par les composants utilisés, nous avons construit une cellule de test basée sur un transformateur d'impédance de Klopfenstein [49]. Nous présentons en annexe 3 les bases de la mesure grand signal ainsi que la conception de la cellule de mesure dont nous envisageons l'utilisation par la suite dans le cadre d'une collaboration avec le Laboratoire Xlim de Limoges.

Afin de trouver le meilleur compromis entre puissance de sortie, gain et maximisation du rendement en puissance ajoutée, nous allons chercher à observer l'influence de la polarisation, maintenue dans les classes étudiées, et proposer les configurations optimales pour chacun des circuits. Le but, est de proposer des circuits élémentaires optimisés en vue de leur intégration dans une structure plus complexe de type Doherty.

La démarche suivie consiste, dans un premier temps, à évaluer leurs performances en s'appuyant sur les simulations grand signal à l'aide du logiciel ADS. Les différentes simulations sont ensuite complétées par des réalisations pratiques. Différentes mesures, pour plusieurs points de fonctionnement, dans chacune des classes retenues, ont ainsi permis de déterminer, de façon expérimentale, les conditions qui optimisent le rendement en puissance ajoutée (RPA). Ces résultats seront ensuite exploités lors de la conception de structures de type Doherty.

#### 3.1. Simulations

Pour les simulations grand signal sous ADS, la modélisation des composants retenus est basée sur la connaissance des impédances d'entrée et sortie grand signal fournies dans les documents constructeurs. Ces simulations ont pour objectif de conserver le bon fonctionnement des circuits d'adaptation en entrée et en sortie pour une utilisation en grand signal de l'amplificateur. La technologie retenue est une technologie microruban sur un substrat FR4 d'épaisseur 0.79 mm, de ( $\epsilon_r=4.4$  et  $\text{tg } \delta=0.02$ ), l'épaisseur de métallisation est de 35  $\mu\text{m}$ . Les circuits d'adaptation sont réalisés à partir d'éléments distribués. Les circuits de polarisation et d'isolation (RF-DC) utilisés pour l'entrée et la sortie de deux composants sont ceux définis dans les documents constructeurs. Ces deux composants sont caractérisés en simulation par les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie grand signal calculés à partir de leurs impédances d'entrée et sortie grand signal fournies par les constructeurs. La fréquence de

fonctionnement est choisie autour de 2 GHz. Le modèle utilisé ne permet de prendre en compte que les phénomènes en réflexion. Aucun résultat théorique en transmission n'est alors possible.

### 3.1.1. Amplificateur classe AB conçu à partir du transistor "Ericsson"

La Figure 59 présente le schéma électrique de l'amplificateur polarisé en classe AB. La fréquence de travail est choisie à 2GHz. Les tensions continues utilisées dans la simulation sont celles proposées par la documentation constructeur pour une polarisation en classe AB. Les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie sont réalisés à partir d'éléments distribués (lignes microrubans).

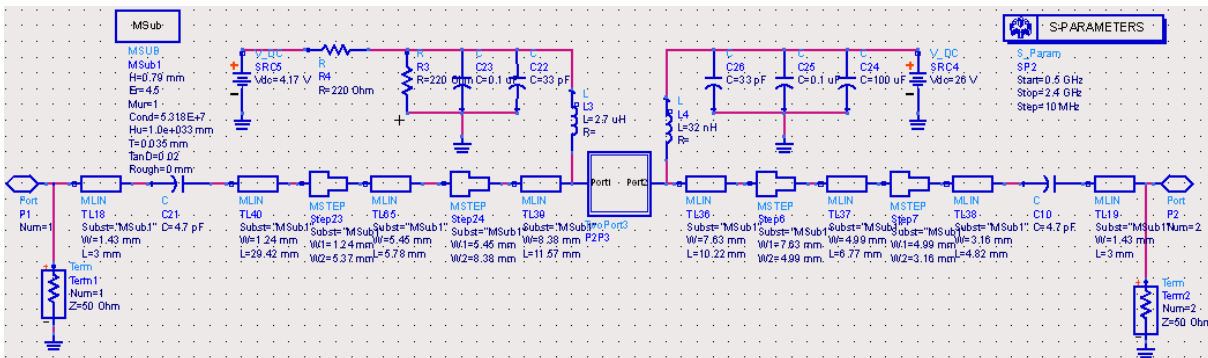


Figure 59 : Schéma électrique de l'amplificateur "Ericsson", pour simulation sous ADS

La Figure 60 présente les résultats de simulation sous ADS de la variation en fréquence des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ).

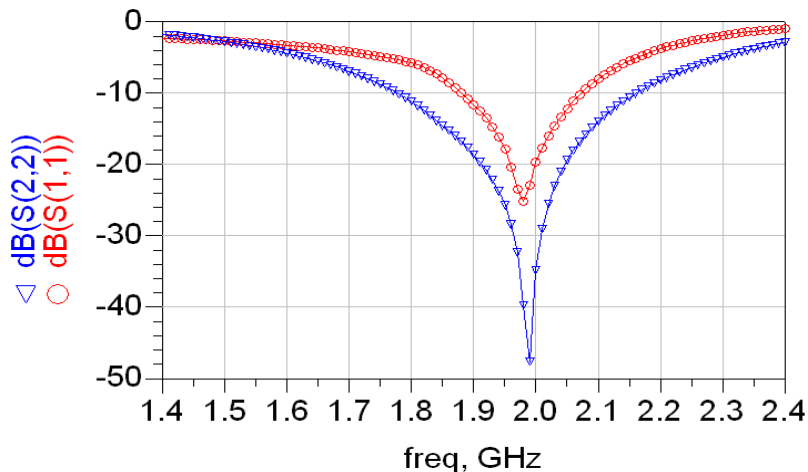


Figure 60 : Variation fréquentielle des coefficients des réflexion d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) de l'amplificateur conçu à partir du transistor "Ericsson", simulés sur ADS

Ces résultats de simulation montrent que l'amplificateur "Ericsson" est très bien adapté en grand signal en entrée et en sortie pour la fréquence de fonctionnement 1.99 GHz. ( $ROS < 1,2$  sur une bande allant 1.9 à 2.08 GHz).

### 3.1.2. Amplificateur classe AB conçu à partir du transistor "Freescale"

La Figure 61 présente le schéma électrique de l'amplificateur polarisé en classe AB. La fréquence de travail est choisie à 2GHz. Les tensions continues utilisées dans la simulation sont celles fournies dans les documents constructeurs pour polariser l'amplificateur en classe AB. Les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie sont réalisés à partir des éléments distribués.

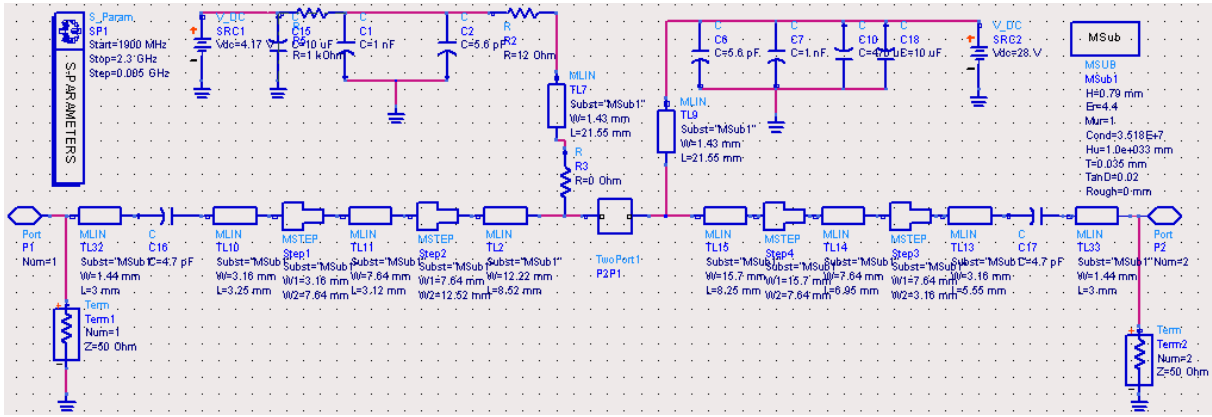


Figure 61 : Schéma électrique de l'amplificateur "Freescale", pour simulation sous ADS

La Figure 62 présente les résultats de simulation sous ADS de la variation en fréquence des coefficients des réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ).

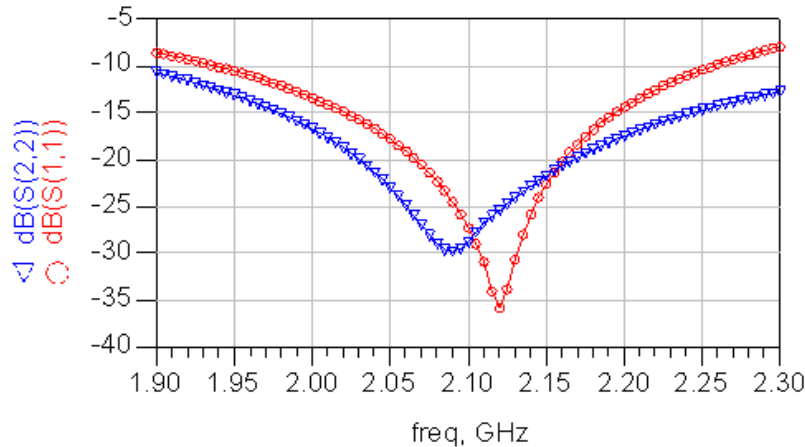


Figure 62 : Variation fréquentielle des coefficients des réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) de l'amplificateur conçu à partir du transistor "Freescale", simulés sur ADS

Les résultats de simulation de la Figure 62 montrent que l'amplificateur "Ericsson" est très bien adapté en grand signal en entrée et en sortie pour la fréquence de fonctionnement 2.1 GHz. ( $ROS < 1,02$  sur une bande de fréquences allant de 2.02 GHz à 2.15 GHz).

### 3.2. Mesures

Dans cette partie, nous allons présenter les principaux résultats expérimentaux concernant les différentes solutions précédemment exposées. Afin d'améliorer le comportement thermique de ces structures d'amplification, nous avons privilégié la technologie coplanaire blindée. Dans le but de limiter l'impact des changements de technologie, la distance  $d$  est choisie de telle sorte à privilégier le mode microruban (Figure 63). L'optimisation du rendement en puissance ajoutée est faite à partir d'une démarche expérimentale, en faisant varier notamment la tension  $V_{gs}$  et/ou la tension  $V_{ds}$ . Cette démarche est effectuée pour les deux composants retenus et les deux classes AB et C.

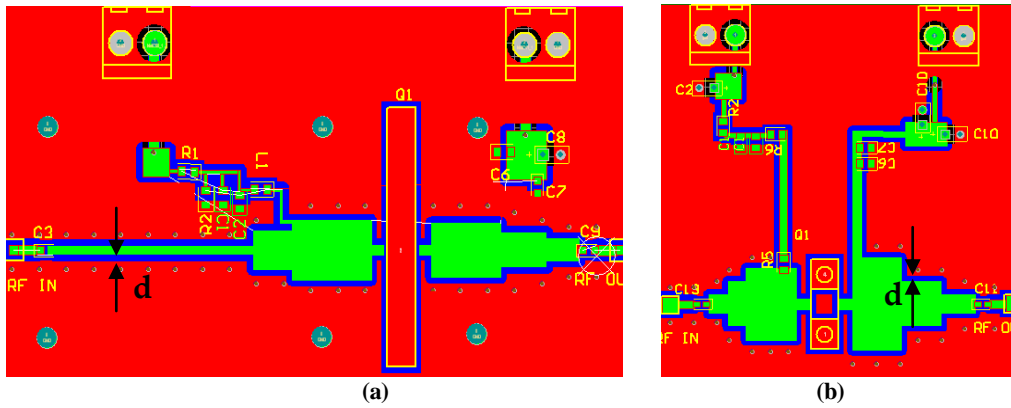


Figure 63 : “Layouts” des amplificateurs: (a) “Ericsson”, (b) “Freescalé”

Pour les deux amplificateurs réalisés (Ericsson, Freescalé), le substrat utilisé est le FR4 ( $\epsilon_r=4.4$ ,  $\text{tg } \delta=0.02$ ), l’épaisseur du substrat est de 0.79 mm et l’épaisseur de métallisation est de 35  $\mu\text{m}$ . Les circuits d’adaptation sont réalisés à partir d’éléments distribués (lignes coplanaires blindées).

### 3.2.1. Amplificateur “Ericsson”

Nous proposons à présent de valider expérimentalement la structure conçue autour du transistor MOSFET de la société Ericsson : le PTF 10107. Ses différentes caractéristiques sont données dans le document constructeur pour une polarisation spécifique ( $V_{ds}=26\text{V}$ ,  $I_{dq}=70\text{mA}$ ). Nous nous sommes appuyés, dans un premier temps, sur ces données pratiques pour construire l’amplificateur.

#### 3.2.1.1. Influence du point de polarisation en classe AB pour l’amplificateur “Ericsson”

Dans un premier temps, une première maquette d’amplificateur “Ericsson” polarisée en classe AB au point de polarisation donné dans le document constructeur ( $V_{ds}=26\text{ V}$ ,  $I_{dq}=70\text{ mA}$ ), a été réalisée et mesurée. Les courbes caractéristiques (AM/AM, Gain et RPA) mesurées sont données sur la Figure 64-a pour la fréquence 1.99 GHz. Pour la puissance de sortie ( $5\text{W}=37\text{dBm}$ ) le RPA est de 40% et le gain de 11. Ensuite, différents points de polarisation en classe AB ont été mesurés pour améliorer le rendement en puissance ajouté (RPA). En fait, en diminuant la tension  $V_{ds}$ , la puissance continue fournie à l’amplificateur de puissance est aussi diminuée, et le rendement est donc amélioré. Cependant, il faut pour cela que la puissance de sortie et le gain ne diminuent pas de manière trop importante. Le point de polarisation qui donne le meilleur RPA tout en gardant la puissance de sortie et le gain est défini par ( $V_{ds}=20\text{ V}$ ,  $V_{gs}=4.32\text{ V}$  et  $I_{dq}=62\text{ mA}$ ), comme présenté Figure 64-b.

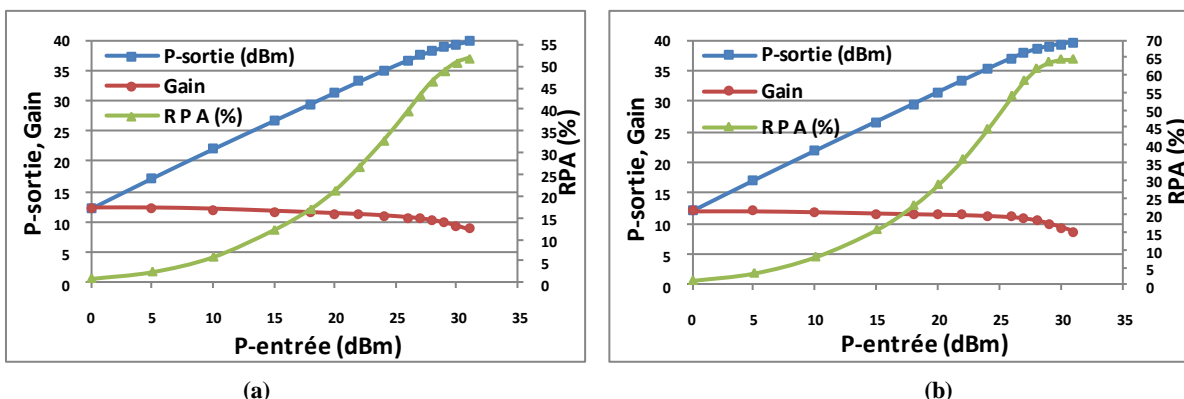


Figure 64 : Courbes caractéristiques de l’amplificateur “Ericsson”, mesurées en classe AB (AM/AM, Gain et RPA) : (a)  $V_{gs}=4.32\text{ V}$ ,  $I_{dq}=70\text{ mA}$ ,  $V_{ds}=26\text{ V}$ , (b)  $V_{gs}=4.32\text{ V}$ ,  $I_{dq}=62\text{ mA}$ ,  $V_{ds}=20\text{ V}$

3.2.1.2. Influence du point de polarisation en classe C pour l'amplificateur "Ericsson"

Pour l'amplificateur polarisé en classe C utilisant le composant "Ericsson", les différents points de polarisation en classe C ont été mesurés à la fréquence 1.99 GHz. La Figure 65 montre les courbes AM/AM, Gain et RPA mesurés. Le point de polarisation qui donne le meilleur RPA tout en conservant la puissance de sortie et le gain est défini par ( $V_{ds}=20$  V,  $V_{gs}=1.4$  V et  $I_{dq}=0$ mA) comme présenté Figure 65-c.

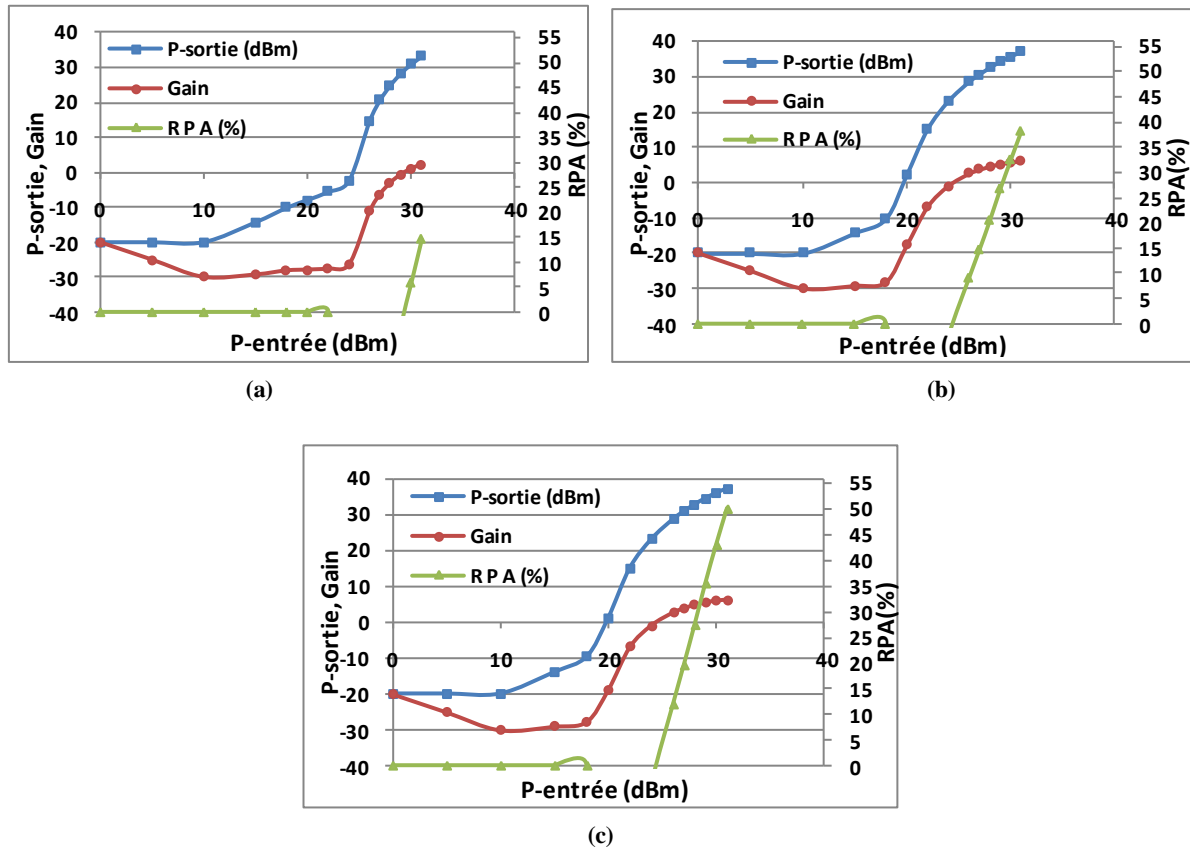


Figure 65 : Courbes caractéristiques de l'amplificateur "Ericsson", mesurées en classe C (AM/AM, Gain et RPA) : (a)  $V_{gs}=0$  V,  $I_{dq}=0$  mA,  $V_{ds}=26$  V, (b)  $V_{gs}=1.4$  V,  $I_{dq}=0$  mA,  $V_{ds}=26$  V, (c)  $V_{gs}=1.4$  V,  $I_{dq}=0$  mA,  $V_{ds}=20$  V

D'après les Figures 64 et 65, les points de polarisation qui donnent le meilleur RPA pour les classes AB et C sont définis par ( $V_{ds}=20$  V,  $V_{gs}=4.32$  V et  $I_{dq}=62$  mA) et par ( $V_{ds}=20$  V,  $V_{gs}=1.4$  V et  $I_{dq}=0$  mA), respectivement.

3.2.2. Amplificateur "Freescale"

Le transistor "Freescale" est un autre composant ayant une puissance de sortie plus élevée (10W). Nous proposons à présent de valider expérimentalement la structure conçue autour de ce transistor MOSFET de la société Freescale : MRF21010LR1. Ses différentes caractéristiques sont données dans le document constructeur pour une polarisation spécifique ( $V_{ds}=28$  V,  $I_{dq}=100$  mA). Nous nous sommes appuyés, dans un premier temps, sur ces données pratiques pour construire l'amplificateur.

3.2.2.1. Influence du point de polarisation en classe AB pour l'amplificateur "Freescale"

La même étude sur le circuit de polarisation en classe AB a été faite sur l'amplificateur "Freescale". Dans un premier temps, une première maquette d'amplificateur "Freescale"



polarisé en classe AB au point de polarisation donné dans le document constructeur ( $V_{ds}=26\text{ V}$ ,  $I_{dq}=70\text{ mA}$ ), a été réalisée et mesurée. Les courbes caractéristiques (AM/AM, Gain et RPA) mesurées sont données sur la Figure 66-a pour la fréquence 2.1 GHz. Pour la puissance de sortie ( $10\text{W}=40\text{ dBm}$ ), le RPA est de 47% et le gain de 12. Ensuite, de la même manière que pour le transistor précédent, différents points de polarisation en classe AB ont été mesurés pour améliorer le rendement en puissance ajoutée RPA. Les courbes caractéristiques (AM/AM, Gain et RPA) qui donnent le meilleur RPA mesurés sont données sur la Figure 66 pour différents points de polarisation en classe AB et pour la fréquence 2.1 GHz.

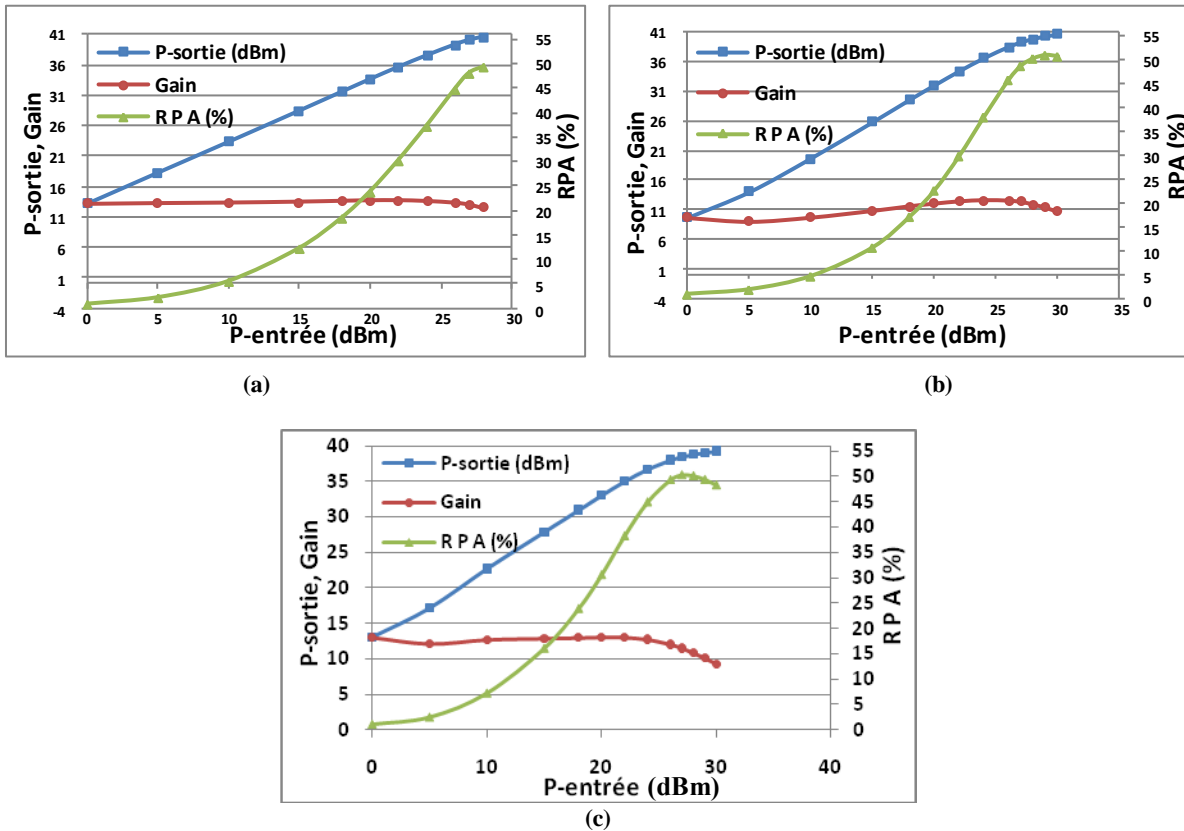


Figure 66 : Courbes caractéristiques de l'amplificateur "Freescale", mesurées en classe AB (AM/AM, Gain et RPA) : (a)  $V_{gs}=3.84\text{ V}$ ,  $I_{dq}=100\text{ mA}$ ,  $V_{ds}=28\text{ V}$ , (b)  $V_{gs}=3.725\text{ V}$ ,  $I_{dq}=37\text{ mA}$ ,  $V_{ds}=25\text{ V}$ , (c)  $V_{gs}=3.84\text{ V}$ ,  $I_{dq}=87\text{ mA}$ ,  $V_{ds}=20\text{ V}$

Pour ces points de polarisation, le rendement de l'amplificateur est quasiment identique (50%) ; le rendement maximum étant obtenu par le point de polarisation défini par ( $V_{ds}=20\text{ V}$ ,  $V_{gs}=3.84\text{ V}$  et  $I_{dq}=87\text{ mA}$ ), ce pour un niveau de puissance d'entrée plus faible que pour les deux autres points de polarisation (voir Figure 66-c). Ce point de polarisation est donc à privilégier pour la réalisation de l'architecture Doherty.

### 3.2.2.2. Influence du point de polarisation en classe C pour l'amplificateur "Freescale"

Pour les circuits de polarisation en classe C, les caractéristiques (AM/AM, Gain et RPA) mesurées donnant le meilleur RPA sont présentées sur la Figure 67 pour la fréquence 2.1 GHz. Le point de polarisation qui donne le RPA le plus élevé, pour le plus faible niveau de puissance d'entrée, est défini par ( $V_{ds}=20\text{ V}$ ,  $V_{gs}=3.5\text{ V}$  et  $I_{dq}=6\text{ mA}$ ) comme présenté Figure 67-b.

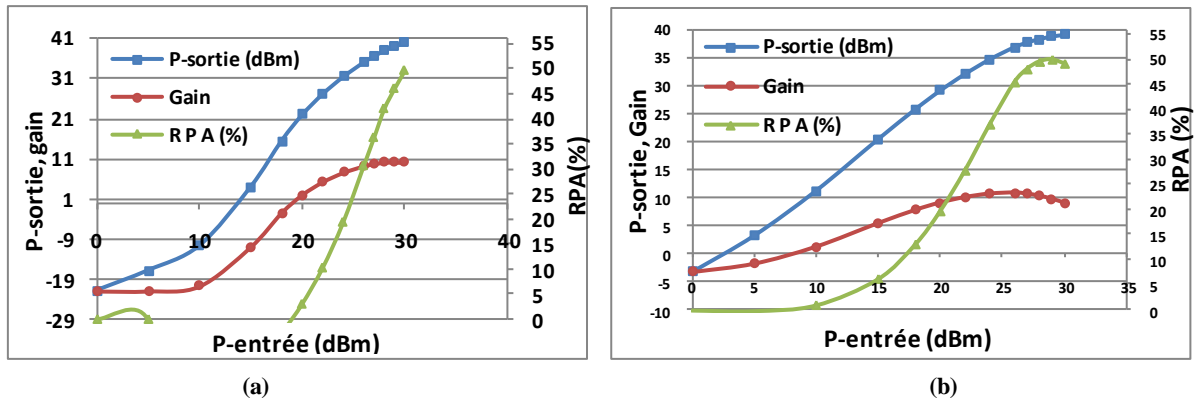


Figure 67 : Courbes caractéristiques de l'amplificateur "Freescalé", mesurées en classe C (AM/AM, Gain et RPA) : (a)  $V_{gs}=3\text{ V}$ ,  $I_{dq}=0\text{ mA}$ ,  $V_{ds}=28\text{ V}$ , (b)  $V_{gs}=3,5\text{ V}$ ,  $I_{dq}=6\text{ mA}$ ,  $V_{ds}=20\text{ V}$

D'après les Figures 66 et 67, les points de polarisation qui donnent le meilleur RPA pour les classes AB et C sont définis respectivement par ( $V_{ds}=20\text{ V}$ ,  $V_{gs}=3.84\text{ V}$  et  $I_{dq}=87\text{ mA}$ ) et par ( $V_{ds}=20\text{ V}$ ,  $V_{gs}=3.5\text{ V}$  et  $I_{dq}=6\text{ mA}$ ).

#### 4. Amplificateur utilisant une architecture de type Doherty avec deux amplificateurs en classes AB, C de même taille

Nous avons présenté la réalisation et l'optimisation en rendement d'amplificateurs en classe AB et C autour des composants "Ericsson" (PTF 10107) et "Freescalé" (MRF21010LR1). Dans ce sous chapitre, nous présentons le travail fait pour la conception et la réalisation d'amplificateurs à haut rendement de type Doherty. Deux amplificateurs de type Doherty seront étudiés. Le premier est basé sur les deux amplificateurs polarisés en classes AB et C, réalisés en utilisant le composant "Ericsson" (PTF 10107). Le deuxième est basé sur les deux amplificateurs polarisés en classes AB et C réalisés, en utilisant le composant "Freescalé" (MRF21010LR1). La structure de l'architecture Doherty pour chaque composant est constituée d'un diviseur de puissance Wilkinson, des deux amplificateurs polarisés en classe AB et C et d'un inverseur d'impédance large bande (3 sections  $\lambda/4$ ). Dans un premier temps, nous allons évaluer leurs performances en nous appuyant sur des simulations grand signal à l'aide du logiciel ADS. Les résultats de simulations sont ensuite confirmés par des réalisations pratiques. Différentes mesures pour plusieurs points de fonctionnement dans chacune des classes retenues et pour chaque amplificateur Doherty réalisé a ainsi permis de déterminer de façon expérimentale les conditions qui optimisent le rendement en puissance ajoutée (RPA) sur une large dynamique du signal d'entrée.

##### 4.1. Simulations

Pour les simulations grand signal des amplificateurs Doherty sous ADS, les schémas électriques utilisés pour les deux amplificateurs principal et auxiliaire sont les mêmes, sauf que l'alimentation continue est différente pour modéliser les deux classes de fonctionnement AB et C. Les tensions de polarisation continues utilisées dans les simulations pour l'amplificateur principal sont celles proposées par la documentation constructeur pour une polarisation en classe AB, tandis que, pour l'amplificateur auxiliaire, nous avons retenu celle obtenue par l'approche expérimentale effectuée sur les amplificateurs polarisés en classe C (3.2.1.2 et 3.2.2.2). La modélisation des composants pour les deux classes est identique et basée sur la

connaissance des impédances d'entrée et de sortie grand signal fournies dans les documents constructeurs. Ces simulations ont pour objectif de vérifier la bonne adaptation de l'ensemble de l'architecture Doherty c'est à dire le bon fonctionnement des circuits d'adaptation grand signal en entrée et en sortie des deux classes de fonctionnement différentes AB et C, du diviseur de puissance Wilkinson et de l'inverseur d'impédance large bande multi sections. La technologie retenue est aussi une technologie microruban sur un substrat FR4 d'épaisseur 0.79mm, de  $\epsilon_r = 4.4$  et  $\text{tg } \delta = 0.02$ , l'épaisseur de métallisation est de  $35\mu\text{m}$ . Les circuits d'adaptation sont réalisés à partir d'éléments distribués. Les circuits de polarisation et d'isolation (RF-DC) utilisés pour l'entrée et la sortie de deux composants sont ceux définis dans les documents constructeurs. Notons de nouveau ici que le modèle utilisé ne permet de prendre en compte que les phénomènes de réflexion. Aucun résultat, quant aux performances en transmission, n'est alors possible.

#### 4.1.1. Amplificateur Doherty "Ericsson"

La Figure 68 présente le schéma électrique de simulation sous ADS de l'amplificateur Doherty "Ericsson". Le circuit de Doherty se compose d'un diviseur de puissance "Wilkinson", des deux amplificateurs "Ericsson" polarisés en classe AB (Principal) et en classe C (Auxiliaire) et d'un inverseur d'impédance large bande ( $25\ \Omega$  à  $50\ \Omega$ ) multi sections. La fréquence de travail est choisie à 1.99 GHz.

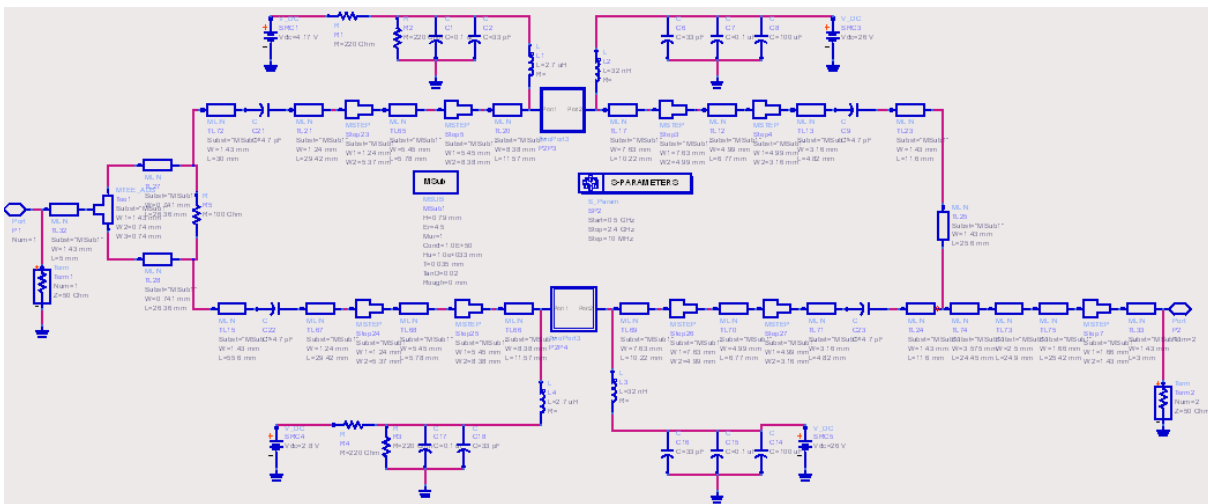


Figure 68 : Schéma électrique de l'amplificateur Doherty "Ericsson", simulé sur ADS

La Figure 69 présente les résultats de simulation sous ADS de la réponse fréquentielle des coefficients de réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ).

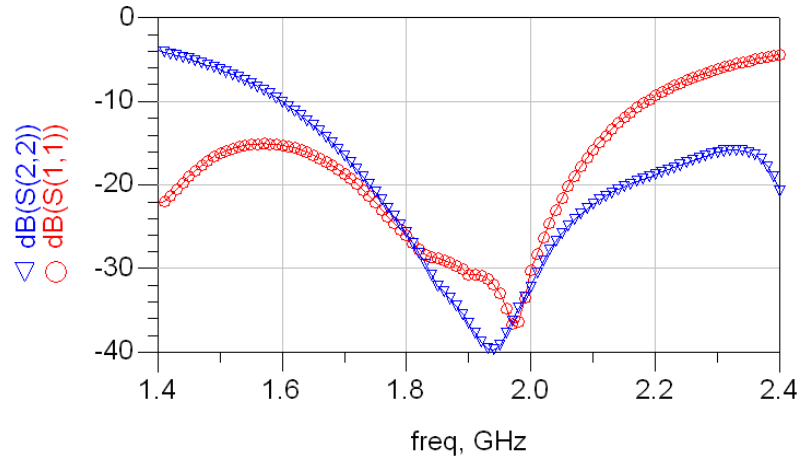


Figure 69 : Réponse fréquentielle des coefficients des réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) de l'amplificateur Doherty "Ericsson", simulés sur ADS

Ces résultats montrent que l'amplificateur Doherty "Ericsson" est très bien adapté en grand signal en entrée et en sortie sur large bande autour de la fréquence du fonctionnement 1.99 GHz. La large bande d'adaptation en entrée est liée à la présence du diviseur de puissance "Wilkinson" qui est naturellement large bande et en sortie à celle de l'inverseur d'impédance multi sections ( $25\Omega$  à  $50\Omega$ ).

#### 4.1.2. Amplificateur Doherty "Freescale"

La Figure 70 présente le schéma électrique pour la simulation sous ADS de l'amplificateur Doherty "Freescale". De la même manière que précédemment, le circuit de Doherty se compose d'un diviseur de puissance "Wilkinson", des deux amplificateurs "Freescale" polarisés en classe AB (principal) et en classe C (auxiliaire) et d'un inverseur d'impédance large bande ( $25\Omega$  à  $50\Omega$ ) multi sections. La fréquence du travail est choisie à 2.1 GHz.

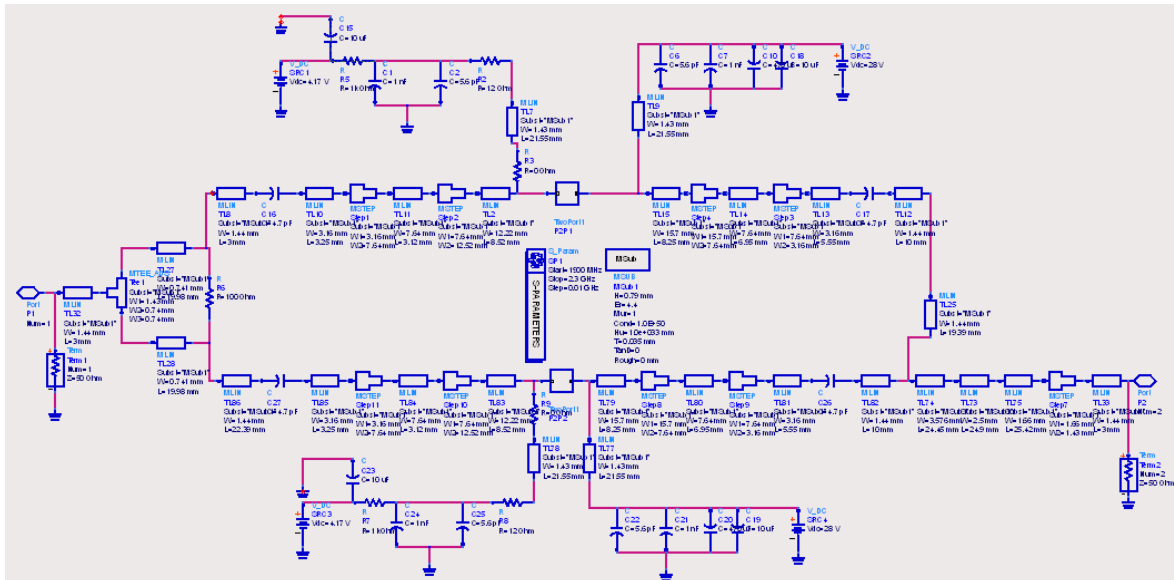


Figure 70 : Schéma électrique de l'amplificateur "Freescale", simulé sur ADS

La Figure 71 présente les résultats de simulation sous ADS de la réponse fréquentielle des coefficients des réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ).

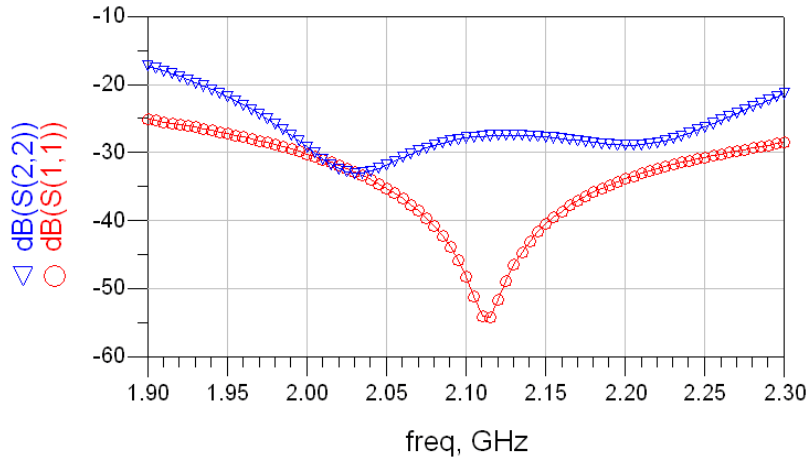


Figure 71 : Réponse fréquentielle des coefficients des réflexions d'entrée et de sortie ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) de l'amplificateur Doherty "Freescale", simulés sur ADS

Comme dans le cas présenté avant et pour les mêmes raisons, ces résultats montrent que l'amplificateur Doherty "Freescale" est très bien adapté en grand signal en entrée et en sortie sur une large bande autour de la fréquence de fonctionnement 2.1 GHz.

## 4.2. Mesures

Dans cette partie, nous allons présenter les principaux résultats expérimentaux concernant les deux architectures Doherty réalisées. Afin d'améliorer le comportement thermique de ces structures d'amplification et comme pour les structures d'amplification simples précédemment exposées, nous avons privilégié la technologie coplanaire blindée. Dans le but de limiter l'impact des changements de technologie, le gap coplanaire est, de nouveau, choisi de telle manière à conserver le mode microruban dominant. L'optimisation du rendement en puissance ajoutée est faite à partir d'une démarche expérimentale en faisant varier notamment la tension  $V_{gs}$  et /ou la tension  $V_{ds}$ . Cette démarche est effectuée pour les deux composants retenus et les deux classes AB et C.

Pour les deux amplificateurs Doherty réalisés (Ericsson, Freescale), le substrat utilisé est le FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$ ,  $\text{tg } \delta = 0.02$ ). L'épaisseur du substrat est de 0.79 mm et l'épaisseur de métallisation est de 35  $\mu\text{m}$ . Les circuits d'adaptation sont réalisés à partir des éléments distribués (lignes coplanaires blindées). Nous avons réalisé les premières maquettes d'amplificateurs de puissance de type Doherty à partir de deux transistors MOSFET commercialisés par les entreprises "Ericsson" (PTF 10107) et "Freescale" (MRF21010LR1). Les deux "layouts" d'amplificateurs Doherty (Ericsson, Freescale) sont présentés sur la Figure 72. Les amplificateurs sont développés pour une fréquence de fonctionnement autour de 2 GHz. Chaque amplificateur utilise deux transistors, le premier est polarisé en classe AB (principal) et le deuxième est polarisé en classe C (auxiliaire). Le circuit de chaque amplificateur de Doherty est constitué d'un diviseur de Wilkinson, deux lignes de longueur électrique  $90^\circ$  : la première avant l'amplificateur auxiliaire et la seconde après l'amplificateur principal, de deux amplificateurs polarisés en classe AB et C et d'un inverseur d'impédance 25-50  $\Omega$  large bande (3 sections  $\lambda g/4$ ) en sortie, comme présenté Figure 72. Les deux transistors sont adaptés en entrée et sortie à 50 $\Omega$  en utilisant deux circuits d'adaptation identiques sur les deux branches de la structure de Doherty.

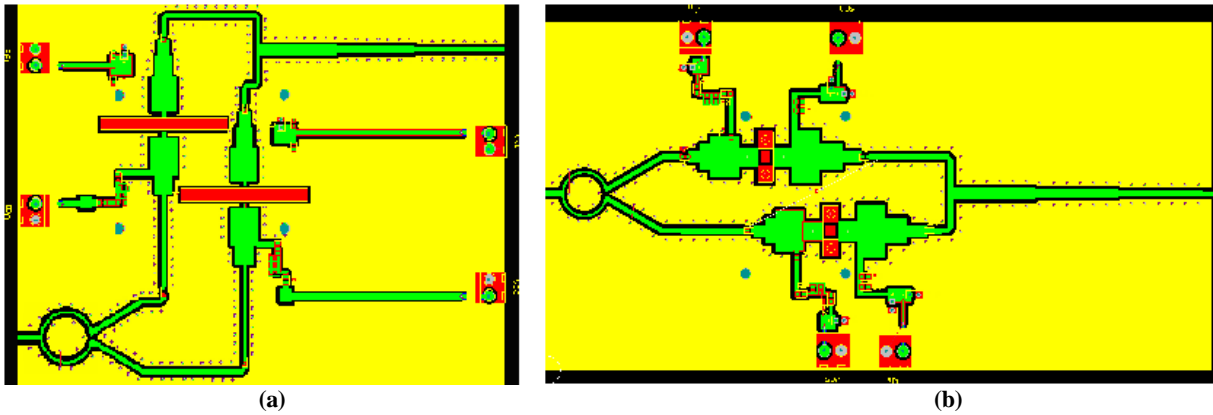


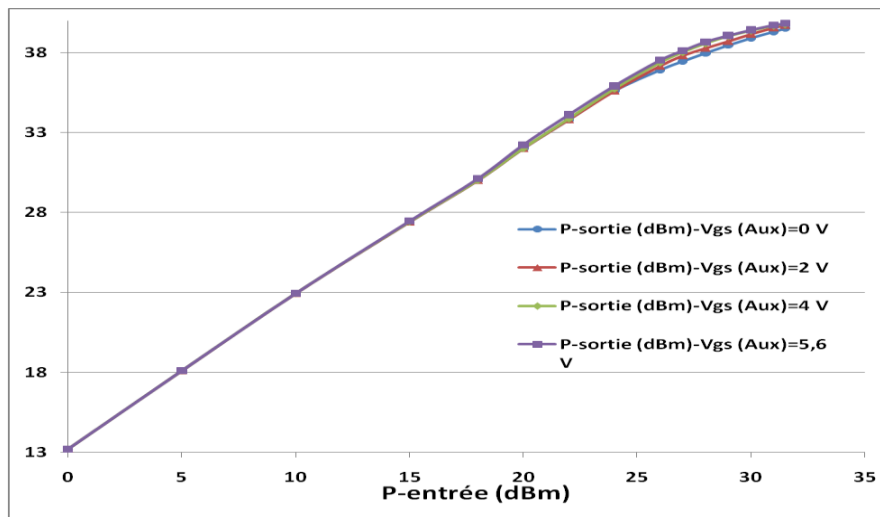
Figure 72 : ‘‘Layouts’’ des amplificateurs de type Doherty : (a) Ericsson, (b) Freescale

#### 4.2.1. Amplificateur Doherty ‘‘Ericsson’’

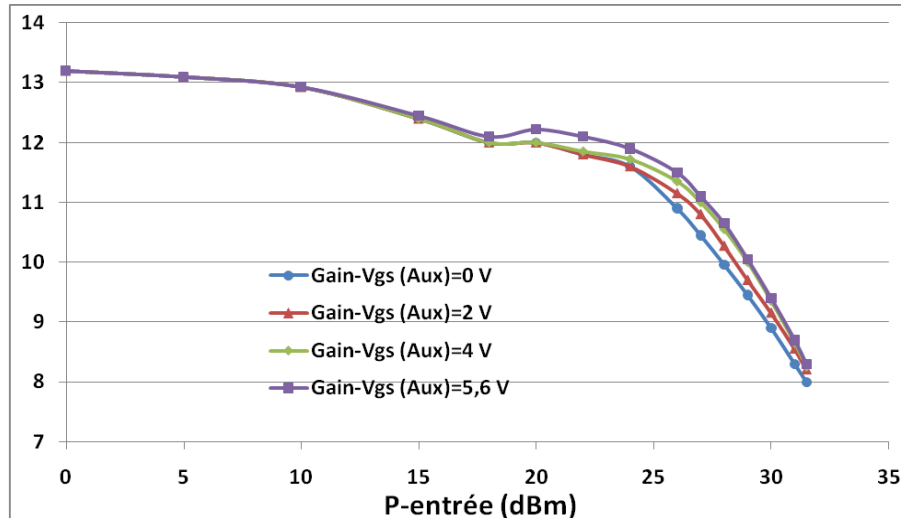
Nous proposons à présent de valider expérimentalement la structure Doherty conçue autour de deux transistors MOSFET de la société Ericsson : le PTF 10107. Puis, afin de trouver le compromis entre puissance de sortie, gain et maximisation du rendement en puissance ajoutée, nous allons chercher à observer l’influence de la polarisation, maintenue dans les deux classes étudiées, et proposer les configurations optimales pour la structure Doherty ‘‘Ericsson’’.

##### *Influence du point de polarisation pour l’amplificateur Doherty ‘‘Ericsson’’*

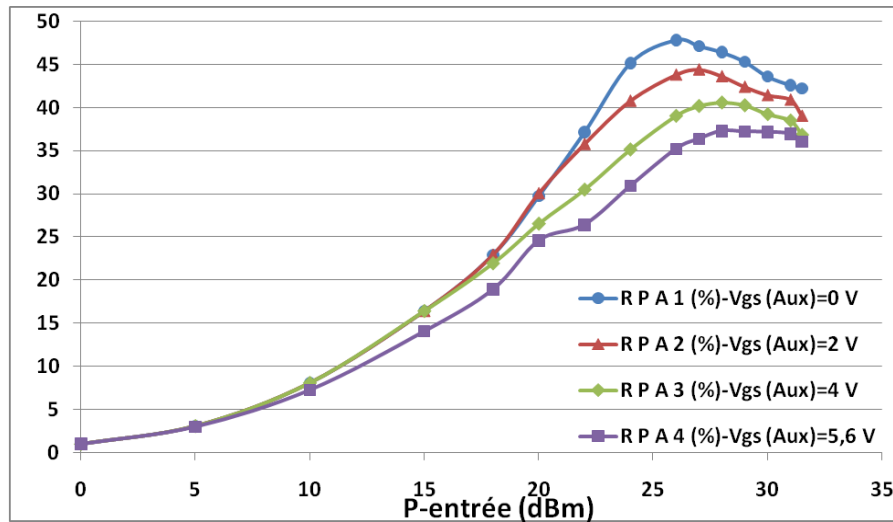
Dans un premier temps, une première maquette d’amplificateur Doherty ‘‘Ericsson’’ a été réalisée et mesurée. L’amplificateur principal est polarisé en classe AB au point de polarisation donné dans le document constructeur ( $V_{ds}=26V$ ,  $I_{dq}=70mA$ ,  $V_{gs}=4.32V$ ) et l’amplificateur auxiliaire est polarisé en classe C au point de polarisation ( $V_{ds}=26V$  et  $I_{dq}=0mA$ ,  $V_{gs}=0V$ ). Par la suite, les performances ont été mesurées pour différents points de polarisation en classe C (en faisant varier  $V_{gs}$  de 0V à 5.6V), afin d’améliorer le rendement en puissance ajoutée RPA. Les courbes caractéristiques (AM/AM, Gain et RPA) mesurées pour ces différents points de polarisation, toujours en classe C de l’amplificateur auxiliaire, sont données sur la Figure 73 pour la fréquence 1.99 GHz. Ces figures montrent que le rendement en puissance ajoutée pour l’amplificateur Doherty ‘‘Ericsson’’ est maximum quand  $V_{gs}$  (aux)=0 V. Le rendement en puissance ajoutée RPA pour ce point de polarisation de l’amplificateur auxiliaire en classe C est bien supérieur à ceux obtenus pour les autres points de polarisation en classe C ( $0 < V_{gs}(\text{aux}) \leq 5.6V$ ), mais la puissance de sortie et le gain sont un peu dégradés.



(a)



(b)



(c)

Figure 73 : Courbes caractéristiques mesurées pour l'amplificateur Doherty "Ericsson"  $V_{gs}(P)=4,32\text{ V}$ ,  $I_{dq}(P)=70\text{ mA}$ ,  $V_{gs}(Aux)$  varie de 0V jusqu'à 5.6V,  $I_{dq}(Aux)=0$ ,  $V_{ds}(P, Aux)=26\text{ V}$  : (a) AM/AM, (b) Gain et (c) RPA

Ensuite les performances de l'amplificateur ont été mesurées pour différents points de polarisation afin d'améliorer le rendement en puissance ajoutée RPA, en faisant varier cette fois les tensions  $V_{ds}$  et /ou les tensions  $V_{gs}$  pour les deux amplificateurs, l'amplificateur principal étant polarisé en classe AB et l'auxiliaire en classe C. En fait, en diminuant la tension  $V_{ds}$ , la puissance continue fournie à l'amplificateur de puissance est également diminuée. Le rendement est par conséquent amélioré dès lors que la puissance de sortie ne diminue pas de manière trop importante et que le gain n'est pas affecté. En définitive, le choix de la tension  $V_{ds}=20\text{ V}$  pour les deux amplificateurs "principal" et "auxiliaire" représente la condition optimisant le RPA de la structure de Doherty.

De cette étude expérimentale, nous avons retenu deux conditions de polarisation pour les deux branches de la structure de Doherty qui présentent un rendement maximisé. Celles-ci sont données ci-après et les mesures pour chacune d'elles sont données respectivement Figures 74 et 75 : ( $V_{gs}(P)=4.32\text{V}$ ,  $I_{dq}(P)=62\text{mA}$ ,  $V_{gs}(Aux)=1.4\text{V}$ ,  $I_{dq}(Aux)=0$ ,  $V_{ds}(P,Aux)=20\text{V}$ ) et ( $V_{gs}(P)=4.32\text{V}$ ,  $I_{dq}(P)=62\text{mA}$ ,  $V_{gs}(Aux)=0\text{V}$ ,  $I_{dq}(Aux)=0$ ,  $V_{ds}(P,Aux)=20\text{V}$ ).

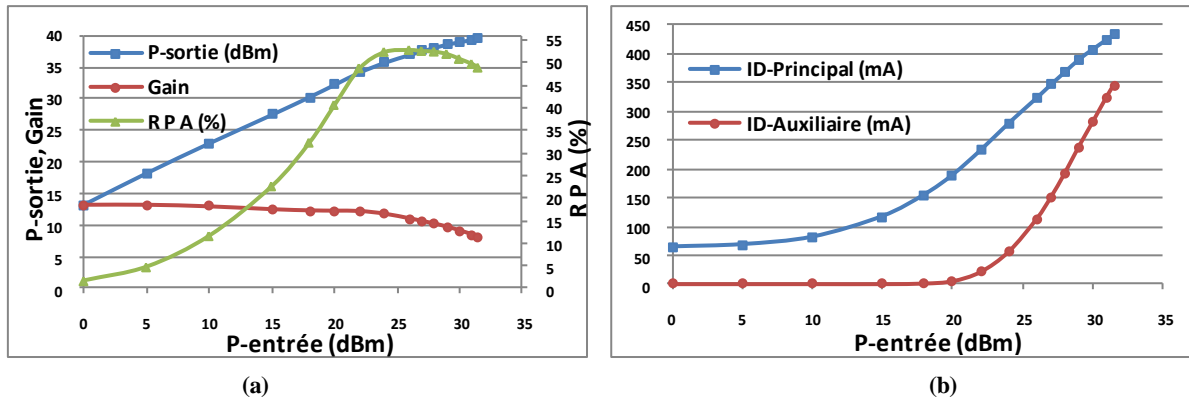


Figure 74 : (a) Courbes caractéristiques mesurées (AM/AM, Gain et RPA), (b) Courants des drains  $I_D$  (P) et  $I_D$  (Aux) pour les polarisations ( $V_{gs}$  (P)=4.32 V,  $I_{dq}$  (P)=62 mA,  $V_{gs}$  (Aux)=1.4 V,  $I_{dq}$  (Aux)=0,  $V_{ds}$  (P, Aux)=20 V)

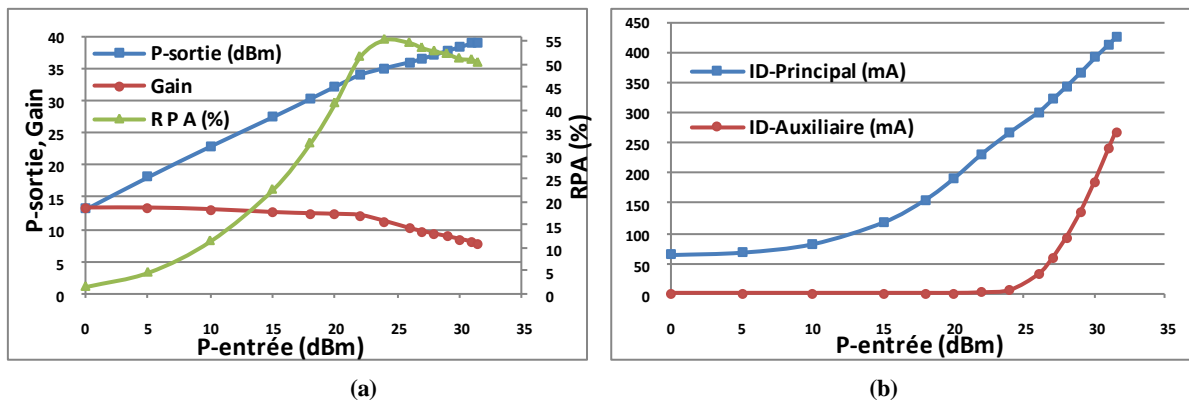


Figure 75 : (a) Courbes caractéristiques mesurées (AM/AM, Gain et RPA), (b) Courants des drains  $I_D$  (P) et  $I_D$  (Aux) pour les polarisations ( $V_{gs}$  (P)=4.32 V,  $I_{dq}$  (P)=62 mA,  $V_{gs}$  (Aux)=0 V,  $I_{dq}$  (Aux)=0,  $V_{ds}$  (P, Aux)=20 V)

D'après les Figures 74 et 75, les conditions de polarisation pour les deux classes AB (principal) et C (auxiliaire) de l'amplificateur Doherty Ericsson qui optimisent le rendement sur un back-off de 0 à 6 dB sont définis par ( $V_{gs}$ (P)=4.32V,  $I_{dq}$ (P)=62mA,  $V_{gs}$ (Aux)=1.4V,  $I_{dq}$ (Aux)=0,  $V_{ds}$ (P,Aux)=20V). Ce résultat est cohérent avec l'étude faite au paragraphe 3-2-1 et confirme les conditions de polarisation optimale donnant le meilleur RPA pour chaque amplificateur séparément.

Nous pouvons donc estimer les polarisations optimales des amplificateurs principal et auxiliaire, qui donnent le meilleur RPA de la structure Doherty, en optimisant séparément le RPA de chacun des amplificateurs constituant la structure Doherty.

#### 4.2.2. Amplificateur Doherty "Freescale"

Nous proposons à présent de valider expérimentalement l'autre structure Doherty conçue autour de deux transistors MOSFET de la société Freescale : le MRF21010LR1. Nous allons, pour cela, suivre la même démarche utilisée pour la structure Doherty "Ericsson".

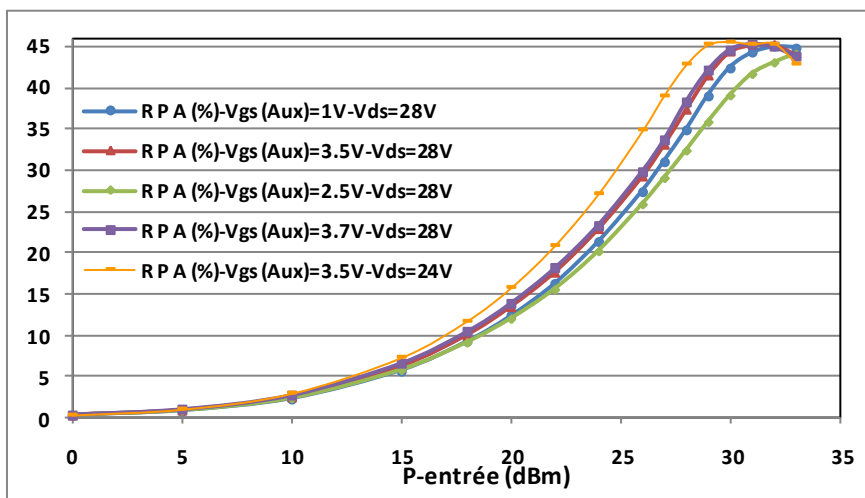
##### *Influence du point de polarisation pour l'amplificateur Doherty "Freescale"*

Dans un premier temps, une première maquette d'amplificateur Doherty "Freescale" a été réalisée et mesurée. L'amplificateur principal est polarisé en classe AB au point de polarisation donné dans le document constructeur ( $V_{ds}$ =28V,  $I_{dq}$ =100mA,  $V_{gs}$ =3.84V) et l'amplificateur auxiliaire est polarisé en classe C au point de polarisation ( $V_{ds}$ =28V et  $I_{dq}$ =0mA,  $V_{gs}$ =1V). Ensuite, les performances de l'amplificateur ont été mesurées pour différents points de polarisation en classe C (en variant  $V_{gs}$  de 1V à 3.7V), dans le but d'améliorer le rendement en

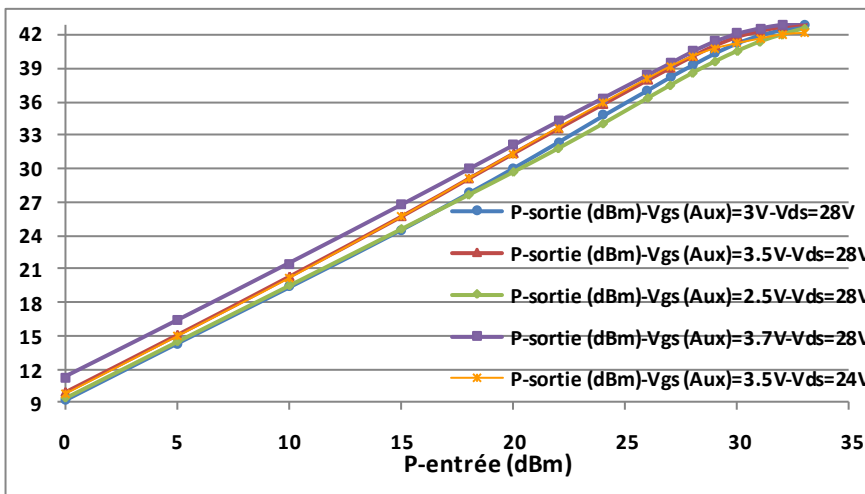


puissance ajoutée RPA. Les courbes caractéristiques (AM/AM, Gain et RPA) mesurées pour ces différents points de polarisation, toujours en classe C de l'amplificateur auxiliaire, sont données Figure 76 pour la fréquence 2.1GHz.

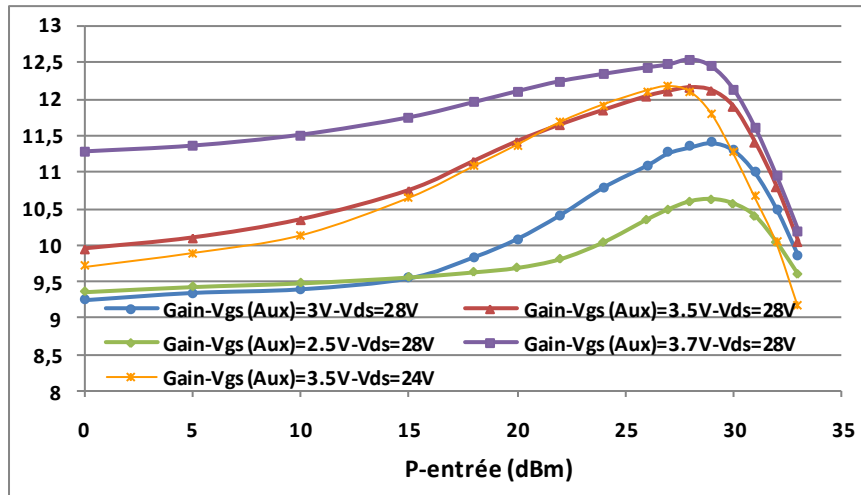
Ces figures montrent que le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur Doherty "Freescale" est maximum quand  $V_{gs}(Aux)=3.7V$ . Le rendement en puissance ajoutée RPA pour ce point de polarisation particulier est le plus élevé par rapport aux autres points de polarisation envisagés ( $1 \leq V_{gs}(Aux) < 3.7V$ ). La puissance de sortie et le gain, pour ce point particulier, sont aussi plus élevés parce que l'on tend vers une polarisation en classe B. Le comportement de l'amplificateur "Freescale" polarisé en classe C est différent de celui de l'amplificateur Doherty "Ericsson" pour lequel le RPA était maximum pour  $V_{gs}(Aux)$  minimale. Si la tension  $V_d(Aux)$  diminue, le RPA augmente, comme présenté Figure 76, pour le point ( $V_{gs}(Aux)=3.5V, V_{ds}(Aux)=24V$ ).



(a)



(b)

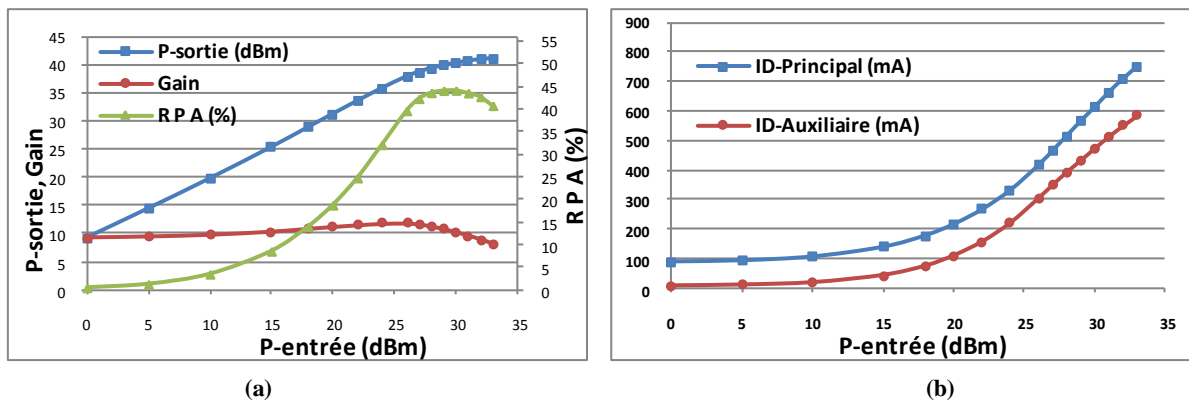


(c)

Figure 76 : Courbes caractéristiques mesurées pour l'amplificateur Doherty "Freescale"  
 $V_{gs}(P)=3,84\text{ V}$ ,  $I_{dq}(P)=100\text{ mA}$ ,  $V_{gs}(Aux)$  varie de 2.5V jusqu'à 3.7V,  $I_{dq}(Aux)=0$ ,  $V_{ds}(P, Aux)=28\text{ V}$  : (a) AM/AM, (b) Gain et (c) RPA

Les performances de cet amplificateur ont été mesurées pour différents points de polarisation toujours dans le but d'améliorer le rendement en puissance ajoutée RPA, comme dans le cas de l'amplificateur Doherty "Ericsson". En définitive, le choix de la tension  $V_{ds}=20\text{ V}$  ou  $V_{ds}=25\text{ V}$  pour les deux amplificateurs principal et auxiliaire permet d'améliorer le RPA de manière significative.

Les deux polarisations qui donnent le meilleur rendement sont les suivantes : ( $V_{gs}(P)=3,84\text{ V}$ ,  $I_{dq}(P)=87\text{ mA}$ ,  $V_{gs}(Aux)=3,5\text{ V}$ ,  $I_{dq}(Aux)=6\text{ mA}$ ,  $V_{ds}(P, Aux)=20\text{ V}$ ) et ( $V_{gs}(P)=3,84\text{ V}$ ,  $I_{dq}(P)=100\text{ mA}$ ,  $V_{gs}(Aux)=3,7\text{ V}$ ,  $I_{dq}(Aux)=37\text{ mA}$ ,  $V_{ds}(P, Aux)=25\text{ V}$ ). Les performances obtenues pour chacune de ces configurations sont présentées Figures 77 et 78 respectivement.



(a)

(b)

Figure 77 : (a) Courbes caractéristiques mesurées (AM/AM, Gain et RPA), (b) Courants des drains  $I_D(p)$  et  $I_D(Aux)$  pour les polarisations ( $V_{gs}(P)=3,84\text{ V}$ ,  $I_{dq}(P)=87\text{ mA}$ ,  $V_{gs}(Aux)=3,5\text{ V}$ ,  $I_{dq}(Aux)=6$ ,  $V_{ds}(P, Aux)=20\text{ V}$ )

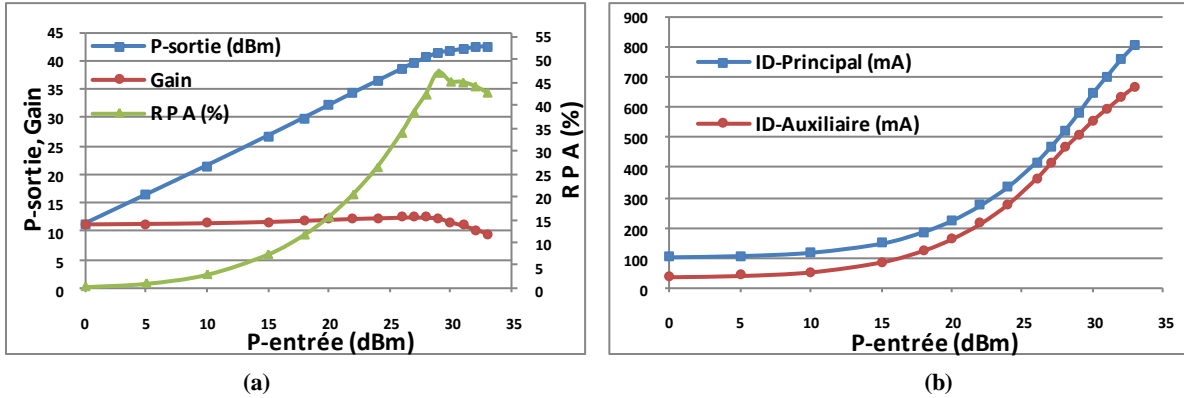


Figure 78 : (a) Courbes caractéristiques mesurées (AM/AM, Gain et RPA), (b) Courants des drains  $I_D$  (p) et  $I_D$  (Aux) pour les polarisations ( $V_{gs}(P)=3,84$  V,  $I_{dq}(P)=100$  mA,  $V_{gs}(Aux)=3,7$  V,  $I_{dq}(Aux)=37$ ,  $V_{ds}(P, Aux)=25$  V)

D'après les Figures 77 et 78, les points de polarisation pour les deux classes AB (principal) et C (auxiliaire) de l'amplificateur Doherty "Freescale" qui donnent le rendement maximum RPA le plus plat pour un back-off de 0 à 6 dB sont définis par ( $V_{gs}(P)=3.84$ V,  $I_{dq}(P)=87$ mA,  $V_{gs}(Aux)=3.5$ V,  $I_{dq}(Aux)=6$ mA,  $V_{ds}(P, Aux)=20$ V). Ce résultat est cohérent avec l'étude faite en 3-2-2 et confirme que le meilleur RPA est obtenu avec les conditions optimales pour chaque amplificateur séparément. Nous pouvons donc estimer les polarisations optimales des amplificateurs principal et auxiliaire, qui donnent le meilleur RPA de la structure Doherty, en optimisant séparément le RPA de chacun des amplificateurs constituant la structure Doherty.

### 4.3. Conclusion

Pour les deux amplificateurs Doherty réalisés "Ericsson" et "Freescale", le substrat utilisé est un substrat FR4 avec  $tg \delta$  égal à 0.02, ce qui pose un problème de gestion des pertes compte tenu des dimensions importantes (le cas de Doherty). L'utilisation de substrats "faible perte" devrait sans doute conduire à des performances améliorées.

L'architecture Doherty permet d'obtenir un rendement élevé (le rendement maximum d'un amplificateur AB) sur un back-off de 0 à 6 dB. Pour les deux structures réalisées, le rendement en puissance ajoutée maximum est de l'ordre de 50%. Une des perspectives pour les travaux futurs sera d'augmenter ce rendement de la structure Doherty en réalisant l'amplificateur principal en classe F. Dans cette perspective et comme nous l'avons spécifié précédemment, il sera nécessaire de réaliser une caractérisation « grand signal » de chaque composant utilisé. Cette caractérisation s'appuiera sur la technique de Load Pull en tenant compte de la nature faible impédance réelle présentée en entrée et sortie des transistors (cf Annexe 3).

## 5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les grandeurs fondamentales associées à l'amplificateur de puissance et les principaux types des signaux RF utilisés en détection ou en communications en nous appuyant sur des critères tels que : la puissance de sortie, le rendement en puissance ajoutée RPA et la linéarité. Nous avons également présenté les différentes classes de fonctionnement de l'amplificateur de puissance et les principales architectures d'émetteurs de puissance. Dans le cadre de cette thèse où la notion de rendement et de puissance de sortie sont des critères importants, les classes F et E sont à privilégier. Par ailleurs, pour les modulations numériques actuelles qui utilisent des modulations à enveloppe variable, il est nécessaire que le rendement de l'amplificateur soit élevé et constant sur une large dynamique de puissance d'entrée. Pour cela, il est nécessaire de choisir des architectures spécifiques d'émetteur de puissance, qui assurent le meilleur compromis entre rendement et linéarité. L'architecture Doherty est un bon exemple de ce type d'architecture spécifique.

Dans les sous paragraphes (3, 4), nous avons présenté les différentes étapes qui nous ont permis d'aboutir à la réalisation d'amplificateurs à haut rendement de type Doherty. Le développement de ces amplificateurs en bande L pour des puissances de sortie de l'ordre de 10W a été retenu. Chaque étape de conception est illustrée par des résultats issus de l'expérience.

L'architecture Doherty permet d'obtenir un rendement élevé (le rendement maximum d'un amplificateur AB) pour des « back-off » de 0 à 6 dB. Deux structures de type Doherty utilisant des transistors MOSFETs construits par les sociétés Ericsson (PTF 10107) et Freescale (MRF21010LR1) avec des puissances maximales de sortie de 10W et 20W, respectivement, sont réalisées et mesurées. Pour les deux structures Doherty réalisées, le rendement en puissance ajoutée maximum est de l'ordre de 50%. Il a aussi été montré que l'optimisation de la structure de Doherty pouvait être réalisée en optimisant au préalable et de façon indépendante chacun des amplificateurs composant celle-ci. Une des perspectives pour les travaux futurs sera alors d'augmenter le rendement global de la structure Doherty en s'appuyant sur un amplificateur principal polarisé en classe F.



# Chapitre 4 Intégration et gestion thermique des fonctions passives (antenne thermiquement Active)

---

## 1. Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, ces dernières années, de nouvelles technologies d'intégration telles que le LTCC « Low Temperature Co-fired Ceramic » [84] ou encore le SoP « System on Package » [85] ont été proposées. Ces technologies apportent des solutions prometteuses quant au développement des futurs modules de communication miniaturisés [86]. En effet, la capacité de ces technologies à utiliser la troisième dimension a ouvert de nouvelles opportunités de conception. Cependant, cette course à la miniaturisation n'est pas sans poser un certain nombre de problèmes fondamentaux auxquels une attention toute particulière doit être portée. En effet, la proximité des différentes fonctions intégrées peut engendrer des phénomènes de couplage parasite pouvant dégrader les performances globales du système ou encore pose le problème de l'évacuation de la chaleur issue de sources thermiques localisées [87]; d'autant que cette haute densité d'intégration ne facilite pas la dissipation thermique. C'est la gestion globale de la thermique au sein du multicouche qu'il faut donc envisager.

La prise en considération, dès l'étape de conception, de ce dernier point est essentielle car elle devrait permettre, à terme, de s'affranchir d'utiliser certains composants lourds et encombrants comme les radiateurs [88, 89]. C'est pourquoi, nous avons envisagé la possibilité de rendre certaines fonctions élémentaires thermiquement actives. Comme nous l'avons dit en introduction à ce travail, l'antenne est l'élément qui dimensionne un module d'émission réception intégré. C'est donc l'élément dont la surface est la plus importante et nous nous sommes donc intéressés à la possibilité d'utiliser cette surface comme surface d'échange thermique.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les résultats d'une étude visant à développer une structure assurant les fonctions de rayonnement électromagnétique conjointement à celle de la dissipation de la puissance thermique en excès par échange de chaleur avec le milieu environnant. On parlera donc d'« antenne thermiquement active ».

Le concept d'antenne thermiquement active est étroitement lié à la présence d'une source de chaleur au sein même du dispositif. Au niveau du frontal radio, l'amplificateur de puissance est la source principale de chaleur. En effet, le rendement limité de l'amplificateur induit une puissance perdue correspondant à la puissance continue non transformée. Il est donc nécessaire d'évacuer cette puissance perdue pour éviter toute évolution des caractéristiques du frontal radio voire, dans certains cas extrêmes, sa destruction. C'est pour cela, comme nous l'avons fait précédemment, qu'il convient de développer un amplificateur dont le rendement en puissance ajoutée soit le plus élevé possible pour limiter ce problème d'évacuation de la chaleur au sein du circuit. Typiquement, les transistors utilisés possèdent une température de

jonction maximale de l'ordre de 150°C-200°C. L'objectif sera donc de maintenir une température, au niveau de la jonction, de l'ordre de 80°C à 10% près au niveau du transistor. En conséquence, dans ce chapitre, l'étude de l'antenne thermiquement active est indissociable de celle de l'amplificateur de puissance et du drain thermique qui les connecte. De ce fait, le terme « émetteur » utilisé fréquemment dans ce chapitre recouvre l'ensemble amplificateur, antenne et drain thermique.

Ce concept d'antenne thermiquement active est, dans un premier temps, proposé par la réalisation d'un prototype d'antenne thermiquement active dans l'air. Cette première étape a pour but de montrer l'intérêt que peut revêtir ce concept dans la mesure où, pour maintenir un minimum de performances en rayonnement de l'antenne, une surface minimale est requise. Une fois le concept établi, il est alors possible d'étendre celui-ci dans une technologie multicouche. Deux topologies d'antennes thermiquement actives présentant des performances thermiques élevées sont alors présentées et discutées. La première utilise l'écoulement de fluides diélectriques et la seconde des matériaux à haute conductivité thermique.

## **2. Antenne patch dans l'air thermiquement active refroidie par la convection naturelle de l'air [BP 1]**

Dans cette partie, nous présentons la validation du concept d'antenne thermiquement active dans le cas d'une antenne patch dans l'air. Ce concept d'antenne thermiquement active a pour objectif de s'affranchir d'un radiateur thermique encombrant en le remplaçant par l'antenne. Le choix d'une antenne patch dans l'air n'est pas anodin puisqu'il permet, dans un premier temps, de proposer une surface d'échange thermique importante comparativement au même type d'antenne réalisée sur un substrat diélectrique de permittivité relative supérieure à 1. La taille de l'antenne liée à la fréquence d'utilisation, permet, d'un point de vue thermique, d'assurer des dimensions intéressantes à l'antenne. Cette fréquence de 2 GHz a été définie au chapitre 1, en liaison avec les applications auxquelles nous sommes intéressés.

L'évaluation des performances, électromagnétiques et thermiques, induit une configuration particulière pour les mesures. Aussi, une description du banc de mesure utilisé pour la caractérisation d'antennes thermiquement actives est proposée. L'étude concernant l'antenne dans l'air servira alors de référence pour les autres configurations de mesure associées aux antennes intégrées, thermiquement actives, que nous étudions.

### **2.1. Structure d'une antenne patch dans l'air, thermiquement active**

La structure de l'antenne patch thermiquement active, dans l'air, est présentée Figure 79. Elle reprend la structure classique d'une antenne patch rectangulaire demi-onde à laquelle on adjoint un cylindre métallique agissant comme un drain thermique. Ce dernier a donc pour rôle de conduire l'excès de puissance thermique issu de l'amplificateur de puissance au niveau du plateau supérieur de l'antenne. Il est, par conséquent, nécessaire que l'influence de ce drain sur les performances électromagnétiques de l'antenne soit le plus réduit possible ou tout du moins de quantifier cet effet afin de le contrecarrer. La solution que nous avons retenue pour ce premier prototype consiste à utiliser une zone électromagnétiquement froide de l'antenne afin d'y insérer le drain. L'antenne patch retenue est une antenne demi-onde fonctionnant sur son mode fondamental  $TM_{01}$ . La distribution du champ électrique sous le plateau de l'antenne s'annule dans le plan médian (axe longitudinal de l'antenne). Dans ce plan, il est alors possible

d'insérer des structures métalliques sans modifier cette distribution. D'un point de vue thermique, l'efficacité du drain est améliorée lorsque la section de celui-ci augmente. Il existe donc un compromis à trouver entre efficacité thermique et perturbation électromagnétique. Ce point sera discuté au paragraphe (2.4). Dans le cas du prototype proposé, ce drain thermique est réalisé à partir d'un cylindre plein de diamètre 10mm comme présenté Figure 80 afin de répondre au compromis précédemment explicité.

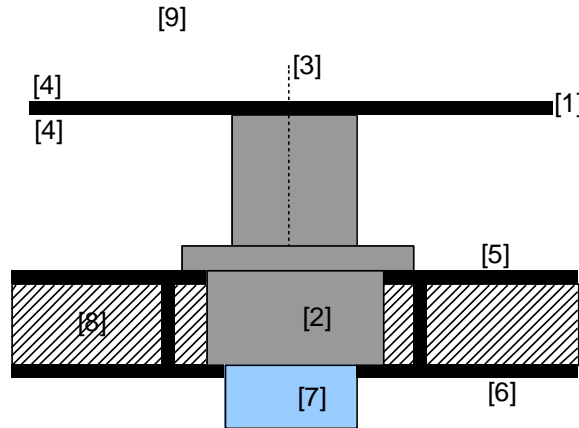


Figure 79 : Topologie d'une antenne dans l'air thermiquement active, vue transversale  
 [1] Antenne thermiquement active [2] Drain thermique [3] Plan du Court Circuit [4] Surface d'échange thermique et surface de rayonnement [5] Plane masse [6] plan masse du circuit d'amplificateur de puissance [7] Transistor de puissance "source de chaleur" [8] Circuit imprimé "PCB" [9] Milieu environnant

## 2.2. Considérations sur la conception

Cette première conception d'antenne thermiquement active associée à un amplificateur de puissance est présentée Figure 80. L'antenne combine effectivement une double fonction électromagnétique et thermique. En effet, le comportement électromagnétique de cette antenne n'est que très peu perturbé par la présence du drain dans son plan médian (légère diminution de la longueur effective de l'antenne afin de compenser l'effet inductif localisé du drain). D'un point de vue thermique, la température est contrôlée par l'échange thermique avec le milieu environnant (ici l'air). Le plateau supérieur et le drain présente une conductivité thermique élevée et la surface d'échange thermique (plateau supérieur) est assez grande pour dissiper une grande quantité d'énergie thermique. La chaleur peut alors être échangée par convection naturelle ou forcée avec l'air ambiant à une température et une pression données, ainsi que par rayonnement thermique avec les surfaces environnantes. En raison de sa faible résistance thermique, l'antenne, via le drain, offre un chemin thermique préférentiel qui peut réduire de manière significative la différence de température entre l'émetteur et le milieu environnant.

D'un point de vue pratique, l'antenne patch est constituée d'un plateau de laiton rigide placé à 10 mm au dessus d'un plan de masse de 76 mm x 58 mm de surface. Le positionnement mécanique du plateau est garanti par le drain thermique de diamètre 10mm. Les dimensions de l'antenne (67 mm x 54 mm) ont été optimisées pour un fonctionnement à 2GHz dans cette configuration. L'accès à l'antenne est assuré par un câble coaxial 50Ω de 1mm de diamètre d'âme centrale (RG142). Cette antenne présente alors un gain de l'ordre de 5dBi.

La partie amplification de puissance est réalisée à partir d'un transistor MESFET choisi pour présenter à 2GHz une puissance de sortie de l'ordre de 5 Watts. La technologie de réalisation retenue est une technologie coplanaire blindée sur substrat faible coût FR4. L'utilisation de cette technologie impose la mise en place de trous métallisés (vias holes) reliant les plans de



masse inférieure et supérieure afin de filtrer le mode quasi-TE de la ligne coplanaire. D'un point de vue thermique, ces trous métallisés sont aussi utilisés afin de diminuer la résistance thermique du circuit imprimé. En effet, ils créent ainsi de nouveaux chemins thermiques à travers le substrat permettant une augmentation significative de la surface d'échange avec le milieu environnant. C'est pourquoi, la technologie coplanaire blindée a été préférée par rapport à d'autres technologies telles que microruban ou coplanaire non blindée [BP 1]. Dans un souci de limitation de la complexité de ce prototype, l'architecture d'amplification est composée d'un seul étage. Le réseau d'adaptation d'impédance en entrée est un circuit simple stub composé de lignes d'impédance caractéristique  $50\Omega$ . Quant au réseau d'adaptation d'impédance de sortie, il a été optimisé en utilisant une structure simple stub dont l'impédance caractéristique de la ligne de sortie a été volontairement choisie de faible valeur en liaison avec la faible impédance de sortie de l'amplificateur. Le critère d'optimisation a porté sur la puissance de sortie effective de l'amplificateur.

Le procédé technologique permettant l'assemblage du plateau supérieur de l'antenne avec le drain thermique consiste en une soudure classique Etain – Plomb (SnPb) à une température de  $180^{\circ}\text{C}$  environ. Cette technique de réalisation, en une seule étape, permet de limiter la durée d'exposition des matériaux à une température élevée afin d'éviter d'endommager le dispositif.

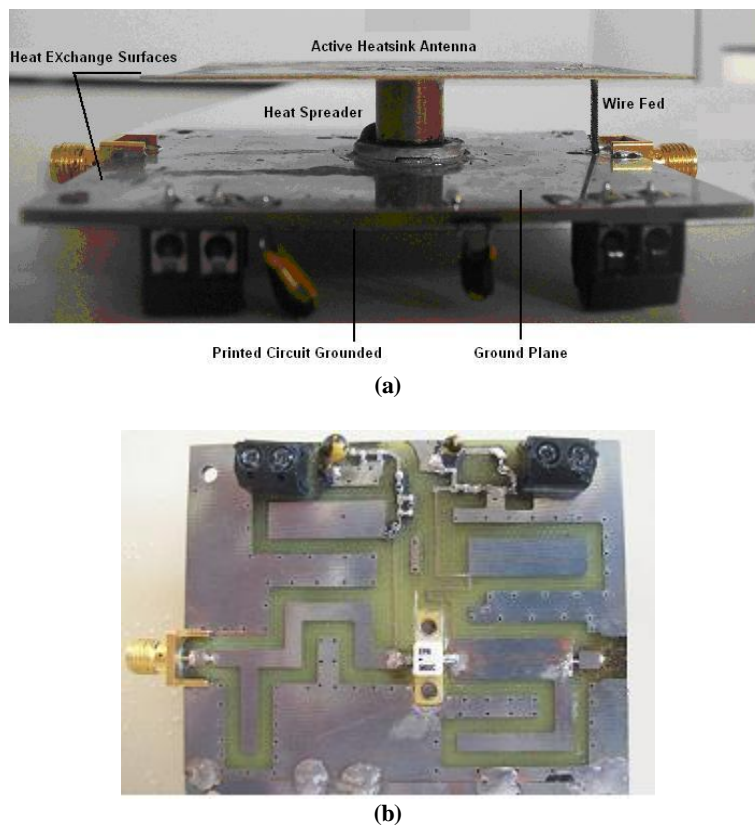


Figure 80 : Transmetteur RF avec l'antenne dans l'air thermiquement active réalisée  
(a) Vue transversale, (b) Vue coté amplificateur réalisé en technologie coplanaire blindée

### 2.3. Définition du banc de mesure

L'évaluation des performances électrique et thermique de ce dispositif a nécessité la mise en place d'un banc de mesure spécifique présenté Figure 81. L'antenne thermiquement active (1) associée à l'amplificateur de puissance (2) est placée sur un support (3) possédant un degré de liberté permettant d'orienter le dispositif suivant l'incidence souhaitée. Le besoin de disposer d'une puissance de sortie de l'ordre de 37dBm implique l'utilisation conjointe d'un générateur de signal type MARCONI-2031 associé à un préamplificateur. Ce dernier est placé dans un fonctionnement en deçà de sa compression afin de limiter son effet sur la distorsion globale de la chaîne. La mesure des puissances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur (antenne déconnectée) s'effectue à l'aide d'un mesureur de puissance (HP 438A, sonde 8481A) et d'un analyseur de spectre (Anritsu MS2665C) au travers d'atténuateurs et de coupleurs. La mise en place de ces différents composants impose une phase de calibrage du banc.

En ce qui concerne la mesure thermique, celle-ci est réalisée par imagerie infrarouge. Cette technique de mesure de température sans contact limite les perturbations du comportement électrique du circuit. Pour cela, nous utilisons une caméra thermique infrarouge de la société FLIR-Systems (modèle ThermoVision A320). Cette camera fonctionne avec des microbolomètres non refroidis en longueur d'onde infrarouge moyenne 8-12 $\mu$ m. La résolution maximale est de 320 $\times$ 240 pixels. La mesure de température par le capteur infrarouge repose sur la mesure du flux lumineux émis, lui-même dépendant de l'émissivité de la surface, a priori mal connue. La prise en compte de cette émissivité a été réalisée par la pose de thermocouples de type K (0,1mm de diamètre) qui permettent une calibration de l'image infrarouge par une mesure absolue des températures aux points de fixation de ces thermocouples :

- au niveau du transistor, source principale de chaleur
- au niveau du drain thermique
- sur le plateau supérieur de l'antenne.

Pour homogénéiser le champ d'émissivité et éviter des reflets parasites sur l'ensemble de la surface de la carte, une couche de peinture noire mate a été appliquée sur tout le dispositif. Enfin, la mesure de la température ambiante est effectuée par un thermocouple protégé contre le rayonnement thermique par un bouclier thermique. Ces différentes précautions permettent d'estimer l'erreur absolue sur les mesures de température de l'ordre de  $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ .

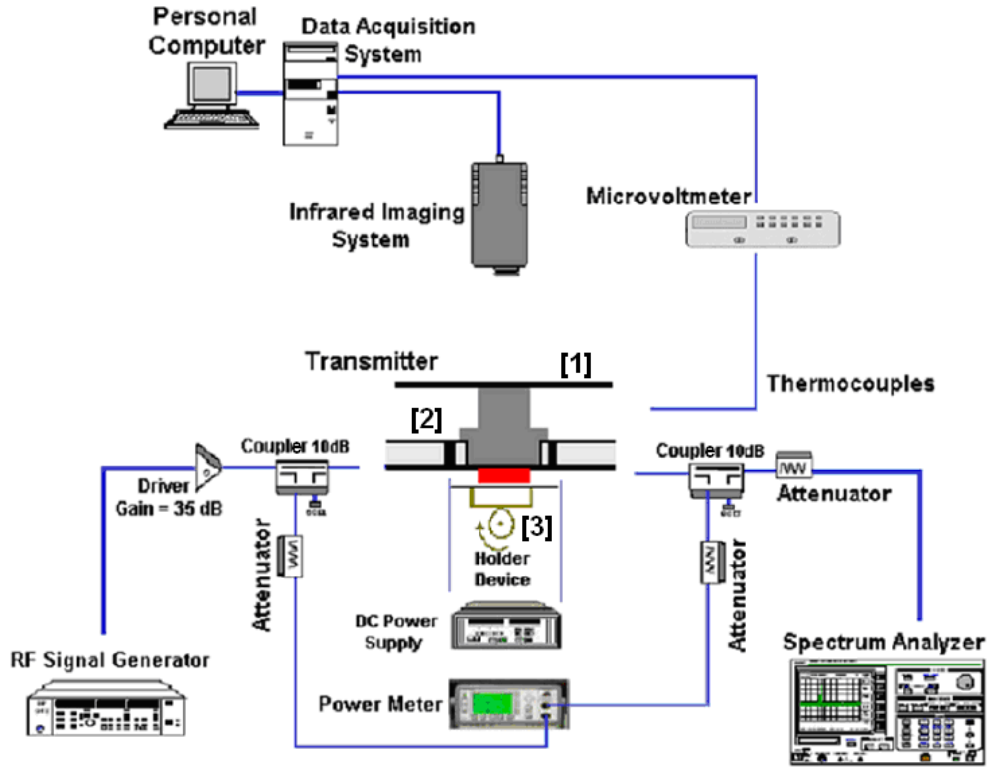


Figure 81 : Schéma de la configuration de mesures  
 [1] Antenne dans l'air thermiquement active, [2] Transmetteur testé, [3] Support

Le principe de ce banc consiste à évaluer les différents échanges de puissance autour de l'émetteur. Afin de quantifier les différentes puissances mises en jeu, différents outils de mesures ont été placés dans la chaîne de mesure comme il a été précisé précédemment. L'une des puissances les plus délicates à estimer est la puissance thermique dissipée par l'émetteur. Celle-ci est déterminée en s'appuyant sur un bilan de puissance tel que :

$$Q = P_{DC} + P_{input} - P_{output} \quad (35)$$

Dans l'équation (35),  $P_{input}$  et  $P_{output}$  représentent respectivement les puissances des signaux RF d'entrée et de sortie et sont mesurées au moyen des mesureurs de puissance.  $P_{DC}$ , quant à elle, est la puissance continue fournie par la source d'alimentation DC à l'amplificateur de puissance. Elle est déterminée par relation (36) :

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_{DC} \quad (36)$$

où  $V_{DC}$  et  $I_{DC}$  sont respectivement la tension appliquée et le courant continu absorbé par l'amplificateur.

Il est à noter que, pour une puissance d'entrée variant de 0 à 21 dBm, la puissance continue absorbée est constante :  $P_{DC} = \text{constante} = 9.2W$  (i.e.  $V_{DC} = 8V$  et  $I_{DC} = 1.15A$ ). Par contre, lorsque la puissance d'entrée dépasse 21dBm, cette puissance continue  $P_{DC}$  augmente. Par exemple, pour une puissance d'entrée  $P_{input} = 24dBm$ ,  $P_{DC} = 9.6W$  (i.e.  $V_{DC} = 8V$  et  $I_{DC} = 1.20A$ ).

A l'aide de ces différentes puissances, il est possible d'évaluer le rendement en puissance ajoutée RPA. Celui-ci est calculé par la relation (37) :

$$\eta = \frac{P_{output} - P_{input}}{P_{DC}} = 1 - \frac{Q}{P_{DC}} \quad (37)$$

Un indicateur intéressant dans le comportement thermique du dispositif est la résistance thermique  $R$  [ $K.W^{-1}$ ]. La relation (38) permet son évaluation :

$$R = \frac{T_{\max} - T_a}{Q} \quad (38)$$

où  $T_{\max}$  est la température maximale mesurée dans le transmetteur et  $T_a$  la température ambiante.

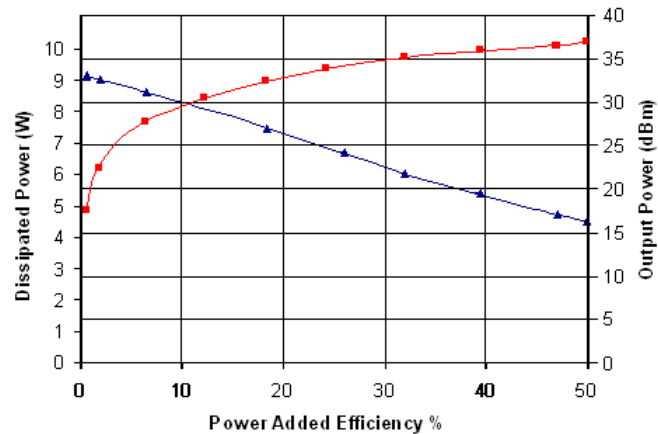
Concernant les performances électromagnétiques de cette antenne thermiquement active, elles ont été tout d'abord estimées en impédance d'entrée. Aussi, le coefficient de réflexion d'entrée de l'antenne  $S_{11}$  a été mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel Agilent E8364B fonctionnant dans la gamme de fréquence 10 MHz - 50 GHz. La puissance de la source d'entrée de l'analyseur a été choisie à 13 dBm (puissance maximale disponible en sortie). Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans une chambre anéchoïque (sourde sur la gamme 1-18GHz) dont les dimensions sont 6,5 m × 3 m × 4 m.

Deux antennes patchs sur air thermiquement actives ont été fabriquées pour ces mesures électromagnétiques. La première antenne a été utilisée pour être étudiée seule et les dimensions du plan de masse de cette antenne sont 100 mm × 100 mm. La seconde est associée au circuit amplificateur de puissance. Le plan de masse du circuit actif joue alors le rôle de plan de masse de l'antenne et ses dimensions sont réduites comparativement à l'antenne seule (76mm × 58mm). Les dimensions du plateau supérieur des deux antennes sont identiques.

## 2.4. Résultats et discussion

Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux différents résultats expérimentaux obtenus. Nous présenterons, dans un premier temps, les principales caractéristiques de l'amplificateur de puissance seul afin de déduire les conditions optimisant son RPA ainsi que l'évolution de la puissance à dissiper en fonction des conditions appliquées à celui-ci. Cette dernière permettra de maîtriser les conditions de puissance à dissiper appliquées à l'antenne thermiquement active dans l'association antenne / amplificateur. Nous donnerons ensuite les premiers résultats en thermographie infrarouge de cette association et déduirons les paramètres thermiques de ce dispositif. Enfin, des mesures en rayonnement de l'antenne seule et de l'antenne associée à l'amplificateur seront exposées afin de quantifier l'impact de l'association sur le fonctionnement de l'antenne.

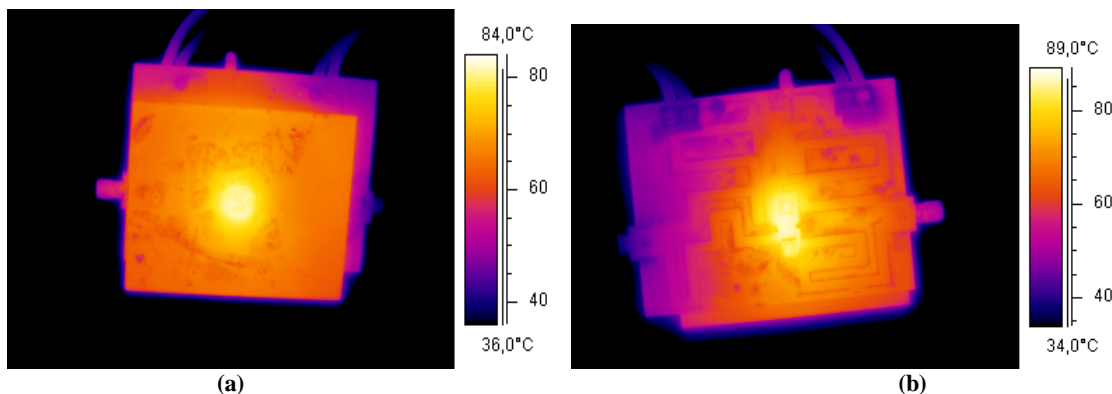
L'estimation des performances de l'amplificateur est une étape primordiale dans la qualification globale de l'antenne thermiquement active. Comme nous l'avons exposé au chapitre précédent, plusieurs facteurs conditionnent ces performances. Dans le cas qui nous intéresse, une structure à un transistor MESFET polarisé en classe AB ( $V_{gs} = -0,3$  V et  $V_{ds} = 8,0$  V) a été retenue. La Figure 82 présente la puissance de sortie mesurée et la puissance dissipée  $Q$  en fonction du rendement en puissance ajoutée RPA. La puissance dissipée  $Q$  est calculée à partir de la relation IV-1 et est exprimée en watts alors que la puissance de sortie est exprimée en dBm. De cette figure, nous pouvons constater que l'amplificateur atteint son RPA maximum (50%) lorsque la puissance de sortie vaut 37dBm à la fréquence de fonctionnement de 2GHz. Cette condition est obtenue lorsque la puissance RF disponible à l'entrée est de 25dBm. La puissance thermique à dissiper est alors égale à 5W. Globalement, cette puissance thermique varie entre 4,5 et 9W suivant les conditions appliquées.



**Figure 82 : Puissance dissipée et puissance de sortie en fonction du RPA**  
 (■) Puissance de sortie mesurée en dBm, (▲) Puissance dissipée mesurée en Watt

Ayant quantifié la puissance thermique à dissiper suivant la puissance RF mise en entrée du dispositif, l'intérêt s'est porté sur la manière dont se comporte l'antenne thermiquement active en observant la distribution de la température pour différentes configurations. Ces différentes distributions ont été mesurées dans l'état d'équilibre thermique pour différentes orientations de l'antenne thermiquement active, sur air.

Selon le RPA, la puissance dissipée varie entre 4,5 et 9W (voir Figure 82). Aussi, nous donnons comme exemple un cas où la puissance à dissiper est égale à 8,3W soit un RPA de l'ordre de 10%. Les Figures 90-a et 90-b présentent les images thermiques infrarouges de l'émetteur sous test sous ces conditions lorsque l'antenne est positionnée verticalement et exposée à l'air ambiant à 25°C et une pression de 1 atmosphère (aucun flux d'air à proximité de l'antenne). Pour ce cas particulier, la température maximale, sur la surface coté transistor, est relevée à environ à 89°C (voir Figure 83-b). Ces mesures par thermographie infrarouge sont confirmées par les thermocouples. Coté plateau supérieur de l'antenne, la Figure 83 montre que la température sur celui-ci est assez uniforme et légèrement plus faible que celle coté transistor. Cela prouve l'efficacité du drain thermique à transmettre la chaleur au niveau du plateau supérieur de l'antenne afin d'augmenter globalement la surface d'échange thermique. Ce point est crucial dans la mesure où l'on se trouve dans une configuration de convection naturelle et donc plus la surface d'échange est grande plus la dissipation est efficace. L'objectif de maintenir une température en deçà de la température critique du transistor est donc atteint.



**Figure 83 : Images infrarouges du transmetteur avec une antenne positionnée verticalement dans l'air à la température 25 °C et à une pression 1 atmosphère. La puissance totale dissipée est de 8.3W**  
 (a) Distribution de température mesurée sur la coté antenne. (b) Distribution de température mesurée sur le coté amplificateur de puissance

La température mesurée du drain thermique (interconnexion transistor-antenne) est donnée dans le Tableau 5 en fonction de la puissance dissipée pour les directions verticale et horizontale de l'antenne. La position horizontale est illustrée Figure 80-a et la position verticale Figure 80-b. Enfin, la résistance thermique de l'émetteur, telle que définie par la relation (38), a été estimée entre 6 à 8 °K.W<sup>-1</sup> selon la température et l'orientation de l'antenne. Concernant la puissance dissipée par l'amplificateur, il existe deux chemins thermiques principaux que sont :

- le circuit imprimé,
- l'antenne attachée au drain thermique.

La chaleur s'évacuant au travers du circuit imprimé l'est principalement par le plan de masse et les lignes de transmission (éléments à faible résistance thermique). La chaleur s'évacuant par le drain thermique est alors échangée à la surface de l'antenne par rayonnement et par convection avec le milieu environnant. Donc, le drain thermique permet d'éviter un échauffement important des circuits environnants et une évolution de leurs performances (cas des filtres par exemple).

**Tableau 5 : Température mesurée du drain thermique pour différentes puissances, L'antenne thermiquement active est positionnée verticalement et horizontalement dans l'air à la température 25 °C et 1 atmosphère de pression.**

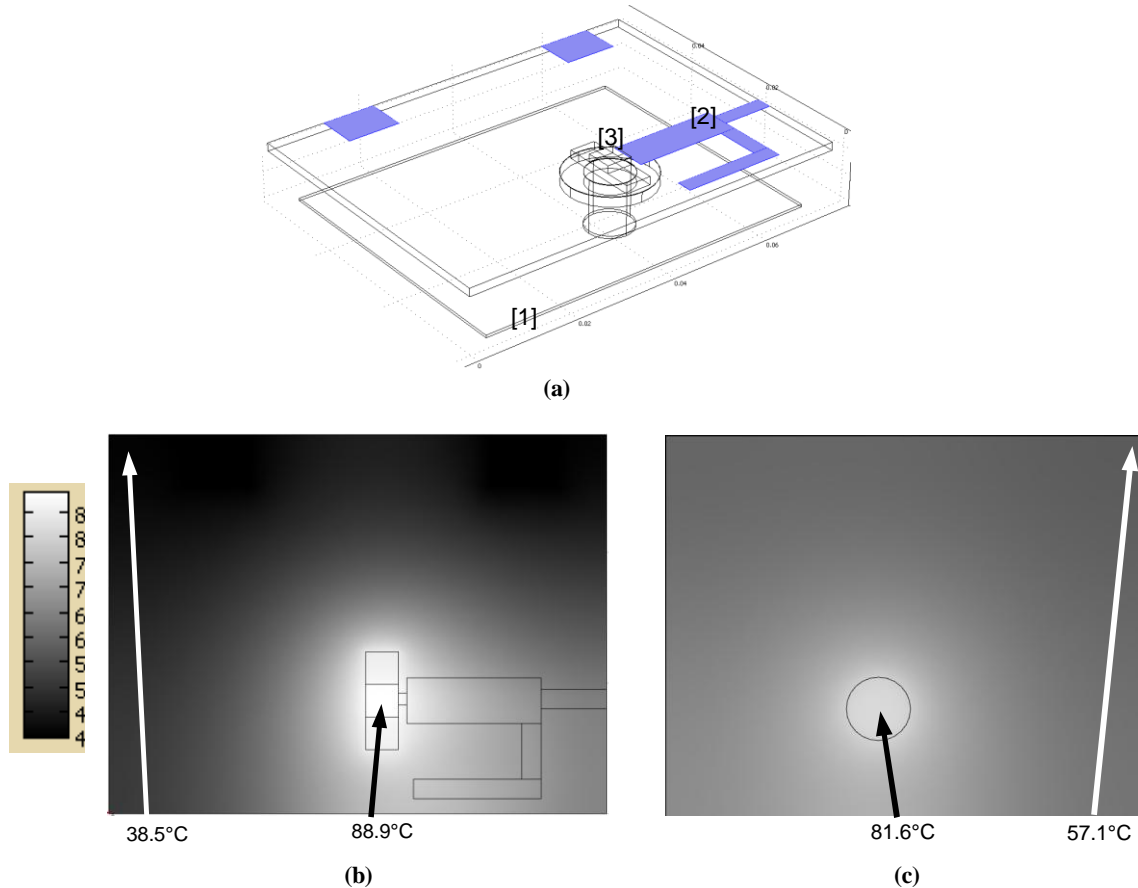
<i>Puissance d'entrée</i> (dBm)/(Watt)	<i>Puissance de sortie</i> (dBm)/(Watt)	<i>Puissance DC</i> (Watt)	<i>RPA</i> (%)	<i>Puissance Dissipée</i> (Watt)	<i>Température (°C)</i>	
					<i>position Verticale</i>	<i>position Horizontale</i>
21/0.126	36.5/4.467	9.2	47	4.9	58.9	60.3
16.3/0.043	33.3/2.138	9.2	22.8	7.1	67.5	66.1
12.5/0.018	29.8/0.955	9.2	10.2	8.3	84.4	86.0

Afin de montrer l'intérêt d'utiliser des logiciels de simulations multi-physiques pour aider à la conception de circuits électroniques, des simulations thermiques ont été effectuées. Les résultats de simulation ont été comparés aux mesures. Pour cela, nous avons résolu l'équation de la chaleur en utilisant le solveur par éléments finis COMSOL. La mise en place de la simulation se fait en plusieurs étapes. Tout d'abord, l'émetteur est décrit en trois dimensions en renseignant toutes les caractéristiques physiques des éléments constitutifs. La large dynamique des dimensions de ces différents éléments ainsi que la prise en compte de plusieurs sources de chaleur localisées induisent un maillage très dense. Afin de réduire le coût de calcul, quelques approximations ont été effectuées dans la modélisation. Le transistor est considéré comme une couche conductrice insérée dans un emballage plastique.

Un coefficient d'échange thermique moyen est appliqué à toutes les surfaces exposées au milieu environnant. Selon la température ambiante considérée et l'orientation de l'antenne, il est choisi dans la gamme de 5 à 20W.m<sup>-2</sup>.°K<sup>-1</sup>. Enfin, la puissance thermique est considérée uniforme à l'intérieur du transistor et de la ligne de transmission de sortie RF.

Les Figures 91-b-c présentent les résultats obtenus des simulations thermiques avec l'antenne en position verticale dans l'air (température 25°C et pression 1 atmosphère). Dans le cas de cette simulation, deux sources de puissance thermique sont considérées : le transistor et la ligne de transmission de sortie. Des études complémentaires, présentées au chapitre V, permettent de justifier l'utilisation de la source thermique sur le réseau d'adaptation de sortie. En effet, nous montrerons que les pertes électromagnétiques au travers des lignes de transmission et notamment au niveau des étages de sortie de l'amplificateur de puissance

peuvent induire des élévations localisées de chaleur. Aussi, nous avons choisi pour chacune de ces deux sources une puissance de 7,48 W et 0,82 W respectivement. Dans ce cas, le coefficient moyen d'échange, se référant à la convection naturelle et au rayonnement thermique, est identifié à environ  $13\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ . Cette valeur est cohérente par rapport à celles trouvées dans la littérature [90]. Sur les Figures 91-b et 91-c sont représentées les distributions de température calculées sur le circuit imprimé et sur l'antenne. Cette distribution est très proche de celle obtenue par thermographie infrarouge présentée Figure 83.



**Figure 84 : Distribution de température calculée pour des puissances dissipées 7.48W and 0.82W du transistor et la ligne de transmission de sortie de l'amplificateur de puissance, respectivement. L'antenne est positionnée verticalement dans l'air à la température 25 °C et une pression de 1 atmosphère. (a) Topologie de DST : [1] Antenne, [2] Ligne de transmission de sortie de l'amplificateur de puissance, [3] Amplificateur de puissance. (b) Température de surface du circuit imprimé PCB (coté amplificateur de puissance). (c) Température à la surface de l'antenne**

Cette étude a été effectuée pour différentes puissances RF d'entrée. Pour chacune des configurations envisagées, un très bon accord avec les mesures par thermographie infrarouge est constaté (Tableau 6).

**Tableau 6 : Température coté transistor mesurée par thermographie infrarouge en comparaison avec celle obtenue par simulation.**

<i>Puissance Dissipée (Watt)</i>	<i>Mesures par thermographie infrarouge (°C)</i>	<i>Simulations par méthode éléments finis (COMSOL) (°C)</i>	<i><math>\Delta T/T</math> (%)</i>
4.9	61.0	62.9	3.1
7.1	86.0	86.8	0.9
8.3	89.0	88.9	0.1

Concernant l'étude électromagnétique de l'antenne patch sur air associée au drain thermique de 10mm de diamètre, le but a été d'optimiser les dimensions de celle-ci afin d'obtenir une fréquence de fonctionnement à 2 GHz. Dans une première approche, il a été considéré que le drain thermique n'avait peu ou pas d'influence sur la distribution des champs électrique et magnétique du mode fondamental de l'antenne ( $TM_{10}$ ) le long de l'antenne étant donnée la symétrie des champs par rapport au plan médian. Cette approximation est de plus en plus fautive lorsque le diamètre du drain augmente. Il existe alors un effet réactif localisé induisant un décalage au niveau de la fréquence de résonance de l'antenne. Ce dernier est facilement compensé en ajustant la longueur physique du plateau supérieur.

Des simulations électromagnétiques ont été réalisées à l'aide du logiciel HFSS afin de mettre en évidence cette influence du drain thermique sur la topologie de l'émetteur. La Figure 84 présente la variation du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence pour différents diamètres du drain thermique compris entre 6 et 14 mm. Ces résultats de simulation valident l'influence de l'effet réactif du drain thermique et montrent l'impact de celui-ci sur la fréquence de résonance. Il est aussi possible d'observer une seconde fréquence de résonance en deçà de la fréquence de résonance fondamentale du patch rectangulaire [91]. Celle-ci est liée au comportement fil-plaque du dispositif dont la résonance est due à la mise en série de la capacité de toit de l'antenne et des inductances formées par le drain et l'accès coaxial.

D'après la Figure 85, l'augmentation de diamètre du drain thermique déplace la première fréquence de résonance vers les fréquences hautes et modifie la valeur du coefficient  $S_{11}$ . Cela est dû à la combinaison entre la modification de la surface du plateau supérieur en regard avec le plan de masse formant la capacité de toit et l'évolution de la self équivalente au drain thermique. La fréquence de résonance du mode fondamental de l'antenne patch reste, quant à elle, très proche de 2 GHz pour les diamètres du drain thermique allant de 6 à 14 mm. La valeur du paramètre  $S_{11}$  est elle aussi très peu affectée ce qui tend à prouver que l'influence du diamètre du drain thermique sur la résonance fondamentale de l'antenne est faible. Comme énoncé précédemment, un recalage de la fréquence de résonance (mode fondamental du patch rectangulaire) est obtenu en modifiant légèrement la longueur physique de l'antenne ainsi que son point d'excitation.

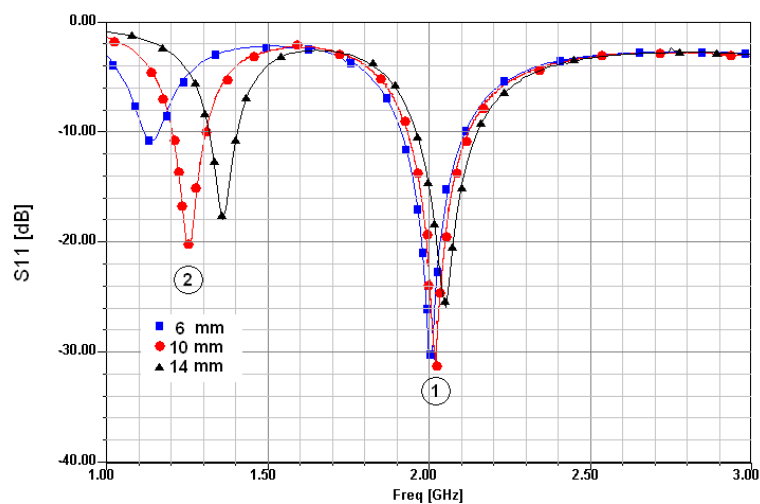


Figure 85 : Coefficients de réflexion d'entrée de l'antenne patch en fonction de la fréquence pour différents diamètres du drain thermique (6, 10, 14 mm)

La Figure 86 présente le coefficient de réflexion d'entrée  $S_{11}$  mesuré de l'antenne patch ainsi réalisée dans la bande de 1,5 à 2,5 GHz. La fréquence de résonance est de 2 GHz et la bande



passante pour un  $ROS \leq 2$  de l'antenne est de 70 MHz. Le mode fil plaque existe aussi en pratique mais comme nous ne souhaitons pas l'exploiter dans le cadre de ce prototype il n'est pas, délibérément, présenté sur la figure. Nous retrouvons ici une très bonne concordance avec la simulation.

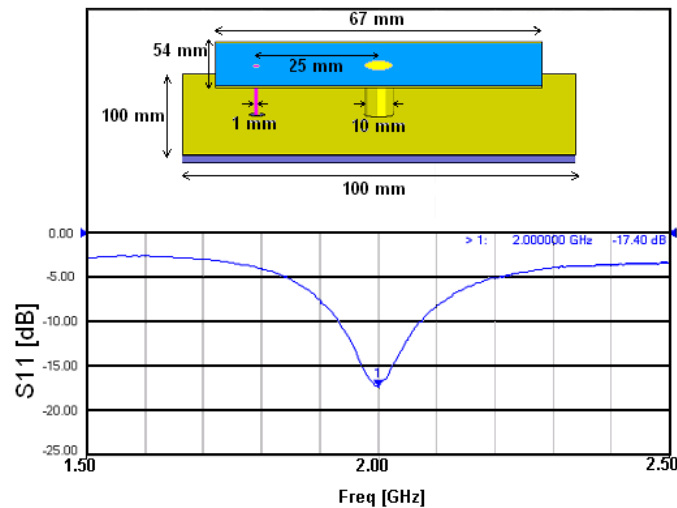


Figure 86 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré en fonction de la fréquence

Les Figures 87-a et 87-b présentent les gains en polarisation principale dans les deux plans caractéristiques E et H de l'antenne seule puis associée à l'amplificateur de puissance. Les conditions de mesure imposent une puissance d'entrée à 25 dBm afin de se placer dans le fonctionnement souhaité de l'amplificateur. La différence de gain maximum effectif entre les deux solutions est de 12dB (5dB sans et 17 dB avec l'amplificateur). Cette différence est bien évidemment à attribuer pour une grande part à l'amplificateur de puissance mais d'autres phénomènes sont à prendre en compte. En effet, la taille très réduite du plan de masse de cette solution induit des phénomènes de diffraction sur les arêtes du plan de masse. Cette contribution suivant la phase de recombinaison peut être plus ou moins destructive. Cet effet peut être visualisé en constatant que pour la solution avec l'amplificateur, le diagramme de rayonnement n'est pas homothétique du diagramme de l'antenne seule dans le demi-espace supérieur.

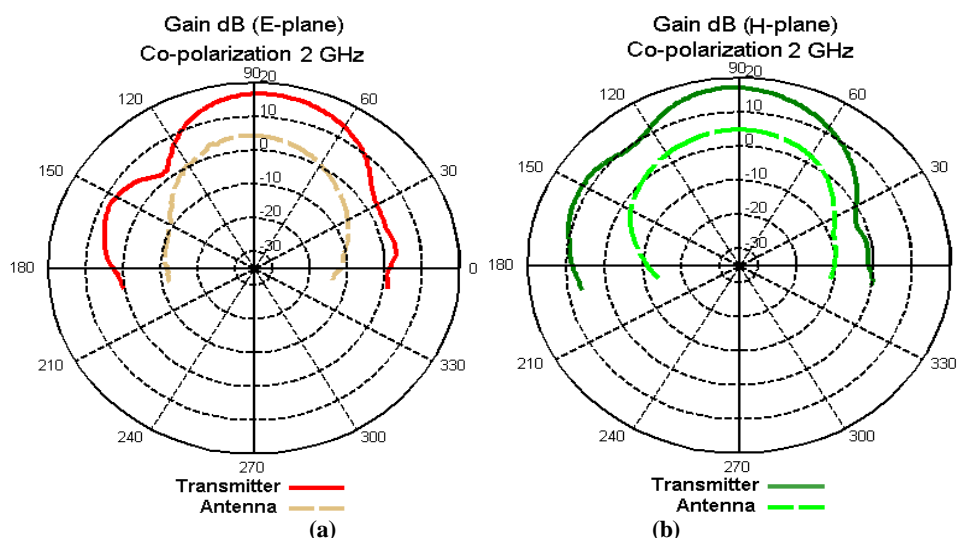


Figure 87 : Gains mesurés du diagramme de rayonnement du transmetteur et de l'antenne  
(a) E-plane Co-polarisation. (b) H-plane Co-polarisation

## 2.5. Conclusion

La conception d'une antenne patch sur air thermiquement active permettant d'évacuer la chaleur en excès dans un émetteur radiofréquence a été proposée. Les simulations et les mesures montrent que ce dispositif assure les fonctions électromagnétique et thermique appropriées. En effet, nous avons montré que les performances électromagnétiques de l'antenne sont conservées et qu'elle présente, en plus, une bonne efficacité à évacuer la puissance thermique liée au rendement limité de l'amplificateur de puissance. Le principe est d'utiliser le plateau supérieur d'une antenne patch comme surface d'échange de chaleur avec le milieu environnant.

Un émetteur de test à 2 GHz a été fabriqué en associant un amplificateur de puissance MESFET réalisé en technologie coplanaire blindée avec une antenne patch rectangulaire. Nous avons montré que les performances électromagnétiques étaient maintenues malgré l'adjonction d'un drain thermique de dimensions non négligeables dans le plan médian de l'antenne. Nous avons aussi montré l'intérêt de cette solution vis à vis de l'efficacité thermique du dispositif en concevant un prototype ne nécessitant pas de dispositif de refroidissement spécifique au niveau de l'amplificateur. L'antenne patch sur air thermiquement active est capable d'évacuer une puissance de 8.3Watt. Cette efficacité thermique a été démontrée d'un point de vue théorique à l'aide d'un calcul thermique numérique par éléments finis mais aussi d'un point de vue pratique par la mise en place d'un banc de caractérisation spécifique basé sur l'utilisation de la thermographie infrarouge.

D'un point de vue pratique, cette première version d'antenne thermiquement active est structurée autour d'une antenne patch sur air afin de maximiser la surface d'échange thermique. Cette solution, bien que présentant sur certains points, un grand intérêt, est limitée en terme d'intégration (dépendance à la longueur d'onde des dimensions). C'est pourquoi nous avons envisagé d'autres solutions utilisant le même principe de base, mais offrant de plus grandes opportunités en terme de compacité et pouvant, à terme, être transposées dans la filière technologique de type SoP que dont nous avons envisagé l'utilisation.

## 3. Propositions de base pour la conception d'Antennes Thermiquement Active Intégrées (ATAI) [BP 3]

Le principe fondamental de l'antenne thermiquement active a été présenté dans le cas d'une antenne patch rectangulaire portée sur air [BP 1]. Cette antenne associée à un drain thermique placé dans le plan médian de l'antenne a montré une très bonne efficacité à dissiper la puissance thermique excédentaire d'un transistor de puissance. Avec des dimensions de 67mm × 54mm, la puissance thermique moyenne dissipée par centimètre carré est de l'ordre de 0,22W. Cette propriété permet de maintenir une température maximale au niveau du transistor de l'ordre de 80°C. Ce nouveau concept est donc extrêmement prometteur dans la mesure où il permet de s'affranchir de radiateur thermique passif ou actif associé au module émetteur. Cependant, la nécessité d'intégration des modules d'émission limite l'intérêt de cette solution. En effet, les dimensions de l'antenne sont un facteur limitant dans la mesure où elles sont conditionnées à la longueur d'onde. Il est donc primordial d'envisager de nouvelles structures permettant une intégration plus importante en maintenant une bonne efficacité thermique.

L'idée, que nous allons développer dans ce chapitre, consiste à utiliser comme radiateur des antennes patch réalisées sur substrat diélectrique. Ceci permet non seulement la diminution

des dimensions du plateau supérieur de l'antenne (élément conditionnant l'encombrement global du système) mais aussi d'envisager, à terme, l'utilisation des filières technologiques multicouches retenues. On pourra alors espérer tendre vers des solutions de transmetteurs compacts intégrés capables de fournir des puissances de sortie importantes et autosuffisants en termes de dissipation thermique [BP 3].

La Figure 88 présente la topologie de base retenue d'une antenne patch thermiquement active intégrée en technologie multicouche. Cette structure reprend la topologie de base proposée précédemment. L'utilisation de l'époxy FR4 comme substrat support de l'antenne dans la technologie multicouche choisie induit une diminution des dimensions de l'antenne d'un facteur de l'ordre de 2. Il est alors nécessaire de limiter l'impact du drain thermique sur le comportement électromagnétique de l'antenne en diminuant son diamètre.

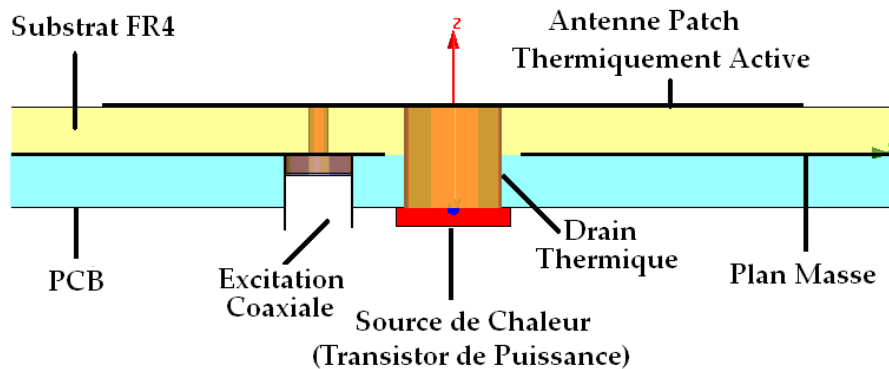


Figure 88 : Topologie de base d'antenne thermiquement active, vue transversale

Les dimensions de l'antenne dans la technologie proposée sont alors  $28,64\text{mm} \times 35,8\text{mm}$  pour une fréquence de fonctionnement de 2 GHz. Ces dimensions ont été optimisées en prenant en compte la présence du drain thermique dont le diamètre est de 5 mm. Cette structure servira de référence afin d'évaluer les performances aussi bien électromagnétique que thermique des solutions développées dans la suite de ce paragraphe.

D'un point de vue bande passante, la Figure 89 montre la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de cette antenne en fonction de fréquence, ainsi que le diagramme de rayonnement de l'antenne à 2 GHz. Ces résultats sont issus d'une simulation sur le logiciel HFSS. Dans cette simulation, les principales caractéristiques physiques du substrat (epoxy FR4) sont  $\epsilon_r = 4,4$ ,  $\tan\delta = 0,02$ .

Les résultats de simulation montrent que l'antenne conserve un comportement fil plaque (fréquence de résonance à 1,34GHz) et qu'il est possible de maintenir la résonance fondamentale à 2GHz. La bande passante autour de cette résonance est alors de 40 MHz. A cette fréquence, le gain présenté par l'antenne est de 3,8 dB et l'ouverture du diagramme est de  $84^\circ$  plan E et  $80^\circ$  plan H. La puissance thermique dissipée par cette structure est de 0,28W par centimètre carré. Il n'est alors pas possible de dissiper plus de 2,87W au vu des dimensions de celle-ci. Cette topologie, bien que plus intégrée, présente des performances thermiques bien inférieures à l'antenne patch sur air et insuffisantes dans une perspective d'intégration en multicouche de l'émetteur.

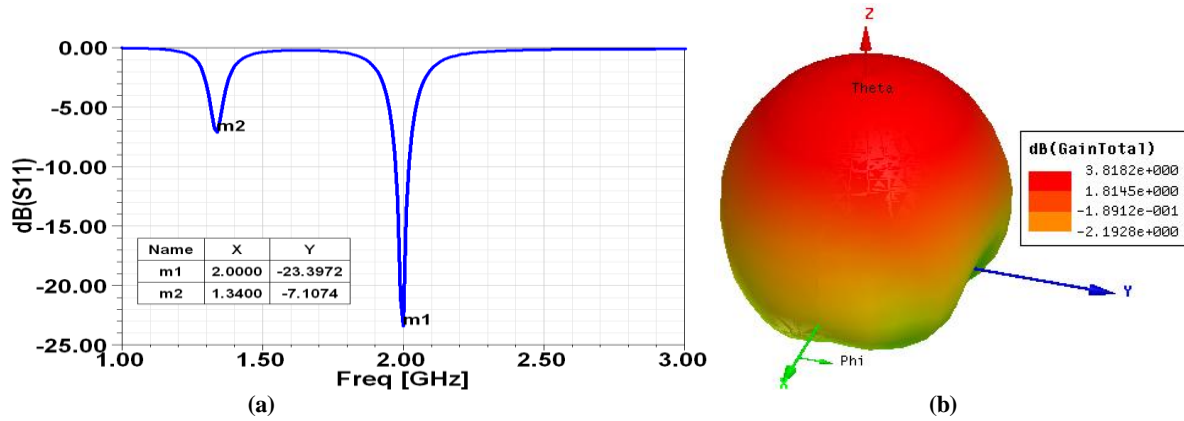


Figure 89 : (a) Coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence, (b) Le gain à la fréquence de fonctionnement 2GHz

A partir de ces résultats de base, deux topologies d'antenne patch thermiquement active intégrées en technologie multicouche avec une haute efficacité thermique ont été étudiées. La première utilise la circulation d'un fluide dans un micro-canal sous l'antenne au niveau du drain thermique. La seconde exploite les propriétés de conduction thermique d'une plaque de nitrure d'aluminium (ou de Saphir) montée en superstrat sur l'antenne patch pour former un chemin thermique efficace vers le boîtier afin d'augmenter la surface d'échange thermique.

### 3.1. Antenne patch thermiquement active refroidie par des micros canaux

La topologie dite de référence propose une plus forte intégration des modules de transmission, mais elle reste limitée par l'efficacité thermique à cause de la plus petite surface d'échange de l'antenne intégrée. Pour augmenter cette efficacité, il convient de chercher des solutions permettant un meilleur pouvoir de refroidissement de telles antennes sans augmenter la taille de l'émetteur. Ce qui est exploité dans la solution prototype est d'utiliser la surface métallique du plateau supérieur de l'antenne patch afin d'augmenter la surface d'échange. Les dimensions de cette surface sont dépendantes des propriétés physiques du substrat support. Le problème est que plus la compacité est grande plus la surface est réduite et par conséquent l'efficacité thermique est plus faible. La solution que nous proposons de développer ici consiste à réaliser, au sein même du multicouche des chemins favorisant l'évacuation de la chaleur. Nous proposons donc l'utilisation d'un écoulement de fluides diélectriques caloporteurs dans des micro-canaux inscrits dans le volume de l'antenne au niveau du drain thermique. Cet écoulement a pour objectif de transporter la chaleur présente au niveau du drain et donc d'augmenter l'efficacité thermique de l'émetteur sans perturber les performances électromagnétiques de l'antenne.

#### 3.1.1. Structure d'une antenne patch thermiquement active refroidie par des micros canaux

La Figure 90 présente la topologie de l'antenne patch thermiquement active, refroidie par un canal d'eau. Les dimensions du canal sont 8mm de large pour 1mm de hauteur, tandis que les dimensions de l'antenne sont 35,6mm×28.48mm en longueur et en largeur.

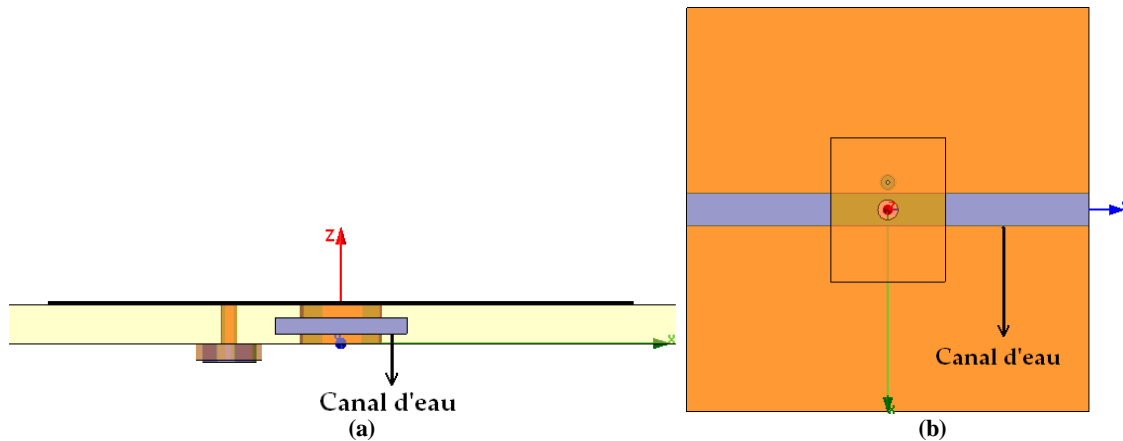


Figure 90 : Topologie d'antenne thermiquement active, refroidie par un canal d'eau  
(a) vue transversale, (b) vue de dessus

L'orientation du canal n'est pas anodine. Comme nous l'avons précisé précédemment pour motiver le choix de la position du drain thermique, nous avons souhaité que l'influence de ce canal soit le plus limité possible. Aussi, nous avons retenu l'axe orthogonal à l'axe de résonance de l'antenne afin de se placer dans une zone électromagnétiquement froide (pour le mode fondamental de résonance du patch rectangulaire). Nous pouvons constater que l'influence est effectivement minimale au vu de la différence existant sur les dimensions entre l'antenne avec et sans le canal.

### 3.1.2. Résultats électromagnétiques et thermiques

#### 3.1.2.1. Simulations

Des simulations électromagnétiques 3D sous Ansoft HFSS ont été effectuées. La Figure 91 présente la variation du paramètre  $S_{11}$  en fonction de la fréquence ainsi que le diagramme en gain de l'antenne à 2GHz. Comme prévu, la présence du canal ne modifie que très faiblement la réponse de l'antenne. En effet, la modélisation de ce canal a été effectuée en le considérant comme un diélectrique dont la permittivité relative est celle de l'eau (i.e.  $\epsilon_r=80$ ) et en négligeant le débit de ce diélectrique caloporteur. La position de celui-ci sous l'antenne coïncide avec l'annulation du champ électrique du mode fondamental de résonance et donc son influence est très limitée. Il est par ailleurs toujours possible d'ajuster la longueur de l'antenne afin de recalibrer la résonance à la fréquence désirée. D'un point de vue rayonnement, le diagramme de rayonnement en gain est lui aussi très peu perturbé par la présence du canal et le gain maximal théorique reste du même ordre de grandeur soit 3,8 dBi.

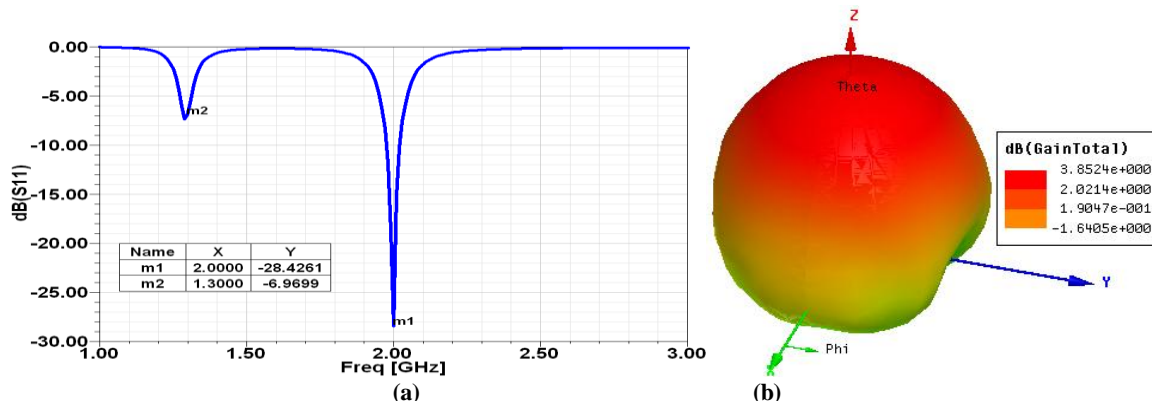


Figure 91 : (a) Coefficient de Réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence, (b) Le gain à la fréquence de fonctionnement 2GHz, pour antenne patch refroidie par un canal d'eau, telles que simulés

La simulation thermique a, quant à elle, été réalisée avec le logiciel COMSOL. La Figure 92 présente les résultats obtenus en donnant la répartition de la température au sein de la structure présentée dans la Figure 90. Du fait de la circulation de l'eau dans le canal, la température de celle-ci est considérée comme une isotherme à 20°C. La puissance thermique évacuée par l'antenne patch thermiquement active refroidie par l'eau est de 7,4 W pour une température maximale de 80°C au niveau du composant de puissance (source de chaleur). La performance thermique de cette topologie atteint 0,73 W par centimètre carré de l'antenne, alors qu'elle est de 0,28 W par centimètre carré pour l'antenne sans canal de refroidissement (la structure présentée dans la Figure 88). De plus, nous pouvons constater que la température du plateau supérieur est relativement homogène et de l'ordre de 40°C. Ceci peut être relativement intéressant dans l'objectif d'une intégration plus globale d'émission / réception. Dans ce cas, l'augmentation de la température effective de l'antenne pourrait accroître l'agitation thermique de celle-ci et ainsi dégrader les performances en bruit du récepteur. De ce point de vue, la diminution de la température moyenne au niveau du plateau supérieur de l'antenne peut avoir un intérêt particulier.

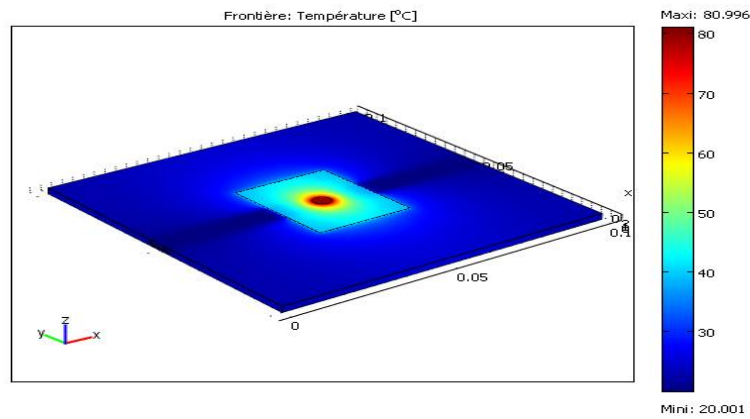


Figure 92 : Répartition de la température de la structure d'antenne patch refroidie par un canal d'eau, telle que simulée

### 3.1.2.2. Mesures

Un prototype de cette topologie d'antenne a été réalisé et est présenté Figure 93. Cette antenne est alors associée à un circuit d'amplification de puissance basé sur un transistor MOSFET (MRF21010LR1 de chez Freescale). Afin d'obtenir une puissance de sortie de 10W, le point de polarisation retenu est celui défini dans la fiche technique du composant soit :  $V_{dd} = 28V$  et  $I_{dq} = 100mA$ .

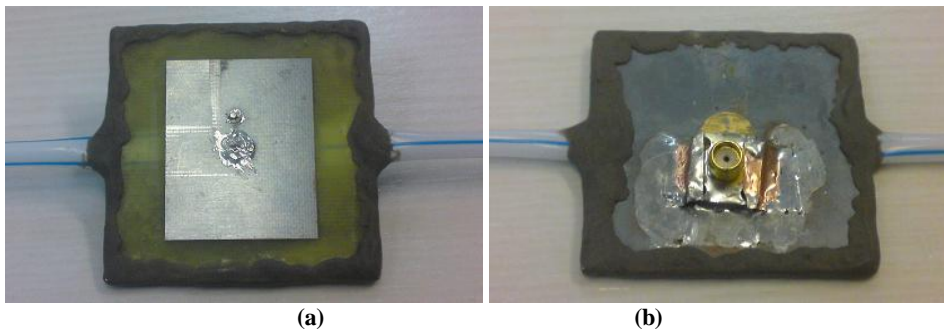


Figure 93 : Antenne patch thermiquement active refroidie par un canal, (a) vue de dessus, (b) vue de dessous, telle que fabriquée

La Figure 94 présente les coefficients de réflexion  $S_{11}$  mesurés pour l'antenne thermiquement active refroidie par canal d'eau, sans et avec l'eau dans le canal. La présence de l'eau dans le canal associée à l'effet du drain thermique (cylindre) perturbe légèrement la réponse en fréquence de l'antenne en décalant les fréquences de résonance. Cependant, celles-ci peuvent être aisément recalées en ajustant la longueur du plateau supérieur de l'antenne. Les résultats comparatifs de la mesure en réflexion de l'antenne (Figure 94) et de la simulation (Figure 91) sont cohérents. Il existe cependant, avec la présence de l'eau, un décalage des fréquences de résonances. Ceci peut être expliqué par le fait qu'en simulation l'eau est de type eau distillée dont la permittivité relative est de 81 alors que l'eau du robinet a été utilisée en manipulation. De plus, la réalisation pratique de ce prototype amène une forte contrainte sur les dimensions du canal.

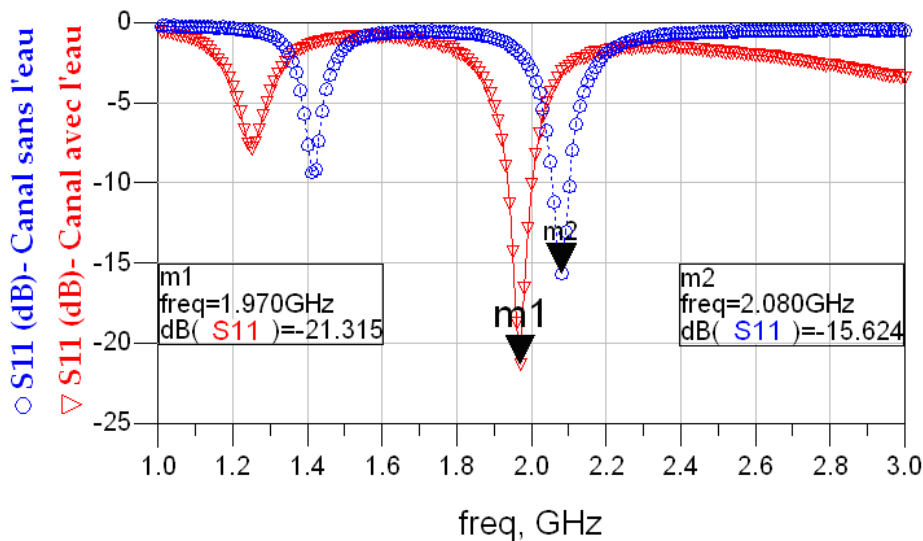


Figure 94 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  en dB mesuré de l'antenne sans l'eau (O), avec l'eau ( $\nabla$ )

Afin d'estimer les conditions sous lesquelles l'antenne thermiquement active sera placée, nous avons dans un premier temps mesuré l'amplificateur seul. Ainsi, d'après la Figure 95, pour une puissance d'entrée d'environ 29dBm, la puissance radiofréquence de sortie est supérieure à 10W. Le rendement en puissance ajoutée de ce dispositif est proche de 50%, ce qui signifie que la puissance thermique à dissiper est également supérieure à 10W. Aussi, nous avons associé l'amplificateur de puissance avec l'antenne au travers du drain thermique réalisé par un cylindre métallique.

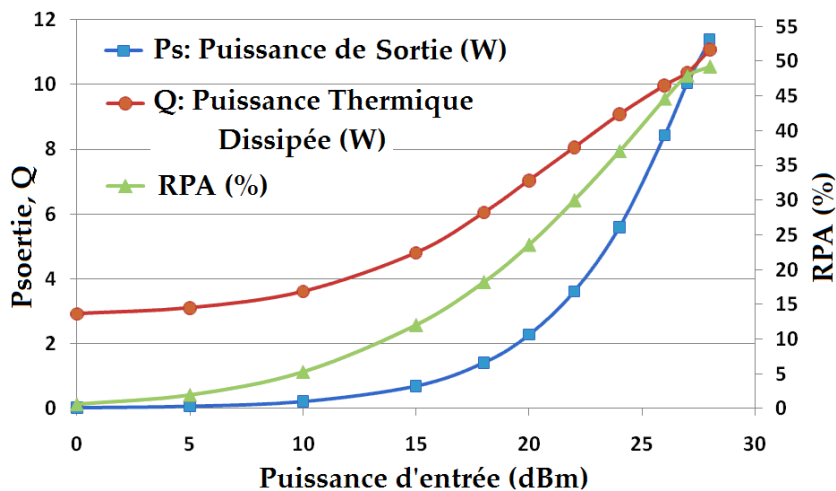


Figure 95 : Puissance de sortie (W), Puissance thermique dissipée (W) et Rendement en puissance ajoutée (%) de l'amplificateur de puissance, tels que mesurés

L'émetteur (association antenne et amplificateur de puissance) est alors mesuré par un système d'imagerie infrarouge pour confirmer les simulations. Le banc de mesure utilisé pour l'évaluation des performances thermiques du dispositif est présenté Figure 96.



Figure 96 : (a) Émetteur sous test, (b) Configuration de mesure

Différents débits d'eau sont utilisés : 2, 1 et 0.5 mL/s. La Figure 97 présente la répartition de la température du côté amplificateur de puissance pour une puissance thermique dissipée de plus de 10W et un débit d'eau de 0.5 mL/s (Figure 97-a) et un débit 2 ml/s (Figure 97-b). La Figure 98 présente la répartition de la température du côté amplificateur de puissance (Figure 98-a) et du côté antenne (Figure 98-b) pour une puissance thermique dissipée de plus de 10W et un débit d'eau de 1 mL/s. La température de l'eau utilisée est de 20°C et la température ambiante est de 22°C.

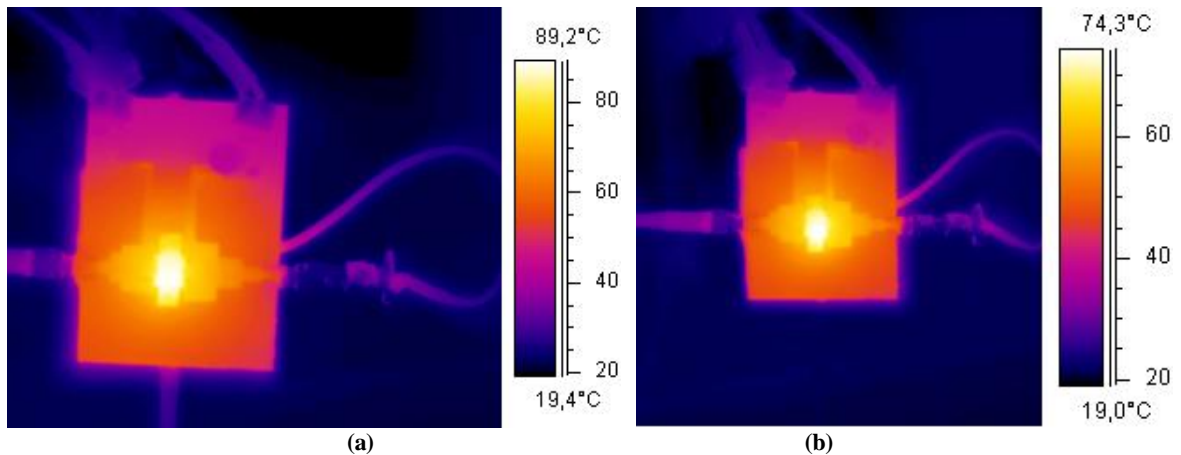


Figure 97 : Répartition de la température de l'émetteur, côté amplificateur de puissance  
(a) pour un débit d'eau de 0.5 mL/s, (b) pour un débit d'eau de 2 mL/s

La Figure 98 montre que la température maximale sur le côté transistor est proche de 80 °C et la température maximale sur le côté antenne est proche de 65°C. Cela signifie que la puissance thermique évacuée par l'antenne patch thermiquement active refroidie par un canal l'eau est d'environ 10 W pour une température maximale de 80°C au niveau du composant de puissance. Les mesures montrent que l'antenne est capable d'évacuer une puissance thermique de l'ordre de 1 Watt par centimètre carré de surface d'antenne.



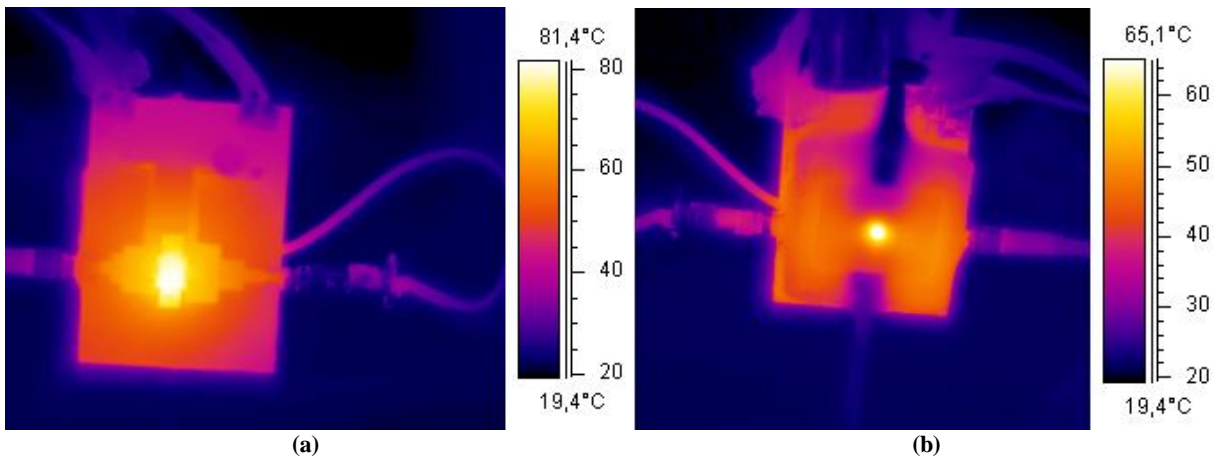


Figure 98 : Répartitions de la température de l'émetteur pour un débit d'eau de 1 mL/s  
(a) côté amplificateur de puissance, (b) côté antenne, telles que mesurées

### 3.1.3. Conclusion

Cette nouvelle topologie d'antenne thermiquement active présente une très bonne capacité de dissipation thermique associée à une compacité plus importante. La température au niveau du transistor est ainsi limitée à 80°C pour un débit d'eau de 1 mL/s et la performance thermique est de 1 W par centimètre carré. Cependant, cette technique nécessite la circulation forcée d'un fluide calorporteur, ce qui, pour certaines applications, peut être préjudiciable. Aussi, nous proposons une autre technique complètement passive utilisant les propriétés de bons conducteurs thermiques de certains matériaux diélectriques.

## 3.2. Antenne patch thermiquement active refroidie par une couche à haute conductivité thermique (Nitrure d'aluminium AlN ou Saphir)

Les différentes options pour dissiper de la chaleur au sein d'un dispositif peuvent, comme nous l'avons déjà précisé, être classées en deux grandes familles : les solutions actives et passives. Nous venons de proposer une solution d'antenne thermiquement active pouvant être classée dans la première catégorie dans la mesure où il est nécessaire de forcer la circulation d'un fluide calorporteur. Cette solution, bien que présentant des performances prometteuses n'est pas utilisable dans toutes les configurations comme par exemple dans le cas du déport du module d'émission au plus proche de l'antenne d'une station de base. Il est alors préférable de favoriser les solutions passives. Ces dernières s'appuient généralement sur l'utilisation de grandes surfaces afin de maximiser l'échange thermique avec l'environnement. Or, dans le cas de modules intégrés d'émission, c'est la surface de l'antenne directement en contact avec l'air environnant que nous exploitons. Plus la surface de l'antenne est réduite, plus la convection naturelle de l'air est, de facto, limitée. Dans le cas d'une technologie multicouches, il est possible d'envisager de radômer l'antenne avec un superstrat diélectrique possédant une conductivité thermique élevée. Cette couche a pour objet de conduire la chaleur à dissiper par le dispositif vers le boîtier du module de transmission afin d'augmenter la surface d'échange. C'est ce principe que nous allons développer dans ce paragraphe.

L'utilisation de substrats de nitrure d'aluminium (AlN) ou encore de saphir, compte tenu de leurs très bonnes propriétés de conductivité thermique peut être envisagée. Aussi, un prototype d'antenne thermiquement active utilisant ces matériaux a été développé et ses performances discutées.

### 3.2.1. Structure d'une antenne patch thermiquement active refroidie par une couche à haute conductivité thermique (Saphir)

Une description du module d'émission est présentée (Figure 99). La couche de Saphir est déposée en contact de la face supérieure de l'antenne. Une telle couche peut créer un chemin thermique efficace vers le boîtier qui constitue alors un système de refroidissement pour évacuer la chaleur. Les dimensions de l'antenne sont 33.9mm×27.12mm en longueur et en largeur pour une épaisseur de couche de 500 µm. Cette couche agit comme un "radôme" qui peut être éventuellement optimisée en épaisseur afin de maîtriser les performances de l'antenne. Les simulations effectuées montrent, que pour le substrat utilisé, qu'il n'y a pas d'influence significative de l'épaisseur de la couche (entre 40 et 1000 µm) sur le gain de l'antenne. La permittivité relative du Saphir est considérée égale à 10.

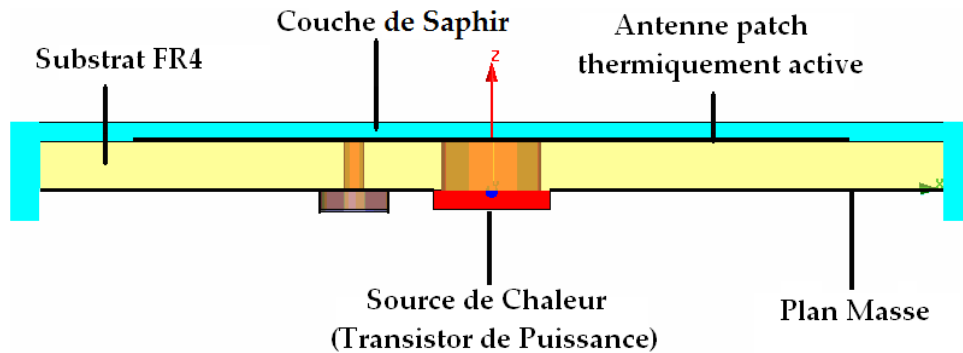


Figure 99 : Topologie d'antenne thermiquement active refroidie par une couche de Saphir vue transversale

### 3.2.2. Résultats électromagnétiques et thermiques

#### 3.2.2.1. Simulations

La Figure 100 montre la variation du paramètre  $S_{11}$  en fonction de la fréquence et le gain de l'antenne à la fréquence 2GHz, telle que simulée.

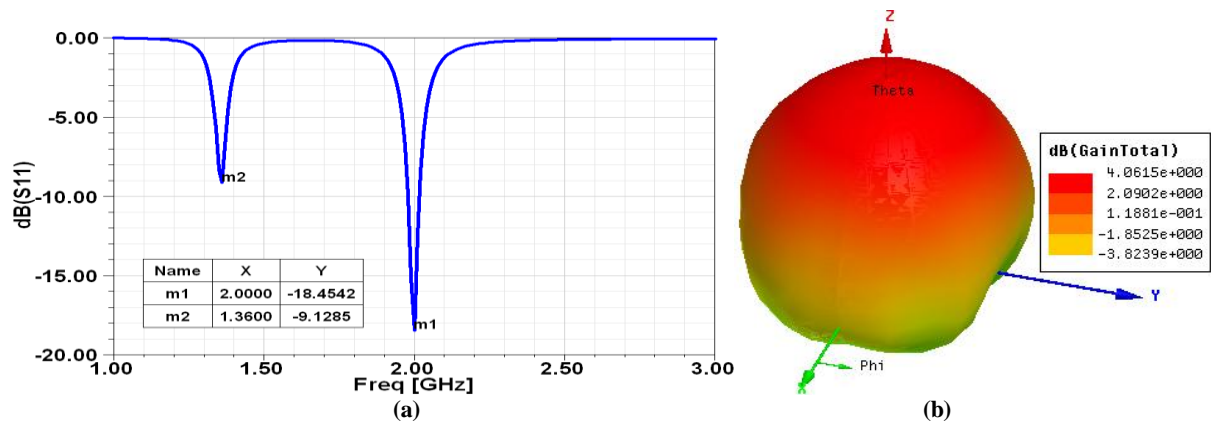


Figure 100 : Antenne patch refroidie par couche de Saphir, (a) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, (b) Gain à la fréquence de fonctionnement 2GHz, telles que simulés

La Figure 101 montre la répartition de la température de la structure présentée Figure 99. La température du boîtier est considérée à 20°C. La puissance thermique évacuée par l'antenne thermiquement active refroidie par une couche de nitrure d'aluminium est de 9 W pour une température maximale de 80°C au niveau du composant de puissance. L'antenne est donc capable d'évacuer une puissance thermique de l'ordre de 1 W par centimètre carré de l'antenne.

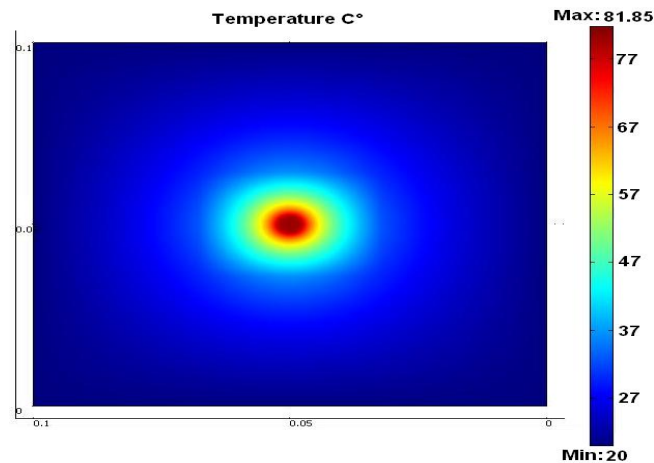


Figure 101 : Répartition de la température de la structure d'antenne patch refroidie par couche de saphir, simulée

### 3.2.2.2. Mesures

Un prototype de l'antenne patch thermiquement active refroidie par une couche de Saphir à haut conductivité thermique a été réalisé et est présenté Figure 102. La couche de Saphir a été collée sur l'antenne en utilisant de la laque d'argent afin d'assurer un bon contact thermique avec le plateau supérieur de l'antenne. Ce dernier est associé au drain thermique (cylindre métallique) par soudure étain-plomb. De plus, un fil métallique fin ayant une résistance de  $18 \Omega$  est enroulé autour de ce cylindre afin de simuler une source de chaleur (résistance thermique). Afin d'obtenir une puissance thermique de  $9W$ , le fil est alimenté par une tension  $V = \sqrt{P \times R} = \sqrt{9 \times 18} = 12.73 V$ .

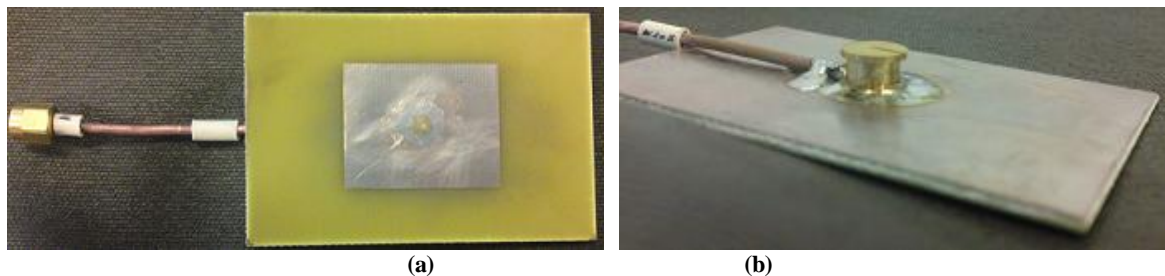


Figure 102 : Antenne patch thermiquement active refroidie par une couche de Saphir (a) vue de dessus, (b) vue de dessous, telle que fabriquée

La Figure 103 présente les coefficients de réflexion  $S_{11}$  mesurés pour l'antenne patch sans et avec la couche de Saphir. Les fréquences de résonance sont un peu décalées. Ceci peut être expliqué par le fait qu'en simulation, la permittivité relative de Saphir considérée est de  $\epsilon_r = 10$ , en réalité le Saphir est un matériau anisotrope présentant des permittivités différentes dans deux directions perpendiculaires. Elle est de l'ordre de 9.4 en perpendiculaire et de 11.6 en parallèle [92]. La fréquence peut être aisément recalée en ajustant la longueur du plateau supérieur de l'antenne. Si les résultats de mesure (Figure 103) sont cohérents avec la simulation (Figure 100), il existe cependant, des pertes supplémentaires sur la réponse en fréquence, liées à la présence de la couche de Saphir. Ceci peut être causé par l'imperfection du contact entre l'antenne patch et la plaque de saphir lors de la réalisation pratique.

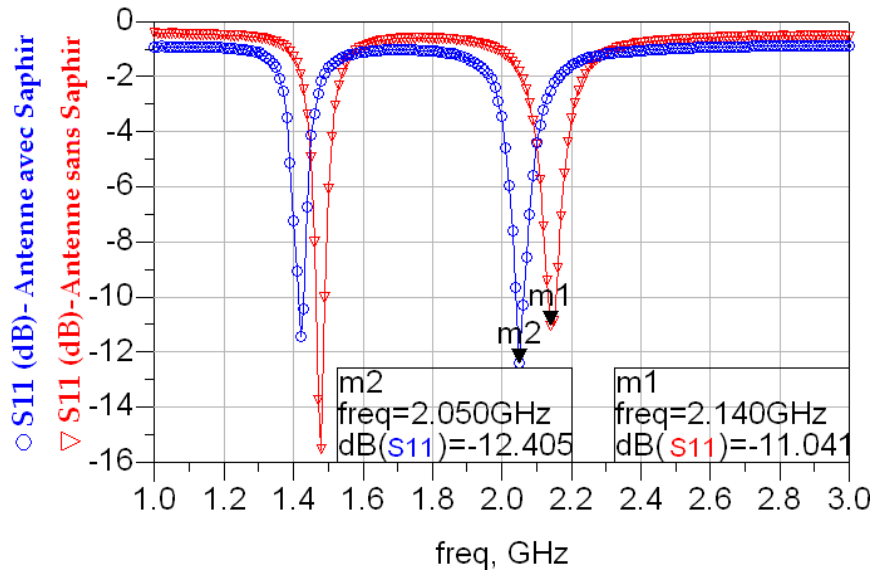


Figure 103 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  en dB mesuré de l'antenne avec Saphir (O), sans Saphir (V)

Un support métallique a été spécialement fabriqué et connecté aux bords de la carte d'antenne par de la laque d'argent. Ce support est ensuite posé sur un plateau métallique refroidi par de l'eau à température fixe (20°C), circulant dans le plateau. On utilise pour cela une pompe contrôlée en température, telle que présentée Figure 104. Le plateau métallique et la pompe constituent le système de refroidissement. On impose ainsi au support une température de 20°C, afin de pouvoir tester la capacité à évacuer la chaleur de l'antenne thermiquement active utilisant une couche de Saphir. Les mesures sont réalisées, comme précédemment, par un système d'imagerie infrarouge puis comparées aux simulations. Le banc de mesure utilisé pour l'évaluation des performances thermiques du dispositif est présenté Figure 104.

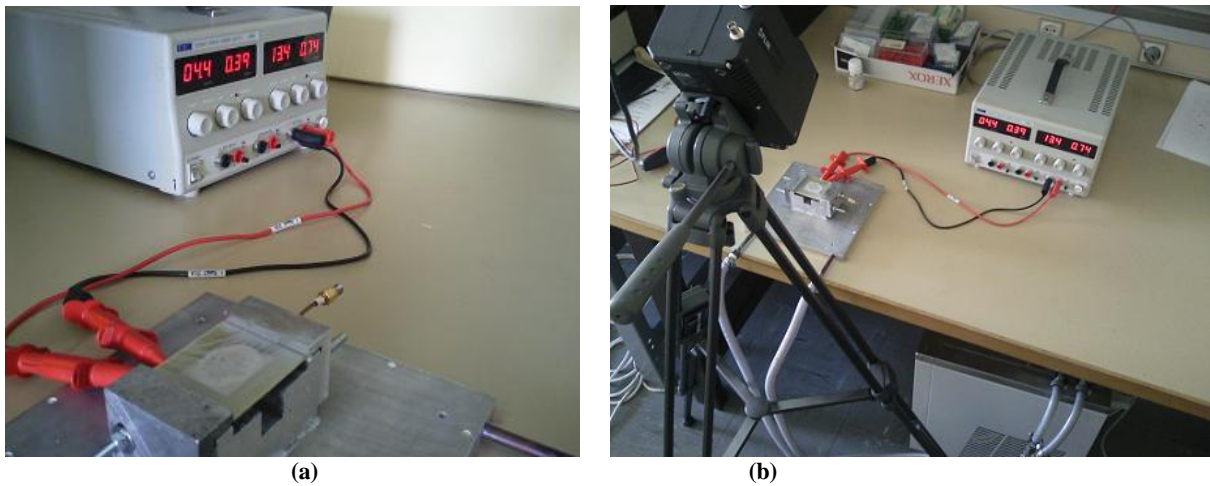
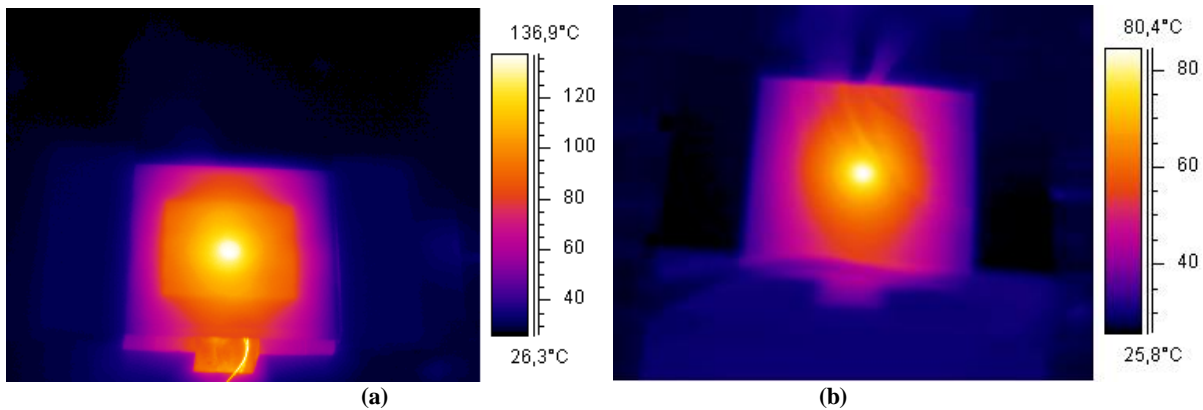


Figure 104 : (a) Antenne patch « radomée » par la couche de saphir sous test, (b) Configuration de mesure

La Figure 105 présente la répartition de la température sur l'antenne patch pour une puissance thermique dissipée de 9W, d'abord sans la couche de Saphir (Figure 105-a) et puis avec la couche de Saphir (Figure 105-b). La température de l'eau utilisée, donc du support est de 20°C alors que la température ambiante est environ de 26°C.



**Figure 105 : Répartition de la température sur l'antenne patch thermiquement active connectée au support porté à 20°C pour une puissance thermique de 9 W**

(a) Antenne patch sans couche de Saphir, (b) Antenne patch avec couche de Saphir

La Figure 105 montre que la température maximale sur l'antenne sans couche de Saphir est proche de 140°C, par contre la température maximale sur l'antenne avec couche de Saphir est proche de 80°C. Cela signifie qu'une amélioration d'environ 60°C est réalisée en utilisant la couche de Saphir. La puissance thermique évacuée par l'antenne patch thermiquement active refroidie en utilisant une couche de Saphir est 9 W pour une température maximale de 80°C au niveau de l'antenne et donc au niveau du composant de puissance qui sera connecté à cette antenne. Ce résultat est cohérent avec celui obtenu par simulation. Les mesures montrent que l'antenne est capable d'évacuer une puissance thermique de l'ordre de 1 Watt par centimètre carré de surface d'antenne.

### 3.2.3. Conclusion

Cette nouvelle topologie d'antenne thermiquement active refroidie en utilisant une couche diélectrique ayant une conductivité thermique élevée, présente une très bonne capacité de dissipation thermique similaire à la technique de l'antenne refroidie par fluide. Cette technique passive car elle n'utilise pas la circulation forcée d'un fluide dans le module. Par contre, un système de refroidissement extérieur connecté au boîtier du module est nécessaire. La température au niveau de l'antenne est ainsi limitée à 80°C pour une puissance thermique dissipée de 9 W et la performance thermique est de 1 W par centimètre carré.

## 4. Conclusion

Dans ce chapitre, deux topologies d'antenne patch thermiquement active avec de bonnes performances thermiques ont été présentées. Aucune influence majeure sur les performances électromagnétiques (gain, diagramme de rayonnement et bande passante) n'est observée. Ce point est directement lié au choix que nous avons fait en disposant les drains thermiques associant le composant de puissance à l'antenne au niveau de zones où l'amplitude des champs électriques est faible.

Les performances thermiques en W par centimètre carré pour les différentes antennes thermiquement actives proposées sont de 0,28 pour l'antenne patch seule, de 1 pour l'antenne refroidie par un liquide et de 0,98 pour l'antenne associée à une couche de Saphir. L'antenne patch thermiquement active, refroidie par un liquide calorporteur, peut être utilisée si la présence de ce liquide n'est pas un frein à l'application envisagée, tandis que l'antenne patch thermiquement active, utilisant une surcouche de nitrure d'aluminium (ou de Saphir) peut être utilisée si le boîtier de l'émetteur a de bonnes conditions de refroidissement.

Il paraît donc tout à fait possible d'intégrer, par exemple, un amplificateur de puissance de 10W avec un RPA de 50% en utilisant uniquement ces antennes comme élément de refroidissement, ce qui, pour une taille plus faible, représente le double de puissance par rapport aux travaux présentés récemment sur ce sujet **[BP 1]**.



# Chapitre 5 Conception et intégration des circuits et dispositifs passifs associés à l'émetteur intégré

---

## 1. Introduction

Actuellement, un problème important dans l'ingénierie des systèmes radiofréquences de puissance est la prédiction et la maîtrise des pertes de propagation dans les structures de propagation associées aux composants de puissance (pertes diélectriques et pertes métalliques). Les pertes de puissance à travers les lignes de transmission peuvent causer non seulement des désadaptations d'impédance, mais aussi des difficultés pour atteindre un niveau élevé du rendement pour les amplificateurs de puissance. De plus, les performances des dispositifs passifs nécessaires à la construction des modules de puissance comme les filtres ou les antennes sont aussi considérablement affectées par les pertes.

Par ailleurs, la puissance dissipée, transformée en chaleur, influence aussi de manière importante les performances des circuits et il est nécessaire de proposer des solutions de gestion thermique pour assurer un fonctionnement à performances maîtrisées et la fiabilité du module sur une large gamme de températures.

Le développement d'émetteurs-récepteurs compacts nécessite donc la caractérisation électrique et thermique des différents éléments permettant l'intégration des modules de puissance compacts dont nous envisageons, à terme, la réalisation. La maîtrise et la croissance des performances de tels sous ensembles nécessitent des études conjointes électromagnétiques et thermiques prenant en compte les interactions entre composants [BP 1], [BP 4] et [BP 5] et les sources de chaleur localisées [53].

Le comportement électromagnétique des structures d'adaptation ne peut être le seul paramètre de validation dès lors que l'on travaille à puissance élevée. En effet, les lignes microruban présentent naturellement des pertes liées à la conductivité finie des rubans métalliques et aux pertes diélectriques. Ces pertes engendrent alors une élévation de la température sur les circuits d'adaptation pouvant provoquer un allongement des lignes constitutives du circuit par dilatation thermique voire, en cas d'élévation excessive de la température, une dégradation complète. Ces changements géométriques modifient alors la réponse du circuit et peuvent être à l'origine de la génération de pertes supplémentaires par désadaptation d'impédance. Ces pertes peuvent devenir importantes et par conséquent dégrader de façon significative les performances de l'étage d'amplification. Dans ces conditions, il convient de s'intéresser au comportement thermique de ces structures et de regarder, dans quelle mesure, il est possible d'optimiser les circuits d'adaptation en prenant conjointement en compte les contraintes thermiques et électromagnétiques.

Dans ce chapitre nous allons étudier la conception et l'optimisation électrique et thermique des circuits passifs utilisés pour la réalisation de l'amplificateur de puissance et notamment des



circuits d'adaptation. Pour cela, nous allons utiliser les techniques de mesure décrites au chapitre 2.

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié la conception et la réalisation des briques essentielles d'un transmetteur de puissance à savoir l'amplificateur de puissance haut rendement associé à une antenne intégrée thermiquement active. Dans ce dernier chapitre, nous nous intéressons à l'étude des circuits passifs permettant, d'une part, la réalisation de l'architecture Doherty que nous avons privilégié *a priori* et des filtres-duplexeurs faisant la liaison entre l'amplificateur et l'antenne. En effet, les caractéristiques de ces filtres, conçus à partir de résonateurs élémentaires, sont *a priori* sensibles à la température et donc à la gestion thermique du module. Cette étude tient compte du choix que nous avons fait de réaliser, à terme, ces modules de puissance dans une filière technologique multicouche hybride. Comme nous l'avons spécifié dans le chapitre 2, cette filière peut apporter des solutions originales pour développer des circuits plus compacts que les circuits traditionnels au prix d'une analyse plus complète et d'une bonne connaissance des paramètres de conception associés à la technologie.

## 2. Optimisation des performances électriques et thermiques des circuits d'adaptation de l'amplificateur de puissance

Généralement, des ondes stationnaires peuvent être créées dans les lignes de transmission et générer ainsi une dissipation localisée qui a pour effet d'augmenter la température et contribuer à l'apparition de problèmes thermomécaniques. Pour les amplificateurs de puissance, l'adaptation d'impédance est l'un des éléments de conception important à prendre en considération. Comme le montre la Figure 106, des circuits additionnels sont insérés à l'entrée et à la sortie du circuit d'amplification. Ils ont pour rôle d'assurer l'adaptation d'impédance en entrée et en sortie afin de maximiser le transfert de puissance de la source jusqu'à la charge ou encore, pour certaines applications, d'améliorer le rapport signal à bruit par l'augmentation du niveau du signal relativement au bruit [93], [94]. Dans les systèmes de communication, la chaîne globale ainsi que chacun des blocs élémentaires constitutifs de la chaîne doivent être optimisés suivant plusieurs critères. Dans le cas particulier des amplificateurs de puissance, ces critères sont la linéarité, le rendement (étroitement relié à la consommation) ainsi que l'encombrement qui doit être le plus faible possible.

L'impédance de sortie pour la plupart des transistors de puissance, se situe à proximité du court-circuit pour la fréquence fondamentale et pour les premières harmoniques [95]. De ce fait, les pertes limitent de manière importante le rendement des amplificateurs de puissance et augmentent la dissipation de puissance donc la quantité de chaleur à évacuer au sein de l'émetteur.

Etant donnée la forte puissance disponible en sortie, une attention particulière doit être portée sur le circuit d'adaptation de sortie. En pratique, plusieurs topologies sont utilisées. Le choix de celle-ci se porte sur des critères tels que la simplicité, la bande passante, la faisabilité de réalisation ou encore de réglage. En basse fréquence, i.e. en dessous de 1GHz, les réseaux d'adaptation sont réalisés en éléments localisés et basés sur des structures en L, en Pi ou en T [96]. En pratique, les limitations des éléments localisés tels que leur facteur de qualité ou encore leur fréquence de résonance font que leur utilisation n'est pas retenue dès lors que la fréquence de fonctionnement augmente. Des solutions alternatives basées sur le concept de ligne de transmission sont alors préférées. Au-delà de la levée du verrou technologique,

l'intérêt de cette technologie réside dans sa facilité de réalisation. Cependant, il convient de porter un intérêt particulier aux impédances caractéristiques synthétisables dans la technologie retenue ainsi que de prendre en compte correctement les contraintes inhérentes à ces solutions. Ceci est d'autant plus vrai lorsque les fréquences de travail sont élevées.

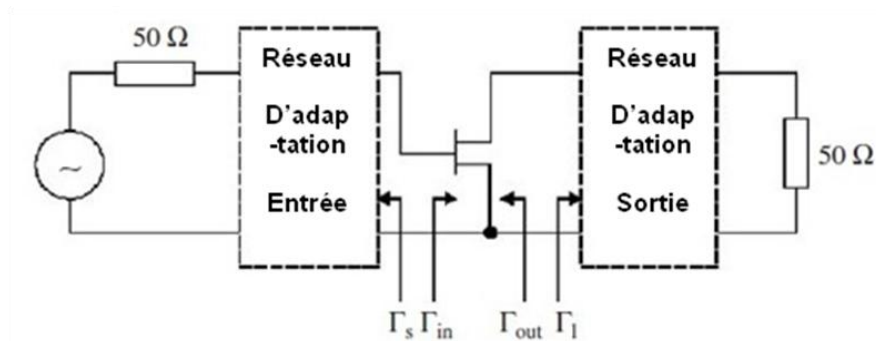


Figure 106 : Synoptique d'un étage d'amplification à Transistor

## 2.1. L'influence des pertes sur les impédances ramenées dans le circuit de sortie de l'amplificateur

Dans ce travail, nous nous intéressons particulièrement à la technologie microruban pour la réalisation des réseaux d'adaptation. L'impédance de normalisation ainsi que les impédances caractéristiques des tronçons de lignes utilisés sont choisies égales à  $50\Omega$ . Le but du réseau d'adaptation est alors d'adapter l'impédance complexe présentée par l'amplificateur à l'impédance de l'étage suivant (typiquement  $50\Omega$ ). Nous étudions le comportement des circuits d'adaptation les plus courants à savoir les structures simple stub, double stub et ligne quart d'onde. Les lignes à gradient d'impédance sont également introduites. Ces lignes servent notamment à émuler l'impédance de sortie de l'amplificateur de puissance par transformation large bande d'une impédance de  $50\Omega$ .

La conception des fonctions d'amplification, par la nature géométrique même des transistors utilisés ainsi que l'utilisation de lignes de faible impédance caractéristique afin d'optimiser l'encombrement, introduit de fortes discontinuités sur les lignes de transmission. Ces discontinuités importantes sont, en règle générale, modélisées par des circuits localisés sans pertes dans les logiciels commerciaux. Or, il s'avère, au vu des impédances de sortie très faibles des transistors de puissance, que l'impédance à synthétiser est très difficile à obtenir compte tenu des pertes du circuit d'adaptation. La Figure 107 présente l'effet des pertes sur l'impédance ramenée dans le circuit de sortie de l'amplificateur. Il convient alors de prendre en compte ces pertes dans la modélisation des étages de sortie afin d'assurer l'adaptation d'impédance en sortie. Cette minimisation des pertes permet donc globalement, une amélioration des performances de l'amplificateur (meilleure adaptation, plus faibles pertes en sortie), ce qui augmente le rendement de l'amplificateur de puissance et minimise donc la puissance thermique à évacuer.

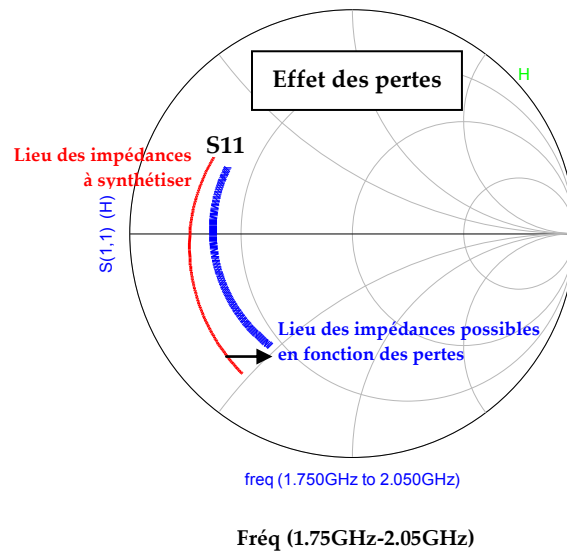


Figure 107 : Influence des pertes sur les impédances ramenées dans le circuit de sortie de l'amplificateur de puissance

## 2.2. Différentes topologies des circuits d'adaptation de l'AP

Après avoir sélectionné le transistor de puissance et récupéré les impédances grand signal en entrée et en sortie pour la polarisation retenue, trois structures d'adaptation d'impédance ont été simulées et optimisées, d'un point de vue circuit à l'aide du logiciel ADS, en prenant en considération les différentes pertes présentées par la technologie retenue. Afin d'étudier ces structures d'adaptation tant d'un point de vue électrique que d'un point de vue thermique, il est nécessaire de s'affranchir de l'amplificateur de puissance lui-même car il constitue une source de chaleur localisée qui perturbe l'analyse thermique des circuits. Afin d'émuler le comportement du transistor de puissance, nous avons étudié et réalisé un circuit d'adaptation large bande dit de « Klopfenstein » que nous présentons par la suite et dont la conception est détaillée en annexe 3. Cette structure permet la transformation large bande d'une impédance réelle vers une autre valeur d'impédance réelle. Du fait de la faible partie imaginaire présentée par l'impédance de sortie grand signal du transistor, elle permet l'émulation de cette impédance par transformation d'une terminaison  $50\Omega$ . Il est alors possible de déterminer les performances électromagnétiques et thermiques des structures d'adaptation retenues en s'affranchissant du composant transistor et de sa contribution en tant que source locale de chaleur. Seul le comportement thermique du réseau considéré est alors étudié.

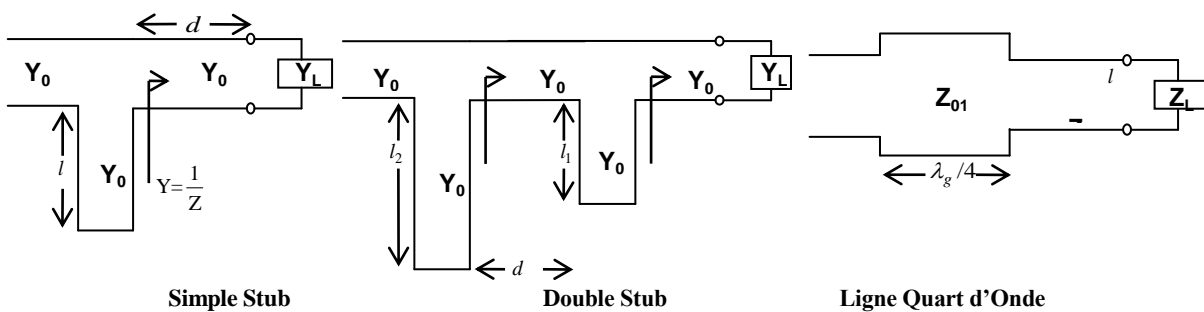


Figure 108 : Différentes topologies étudiées de circuits d'adaptation de l'AP

### 2.3. Simulations

Les performances des trois topologies de réseaux d'adaptation retenues sont simulées sur ADS en prenant en compte les circuits de polarisation, les circuits de séparation DC-RF et les impédances d'entrée et de sortie grands signaux du transistor utilisé Ericsson-PTF 10107. Un exemple de schéma du circuit d'adaptation utilisant des lignes quart d'onde est présenté en Figure 109.

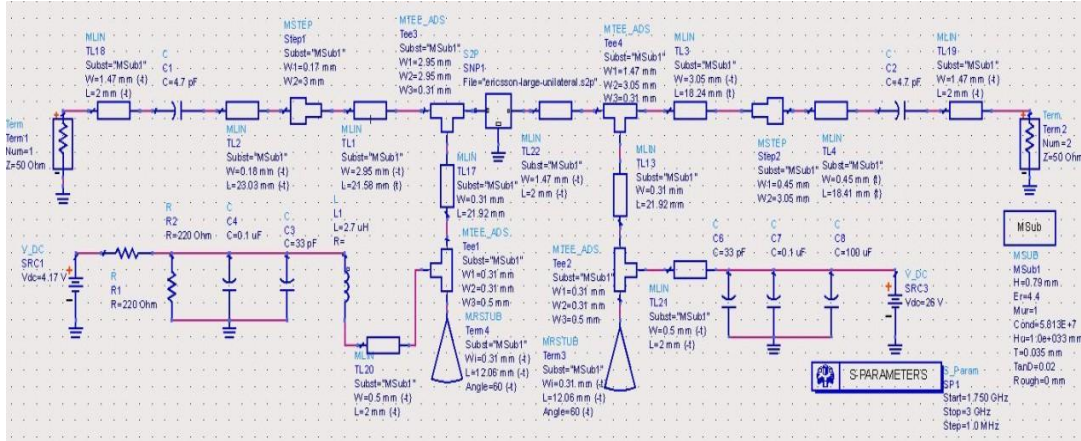


Figure 109 : Capture schématique du circuit d'adaptation ligne quart d'onde

Les résultats issus des simulations sont présentés en Figure 110. Ces résultats montrent que les trois structures d'adaptation ont le même comportement électrique à la fréquence de fonctionnement 2 GHz. Il s'agit maintenant d'étudier conjointement leur comportement électrique et thermique.

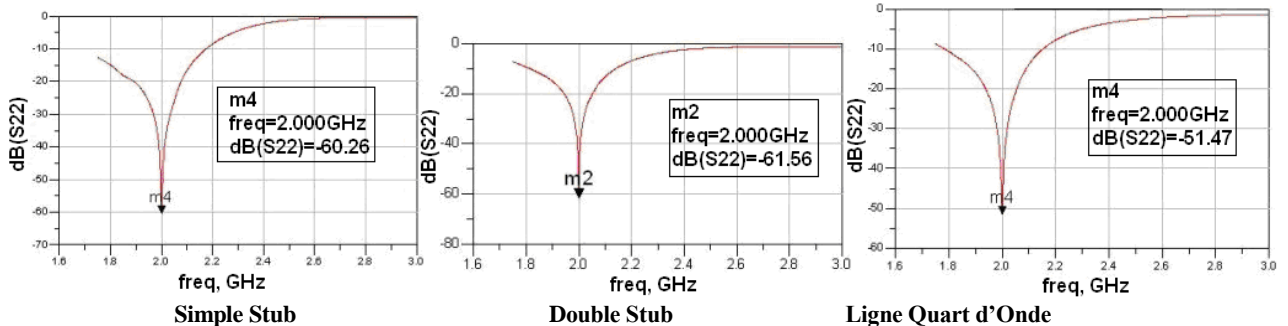


Figure 110 : Coefficients de réflexion  $S_{22}$  des différentes topologies étudiées de circuits d'adaptation de l'amplificateur de puissance, comme simulés sous ADS

### 2.4. Mesures électriques et thermiques

En ce qui concerne l'analyse du comportement thermique de ces circuits, la caméra infrarouge nous a permis de visualiser la distribution de la température le long des lignes constitutives des circuits d'adaptation retenus. Il a été montré [BP 2] que, lorsqu'une onde stationnaire se met en place sur une structure guidante, une élévation de la température est constatée au niveau des ventres de tension de cette onde stationnaire. De par la nature résonante des éléments constitutifs (série pour la ligne quart d'onde, et parallèle pour les stubs), il est clair que des ondes stationnaires vont prendre naissance dans les circuits considérés. Aussi, nous nous sommes intéressés à visualiser et comprendre les phénomènes permettant l'installation de ces ondes stationnaires afin d'envisager une conception des circuits d'adaptation optimisant la distribution de la température sur tout le circuit.

### 2.4.1. Le banc de mesure

Les pertes électromagnétiques locales à travers le circuit d'adaptation ont été déterminées par l'analyse de l'élévation de température induite par la dissipation de puissance. La dissipation locale a été estimée par ajustement de la température en régime permanent, mesurée par la caméra infrarouge en chaque point des lignes et des stubs.

Le banc de mesure est le même que celui décrit au chapitre 2, paragraphe 5, exception faite que le DST est ici le circuit d'adaptation connectorisé et positionné verticalement comme présenté Figure 111.

La perte de puissance est déterminée pour chaque fréquence en utilisant la relation d'unitarité de la matrice S pour les systèmes sans perte donnée en (7) après avoir mesuré la puissance d'entrée ainsi que les coefficients de transmission et de réflexion (paramètres S).

Pour une meilleure précision dans la mesure de température, la face avant du dispositif d'essai est couverte par une peinture noire de faible émissivité.

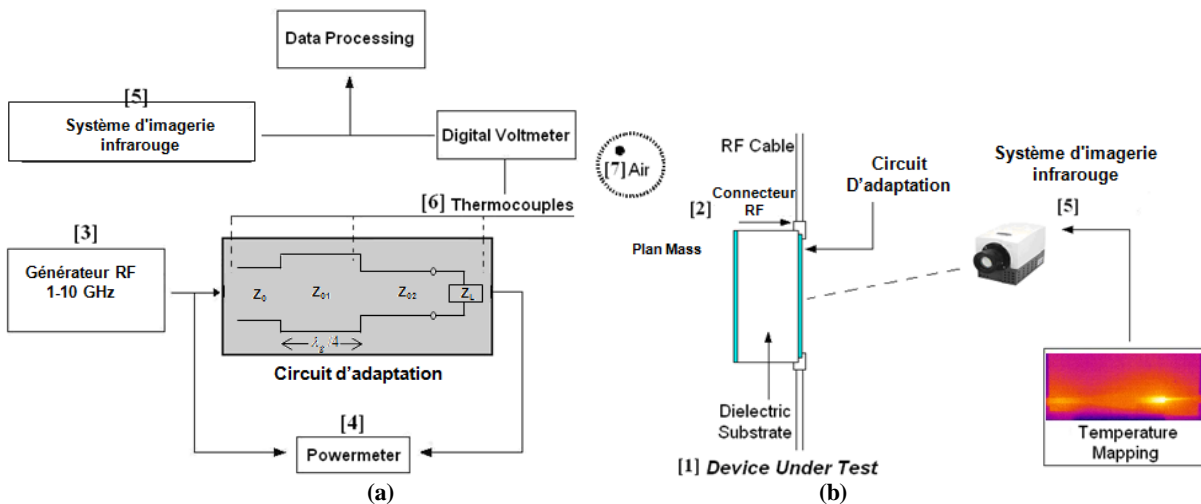


Figure 111 : Configuration de mesure infrarouge des circuits d'adaptation  
 (a) Vue Schématique en face du DST "circuit d'adaptation", (b) Vue détaillée de DST positionné verticalement

### 2.4.2. Mesures sur l'adaptateur d'impédance

Dans cette partie, nous allons présenter le transformateur d'impédance dit de Klopfenstein utilisé par la suite dans les mesures d'adaptation. Ce circuit a pour objectif de s'affranchir du composant transistor afin de d'annuler sa contribution thermique sur la distribution de température le long du circuit d'adaptation considéré.

Le concept d'évaluation des performances électrique et thermique concerne simplement l'étude des circuits passifs nécessaires dans l'environnement de l'amplificateur. Il est donc important d'isoler d'un point de vue thermique ces différents circuits. Or, pour un amplificateur de puissance, lorsque la puissance d'entrée augmente la puissance à dissiper (i.e la température au niveau du composant) augmente. D'un point de vue thermique, le transistor agit comme une source élémentaire dont il convient d'enlever la contribution dans l'analyse sous peine de ne pas pouvoir identifier l'origine de l'élévation en température dans le circuit. D'un autre coté, le comportement électromagnétique est fortement affecté par les conditions de charge imposées au circuit. Il en résulte alors une distribution des ondes stationnaires différentes le long du circuit d'adaptation et l'évaluation de ses performances thermiques n'a alors plus aucun sens. Aussi, pour résoudre ce problème, nous proposons d'utiliser un circuit permettant l'émulation passive du transistor. Afin de rendre compte du comportement du

transistor le plus fidèlement possible, ce circuit d'émulation doit présenter une bande passante beaucoup plus large que la bande de fréquences sur laquelle s'effectue l'étude du circuit d'adaptation.

Pour une utilisation grand signal, d'une façon générale, l'impédance de sortie du transistor est très faible : de l'ordre de quelques ohms en parties réelle et imaginaire. De plus, la variation en fréquence de ces valeurs est relativement faible. Aussi, nous proposons l'utilisation d'un transformateur d'impédance large bande basé sur une ligne à gradient d'impédance (Taper line). Le profil que nous avons retenu est celui de Klopfenstein. Celui-ci a pour intérêt de présenter une large bande de fonctionnement pour des dimensions réduites. Finalement, la transformation d'impédance est plus simple à implémenter et évite les différences que pourraient générer trois transistors différents montés sur trois circuits différents.

La Figure 112-a présente le layout de la ligne ainsi réalisée. Cette ligne est connectée en ses deux extrémités à des ports 50 Ω. La variation d'impédance mesurée au niveau de la porte 2 est donnée sur l'abaque de Smith (Figure 112-b). Nous pouvons observer que cette variation n'est pas conforme à la variation de l'impédance de sortie grand signal du transistor considéré. Cette différence est principalement à imputer aux différentes discontinuités et aux lignes d'accès permettant la connexion au système de mesure. Il est cependant possible de modéliser et donc de prendre en compte ces effets en insérant une ligne de transmission de longueur électrique négative. Cette longueur est alors estimée à partir du modèle équivalent circuit des discontinuités auquel s'ajoute la longueur de la ligne d'accès en prenant en compte le type de technologie utilisé. Le principe utilisé consiste donc à « ramener » la visualisation de la variation d'impédance dans le plan de sortie de la ligne à gradient d'impédance.

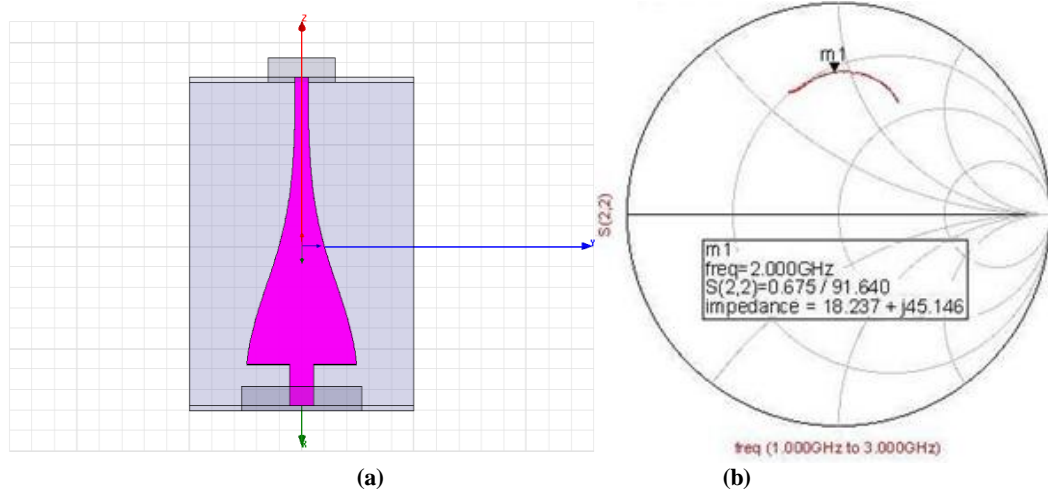


Figure 112 : (a) "Layout" de l'adaptateur de "Klopfenstein" réalisé, (b) Mesures de  $S_{22}$  à 2GHz

La prise en compte de ces différents points permet effectivement de montrer le comportement de la ligne à gradient d'impédance de "Klopfenstein" seule Figure 113 et prouve son intérêt pour l'émulation passive de l'impédance de sortie de l'amplificateur.

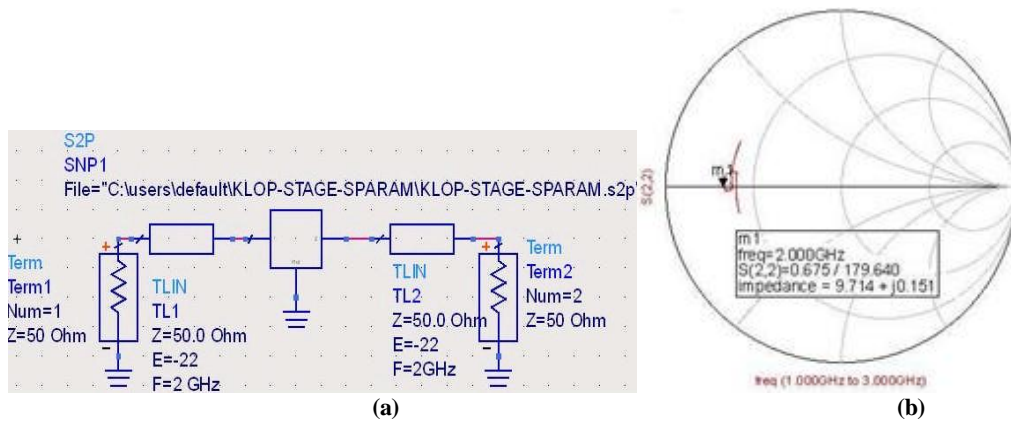


Figure 113 : (a) Circuit de simulation ADS de l'adaptateur de " Klopfenstein" prenant en compte le temps du délai (b)  $S_{22}$  vue du côté  $10 \Omega$  de l'adaptateur large bande

### 2.4.3. Mesures thermiques

La Figure 114 présente les images infrarouges pour les trois types de réseaux d'adaptation considérés. Ces trois circuits sont optimisés à la fréquence de 2 GHz. Nous pouvons voir que la température maximale observée pour les deux topologies simple stub et double stub se situe au niveau de premier stub. Par contre, la température maximale pour la topologie ligne quart d'onde se situe au niveau de la discontinuité entre le tronçon de ligne permettant l'annulation de la partie imaginaire et la ligne d'inversion d'impédance à  $50\Omega$ .

Pour la topologie simple stub, il existe naturellement une infinité de solutions dès lors que les paramètres d'optimisation sont étendus aux longueurs de ligne et à leurs impédances caractéristiques. Le principe même de l'adaptation simple stub amène les concepteurs à faire un choix afin de brider deux de ces paramètres. Typiquement, ce sont les impédances caractéristiques des lignes qui sont imposées et les paramètres de contrôle se limitent aux longueurs des lignes constitutives. Ce choix permet alors de définir deux solutions (combinaisons des deux longueurs) d'adaptation. Parmi ces deux solutions, c'est classiquement celle présentant l'encombrement le plus réduit qui est retenue. L'utilisation de cette topologie dans l'étage de sortie d'un amplificateur de puissance introduit une nouvelle dimension dans l'optimisation : le comportement thermique. Dans la solution que nous proposons, assurant les conditions d'adaptation d'impédance de la sortie de l'amplificateur, nous constatons un échauffement le long du stub (Figure 114-a) et particulièrement à son extrémité. Cet échauffement est directement lié à l'onde stationnaire s'installant au niveau de cet élément. Or, cette élévation localisée de la température peut être à l'origine d'une dilatation thermomécanique modifiant la réponse de la structure et dégradant par conséquent les performances de l'amplificateur. Il convient alors de s'interroger sur l'opportunité de comprendre et donc de minimiser cet effet. Pour cela, nous pouvons modéliser le stub par son élément localisé équivalent en parallèle avec l'impédance de sortie du transistor ramenée dans le plan du stub. Il s'avère, dans ce cas, que l'impédance équivalente ramenée par le stub est faible (stub CO de longueur électrique de l'ordre de  $70^\circ$ ) comparativement à l'impédance de sortie du transistor ramenée dans le plan du stub. D'un point de vue circuit, cela signifie que le courant circulant dans le stub est important. Il en résulte que le champ électrique à l'extrémité du stub est élevé et que les pertes et donc l'élévation en température associée le sont aussi.

Cette analyse est confirmée par le comportement thermique de la topologie double stub. En effet, nous constatons, dans ce cas (Figure 114-b), que l'élévation de température est localisée sur le premier stub tandis que le second est thermiquement transparent. Par une approche

similaire à celle proposée précédemment, nous montrons que l'impédance équivalente au premier stub est faible (stub CO de longueur électrique de l'ordre de  $70^\circ$ ) et celle du second stub est élevée (stub CO de longueur électrique de l'ordre de  $160^\circ$ ). Lors de la conception, il semble donc judicieux d'intégrer cette nouvelle contrainte afin d'homogénéiser le plus possible la distribution de température. Une idée consiste à imposer les impédances équivalentes ramenées par les stubs à des valeurs "assez hautes" et de trouver les caractéristiques physiques (impédances caractéristiques et longueurs électriques) des tronçons série de cette topologie. Deux nouveaux circuits ont donc été conçus pour confirmer cette affirmation. Les longueurs et impédances caractéristiques des stubs sont choisies arbitrairement et imposées à  $50\Omega$  et  $135^\circ$  de longueur électrique. Les résultats thermiques obtenus sont présentés Figure 115.

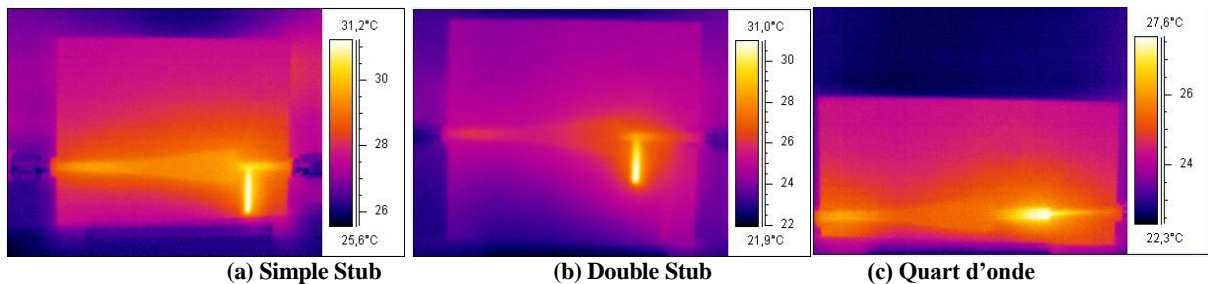


Figure 114 : Mesures de température pour les trois topologies à la fréquence 2GHz

Pour ces nouvelles solutions d'adaptation, nous observons un gradient de température beaucoup plus faible le long des stubs. Dans le cas du simple stub, l'élévation en température est désormais plus importante sur le tronçon série (légèrement avant le stub). Ceci est logique du fait que la transformation du premier tronçon série impose le passage de l'impédance au delà de  $50\Omega$ . Ce point est discuté dans le paragraphe concernant l'adaptation par ligne quart d'onde  $\frac{\lambda_g}{4}$ . En ce qui concerne la structure double stub, la même constatation peut être faite.

En effet, le fait d'augmenter l'impédance ramenée par le stub impose une nouvelle transformation de l'impédance de sortie du transistor par le premier tronçon série afin d'assurer les conditions d'adaptation du circuit. Il existe donc toujours une onde stationnaire dans le stub mais la dynamique de celle-ci est beaucoup plus faible. Afin d'explicitier le profil d'impédance le long des topologies simple stub et double stub, nous présentons (sur l'abaque de Smith) Figures 116 et 117 (pour les solutions « initiale » et « optimisée ») l'évolution de ceux-ci. Cette représentation permet de mieux mettre en évidence les impédances relatives présentées dans les plans des différents stubs pour les structures proposées. Il est cependant important de noter ici que l'évolution des impédances le long des circuits d'adaptation présentée Figures 116 et 117 ne correspond pas totalement à la réalité des circuits conçus. En effet, dans un souci de lisibilité, nous nous sommes affranchis de la capacité de découplage HF/DC et des pertes dans les lignes.

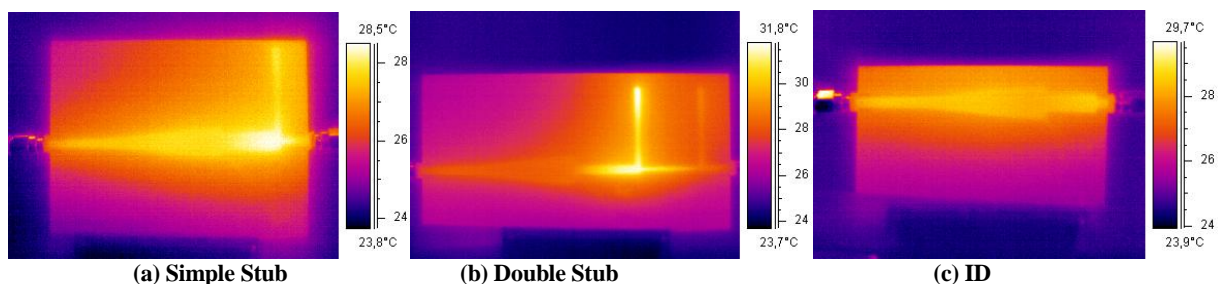


Figure 115 : Mesures de température pour les trois nouvelles topologies à la fréquence 2GHz



En ce qui concerne la topologie quart d'onde, celle-ci est une topologie "série". Son comportement électromagnétique et thermique ne suit donc pas tout à fait les mêmes règles. Dans cette configuration, nous observons une élévation locale de la température au niveau de la discontinuité entre la ligne quart d'onde et la ligne de sortie de l'amplificateur. Cette élévation de la température est directement liée au profil d'impédance le long du circuit d'adaptation. En effet, depuis la sortie du transistor où l'impédance vue est de l'ordre de  $10 \Omega$  jusqu'à la charge ( $50 \Omega$ ), l'impédance subit plusieurs transformations montrées Figure 114-c. Au chapitre 2, nous avons montré que les pertes et donc l'élévation en température sont directement liées au carré de  $V(z)$ . Or, plus l'impédance présentée dans un plan donné est élevée, plus la tension dans ce plan est grande. Il est donc clair que, dans le cas d'un circuit d'adaptation série, il est préférable de présenter un profil d'impédance dont l'impédance maximale est la plus faible possible. De cette constatation, nous pouvons déduire qu'il est préférable de maintenir l'évolution de l'impédance le long de ces lignes dans une région d'impédance comprise entre l'impédance de sortie du transistor et celle de la charge. Dans notre cas, le premier tronçon annulant la partie imaginaire de l'impédance de sortie impose une partie réelle supérieure à celle de la charge (i.e.  $50\Omega$ ). L'impédance caractéristique de l'inverseur qui le succède est alors choisie pour présenter en sa sortie l'impédance d'adaptation. Au vu des conclusions précédentes, cette topologie ne peut être optimale d'un point de vue thermique. Aussi, afin de pallier ce problème, nous proposons la topologie qui permet la transformation directe de l'impédance de sortie du transistor à l'impédance de charge. Cette transformation représente, dans le cas de l'utilisation d'une seule ligne à impédance caractéristique constante, le chemin de transformation le plus court et évite ainsi de présenter une impédance le long de la ligne supérieure à celle de la charge. Les résultats thermiques Figure 115-c montrent alors que le gradient de température est très faible le long de la ligne, ce qui prouve l'intérêt de cette transformation. Afin d'expliciter le profil d'impédance le long de la topologie quart d'onde, nous présentons (sur l'abaque de Smith) Figure 118 (pour les solutions « initiale » et « optimisée ») l'évolution de celui-ci.

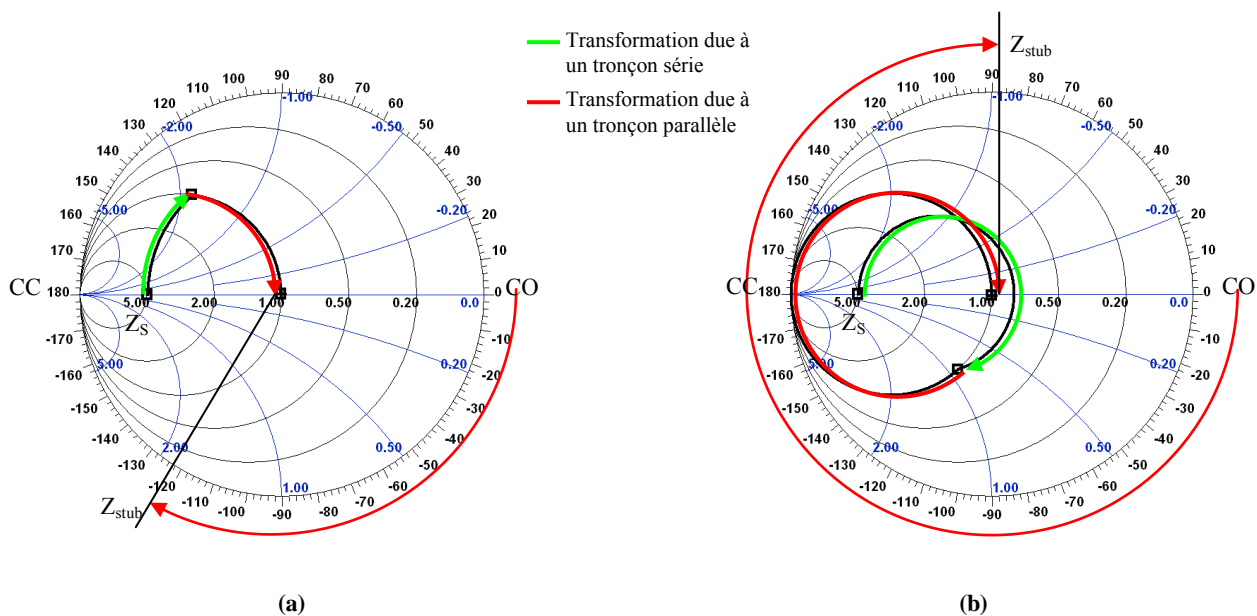


Figure 116 : Transformation des impédances pour la topologie simple stub  
 (a) première version, (b) longueur électrique de stub imposée

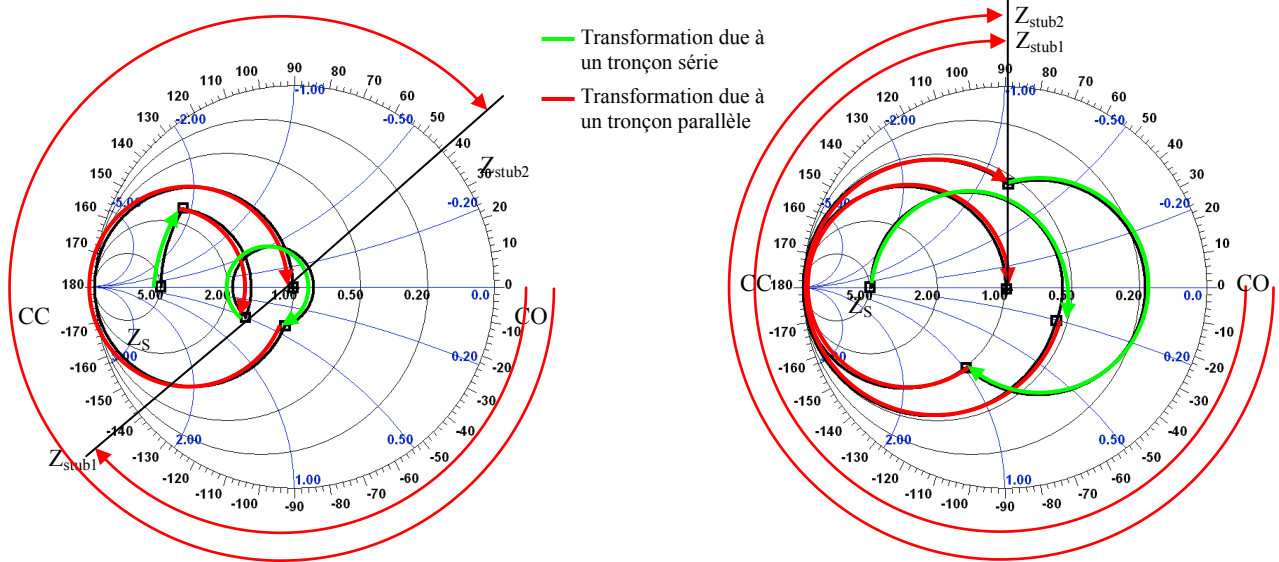


Figure 117 : Transformation des impédances pour la topologie double stub  
(a) première version, (b) longueur électrique des stubs imposée

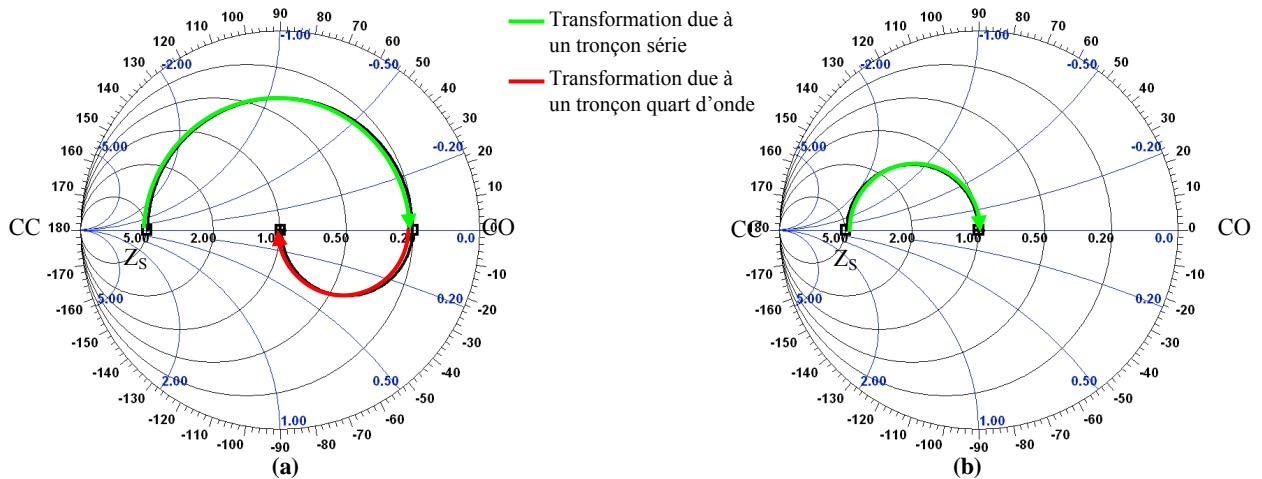


Figure 118 : Transformation des impédances pour la topologie inverseur  $\frac{\lambda_g}{4}$   
(a) première version, (b) inversion directe

Toutefois, la température maximale créée au niveau du réseau quart d'onde est inférieure de 3.5°C par rapport à celle obtenue donc la topologie double stub. En outre, nous pouvons constater dans le Tableau 7, dans lequel la puissance de sortie est présentée pour une fréquence de travail de 2 GHz, et une puissance d'entrée identique pour les trois types de réseau d'adaptation (33 dBm), que la puissance de sortie sur le réseau simple stub est plus élevée que celle obtenue sur les deux autres circuits. Cette puissance est de 31.1dBm pour le simple stub, 30.7dBm pour le double stubs et 30.9dBm pour la ligne quart d'onde. Aussi d'un point de vue pratique, la solution simple stub semble la plus intéressante dans la mesure où elle présente le moins de perte. Il est à noter que les pertes données dans le Tableau 7 ne concernent pas exclusivement le réseau d'adaptation considéré. En effet, pour chacune de ces mesures, l'influence de la ligne à gradient d'impédance doit être prise en considération. Aussi, il faut s'attacher non pas à la valeur absolue des pertes mais aux différences constatées lors de la comparaison des différentes topologies.

Tableau 7 : Mesures de la puissance d'entrée et la puissance de sortie pour les différentes topologies d'adaptation à la fréquence 2GHz.

Topologie	Fréquence (GHz)	Puissance d'entrée (dBm)	Puissance de sortie (dBm)	$\Delta P = P_s - P_e$ (dBm)
Single stub	2.0	33	31.07	-1.93
Double stubs	2.0	33	30.66	-2.34
Quart d'onde	2.0	33	30.9	-2.1

L'étude comportementale des différents circuits autour de la fréquence d'intérêt est aussi intéressante. Pour cela, nous présentons les variations de la puissance de sortie en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 33 dBm (Figure 119). Nous observons, comme nous pouvions nous y attendre, que la puissance de sortie diminue lorsque la fréquence s'éloigne de la fréquence optimale. Cet effet est directement lié à la nature faible bande des différentes topologies. L'analyse par thermographie infrarouge confirme ce comportement. A titre d'exemple, nous donnons Figure 120, le comportement thermique du circuit simple stub en fonction de la fréquence.

Quand la fréquence est en dehors de la bande passante (200 MHz) le coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'adaptation augmente donc la puissance à travers ce réseau diminue, ce qui a pour effet de diminuer les pertes. Cette diminution est continue jusqu'à ce qu'on arrive à une fréquence particulière pour laquelle le circuit du découplage DC ("butterfly") devient un court circuit. Alors, la plus grande partie de la puissance part à travers ce nouveau chemin engendrant une augmentation importante de la température observée dans ce réseau de découplage. La topologie simple stub donne toujours une meilleure performance par rapport à la puissance de sortie (0.6 dBm en plus en comparaison les autres topologies), et donc moins de perte en fonction de la fréquence.

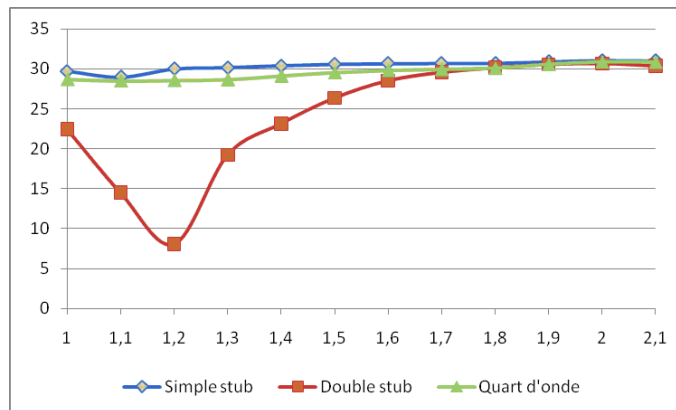
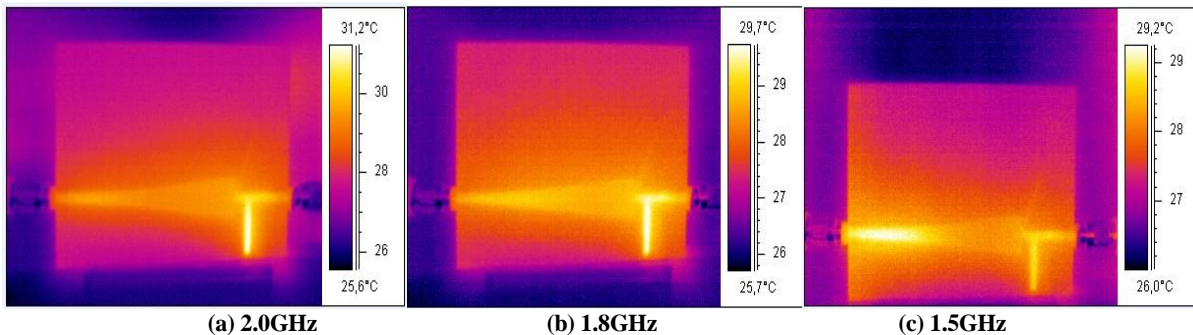


Figure 119 : Puissances de sortie des trois topologies en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée 33 dBm



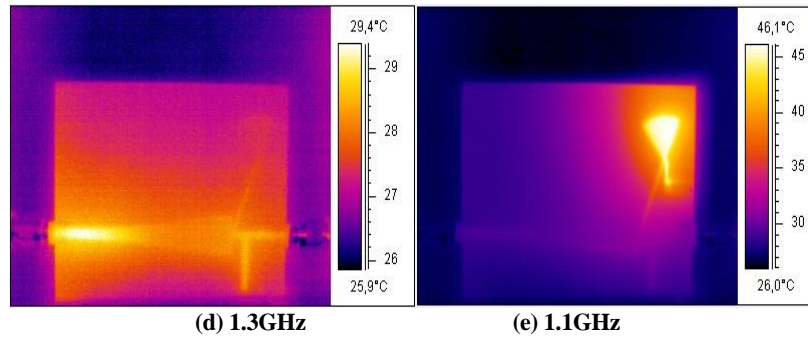


Figure 120 : Comportement de la topologie simple stub en fonction de la fréquence

#### 2.4.4. Analyse des performances

Dans cette section, nous allons présenter une méthode pour analyser les trois topologies de réseau d'adaptation. Les performances thermiques ne sont pas seulement liées à la température maximale et à la puissance de sortie. Il est aussi nécessaire de prendre en considération la température moyenne et la taille de la carte de circuit imprimé, afin de comparer les différentes configurations de la manière la plus objective possible. En effet, la surface d'échange ainsi que la température ambiante ont une importance capitale dans l'estimation correcte du comportement thermique. Le facteur  $k$  défini par l'équation (39) est un outil efficace pour comparer le comportement thermique des différentes topologies.

$$k = \frac{T_{\max} - T_{\text{ave}}}{\frac{\Delta P}{S}} \quad (39)$$

Cette équation montre que plus grande est la valeur du facteur  $k$ , plus l'efficacité est faible et donc plus la performance diminue.  $\Delta P/S$  représente la densité des pertes dans la carte du circuit imprimé. Nous pouvons utiliser cette formule pour analyser le comportement des trois circuits d'adaptation et ainsi comparer leurs performances.

Le Tableau 8 présente les différents paramètres permettant l'évaluation du paramètre  $k$ , mesuré à température ambiante.  $T_{\max}$  est la température maximale relevée sur l'ensemble du circuit,  $T_{\text{avg}}$  désigne la température moyenne à la surface de la carte de circuit imprimé.  $S$  est la surface de la carte.  $\Delta P$  est le paramètre qui mesure la différence de puissance entre la sortie et l'entrée.

Après avoir calculé le facteur  $k$  à partir de l'équation (40), indiqué dans le Tableau 8, nous pouvons voir que celui-ci vaut 258 pour le circuit simple stub, soit une valeur légèrement inférieure à celle obtenue pour le quart d'onde (277). Par contre, le facteur  $k$  correspondant au circuit double stub est beaucoup plus grand que ceux présentés par les deux précédentes topologies. On peut donc en conclure, à ce niveau, que la topologie simple stub présenterait la meilleure performance des trois circuits étudiés.

Tableau 8 : Paramètres caractéristiques mesurés en température ambiante.

Topologie	$T_{\max}$ (°C)	$T_{\text{avg}}$ (°C)	$\Delta_1 T = T_{\max} - T_{\text{ave}}$	$S$ (cm <sup>2</sup> )	$\Delta P = P_s - P_e$ (dBm)	$K$ (°C. cm <sup>2</sup> /W)
Simple Stub	31.2	28.1	3.1	8.2 X 6.5	-1.93	258
Double Stubs	31.0	24.8	6.2	9.1 X 8.2	-2.34	730
Quart d'onde	27.6	24.7	2.9	10.9 X 5.4	-2.1	277

Cependant, l'évaluation de la température moyenne est imprécise dans la mesure où la carte du circuit imprimé est connectée au support, ce qui affecte les mesures. Aussi, nous proposons

l'utilisation de la température ambiante au lieu de la température moyenne dans l'évaluation du paramètre k. Nous avons ainsi la définition du paramètre  $k_{amb}$  telle que (40).

$$k_{amb} = \frac{T_{max} - T_{amb}}{\frac{\Delta P}{S}} \quad (40)$$

Nous pouvons calculer la différence  $\Delta_2 T$  entre la température maximum et la température ambiante. Les résultats sont consignés dans le Tableau 9.  $\Delta_2 T$  pour le circuit simple stub et pour le circuit quart d'onde sont du même ordre de grandeur et beaucoup plus faible que celui associé au circuit double stub. De nouveau, avec ce nouveau critère, il apparaît une similitude comportementale entre la solution simple stub et la solution « quart d'onde », la topologie double stub restant la moins intéressante des trois.

**Tableau 9 : Paramètres caractéristiques mesurés en température ambiante.**

Topologie	$T_{max}$ (°C)	$T_{amb}$ (°C)	$\Delta_2 T = T_{max} - T_{amb}$	$S$ (cm <sup>2</sup> )	$\Delta P = P_s - P_e$ (dBm)	$k_{amb}$ (°C.cm <sup>2</sup> /W)
Simple Stub	31.2	25.6	5.6	8.2 X 6.5	-1.93	465.5
Double Stubs	31.0	21.9	9.1	9.1 X 8.2	-2.34	1164
Quart d'onde	27.6	22.3	5.3	10.9 X 5.4	-2.1	505.9

De la même manière que précédemment nous pouvons qualifier la performance thermique des circuits conçus à partir des règles de conception issues des premières conclusions. D'une manière générale, sur ces trois circuits, nous pouvons observer une baisse significative des pertes. Cela prouve que, pour une même topologie (simple stub, double stub ou quart d'onde), il est possible de trouver des configurations qui minimisent les pertes. Il existe donc un intérêt particulier à travailler sur les structures d'adaptation permettant de définir une structure optimale en termes de pertes.

**Tableau 10 : Mesures de la puissance d'entrée et de la puissance de sortie pour les trois topologies étudiées à la fréquence 2GHz.**

Topologie	Fréquence (GHz)	Puissance d'entrée (dBm)	Puissance de sortie (dBm)	$\Delta P = P_s - P_e$ (dBm)
Simple stub	2.0	33	31.9	-1.1
Double stubs	2.0	33	31.2	-1.8
Inversion Directe	2.0	33	32.1	-0.9

L'efficacité thermique, définie par le facteur k, de ces trois nouvelles configurations permet d'aider quant à l'optimisation du circuit d'adaptation. En effet, nous pouvons observer que ce facteur a peu évolué pour les topologies simples et double stub. Par contre, pour la topologie quart d'onde, une baisse significative de celui-ci est constatée. Aussi, nous pouvons conclure que cette dernière topologie est la topologie à privilégier lors de la conception de l'étage de sortie d'un amplificateur de puissance afin d'améliorer les performances de celui-ci.

**Tableau 11 : Paramètres caractéristiques mesurés en température ambiante des topologies imposées.**

Topologie	$T_{max}$ (°C)	$T_{amb}$ (°C)	$\Delta_2 T = T_{max} - T_{amb}$	$S$ (cm <sup>2</sup> )	$\Delta P = P_s - P_e$ (dBm)	$k_{amb}$ (°C.cm <sup>2</sup> /W)
Simple Stub	28.5	23.5	5	9.4X8.05	-1.1	487
Double Stubs	31.8	23.5	8.3	12.5X7.1	-1.8	1115
Inversion directe	28.5	23.5	5	8.4 X 5.1	-0.9	264

## 2.5. Conclusion

Les résultats obtenus lors de ces travaux peuvent se décliner suivant plusieurs points :

Pour les trois topologies de circuits d'adaptation étudiées (simple stub, double stub et quart d'onde), on peut vérifier que le transfert maximum de puissance se produit à 2GHz, fréquence pour laquelle les circuits d'adaptation ont été optimisés. L'autre point intéressant réside dans l'émulation de l'impédance de sortie du transistor par transformation d'une charge  $50\Omega$  par la structure de Klopfenstein.

Bien évidemment, lorsque le coefficient de réflexion augmente, l'élévation moyenne de la température dans le circuit est moins importante. Ceci est lié au fait que moins de puissance transite dans la structure ce qui engendre moins de puissance à dissiper. Ceci est une information importante car elle permet de lier la puissance admise dans le circuit avec l'effet thermique qui l'accompagne. Il faut donc être particulièrement vigilant sur la conception de ces circuits d'adaptation lorsque la puissance est élevée. De plus, les différents éléments constitutifs ne réagissent pas de la même manière suivant la fréquence. Les ondes stationnaires potentielles évoluent différemment ce qui engendre une distribution différente des « points chauds » sur la structure.

Une conclusion intéressante est liée à la réponse thermique de la structure double stub. En effet, nous avons pu constater une élévation de la température localisée sur le premier stub. Si l'on s'attarde à l'impédance équivalente ramenée en parallèle par les stubs, il s'avère que la première est faible (stub CO de longueur électrique proche de  $70^\circ$ ) alors que la deuxième est plus élevée (stub CO de longueur électrique proche de  $160^\circ$ ). Il paraît alors opportun lors de la conception du circuit d'adaptation double stub d'imposer une contrainte sur la longueur des stubs afin de limiter le courant circulant dans ceux-ci et par conséquent mieux maîtriser la répartition de la température sur la structure.

Lorsque la structure est désadaptée, l'énergie se concentre à la sortie du transistor (i.e. à l'entrée du circuit émulant l'impédance présentée par le composant de puissance) et nous pouvons constater une élévation plus importante de la température dans cette région.

Afin de comparer d'une manière la plus objective possible, les dimensions de la carte pour chacune des topologies étudiées doivent être prises en compte. En effet, la surface d'échange ainsi que la température ambiante ont une importance capitale dans l'estimation correcte du comportement thermique.

Enfin, compte tenu de sa compacité et de sa réponse thermique, la structure d'inversion directe présente moins de pertes que les autres topologies. Outre une distribution plus homogène de la température le long de celle-ci, l'efficacité thermique, évaluée par le facteur  $k$ , est beaucoup plus faible que pour les autres configurations. Il est donc clair qu'il faut converger vers les structures d'adaptation permettant la transformation d'impédance par le chemin le plus court. Dans le cas de l'utilisation de lignes de transmission à impédance caractéristique constante, cela revient à la structure d'inversion directe proposée. Cependant, il conviendra d'étudier plus en détail les structures à saut d'impédance voire à gradient d'impédance afin de voir s'il est possible de minimiser ce chemin.

### 3. Etude des filtres-duplexeurs

Dans un émetteur-récepteur, le filtre-duplexeur situé entre l'amplificateur de puissance et l'antenne (respectivement entre l'antenne et l'amplificateur faible bruit) est un élément important de la chaîne de transmission puisqu'il a en charge de limiter la bande émise afin de se conformer aux normes très strictes associées aux différents standards de communication. Dans sa version duplexeur il doit aussi permettre une séparation des signaux d'émission et de réception. Dans la plupart des cas, ces filtres sont donc des filtres passe-bande. La Figure 121 présente la réponse d'un filtre passe-bande en transmission/réflexion. A partir de cette réponse, on peut définir les caractéristiques principales d'un filtre passe bande dans le cas pratique où l'on prend en compte les pertes dans les éléments qui le constitue. Ce sont :

- sa fréquence centrale
- sa bande passante
- sa réjection hors bande
- l'ondulation dans la bande
- la variation du temps de groupe dans la bande

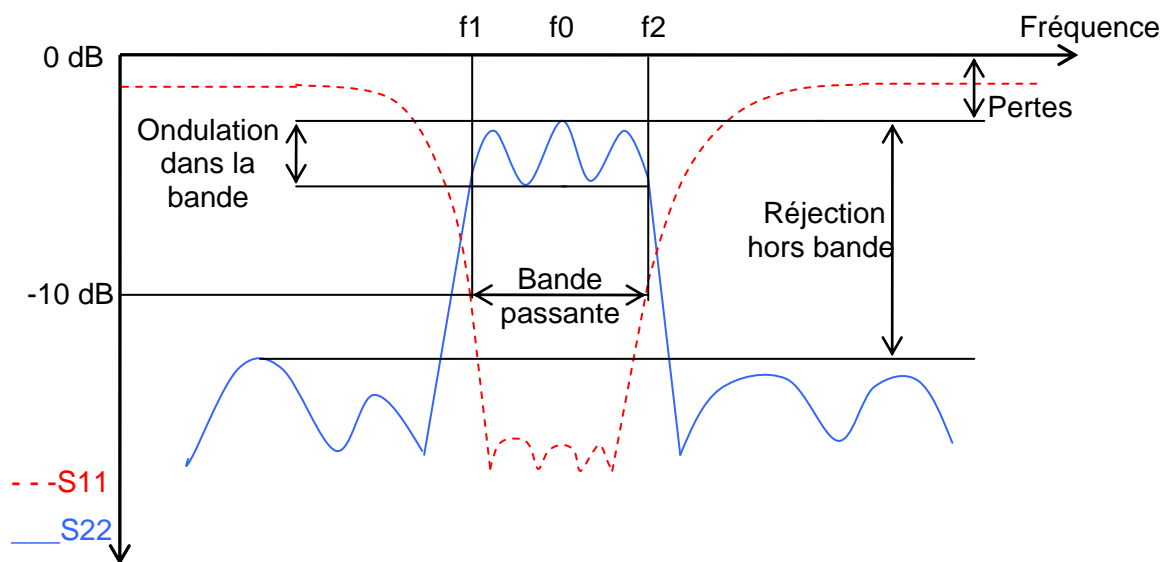


Figure 121 : Réponse d'un filtre passe bande en transmission/réflexion

La bande passante peut être définie à partir des coefficients de réflexion ou de transmission. Vis à vis de la pratique nous choisissons de la définir à partir du coefficient de réflexion. La bande passante est la différence entre les deux fréquences pour lesquelles le coefficient de réflexion égal à -10 dB ( $f_2 - f_1$ ). La fréquence centrale peut être alors définie par  $f_0 = \frac{f_2 + f_1}{2}$ .

L'ondulation dans la bande est l'ondulation du coefficient de transmission dans la bande passante. La réjection hors bande est la différence entre le maximum du coefficient de transmission dans la bande et le maximum de celui-ci hors bande. Enfin, la variation du temps de groupe dans la bande est définie par la relation:

$$D_g = \frac{d\Phi}{d\omega} \quad (41)$$

La conception des filtres passe-bande est basée sur le principe de couplage entre résonateurs. Aux hyperfréquences, ces résonateurs sont des cavités électromagnétiques caractérisées par leur fréquence de résonance et leur coefficient de surtension propre  $Q_0 = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$ . Comme le

présente la Figure 122, lorsque deux cavités identiques sont couplées, leurs fréquences propres s'éloignent de la fréquence de résonance initiale et c'est ainsi que se forme la bande passante du filtre. Plus le couplage entre les cavités augmente et plus cet écart est important. Ainsi, en couplant ensemble de manière optimale plusieurs résonateurs, on peut former la bande passante d'un filtre, le nombre de pôles étant alors égal au nombre de cavités. L'autre caractéristique importante d'un filtre est sa réjection hors bande qui dépend, au premier ordre, du nombre de cavités couplées. On comprend alors qu'il est impossible de maîtriser conjointement bande passante et réjection hors bande si l'on ne dispose pas de cavités à coefficient de surtension élevé. Là encore, comme pour les circuits d'adaptation de l'AP que nous venons d'étudier, on voit l'importance qu'il y a à maîtriser les pertes des structures de propagation utilisées puisque ce coefficient de surtension dépend directement des pertes propres du résonateur.

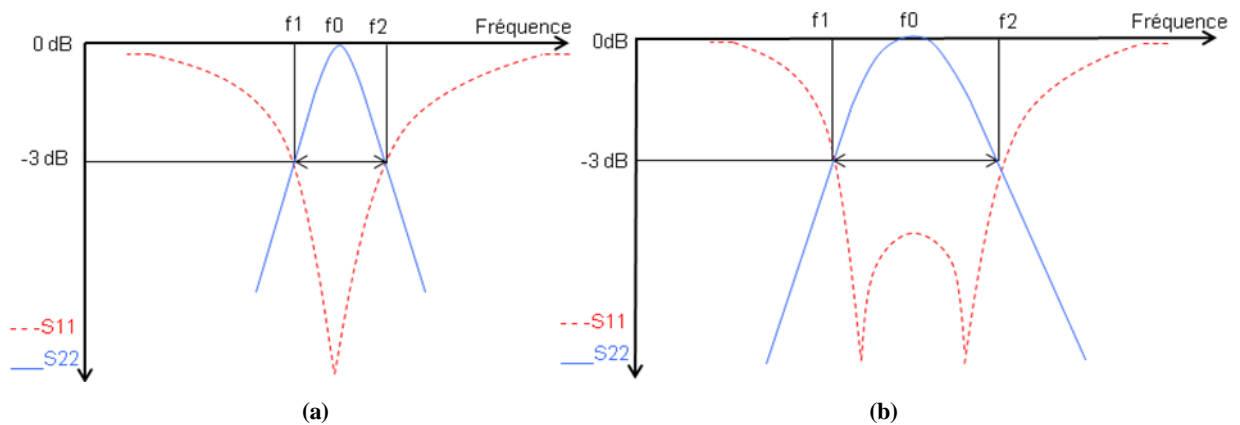


Figure 122 : Réponse des cavités en transmission/réflexion : (a) une seule cavité, (b) deux cavités couplées

Pour la version intégrée de ces filtres, ces pertes sont bien entendu des pertes dans les matériaux conducteurs et diélectriques mais aussi des pertes par rayonnement aux différentes discontinuités « ouvertes » des résonateurs réalisés. A ce problème de pertes vient s'ajouter celui de l'éventuelle dispersion des lignes de transmission utilisées. On voit donc tout l'intérêt qu'il peut y avoir à blinder la structure pour éviter le rayonnement et limiter la dispersion.

Par ailleurs, la fréquence de résonance des résonateurs dépend du comportement en température des éléments constituant le résonateur et sans doute aussi de la géométrie de ce résonateur. Il apparaît donc nécessaire, dans le but de montrer la possibilité d'intégration de l'émetteur d'analyser les performances des filtres en fonction des trois critères que sont les pertes des matériaux, la température et la compacité du filtre à bande passante donnée. A ces trois critères, on peut aussi ajouter celui de la dispersion même si la fréquence d'opération choisie, 2GHz, est suffisamment faible *a priori* pour limiter son impact sur les performances.

Notre but ici n'est pas de faire une étude exhaustive des différents types de filtres qui peuvent être synthétisés pour une réalisation de type « circuit intégré planaire multi-couche » mais de voir si le comportement en température de filtres, suffisamment compacts pour être intégrés dans le volume défini par la surface de l'antenne, est compatible avec les possibilités



d'évacuation de la chaleur apportées par les techniques d'antennes thermiquement actives que nous avons présentées dans le chapitre précédent.

A 2 GHz, pour rester cohérent avec les applications classiques dans ces bandes de fréquence, nous avons donc défini une bande passante de l'ordre de 200MHz soit une bande relative de l'ordre de 10%.

Les filtres étudiés sont des filtres à résonateurs couplés dont le nombre de résonateurs est limité compte tenu des coefficients de surtension qu'il est possible d'obtenir en technologie intégrée. Pour augmenter la sélectivité de l'un d'entre eux, nous avons utilisé la technique consistant à ramener des zéros à des fréquences pré-définies par couplage entre résonateurs non adjacents [97].

### 3.1. Simulation des performances des filtres étudiés et Comparaison théorie expérience

Nous avons étudié quatre types de filtres susceptibles de pouvoir être utilisés pour la réalisation de filtres passe-bande à bande relative moyenne :

- Un filtre à stubs et inverseurs quart d'onde
- Un filtre à résonateurs couplés de type comb-line
- Un filtre à résonateurs couplés de type interdigité
- Un filtre à résonateurs SIR repliés avec résonateurs non adjacents couplés

L'ensemble de ces filtres a été conçu et réalisé sur un substrat FR4 d'épaisseur 0.78 mm qui, comme nous l'avons montré dans le chapitre 2 peut être l'un des substrats constitutifs du multi-couche.

#### ▪ Filtre à stubs

Ce filtre, très classique, est constitué de trois stubs et de deux inverseurs d'impédance. Ceci nuit de fait à sa compacité mais il est possible de modifier la géométrie de ce filtre en recourbant les lignes afin de diminuer la surface occupée. En l'état, la surface occupée par le filtre est de 31 cm<sup>2</sup>. Par ailleurs, pour rentrer dans le gabarit préalablement choisi, les stubs « extérieurs » doivent être réalisés à partir de lignes haute impédance ce qui augmente les pertes et occasionne des difficultés de réalisation. La Figure 123 présente les résultats de simulation. La bande passante simulée est de 320 MHz pour des pertes dans la bande de 1.7dB. La réjection hors bande près de la bande passante est de l'ordre de -20dB. Enfin, La Figure 124 présente le « layout » du filtre et les résultats issus de l'expérience. Les résultats expérimentaux sont proches de ceux obtenus par simulation : la bande passante est de 310MHz pour des pertes dans la bande de 1.8 dB, la réjection hors bande est de -20dB.

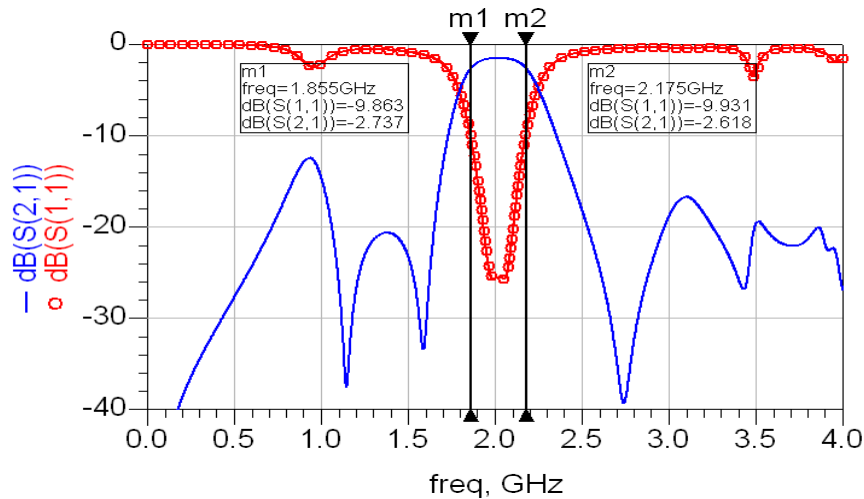


Figure 123 : Réponse d'un filtre à stubs en transmission/réflexion, comme simulée

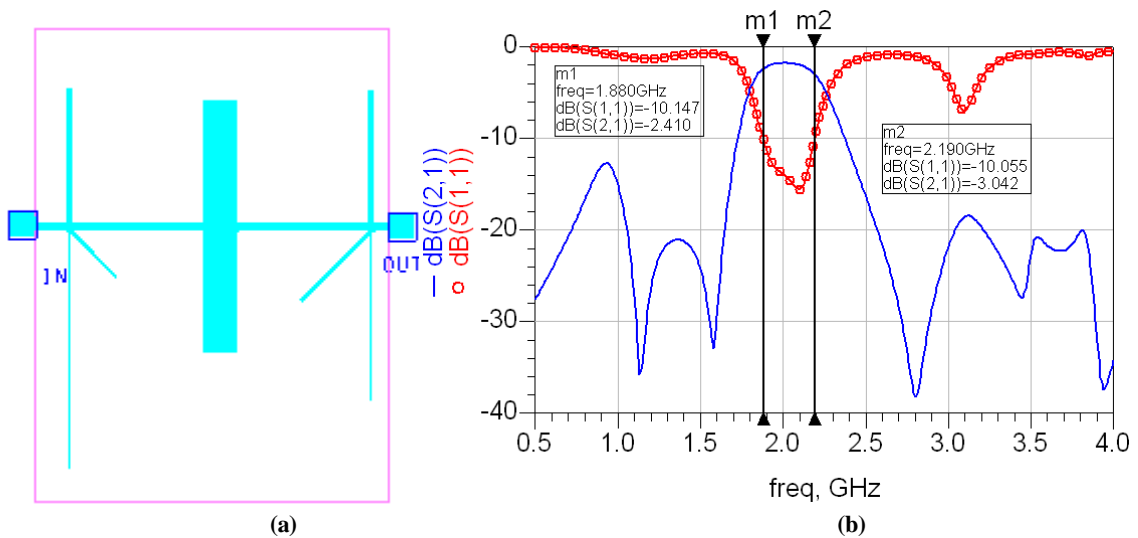


Figure 124 : (a) Layout du filtre à stubs réalisé, (b) Réponse du filtre à stubs mesurée

Les filtres à résonateurs couplés sont *a priori* plus compacts que les filtres à stubs et, en dépit de la précision de gravure et des retours à la masse qu'ils requièrent, il nous a semblé intéressant de développer des filtres de ce type afin d'étudier leur comportement en température. Nous nous sommes donc attachés à développer un filtre de type comb-line et un filtre à résonateurs interdigités dont nous présentons les performances électriques ci-après.

▪ Filtre « comb-line »

Le filtre « comb line » que nous proposons est constitué de résonateurs quart d'onde couplés. La Figure 125 présente les résultats de simulation. La bande passante simulée est de 130 MHz pour des pertes dans la bande de 3 dB, sa réjection hors bande est de l'ordre de -10dB. La géométrie du filtre étudié et les résultats de mesure sur ce filtre sont présentés Figure 126. Sa surface est de 5 cm<sup>2</sup>. Les résultats de l'expérience sont proches de ceux de la simulation, la bande passante est de 150 MHz pour des pertes dans la bande de 3 dB, sa réjection hors bande est de -10dB. Ce filtre est moins sélectif, sa réjection est relativement faible par rapport au filtre à stubs et il a plus de perte mais il est beaucoup plus compact.

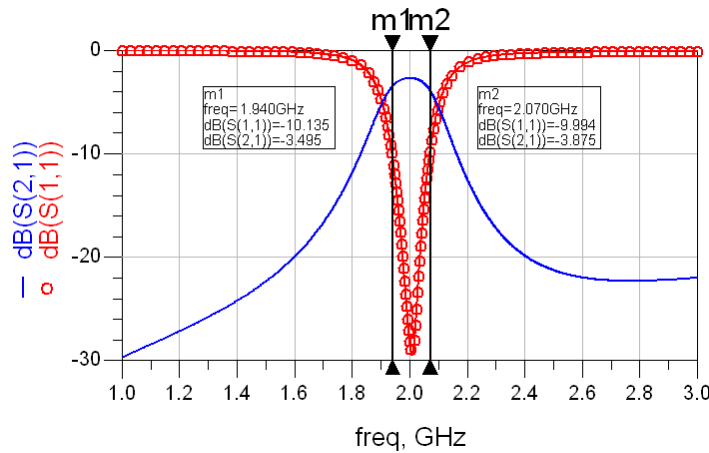


Figure 125 : Réponse d'un filtre « comb-line » en transmission/réflexion, comme simulée

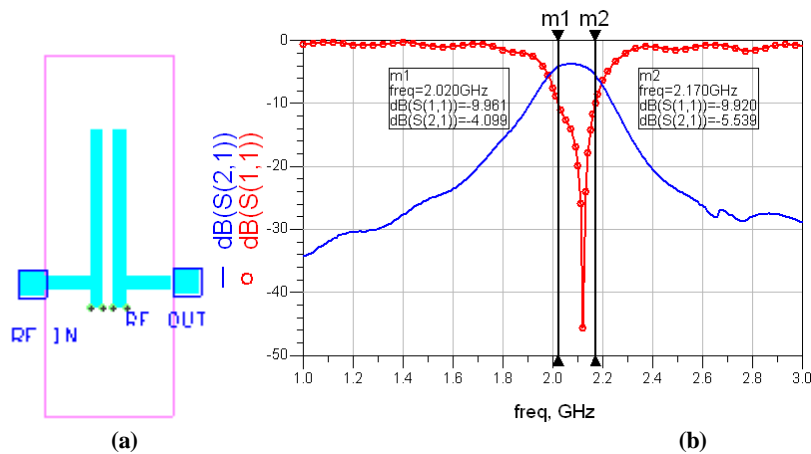


Figure 126 : (a) Layout du filtre « comb-line » réalisé, (b) Réponse du filtre « comb-line » mesurée

▪ Filtre à résonateurs interdigités

Le filtre à résonateurs interdigités que nous proposons est constitué de résonateurs quart d'onde couplés. La Figure 127 présente les résultats de simulation. La bande passante simulée est de 230 MHz pour des pertes dans la bande de 2 dB, sa réjection hors bande (comme le filtre comb-line) est de -10dB. La géométrie du filtre étudié et les résultats de mesure sur ce filtre sont présentés Figure 128. Sa surface est de 5 cm<sup>2</sup>. La bande passante mesurée est de 320 MHz pour des pertes dans la bande de 3 dB, sa réjection hors bande est de -10dB. Ce filtre est lui aussi très compact.

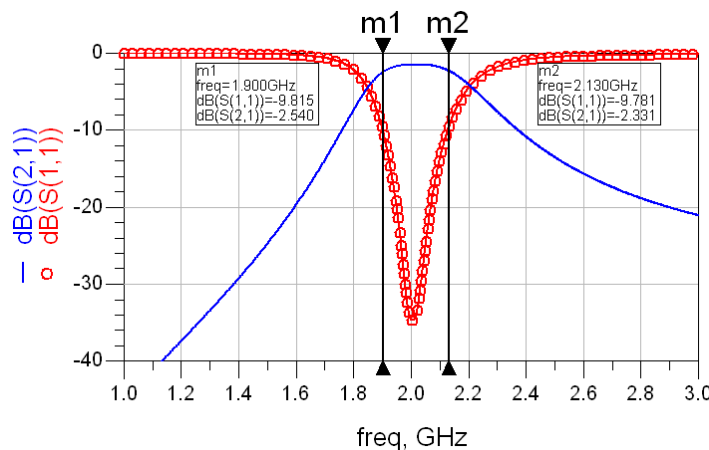


Figure 127 : Réponse simulée d'un filtre à résonateurs interdigités en transmission/réflexion

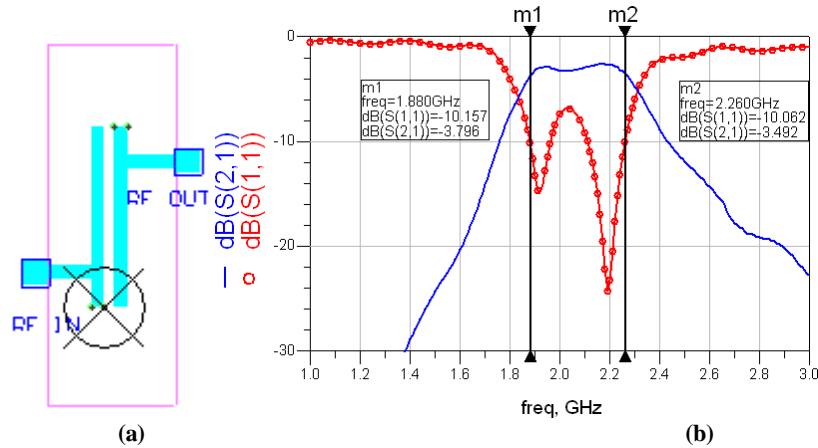


Figure 128 : (a) Layout du filtre à résonateurs interdigités réalisé, (b) Réponse expérimentale du filtre à résonateurs interdigités

▪ Filtre à résonateurs SIR repliés avec résonateurs non adjacents couplés

Les filtres que nous venons de présenter sont de petite taille mais leur réjection est relativement faible. Notre but étant, dans cette partie, d'étudier les variations en température des principales caractéristiques des filtres, nous avons également développé un filtre à 4 résonateurs, les résonateurs d'entrée et de sortie étant couplés de manière à placer des zéros de transmission à fréquence finie pour augmenter la réjection. La compacité du filtre est assurée en repliant les résonateurs [98].

La géométrie du filtre étudié ("layout") et les résultats de mesure sur ce filtre sont présentés Figure 130. Sa surface est de 7.5 cm<sup>2</sup>. D'un point de vue expérimental, sa bande passante mesurée est de 65 MHz pour des pertes dans la bande de 10 dB, sa réjection hors bande est de -15dB. Ce filtre est handicapé par les pertes importantes du substrat FR4, sa compacité est relativement faible. Nous présentons Figure 132 le "layout" et les résultats de mesure sur un filtre SIR réalisé sur substrat verre téflon. La sélectivité observée est meilleure (réjection hors bande de -25 dB) que celle observée pour le filtre réalisé sur FR4, sa bande passante est de 115MHz pour des pertes dans la bande de 2 dB. Sa surface est de 12 cm<sup>2</sup>.

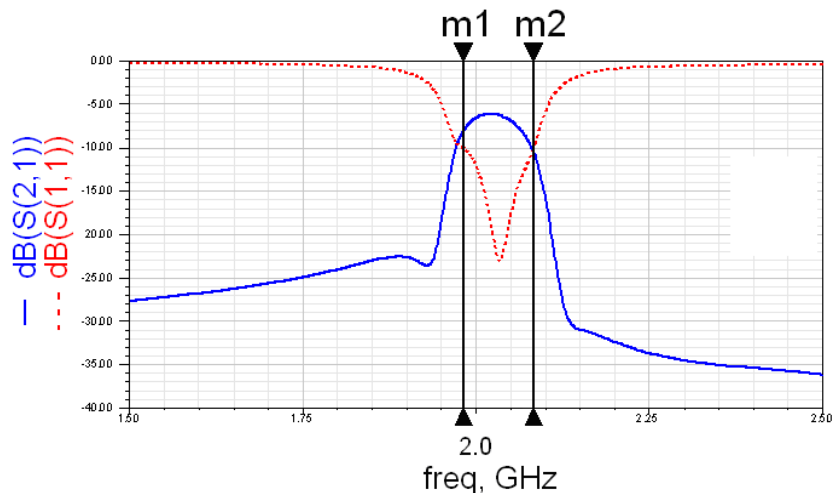


Figure 129 : Réponse d'un filtre SIR sur FR4 en transmission/réflexion, comme simulée

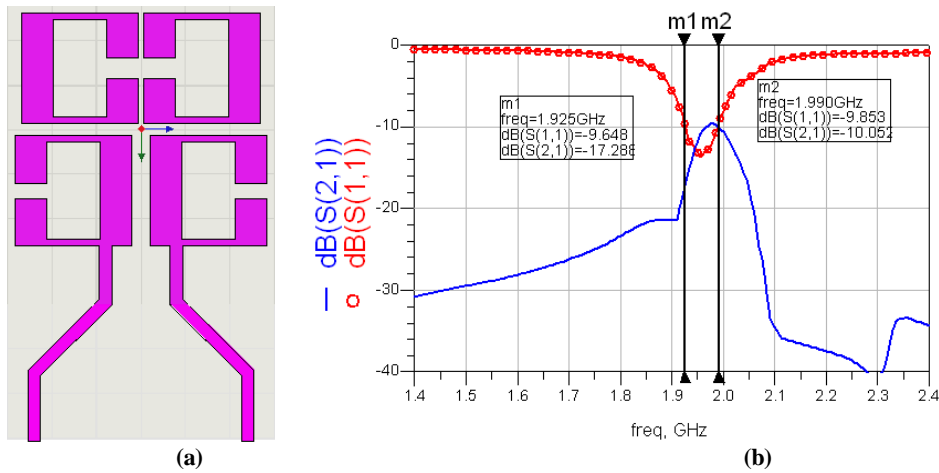


Figure 130 : (a) Layout du SIR-FR4 réalisé, (b) Réponse du filtre SIR-FR4 mesurée

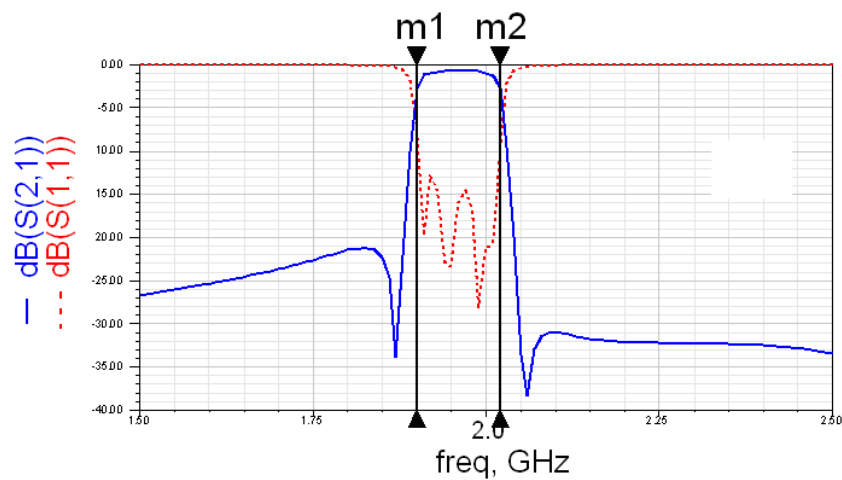


Figure 131 : Réponse d'un filtre SIR sur Teflon en transmission/réflexion, comme simulée

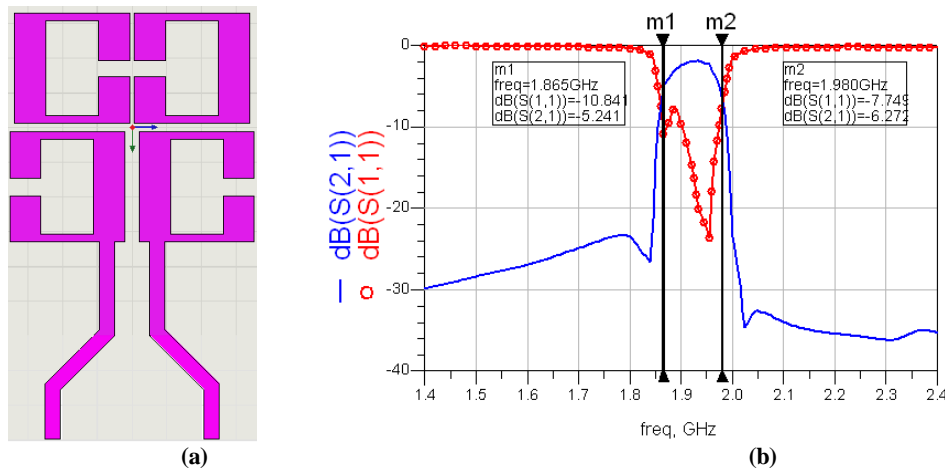


Figure 132 : (a) Layout du SIR-Teflon réalisé, (b) Réponse du filtre SIR-Teflon mesurée

A ce niveau de l'étude, nous pouvons donner une conclusion partielle concernant les différents filtres que nous venons de caractériser du point de vue de leur compacité, des performances obtenues et de la sensibilité de ces performances à la réalisation technologique ce, dans une perspective de réalisation en technologie multi-couche «hybride ».

Si l'on souhaite réaliser le filtre au niveau d'une des couches externes du multicouche, il semble que ce soit le filtre à résonateurs interdigités qu'il convient d'utiliser car il ne présente

pas de contraintes de gravure fortes et il est assez compact. Cependant, il est clair que compte tenu de l'influence des pertes sur les performances, il paraît judicieux de réaliser ce filtre sur l'une des couches internes de multi-couche et dans ce cas, les performances présentées par le filtres à résonateurs SIR sont bien meilleures, notamment en sélectivité. Pour ce filtre, il est cependant nécessaire d'augmenter sa compacité. Il semble que cela soit possible si l'on se réfère à la littérature parue sur le sujet (voir par exemple [99]). Par ailleurs, les possibilités apportées par une conception multi-couche de ces filtres pourraient apporter des solutions originales permettant de diminuer encore les dimensions.

Ces premières conclusions tirées, nous avons étudié ces différents filtres en température afin de voir si la gestion thermique du module, à partir de l'association drain thermique antenne est compatible avec le fonctionnement global du module. C'est cette étude thermique que nous présentons dans le paragraphe suivant.

### 3.2. Analyse de l'évolution des performances des filtres en fonction de la température

Le filtre-duplexeur dans la structure de l'émetteur en technologie multi-couche est placé entre l'amplificateur de puissance et l'antenne, *a priori*, dans les couches intermédiaires de la multi-couche. Une attention particulière doit donc être portée à la sensibilité en température de ce filtre. Pour étudier cette sensibilité sur les filtres que nous venons d'étudier, nous avons fabriqué une boîte isothermique connectée à une pompe à eau contrôlée en température. La température des circuits placés dans cette enceinte peut varier de 30 à 80°C, et la réponse du filtre étudié est mesurée pour chaque température. Les figures 133-137 présentent les variations des réponses en réflexion et transmission des filtres étudiés. Les tableaux 12-16 présentent les variations des bandes passantes et les fréquences centrales de ces filtres.

#### ▪ Filtre à stubs

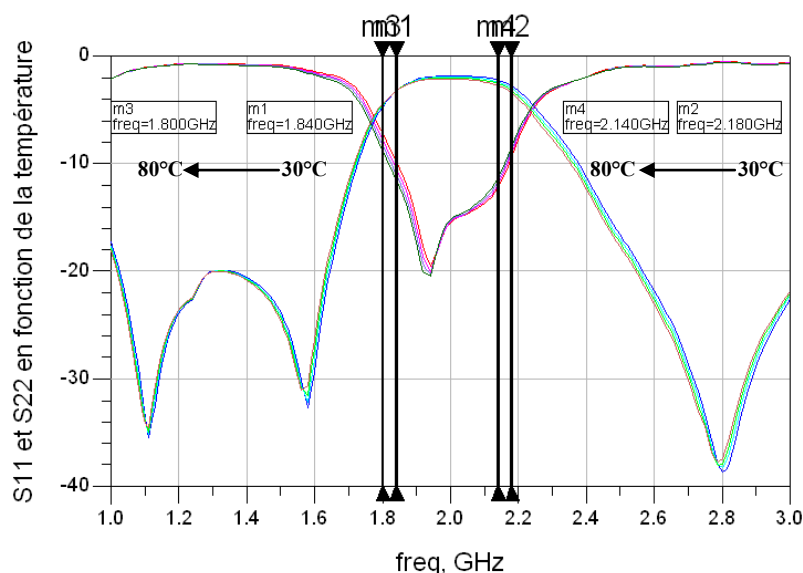


Figure 133 : Réponses du filtre à stubs mesurées en fonction de la température

Tableau 12 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre à stubs, en fonction de la température.

Température (°C)	$\Delta f$ (MHz)	$f_0$ (MHz)
30	330	2005
40	340	2000
50	330	1995
60	340	1990
70	340	1980
80	340	1970

▪ Filtre « comb-line »

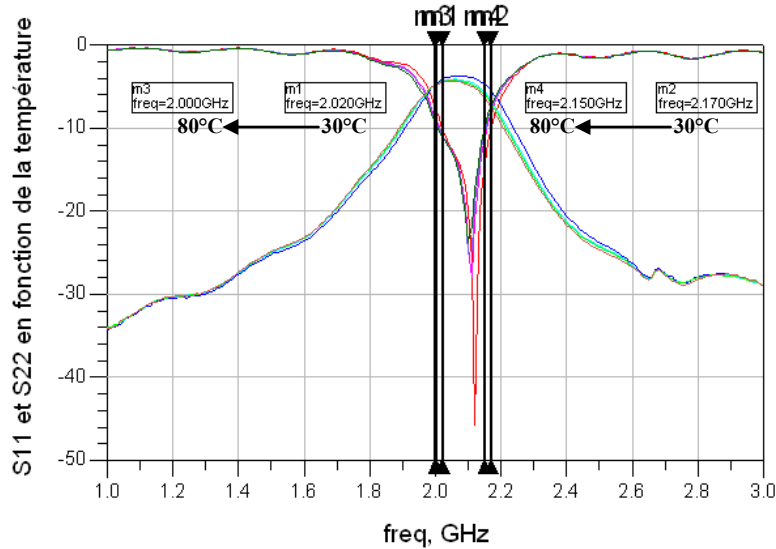


Figure 134 : Réponses du filtre « comb-line » mesurées en fonction de la température

Tableau 13 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre comb-line, en fonction de la température.

Température (°C)	$\Delta f$ (MHz)	$f_0$ (MHz)
30	150	2095
60	150	2085
70	140	2080
80	140	2075

▪ Filtre à résonateurs interdigués

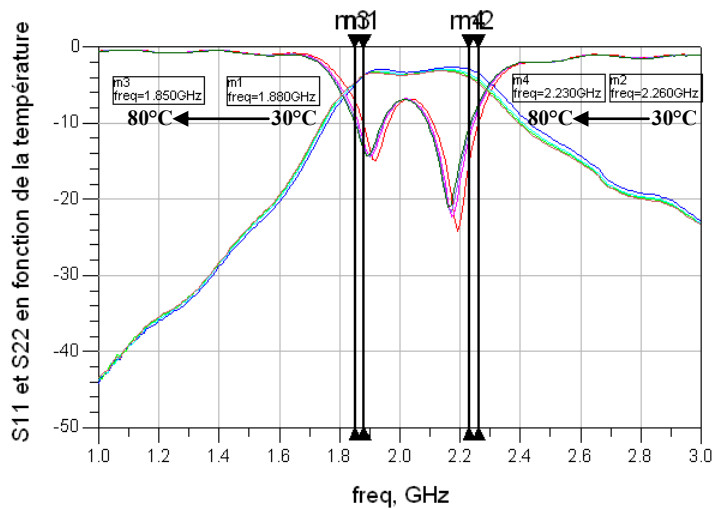


Figure 135 : Réponses du filtre à résonateurs interdigués mesurées en fonction de la température

Tableau 14 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre à résonateurs interdigués, en fonction de la température.

Température (°C)	$\Delta f$ (MHz)	$f_0$ (MHz)
30	380	2070
60	380	2060
70	380	2050
80	380	2040

▪ Filtre à résonateurs SIR repliés avec résonateurs non adjacents couplés

1. Filtre SIR réalisé sur substrat verre téflon

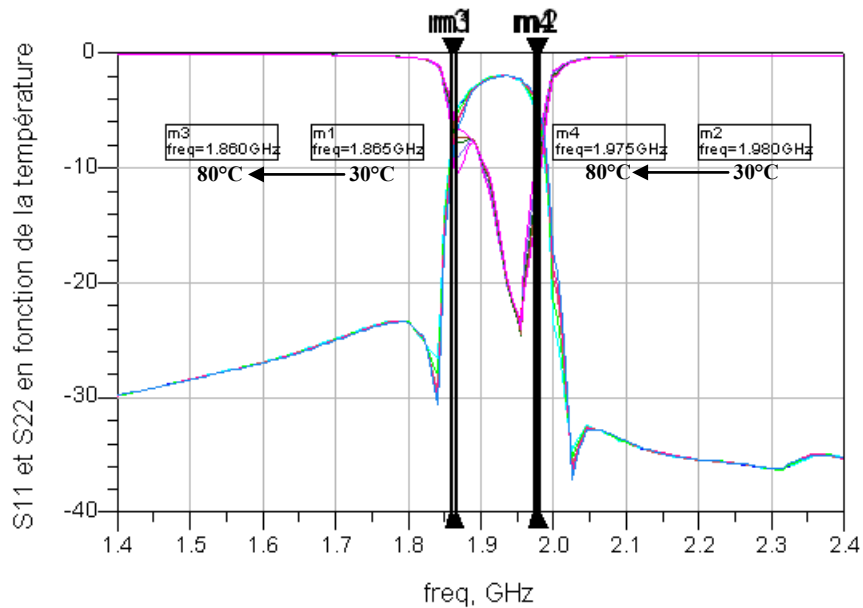


Figure 136 : Réponses du filtre à résonateurs SIR réalisé sur verre-téflon mesurées en fonction de la température

Tableau 15 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre à résonateurs SIR réalisé sur verre téflon, en fonction de la température.

Température (°C)	$\Delta f$ (MHz)	$f_0$ (MHz)
30	115	1922.5
40		
50		
60		
70		
80	115	1917.5



## 2. Filtre SIR réalisé sur substrat époxy (FR4)

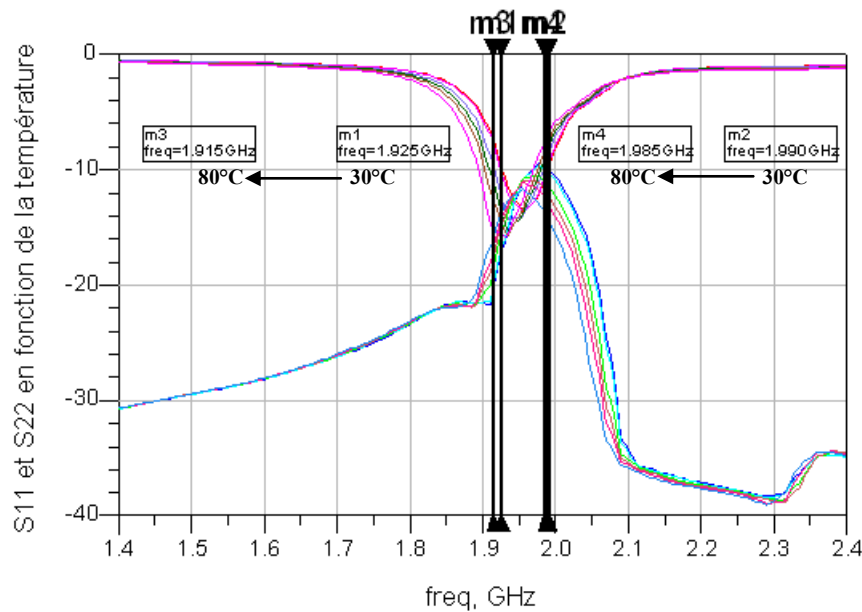


Figure 137 : Réponses du filtre SIR-FR4 mesurées en fonction de la température

Tableau 16 : Variation de la bande passante et la fréquence centrale du filtre SIR-FR4, en fonction de la température.

Température (°C)	$\Delta f$ (MHz)	$f_0$ (MHz)
30	74	1962
40		
50		
60		
70		
80	115	1917.5

Pour tous les filtres étudiés la bande passante ne varie pratiquement pas avec la température sauf pour le filtre SIR réalisé sur un substrat FR4. Cette forte variation de la bande passante peut être due aux pertes qui modifient de manière importante le couplage entre résonateurs. Une fois encore, cela justifie le choix de plutôt réaliser les filtres dans des couches enterrées à faibles pertes. La variation en température la plus caractéristique est celle de la fréquence centrale. C'est donc sur l'étude de cette variation que nous baserons nos conclusions. Les variations de la fréquence centrale entre 30 et 80°C pour le filtre à stubs est de 35 MHz ; elle est de 20 MHz pour le filtre « comb-line » et de 30 MHz pour le filtre à résonateurs interdigités, alors qu'elle n'est que de 5 MHz pour le filtre à résonateurs SIR réalisé sur substrat verre téflon. On voit à ce niveau, l'influence importante de la nature du substrat sur les performances en thermique des filtres. Compte tenu des résultats acquis, on peut imaginer pour les filtres interdigités, de forte compacité, et pour lesquels les contraintes technologiques ne sont pas trop importantes, obtenir des  $\frac{\Delta f_0}{\Delta T}$  inférieurs à 100KHz/°C. Ce résultat reste à confirmer pour les filtres réalisés en multi-couche sur le substrat Hitachi FX2. Le Tableau 17, résume ces résultats en donnant pour chaque filtre la sensibilité aux variations de température. Ces éléments permettront par la suite, prenant en compte les contraintes du cahier des charges et à partir de simulations thermiques, de savoir à quelle distance minimum peut être placé le filtre vis-à-vis du drain thermique liant le composant de puissance à l'antenne thermiquement active.

**Tableau 17 : Variation de la fréquence centrale et Sensibilité aux variations de températures des différents filtres étudiés.**

<i>Filtre</i>	<i>Variation de <math>f_0</math> (MHz) entre 30°C et 80°C</i>	<i>Sensibilité aux variations de températures</i> $\frac{\Delta f_0}{\Delta T}$ (KHz/°C)
<b>Filtre à stubs-FR4</b>	<b>35</b>	<b>700</b>
<b>Filtre « comb-line »-FR4</b>	<b>20</b>	<b>400</b>
<b>Filtre à résonateurs interdigités-FR4</b>	<b>30</b>	<b>600</b>
<b>Filtre SIR-FR4</b>	<b>44.5</b>	<b>890</b>
<b>Filtre SIR-Téflon</b>	<b>5</b>	<b>100</b>

### 3.3. Conclusion

Dans tous les cas, pour éviter une trop grande influence des pertes et de la dispersion, nous aurons intérêt à placer le duplexeur dans les couches internes « faible pertes » du multicouche. En ce qui concerne les filtres étudiés, filtres qui présentent une bande passante de l'ordre de 10%, nous pouvons tirer les conclusions suivantes : si les performances à atteindre en sélectivité sont relativement faibles, le filtre à résonateurs interdigités peut être utilisé car il est très compact et les contraintes de réalisation technologiques sont faibles. Dans le cas où l'on souhaite une réjection plus importante, l'utilisation de filtres à résonateurs SIR à résonateurs non adjacents couplés s'impose. Dans ce cas, il faudra utiliser des techniques de miniaturisation des résonateurs et profiter, pour augmenter la compacité, des potentialités apportées par la technologie multicouche « hybride ».

Comme nous le verrons dans la dernière partie de ce chapitre, les avantages offerts par cette technologie multi-couches peuvent être également utilisés pour apporter des solutions originales dans la conception des circuits passifs associés à l'amplificateur de puissance Doherty et permettre ainsi une plus grande miniaturisation. Dans un premier temps, on peut aussi se poser le problème d'une diminution de taille de ces circuits dans une conception simplement monocouche en évitant par exemple de repasser entre circuits par l'impédance de référence 50Ω. Cette démarche fait l'objet du paragraphe suivant.

## 4. Intégration des circuits et dispositifs passifs associés à l'émetteur intégré

### 4.1. Intégration du diviseur de puissance Wilkinson et du circuit d'adaptation-entrée

L'architecture Doherty nécessite, à l'entrée de la structure amplificatrice, de diviser la puissance par 2 pour attaquer d'une part l'amplificateur principal et d'autre part, l'amplificateur auxiliaire. Pour cela, il est d'usage d'utiliser un diviseur de Wilkinson (cf. chapitre 3). Ce type de diviseur est, le plus souvent, conçu pour être chargé, sur chacune de ses sorties par l'impédance de référence, à savoir  $50 \Omega$ .

Dans un premier temps, tant que l'on ne maîtrise pas la réalisation de résistances de puissance dans les couches intermédiaire du multicouche et la manière d'évacuer la chaleur produite par cette résistance, il est nécessaire de réaliser ce diviseur sur la couche externe et toute possibilité de diminuer sa taille est donc la bienvenue si l'on veut limiter la surface du module de puissance à celle de l'antenne intégrée.

Dans le cas où la sortie de ce diviseur de puissance attaque l'entrée de chacun des composants de puissance, il semble plus intéressant, afin de limiter les dimensions du circuit, d'éviter de charger en sortie ce diviseur non pas par l'impédance de référence (donc  $50 \Omega$ ) mais plutôt par une impédance proche de celle que l'on doit présenter à chacun des transistors. Il nous faut donc séparer le signal d'entrée en deux signaux de même amplitude, cette séparation se faisant sous une impédance dont la partie réelle est proche de celle qu'il convient de présenter aux transistors. Par ailleurs, compte tenu de la largeur importante des lignes de faible impédance caractéristique, on doit limiter vers le bas la valeur de cette impédance caractéristique afin qu'il n'y ait pas trop de couplage parasite entre les deux sorties.

#### 4.1.1. Sortie parallèle

Le circuit d'étude que nous proposons est celui de la Figure 138. Compte tenu de la largeur des lignes microrubans de faible impédance caractéristique, nous nous sommes limités à une impédance de sortie de  $11 \Omega$ . De ce fait, la résistance localisée d'adaptation est une résistance de  $22 \Omega$ . La sortie « basse » du Wilkinson est chargée par un adaptateur d'impédance large bande de "Klopfenstein" ; ainsi, sur cette voie, la faible impédance en sortie du Wilkinson est adaptée à la charge  $50 \Omega$  par l'adaptateur large bande. L'autre sortie est chargée par un tronçon de ligne  $11 \Omega$  et une ligne dont la largeur est égale à la largeur de l'accès d'entrée du transistor.

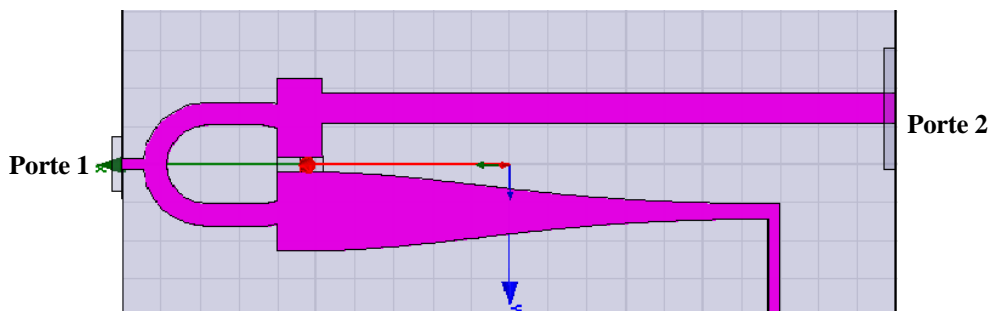


Figure 138 : Diviseur de puissance Wilkinson-sortie  $11 \Omega$  avec adaptateur "Klopfenstein", la ligne de sortie étant parallèle à l'axe du motif

Suivant l'endroit où l'on connecte cette ligne sur le motif de sortie (tronçon de ligne d'impédance caractéristique  $11\Omega$ ), les modes évanescents créés dans le plan de la discontinuité sont un peu différents, ce qui fait varier, *a priori*, la partie imaginaire de l'impédance vue dans le plan de cette discontinuité. En simulant les performances de ce circuit, et en ramenant le plan d'observation dans le plan de la discontinuité par « de-embedding », on peut ainsi avoir accès à l'impédance complexe présentée en sortie du diviseur de Wilkinson. Le circuit étant complètement symétrique, il suffit de faire cette mesure sur un seul des accès. Pour cela, la position de la ligne chargeant la sortie du diviseur varie sur le long du périmètre du motif de sortie comme indiqué sur la Figure 139. On peut ainsi trouver l'impédance la mieux adaptée permettant de limiter la taille du circuit d'adaptation d'entrée du transistor. De cette façon, en ne repassant pas systématiquement par  $50\Omega$ , on peut diminuer la taille du circuit d'entrée de l'architecture Doherty.

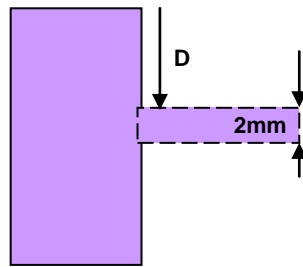


Figure 139 : Détail concernant la variation de position de la ligne d'accès au transistor sur le motif de sortie du diviseur de Wilkinson

Les Figures 140 à 142 présentent quelques exemples de la variation d'impédance vue en sortie du diviseur de Wilkinson pour trois largeurs d'accès 4, 3 et 2mm, en fonction de la fréquence, pour les différentes positions de la ligne d'accès. Chaque abaque présenté correspond à une position spécifique de la ligne d'accès. La fréquence varie de 1 à 4 GHz. On peut dès à présent observer que la zone des impédances couvertes correspond assez bien à celle qu'il convient de présenter à l'entrée des composants de puissance que nous utilisons dans cette étude pour construire l'amplificateur.

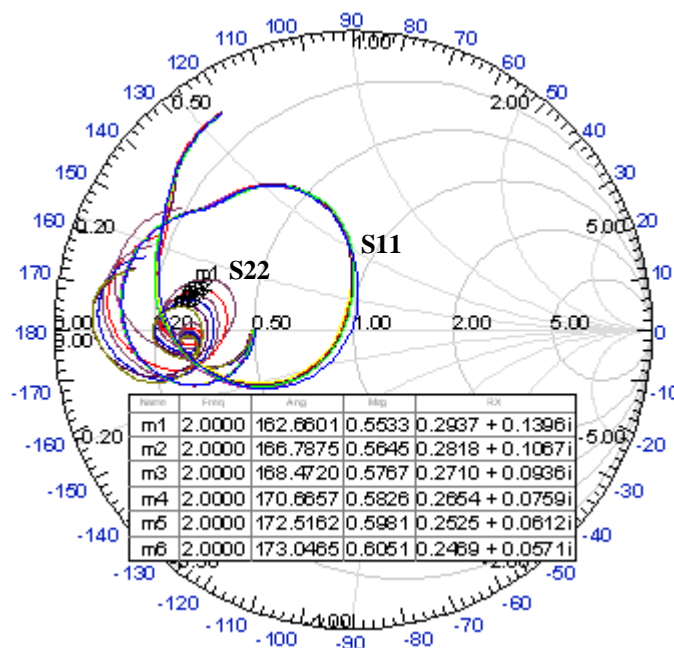


Figure 140 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 4mm

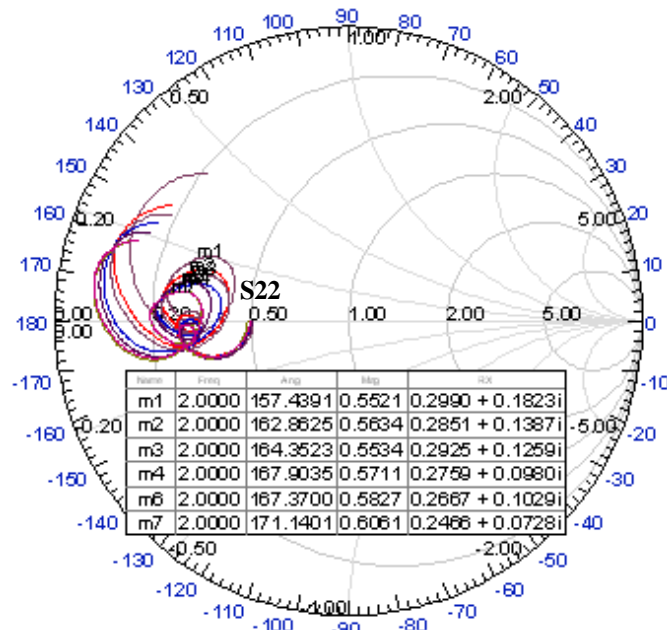


Figure 141 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 3 mm

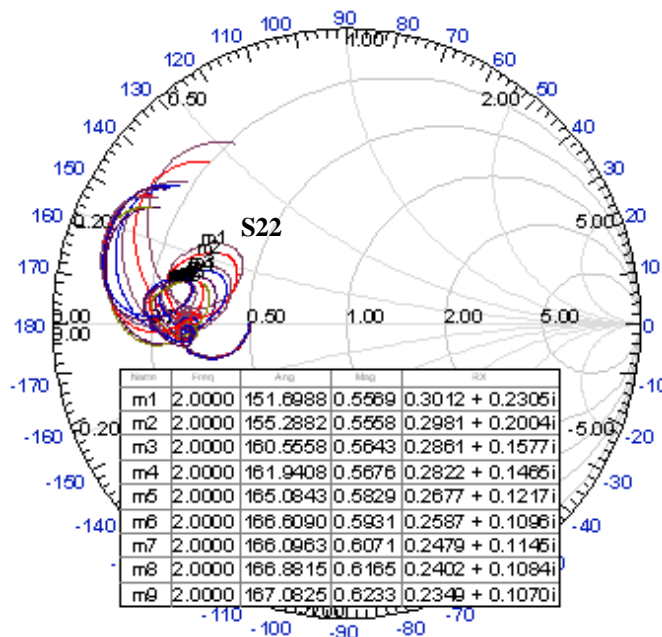


Figure 142 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 2mm

#### 4.1.2. Sortie perpendiculaire

Pour cette étude, il est également possible d'imposer la sortie perpendiculairement au tronçon de ligne  $11\Omega$ , comme indiqué Figure 143. De la même manière que précédemment, la position de la ligne d'accès varie le long du motif.

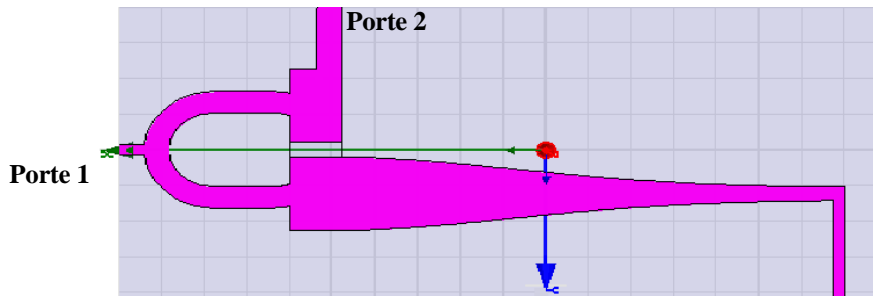


Figure 143 : Diviseur de puissance Wilkinson-sortie  $11 \Omega$  avec adaptateur "Klopfenstein", la ligne de sortie étant perpendiculaire à l'axe du motif

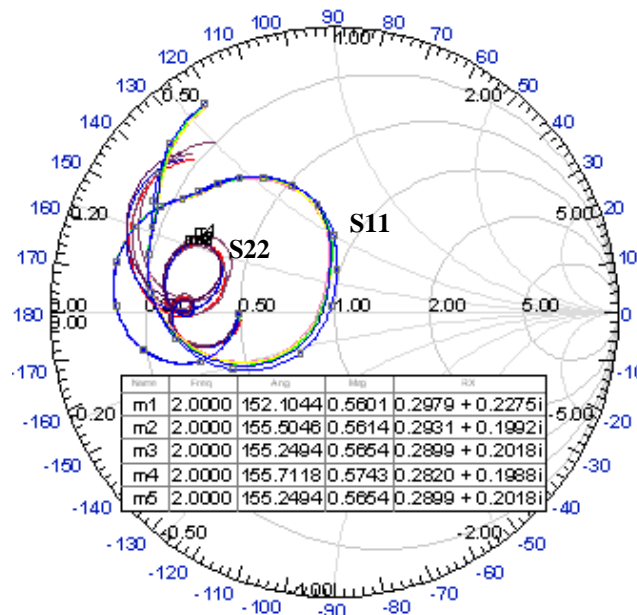


Figure 144 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson (ligne perpendiculaire au motif) pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 2mm

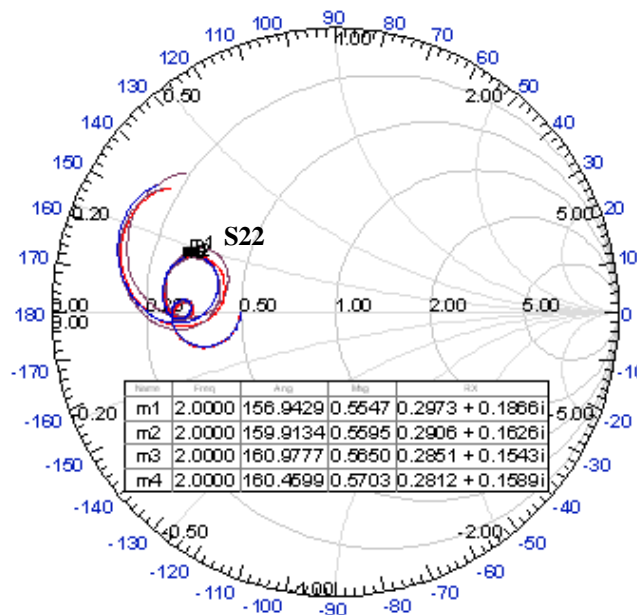


Figure 145 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson (ligne perpendiculaire au motif) pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 3mm

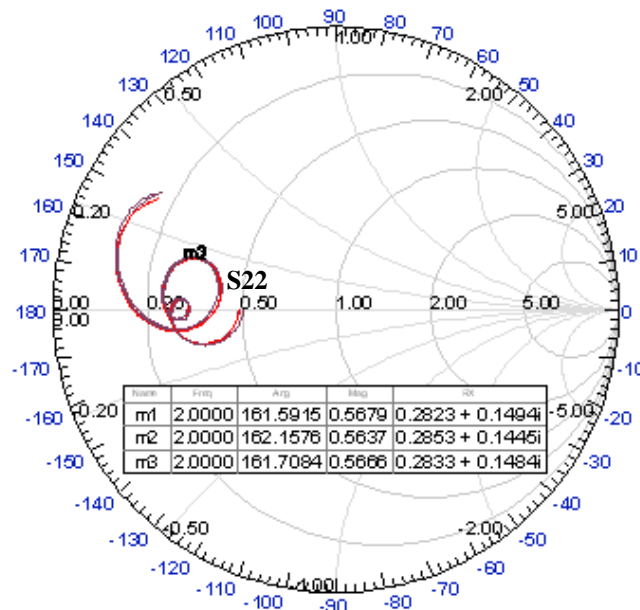


Figure 146 : Variation de l'impédance en fonction de la fréquence (1-4 GHz), vue en sortie du Wilkinson (ligne perpendiculaire au motif) pour les différentes positions de la ligne d'accès de largeur 4mm

Suite à cette étude, nous pouvons proposer une première exploitation des résultats à partir d'abaques présentant la variation, à fréquence constante (par exemple 2 GHz), des parties réelles et imaginaires de l'impédance vue en sortie du diviseur de Wilkinson en fonction de la position de la ligne d'accès au transistor et de la largeur de cet accès. Un exemple d'abaque de ce type est présenté en Figure 147.

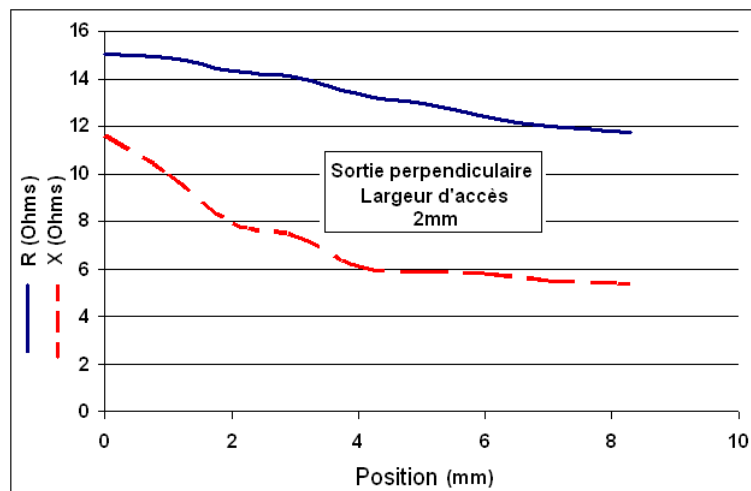


Figure 147 : Abaque présentant la variation des parties réelles et imaginaires de l'impédance présentée en sortie du diviseur de Wilkinson en fonction de la position de la ligne d'accès à 2 GHz

Comme l'indique l'abaque de Smith présenté Figure 148, l'impédance présentée en sortie du Wilkinson est très proche de l'impédance conjuguée présentée à l'entrée des composants de puissance que nous utilisons, il devrait donc être relativement facile d'obtenir l'impédance optimale à partir d'un circuit d'adaptation de petites dimensions. Dans tous les cas, nous voyons que la taille optimale du circuit sera obtenue en conjuguant les différentes contraintes technologiques (limitation des largeurs d'accès, forme et taille du motif de sortie du Wilkinson, potentialités de la filière technologique utilisée, etc). Cette étude est intéressante à mener mais il convient pour cela de dialoguer avec les industriels pouvant proposer de nouvelles filières technologiques et c'est donc une des perspectives à ces travaux de thèse.

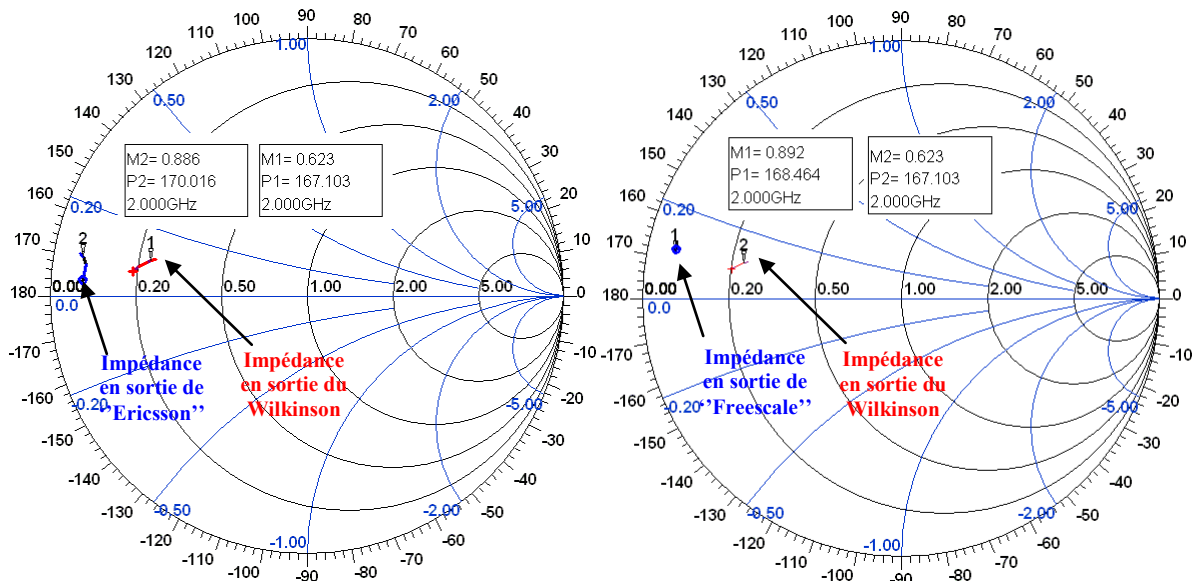


Figure 148 : Impédance présentée en sortie du Wilkinson et impédance conjuguée présentée à l'entrée des composants "Ericsson" et "Freescale"

## 4.2. Intégration d'inverseur d'impédance large bande en multi-couches

Outre le diviseur de Wilkinson, l'architecture Doherty nécessite l'utilisation d'inverseurs d'impédance. Pour un fonctionnement optimal, la bande passante de ces inverseurs d'impédance doit être très supérieure à la bande passante requise pour l'amplificateur. De ce fait, ces transformateurs d'impédances peuvent être de grandes dimensions puisque la largeur de bande est obtenue en cascade plusieurs lignes quart d'onde. La filière multi-couche dont nous envisageons, à terme, l'utilisation peut dans une certaine mesure apporter des solutions pour diminuer la taille de ces circuits inverseurs d'impédance. Dans le paragraphe suivant nous montrons comment la réalisation de ces inverseurs d'impédance en couche interne des multicouches envisagés peut effectivement apporter des solutions dans la limitation des dimensions globales du circuit. Nous regardons également l'influence d'une conception mixte utilisant les couches FR4 et les couches de substrats « faibles pertes » (HITACHI) afin de minimiser la longueur des « vias » et donc leur influence sur les performances de ces adaptateurs. Pour la simulation des performances de ces adaptateurs large bande, nous avons, dans un premier temps, utilisé les modèles « multicouches » proposés dans le logiciel ADS puis, pour valider complètement les résultats et mieux rendre compte de l'effet des couplages parasites sur les performances, le potentiel du logiciel électromagnétique 3D HFSS.

### 4.2.1. Différentes topologies d'inverseur d'impédance multi-sections étudiées et les performances associées

- Inverseur d'impédance large bande réalisé en multi sections (trois lignes  $\frac{\lambda_g}{4}$ )

Afin d'avoir une référence, nous présentons Figure 149, la simulation des performances d'un transformateur d'impédance 50-25Ω, correspondant au besoin de conception d'une architecture d'amplificateur de puissance de type Doherty en technologie monocouche microruban. La Figure 149 présente les performances en adaptation de ce type de circuit. On observe une bande passante de 1.5 GHz pour un niveau d'adaptation correspondant à un ROS de 1.02.



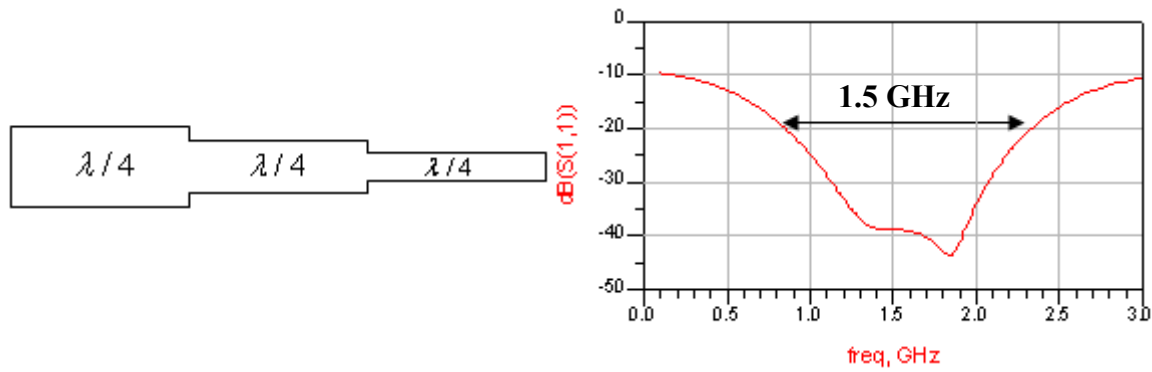


Figure 149 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance trois sections en monocouche, simulation ADS

- Inverseur d'impédance compact large bande réalisé en trois lignes repliées monocouche ( $\frac{\lambda_g}{4}$  au lieu de  $3\frac{\lambda_g}{4}$ )

Afin de limiter les dimensions de ce circuit « monocouche », il est possible d'étudier l'influence d'un repliement des lignes. Dans ce cas, les discontinuités introduites par le repliement modifient de manière importante les performances comme le montre la Figure 150. En effet, la bande passante à -20 dB n'est plus alors que de 800MHz.

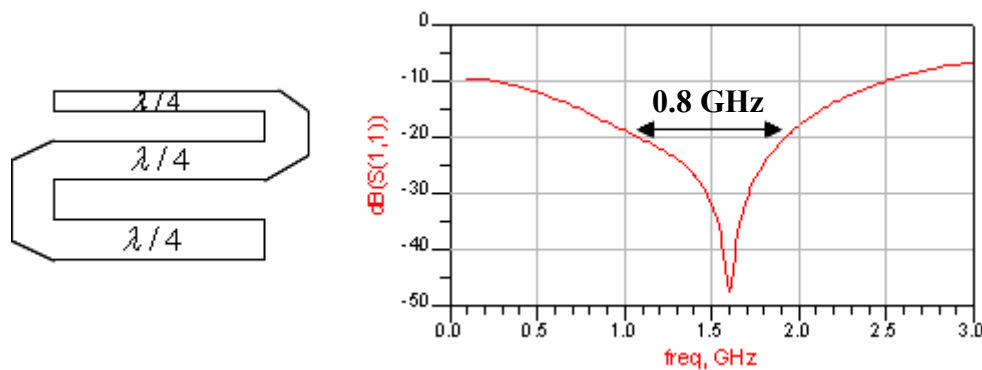


Figure 150 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance trois sections « repliées » en monocouche, simulation ADS

Nous avons alors testé la possibilité de concevoir un adaptateur d'impédance trois sections compact en utilisant les possibilités offertes par la filière technologique multi-couche.

- Inverseur d'impédance compact large bande réalisé en technologie multicouche ( $\frac{\lambda_g}{4}$  au lieu de  $3\frac{\lambda_g}{4}$ )

L'idée pour limiter la taille de ce circuit consiste donc à utiliser les possibilités apportées par l'utilisation de la filière multi-couche hybride. Comme l'indique la Figure 151, les trois tronçons de lignes quart d'onde sont placés les uns au dessus des autres, connectés par vias. Les limitations associées à cette topologie proviennent essentiellement de la possibilité de réalisation des vias qui doivent être de longueur suffisante pour connecter les différents éléments de l'adaptateur large bande. Dans un premier temps, nous avons fait une simulation de ce type de circuit en utilisant les modèles multi-couches proposés par ADS. La Figure 151 présente les résultats de simulation pour ce type de circuit.

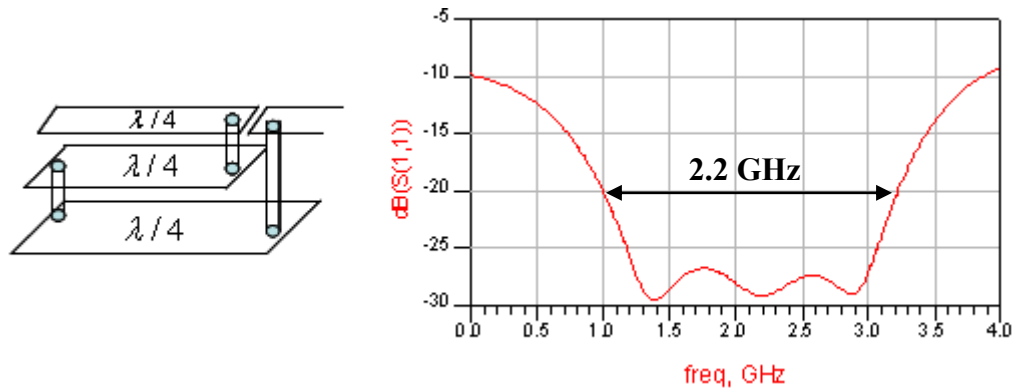


Figure 151 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance trois sections en multi-couche, simulation ADS

Les résultats de simulation montrent des performances encore plus intéressantes que ceux obtenus en monocouche puisque la bande passante est passée de 1.5 GHz à 2.2 GHz soit une augmentation de l'ordre de 50%. Pour valider ce premier résultat, nous avons donc décidé d'étudier ce type d'adaptateur en utilisant le logiciel électromagnétique 3D afin de mieux décrire la technologie et de rendre compte de l'influence des couplages parasites entre pistes sur les performances.

#### 4.2.2. Inverseur d'impédance large bande en multi-couches

Les modèles ADS permettent d'avoir une première approche du problème et d'avoir les dimensions de base des éléments de circuits. Pour aller plus loin, il est nécessaire de simuler les performances de cet adaptateur en utilisant un logiciel de simulation électromagnétique 3D. Dans notre cas, nous avons utilisé pour cette simulation le logiciel HFSS.

Les Figures 152, 153 et 154 présentent les premières simulations faites sur HFSS en considérant les contraintes proposées par l'industriel pour l'introduction de vias traversants (ouverture dans le plan de masse pour les vias de diamètre 1mm), pour des configurations respectivement à 1, 2 et 3 sections. La Figure 155 présente le placement de chacun des transformateurs quart d'onde dans la multi-couche. Sur la Figure 154, présentant la réponse de l'adaptateur à trois sections, on observe que le couplage entre lignes, consécutif à l'absence de plan de masse entre deux niveaux pour le passage des vias, limite les performances en bande passante du transformateur, l'adaptation au centre de la bande étant limitée à -15dB. Ceci est du, à notre avis, au couplage trop important entre sections qui éloigne en fréquence les pôles de cette structure « filtrante ». Si l'on se place aux limites de la technologie actuellement maîtrisée en diminuant le diamètre de passage du via, comme le présente la Figure 156, cette adaptation est largement améliorée. On voit donc que dans ce cas, comme dans celui des diviseurs de Wilkinson enterrés, il est nécessaire de faire évoluer les possibilités des filières technologiques actuellement proposées si l'on veut pouvoir optimiser les performances globales de modules complexes. C'est l'objet du projet FUI DENOTEIC dans lequel le Laboratoire est impliqué notamment pour ce qui concerne l'intégration de modules de puissance et la caractérisation de la technologie après process.

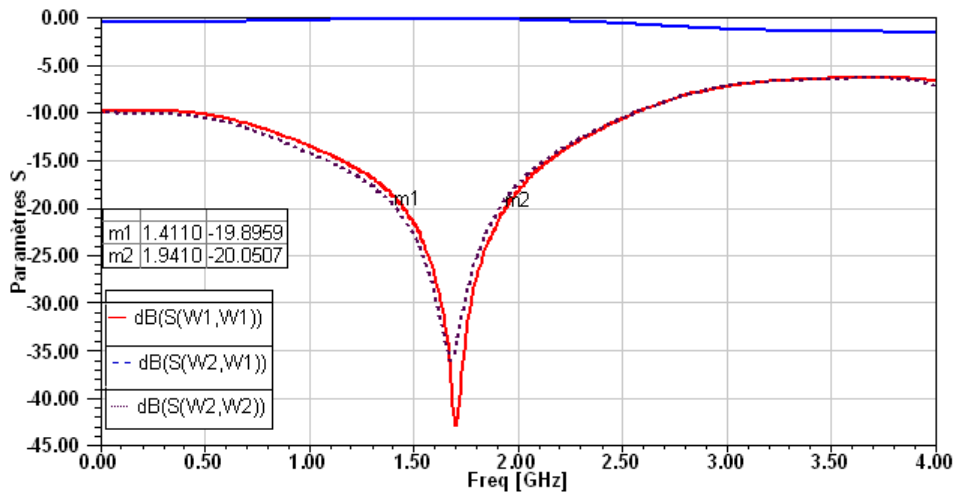


Figure 152 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance une section en multi-couches, simulation HFSS

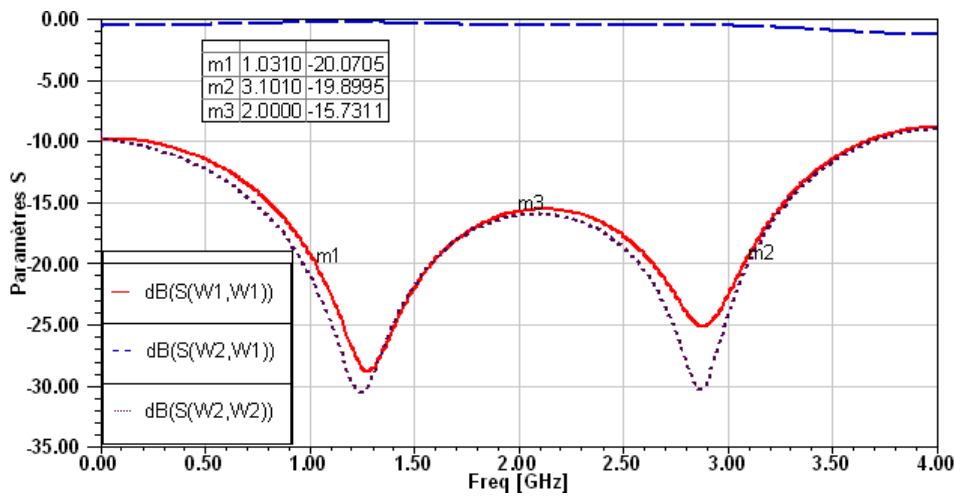


Figure 153 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance 2 sections en multi-couches, simulation HFSS

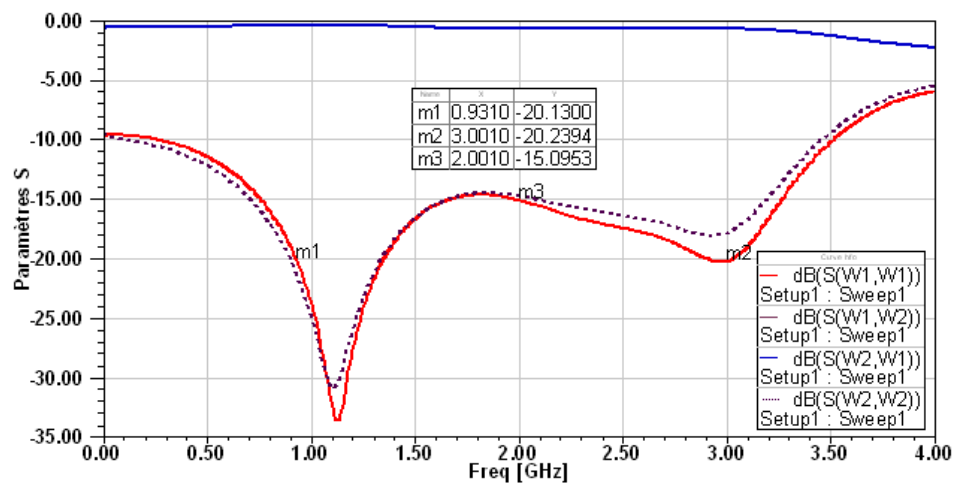


Figure 154 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance 3 section en multi-couches, simulation HFSS

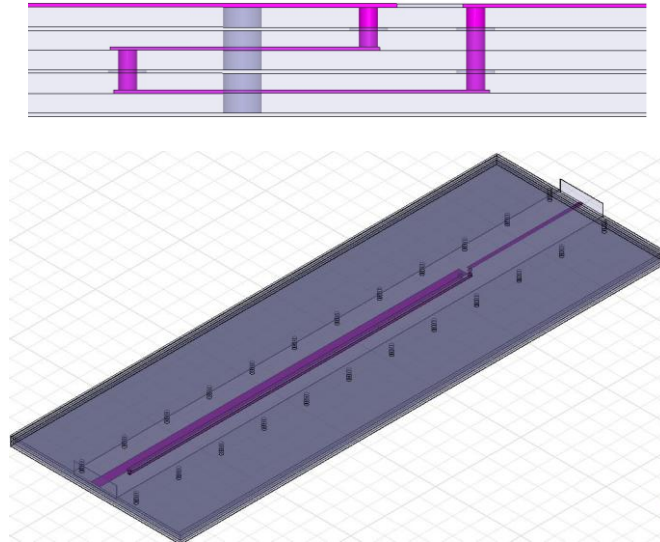


Figure 155 : Structure d'inverseur d'impédance en multi-couches

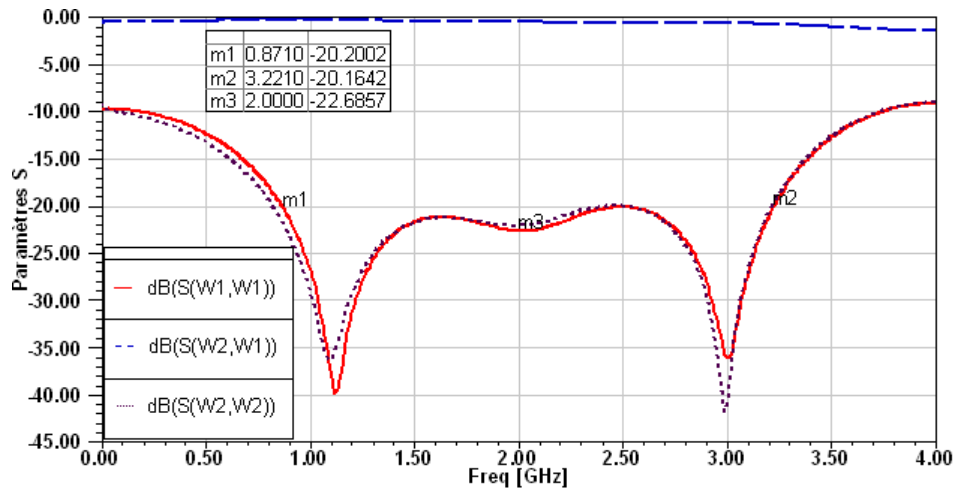


Figure 156 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance 3 sections en multi-couches, en se plaçant aux limites de la technologie actuellement maîtrisée, simulation HFSS (Diamètre de passage du via est de 0.2mm)

Un second problème à prendre en compte est la longueur des vias traversants qui, s'ils sont trop longs risquent de ne pas pouvoir être complètement métallisés. Pour limiter cette longueur, nous avons essayé de voir s'il était possible de réaliser la première section du transformateur 3 sections sur le substrat supérieur (substrat de type FR4). La Figure 157 présente les résultats obtenus. Nous pouvons observer que pour un ROS inférieur à 1.2 la bande passante à 2 GHz est de l'ordre de 100%. Il est clair que ce potentiel en bande passante est intéressant même si cette bande passante risque d'être diminuée suite à la réalisation compte tenu des contraintes que nous souhaiterions imposer à la technologie.

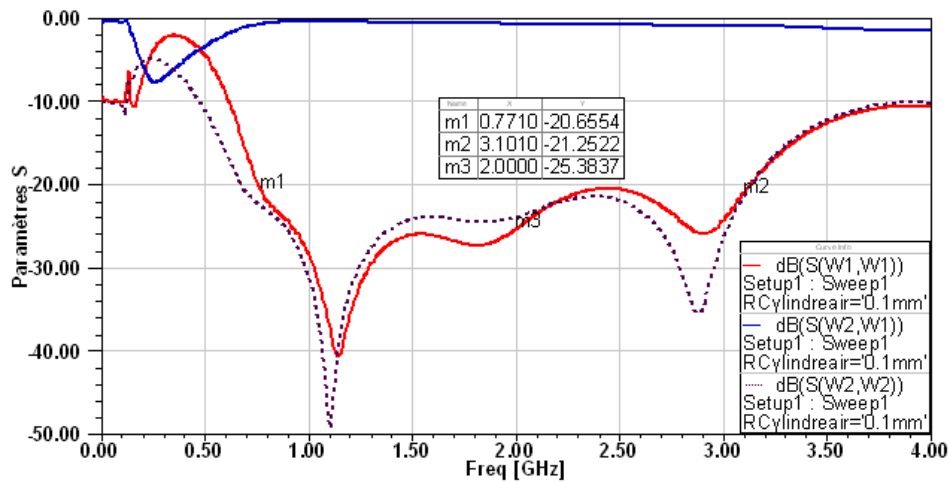


Figure 157 : Adaptation en fréquence de l'adaptateur d'impédance 3 sections en multi-couches, conception mixte FR4/HITACHI, simulation HFSS

### 4.3. Conclusion

Nous avons montré qu'il était possible de limiter la taille du diviseur de Wilkinson en évitant de revenir à l'impédance de référence de  $50\Omega$  lors de la connexion entre les sorties de ce diviseur et les deux transistors de puissance constituant l'amplificateur Doherty. Dans l'avenir, nous poursuivrons dans cette voie en essayant de faire évoluer les filières technologiques proposées actuellement sur le marché pour augmenter leurs potentialités pour l'intégration de sous ensembles radio-fréquences complexes. Nous avons montré également qu'il était possible de limiter la taille des transformateurs d'impédances large bande, utilisés dans l'architecture Doherty, en profitant des avantages offertes par la filière technologique multi-couche hybride.

En définitive, nous avons montré, dans cette partie consacrée à l'optimisation des performances et de la compacité des circuits passifs associés à l'amplificateur de puissance et à l'antenne, que la filière technologique multi-couche hybride présente de nombreuses potentialités mais qu'elle ne répond pas actuellement à tous les besoins exprimés par les concepteurs de circuits complexes. Cette nécessité d'évolution du potentiel de réalisation de ces filières est une perspective importante aux travaux réalisés dans cette thèse et nous nous efforcerons d'apporter, dans l'avenir, notre contribution à cette évolution notamment en ce qui concerne le développement de modules de puissance intégrés compacts.

## Conclusion

---

Cette thèse avait pour objectif d'étudier et de développer de manière maîtrisée les éléments constitutifs de sous ensembles de puissance miniaturisés. Nous nous sommes donc intéressés à l'étude et au développement de modules de puissance réalisés à partir de filières technologiques permettant d'intégrer dans des conditions proches de l'optimal les différentes fonctions passives et actives. Cette analyse nécessite l'étude conjointe électromagnétique et thermique des différents éléments constituant la partie « transmetteur » du frontal radio fréquence (amplificateur de puissance, duplexeur et antenne).

Dans un premier temps, nous nous sommes attachés à décrire les spécifications de notre structure cible, en considérant les contraintes actuelles et futures imposées aux systèmes de communication et de détection. Nous nous sommes donc donnés comme objectif, l'étude de modules de puissance intégrés à haut rendement, utilisant des modulations numériques complexes et donc capables de transmettre un débit d'information élevé. La puissance de sortie retenue est de l'ordre de 10 W dans une bande de fréquence centrée à 2 GHz. La filière technologique retenue est une filière technologique multicouche "hybride" ou SOP.

Nous avons tout d'abord présenté une méthode de caractérisation "in situ" des filières technologiques multicouches « faible coût », permettant d'obtenir les paramètres de conception devant être utilisés dans les simulateurs lors de conception d'un circuit. Cette méthode est basée sur la mesure des pertes électromagnétiques dans les lignes de transmission permettant de déterminer une valeur moyenne de la permittivité relative, de  $\tan\delta$  et de  $\sigma$  dans la bande 0–6GHz pour différentes technologies planaires. Suite à cette caractérisation électromagnétique, nous avons montré qu'il était possible également d'avoir une étude des pertes le long de ces lignes planaires à partir de techniques originales utilisant la thermographie infra rouge.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les différentes étapes qui nous ont permis d'aboutir à la réalisation d'amplificateurs à haut rendement de type Doherty. Le développement de ces amplificateurs en bande L pour des puissances de sortie de l'ordre de 10W a été retenu. L'architecture Doherty permet d'obtenir un rendement élevé (le rendement maximum d'un amplificateur en classe AB) pour des « back-off » de 0 à 6 dB. Deux structures Doherty avec des puissances maximales de sortie de 10W et 20W ont été réalisées, le rendement en puissance ajoutée maximum obtenu est de l'ordre de 50%. Il a aussi été montré que l'optimisation de la structure de Doherty pouvait être réalisée en optimisant au préalable et de façon indépendante chacun des amplificateurs qui la composent.

Vouloir aboutir à un module de puissance compact requiert de s'intéresser à la suppression du radiateur de puissance qui équipe, à l'heure actuelle, tous les modules de puissance. L'antenne, élément dimensionnant du système, est alors propice à réaliser cette fonction de rayonnement thermique. Pour cela, nous avons conçu et validé un nouveau concept d'antenne thermiquement active. Ce concept assure conjointement les fonctions de rayonnement et de dissipation de la puissance thermique en excès par échange de chaleur avec le milieu environnant. Cependant, cette antenne doit être modifiée pour assurer la fonction de dissipation thermique et elle est alors reliée au composant d'amplification par un drain

thermique placé dans une zone de champ électrique faible afin minimiser son impact sur le fonctionnement électromagnétique de l'antenne. Pour valider ce concept, nous avons réalisé, dans un premier temps, un prototype d'antenne thermiquement active dans l'air. Une fois le concept établi, nous avons proposé et réalisé deux topologies d'antennes thermiquement actives intégrées en technologie multicouche, présentant des performances thermiques élevées. La première utilise l'écoulement de fluides diélectriques et la seconde des matériaux à haute conductivité thermique. Les performances thermiques en W par centimètre carré pour les différentes antennes thermiquement actives proposées sont de 0,22 pour l'antenne patch seule, de 1 pour l'antenne refroidie par un liquide et de 0,98 pour l'antenne associée à une couche de Saphir. L'antenne patch thermiquement active refroidie par un liquide peut être utilisée si la présence du liquide caloripporteur n'est pas un frein à l'application envisagée, tandis que l'antenne patch thermiquement active, utilisant une surcouche de nitrure d'aluminium ou de Saphir peut être utilisée si le boîtier de l'émetteur a de bonnes conditions de refroidissement. Il paraît donc tout à fait possible d'intégrer, par exemple, un amplificateur de puissance de 10 W avec un RPA de 50% en utilisant uniquement ces antennes comme élément de refroidissement.

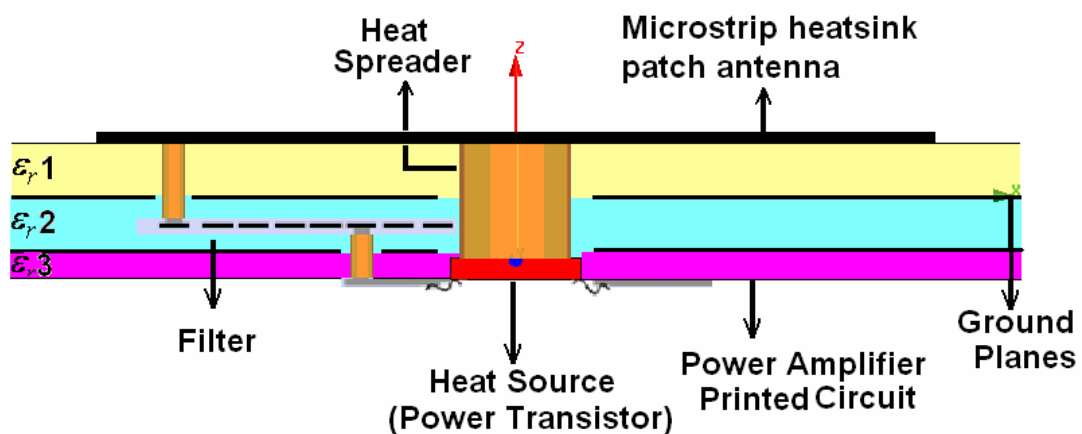
Enfin, Dans le cinquième et dernier chapitre, nous avons étudié le comportement électrique et thermique des circuits passifs entrant dans la construction du module. Nous avons, dans un premier temps, étudié les pertes des différents circuits d'adaptation classiques par une technique d'imagerie infrarouge, afin de déterminer la topologie de circuit la mieux adaptée à la réalisation de l'amplificateur dans une technologie planaire multicouche. La structure d'inversion directe présente moins de pertes que les autres topologies (simple stub, double stubs et ligne quart d'onde). Outre une distribution plus homogène de la température le long de celle-ci, l'efficacité thermique, évaluée par le facteur  $k$ , est beaucoup plus élevée que pour les autres configurations. La solution optimale doit donc converger vers des structures d'adaptation permettant la transformation d'impédance par le chemin le plus court. Une analyse thermique et électromagnétique des performances des filtres de sortie, circuits dont les performances sont *a priori* les plus sensibles aux variations de température est ensuite proposée. Cette étude a permis de définir les topologies les mieux adaptées à l'intégration. Nous avons étudié quatre types des filtres qui présentent une bande passante de l'ordre de 10%. Parmi les filtres étudiés, le filtre utilisant des résonateurs SIR à résonateurs non adjacents couplés présente de bonnes performances électromagnétiques et thermiques mais sa taille peut être une contrainte importante pour son intégration dans le volume défini par la surface de l'antenne. Pour y aboutir, il conviendra d'utiliser des techniques de miniaturisation des résonateurs et profiter des potentialités apportées par la technologie multicouche « hybride ». Finalement, nous avons étudié les possibilités d'intégration des circuits passifs de l'amplificateur de puissance de type Doherty. Nous avons, dans un premier temps, montré qu'il est possible de diminuer la taille du diviseur de Wilkinson utilisé pour attaquer la structure Doherty en évitant de repasser, entre les sorties de ce diviseur et l'entrée des amplificateurs, par l'impédance de référence de  $50\Omega$ . Nous avons également montré qu'il était possible, en utilisant les potentialités de la filière multicouche étudiée dans le chapitre 2, de diminuer, de manière importante, la taille de ce circuit en maintenant les performances de ce circuit sur une large bande de fréquences. En définitive, suite aux différentes études effectuées et considérant les résultats obtenus, il apparaît possible d'intégrer un module émetteur de puissance de sortie de l'ordre de 10W en utilisant une technologie multi-couche hybride. Cependant, ce type de filière technologique reste, au moins en partie, à développer. Cela fait partie des perspectives aux travaux que nous avons présentés dans le cadre de cette thèse et pour lesquelles nous allons maintenant donner quelques pistes.

## Perspectives

---

Puisque dans le cadre de la thèse nous avons étudié et développé chaque brique élémentaire constituant le module de puissance, la première perspective à ce travail sera de travailler sur l'intégration globale en utilisant la filière technologique multicouche proposée par la société Elvia, filière que nous avons contribué à caractériser. L'intégration de chacun des éléments de l'émetteur dans un volume défini par la surface de l'antenne nécessitera de prendre en compte la double caractérisation thermique et électromagnétique des éléments afin de placer chacun d'eux pour qu'ils puissent fonctionner au mieux de leurs performances sans que le volume du module soit augmenté. Les perturbations des vias traversants permettant l'interconnexion entre circuits devront être minimisées ce qui influencera également nos choix de placement dans les couches internes du multicouche.

Dans un premier temps, nous nous orienterons vers l'utilisation d'une antenne thermiquement active utilisant une surcouche d'AlN car l'étude de l'antenne thermiquement active utilisant des canaux refroidis par eau requiert une évolution des possibilités actuelles de la filière technologique proposée. Il en est de même si l'on souhaite intégrer le diviseur de Wilkinson en couches internes (substrat Hitachi) car il est alors nécessaire de savoir intégrer des résistances de puissance dans ces couches internes et de traiter le problème de l'évacuation de la chaleur créée par ces résistances. Ces points d'évolution technologique sont des points qui seront traités par la suite dans le projet FUI DENOTEIC qui réunit sur ce sujet de l'intégration hybride multicouches plusieurs laboratoires universitaires (IREENA, IETR, LabSTIC) des professionnels de la réalisation des circuits imprimés (GTID) et des entreprises de haute technologie orientées vers la conception de sous ensembles complexes radio-fréquences (SATIMO, ELLIPTIKA, THALES).



Il serait également intéressant de voir, dans quelle mesure, il est possible d'insérer dans les multicouches des couches de matériaux ayant une conductivité thermique élevée comme couches supports des antennes thermiquement actives, ou à terme utiliser ces matériaux pour créer des chemins thermiques privilégiés et éviter ainsi l'échauffement des composants passifs les plus sensibles aux variations de température.



Nous avons choisi l'architecture Doherty afin d'obtenir le rendement le plus constant possible sur une large dynamique des signaux d'entrée et répondre ainsi aux besoins actuels et futurs des systèmes de communication. La valeur de ce rendement est déterminée par le rendement de l'amplificateur principal utilisé, il est donc toujours préférable d'augmenter le rendement de cet amplificateur pour diminuer la puissance thermique à évacuer et donc augmenter la compacité des modules de puissance (collaboration IREENA –LGMPA). Une des perspectives pour les travaux futurs sera alors d'augmenter le rendement global de la structure Doherty en s'appuyant sur un amplificateur principal polarisé en classe F. En utilisant une architecture Doherty à trois étages, on peut élargir la dynamique de la puissance d'entrée (9 dB de "backoff") et donc répondre aux besoins des modulations numériques plus complexes (ex OFDM). Pour linéariser les caractéristiques de cette architecture, il sera nécessaire d'introduire des circuits de prédistorsion numérique en bande de base et d'intégrer ce segment numérique dans le module de puissance réalisé dans la filière. Plusieurs thèses ont été développées ces dernières années sur ce sujet dans notre Laboratoire [2], [3] et [4]. Aussi, ce projet d'intégration fera l'objet d'une collaboration étroite entre équipes.

Pour l'intégration et l'optimisation des circuits passifs de l'amplificateur de puissance, outre l'optimisation de taille et de performances qu'il faudra continuer d'étudier en prenant en compte les possibilités d'évolution de la technologie d'intégration, nous développerons l'étude des différentes topologies d'adaptation suivant les trois critères de pertes minimales (comportement thermique de l'adaptateur), compacité et largeur de bande. De ce point de vue, il sera intéressant de voir si des structures à gradient d'impédance qui permettent de minimiser le chemin de la transformation d'impédance et donc éviter l'élévation de température dans ces structures peuvent être conçus avec une plus grande compacité.

Enfin, les circuits d'adaptation d'impédance ont été étudiés d'un point de vue thermique de façon indépendante. Il a été montré qu'il était tout à fait possible d'assurer conjointement les performances électromagnétiques et thermiques en maîtrisant la distribution de température le long de ces circuits. Il paraît donc intéressant au vue des résultats obtenus d'avoir une approche plus globale du comportement thermique et ainsi de prendre en compte la présence du transistor dans cette approche. L'utilisation de technologie multicouche impose de nouvelles contraintes quant à la gestion thermique du module. Aussi, il semble intéressant, en s'appuyant sur la méthode de thermographie infrarouge (méthode non invasive), de visualiser et analyser le comportement thermique des circuits en couches internes afin d'avoir une approche spécifique de gestion thermique de ces éléments. Enfin, les résultats obtenus sur le concept d'antennes thermiquement actives ont montré l'intérêt de cette approche afin de s'affranchir d'un radiateur thermique. Il serait par conséquent intéressant de regarder, dans le cas de l'intégration d'un module émetteur/récepteur, dans quelle mesure l'élévation de la température sur l'antenne impacterait sur les performances en bruit de l'étage de réception.

## Bibliographie personnelle [BP]

---

- [BP 1] A.ALNUKARI, Ph.GUILLEMET, Y.SCUDELLER, S.TOUTAIN, “Active heatsink antenna for radio-frequency transmitter”, *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, Vol.33, Issue.1, pp.139-146, February 2010.
- [BP 2] A.ALNUKARI, Ph.GUILLEMET, Y.SCUDELLER, S.TOUTAIN, “Determining electromagnetic energy loss through a radiofrequency transmission line by infrared thermal imaging”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, (Papier accepté en Avril 2010).
- [BP 3] A.ALNUKARI, S.TOUTAIN, Y.SCUDELLER, Ph.GUILLEMET, “Microstrip heatsink antenna for integrated RF transmitters”, *European Conference on Antennas & Propagation, EuCAP'2010*, Barcelone, 12-16 Avril 2010.
- [BP 4] A.ALNUKARI, Ph.GUILLEMET, Y.SCUDELLER, S.TOUTAIN, “Electromagnetic and thermal investigations of RF circuits and devices”, *IEEE-EuroSimE'2010*, Bordeaux, 26-28 Avril 2010.
- [BP 5] V. FEUILLET, A.ALNUKARI, Ph.GUILLEMET, Y.SCUDELLER, S.TOUTAIN, Y.JARNY, “Quelques applications récentes de la thermographie infrarouge en électronique”, *Conférence THERMOGRAM'2009*, Reims, 10-11 Décembre 2009.
- [BP 6] A.ALNUKARI, G.LIRZIN, M.BRUNET, S.TOUTAIN, D.LO HINE TONG, “Caractérisation « in situ » de technologies planaires pour une conception plus précise des fonctions micro-ondes”, *Journées Nationales Microondes, JNM'2009*, Grenoble, 27-29 Mai 2009.
- [BP 7] A.ALNUKARI, S.TOUTAIN, Y.SCUDELLER, Ph.GUILLEMET, “Détermination des pertes électromagnétiques dans des guides d'ondes radiofréquence par thermographie infrarouge”, *SFT'2009*, Vannes, 26-29 Mai 2009.
- [BP 8] A.ALNUKARI, S.TOUTAIN, Y.SCUDELLER, Ph.GUILLEMET, “Etude et développement d'émetteurs de puissance compacts optimisés en rendement et en consommation pour les télécommunications”, *GDR Ondes*, Paris, 2-4 Novembre 2009.
- [BP 9] A.ALNUKARI, S.TOUTAIN, G.LIRZIN, M.BRUNET, Y.SCUDELLER, Ph.GUILLEMET, D.LO HINE TONG, “Technologies multicouches et amplification de puissance”, *GDR Ondes / GT4 « Antennes & Circuits », journée « Composants et modules en technologies céramiques et organiques : modélisation et réalisation »*, Paris, 23 Juin 2009.

## Références bibliographiques

---

- [1] Julie Mazeau, “Modélisation électrothermique comportementale dynamique d’amplificateurs de puissance microondes pour les applications radars”, *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, Septembre 2007.
- [2] E. Cottais, “Linéarisation d’amplificateurs de puissance large bande par prédistorion adaptative en bande de base”, *Thèse de doctorat*, Université de Nantes, Décembre. 2005.
- [3] Mazen Abi Hussein, “Linéarisation des amplificateurs de puissance - Prédistorion numérique adaptative en bande de base”, *Thèse de doctorat*, Université de Nantes, Juin. 2009.
- [4] Feng Li, “Linéarisation d’amplificateurs de Puissance dans le système de communication large bande par prédistorion numérique en bande de base”, *Thèse de doctorat*, Université de Nantes, à paraître.
- [5] Yongxi Qian, Radisic, V. Perkons, A.R. Itoh, T., “New microwave and millimeter-wave front-end architectures”, *1998 URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics. Conference Proceedings*, pp.97-100, Pisa, Sept 1998.
- [6] B. Deschamps, “Contribution à l’Etude d’Additionneurs de puissance en Technologie Quasi-Optique pour de applications potentielles en ondes millimétriques”, *Thèse de Doctorat*, UBO, Décembre 1998.
- [7] S. Bensmida, “Conception d’un système de Caractérisation Fonctionnelle d’Amplificateur de Puissance en présence de Signaux Modulés à l’aide de Réflectomètres Six-Portes”, *Thèse de Doctorat*, Telecom Paris, Janvier 2005.
- [8] François-Xavier Estagerie, “Modélisation comportementale d’amplificateurs de puissance pour les applications Radars”, *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, Mai 2008.
- [9] Sergio Benedetto, Ezio Biglieri, Ezio Biglieri, Ezio Biglieri, “Principles of Digital Transmission with Wireless Applications”, *Plenum Series in Telecommunications, First Edition*, pp.272-276, Springer-Verlag New York, LLC, July 1999.
- [10] Frederick H. Raab, Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter B. Kenington, Zoya B. Popovich, Nick Pothecary, John F. Sevic and Nathan O. Sokal, “RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies”, *High Frequency Electronics*, Part 1, Part 3, May 2003.
- [11] Radartutorial: <http://www.radartutorial.eu/08.transmitters/tx15.en.html>
- [12] RF-LINKS: <http://www.rf-links.com/newsite/transmitters/hpower.html>
- [13] FUJITSU: <http://www.fujitsu-general.com/global/products/lmb/lineup/trans.html>
- [14] ShenzhenJizhuoTechnology: [http://www.alibaba.com/products/250225002/JZ878\\_Wireless\\_RF\\_Transmitter\\_20km\\_range.html](http://www.alibaba.com/products/250225002/JZ878_Wireless_RF_Transmitter_20km_range.html)
- [15] Charlotte Gillot, Christian Schaeffer, et Yvan Avenas, “Refroidissement De Ccomposants Électroniques Par Caloduc”, *Techniques de l’ingénieur 10*, Référence RE16, Août 2004.
- [16] M.A. Celis, K.T. Lien, E. R. Brown, J. Huang and W. Edelstein, “Local Thermal Management for Space-Borne Inflatable RF Antennas”, *Inter Society Conference on Thermal Phenomena, San Diego*, pp.1015-1019, California, May 2002.
- [17] Abdolreza Langari and Hassan Hashemi, “A Cooling Solution for Power Amplifier Modules in Cellular Phone Applications”, *Electronic Components and Technology Conference*, pp.316–320, San Diego, CA, June 1999.
- [18] P.M. Mendes, S. Sinaga, A. Polyakov, M. Bartek, J.N. Burghartz, and J.H. Correia, “Wafer-Level Integration of On-Chip Antennas and RF Passives Using High-Resistivity Polysilicon

- Substrate Technology”, *Electronic Components and Technology Conference*, Las Vegas NV June 2004.
- [19] Brian A. Pluymers and Robert M. Reese, “Thermal Management of Active Electronically Scanned Array Transmit/Receive LRU (Line Replaceable Unit)”, *IEEE Radar Conference*, pp.150–155, Boston, MA, April 2007.
- [20] Lance Covert and Jenshan Lin, “Simulation and Measurement of a Heatsink Antenna: A Dual-Function Structure”, *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Vol.54, No.4, pp.1342–1349, April 2006.
- [21] Wei Juan-fang, Song Yan-Ping, Fan Nai-Kang and Wang Bo-Sheng, “The verification Test of Thermal Distortion Decoupling Design for Single Panel of Space Micro-Strip Array Antenna”, *1st International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics*, 4 pp.-1428, Harbin , May 2006.
- [22] Kei Nakakuki, Yoshiro Takahashi, Yasuo Iguchi Kenichi Anasako and Hajime Shimamura, “Development of Heat Dissipation Structure for Face,-Down Bonded Devices”, *2nd IEMT/IMC Symposium*, pp.337-342, Tokyo, Août 1998.
- [23] Agilent-ADS: <http://www.agilent.com>
- [24] Ansoft-HFSS: <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>
- [25] COMSOL Multiphysics: <http://www.comsol.fr/products/multiphysics/>
- [26] Abdel-Fattah. SHETA, “Contribution à l’Etude de la Miniaturisation des Emetteurs Récepteurs pour les communications Mobiles : Etude des Potentialités de la Technologie Microruban sur Substrat à Haute Permittivité”, *Thèse de Doctorat*, Université de Bretagne Occidentale, Mars 1996.
- [27] S. Dietsche, C. Duvanaud, G. Pataut and J. Obregon, “Design of high power-added efficiency FET amplifiers operating with very low drain bias voltages for use in mobile telephones at 1.7 GHz”, *23rd EuMc proceeding*, pp.252-254, Madrid, Mars 1993.
- [28] C. Duvanaud, “Les Classes de fonctionnement à haut rendement pour l’amplification de puissance en vue l’application spatiales et de radiocommunications mobiles”, *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, 1993.
- [29] A. Herrera, E. Artal, E. Puechberty and D. Masliah, “High efficiency, high compact Band power amplifier for DECT application”, *23rd EuMc proceeding*, pp.155-157, Madrid, Mars 1993.
- [30] Ph. Morel et J.C. Giraudon, “Hybride hyperfréquence de puissance compact sut nitrure d’aluminium. Applications aux modules actifs en bandes L et S”, *Revue Technique Thomson-CSF*, Vol.26, No.2, pp.301-317, Juin 1994.
- [31] Siamak Salimy, “Développement, Intégration Et Modélisation De Composants Passifs Intégrés En Couches Minces Dans Une Filière CMOS”, *Thèse de Doctorat*, Université de Nantes, 2010.
- [32] S.Toutain, A.Chousseaud et M.Brunet, “Les technologies d’intégration multi-couches”, *Rapport de projet Techim@ges*, Laboratoire IREENA, Octobre 2007.
- [33] Matthieu Chatras, “Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales”, *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, 2003.
- [34] Sébastien Darfeuille, “Conception de filtres actifs analogiques radiofréquences récurrents et canalisés en technologie monolithique BiCMOS Silicium”, *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, 2006.
- [35] B.K.Gilbert and G.W. Pan, “MCM Packaging for Present and Next Generation High Clock-Rate Digital and Mixed-Signal Electronic System: Areas for Development”, *IEEE trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol.45, No10, pp.1819-1835, Oct.1997.
- [36] J.K.Lee, C.S.Yoo, H.C.Jung, W.S.Lee, J.K.Yook, “Design of band pass filter for 900MHz ZigBee application using LTCC high Q inductor”, *IEEE Microwave Asia-Pacific Conference Proceedings*, Vol.1, pp.4, Dec. 2005.
- [37] G.Brzezina, L.Roy, L.MacEachern, “A miniature LTCC bandpass filter using novel resonators for GPS application”, *IEEE European Microwave Conference*, pp.536-539, Oct. 2007.

- [38] Rao. R. Tummala, Joy Laskar, "Gigabit Wireless: System-on-a-Package Technology", *PROCEEDING of the IEEE*, Vol.92, No.2, pp.376-387, February 2004.
- [39] J. Laskar, S. Pinel, K. Lim, A. Raghavan, R. Li, C-H. Lee, M. Maeng, M.F. Davis, M. Tentzeris, "Compact System-on-a-Package (SOP) Architectures for low coast RF Front-end modules", *33rd European Microwave Conference*, pp.307-310, Munich, April 2003.
- [40] M.F. Davis and al. "Integrated RF architectures in fully organic SOP technology" *IEEE Trans.on Advanced Packaging*, Vol.25, No.2, pp.136-142, May 2002.
- [41] M.F. Davis and al: "RF microwave multi band design solutions for multiplayer organic system on package integrated passives", *IEEE MTT-S Digest*, pp.2217-2220, 2002.
- [42] S. Dalima and al. "Design and optimisation of high Q RF passives on SOP based organic substrates", *Electronic Components and technology Conference*, pp.495-503, 2002.
- [43] M.F. Davis and al."Integrated RF architectures in fully organic SOP technology", *IEEE Trans. On Advanced Packaging*, Vol.25, No.2, pp.136-142, May 2002.
- [44] R.R. Tummala and al. "The SOP for miniaturized, mixed signal computing , communications and consumer systems of the next decade", *IEEE Trans. on Advanced Packaging*, Vol.27, No.2, pp. 50-267, May 2004.
- [45] J.U. Knickerbocker and al. "System on package (SOP) technology, characterization and applications", *Electronic Components and technology Conference*, pp.415-421, 2006.
- [46] R.WU and al. "High performance and compact balanced filter design for WiMax front end modules (FEM) using LCP based organic substrates", *IEEE MTT-S Digest*, pp.1619-1622, 2007.
- [47] R. K. Hoffman, "Handbook of Microwave Integrated Circuits", Artech House, 1987.
- [48] W. J. Getsinger, "Measurement and Modeling of the Apparent Characteristic Impedance of Microstrip", *IEEE Trans. MTT*, Vol.31, No.8, pp.624-632, August 1983.
- [49] David M. Pozar, "Microwave Engineering," pp.245, Third Edition 2005.
- [50] M. Kirschning and R.H. Jansen, "Accurate Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip and Validity up in Millimeter-Wave Frequencies", *Electron. Lett*, Vol.18, pp. 272-273, March 18, 1982.
- [51] K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, "Microstrip Lines and Slotlines", Artech House, 1990.
- [52] M. Pipec, "Analyse D'une Filière D'interconnexion Adaptée Aux Systèmes De Transmission à Haut Débit Par Fibres Optiques", *Thèse de Doctorat*, Université de Nantes, Septembre 2007.
- [53] Feuillet V, Scudeller Y and Jarny Y, "The Discrete Boundary Resistance Method for thermal analysis of solid-state circuits and devices", *Int. J. Thermal Sciences*, Vol.48, No.2, pp.372-382, February 2008.
- [54] Breitenstein O., Langenkamp M., Altmann F., Katzer D., Linder A. and Eggers H., "Microscopic lock-in thermography investigation leakage sites in integrated circuits", *Review of Scientific Instruments*, Vol.71, No.11, 6p, June2000.
- [55] Hammann H.F., Weger A., Lacey J.A., Hu Z., Bose P., Cohen E. and Wat J., "Hotspot-limited microprocessors : direct temperature and power distribution measurements", *IEEE J. Solid State Circuits*, Vol.42, No.1, pp.56-65, December 2006.
- [56] Favro L.D., Han X., Ouyan Z., Sun G., Sui H. and Thomas R.L., "Infrared imaging of defects heated by a sonic pulse", *Review of Scientific Instruments*, Vol.71, No.6, pp.2418-2421, June 2000.
- [57] De Brito Filho J.P. and Henriquez J. R., "Infrared thermography applied for high-level current density identification over planar microwave circuit sectors", *Infrared Physics & Technology*, Vol.53, No.2, pp. 84-88, 2010.
- [58] Kriegsmans G.A., "Thermal runaway in microwave heated ceramics: a one dimensional model", *J. Appl. Phys.*, Vol.71, No.4, pp.1960-1966, 1992.
- [59] Jerby E., Aktasher O. and Dikhtyar V., "Theoretical analysis of the microwave drill near field localized heating", *J. Appl. Phys*, Vol.97, No.3, pp.034909-034909-7, 2005.

- [60] Roussy G., Bennani A. and Thiebaut J.M., "Temperature runaway of microwave irradiated materials", *J. Appl. Phys*, Vol.62, No.4, pp.1167-1170, 1987.
- [61] Sarvar S, Poole N J and Witting P A, "PCB glass-fiber laminate: thermal conductivity measurements and their effect on simulation", *J. Electronic Materials*, Vol.19, No.12, pp.1345-1350, 1990.
- [62] Nestor David Lopez, "HIGH-EFFICIENCY POWER AMPLIFIERS FOR LINEAR TRANSMITTERS," *Thèse de Doctorat*, University of Colorado, 2008.
- [63] Yongwang Ding et Ramesh Harjani, Senior Member, "A High-Efficiency CMOS 22-dBm Linear Power Amplifier", *IEEE SOLID-STATE CIRCUITS*, Vol.40, No.9, pp.1895-1900, September 2005.
- [64] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Third Edition (John Wiley & Sons, Inc.), pp.26-33, 2005.
- [65] Cyril Lagarde, "Modélisation de transistor de puissance en technologie GaN : Conception d'un amplificateur de type Doherty pour les émetteurs à puissance adaptative", *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, Novembre 2003.
- [66] Nicolas Dubuc, "Modélisation Electrothermique de Transistors MESFET SiC et Optimisation d'une Architecture DOHERTY Pour L'amplification de Puissance A Haut Rendement", *Thèse de Doctorat*, Université de Limoges, Novembre 2003.
- [67] S. Forestier, "Gestion Dynamique de la génération de Puissance en Hyperfréquence pour des modulations numériques: application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique", *Thèse de doctorat*, Université de Limoges, Oct. 2003.
- [68] A. Katz, "Linearization: Reducing Distorsion in Power Amplifiers", *IEEE microwave magazine*, Vol.2, No.4, pp.37-39, Dec. 2001.
- [69] G. Hau, and Al, "A Highly Efficient Linearized Wide Band CDMA Handsets Power Amplifier Based on Predistortion Under Various Bias Conditions", *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, Vol.49, No.6, pp.1194-1201, June 2001.
- [70] K. Yamamoto, and Al, "A 3.2 V Operation Single Chip Dual Band AlGaAs/GaAs HBT MMIC Power Amplifier With Active Feedback Circuit Technique", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol.35, No.8, pp.1109-1120, august 2000.
- [71] Y.Yang, and Al, "A New Linear Amplifier Using Low Frequency Second Order Intermodulation Component Feedforwarding", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol.9, No.10, pp.419-421, October 1999.
- [72] M. Hazouard, "Conception et réalisation d'amplificateur micro-ondes de puissance à l'aide de la méthode des fréquences réelles", *Thèse de Doctorat*, Université Bordeaux I, Janvier 2002.
- [73] Frederick H. Raab, Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter B. Kenington, Zoya B. Popovic', Nick Potheary, John F. Sevic, and Nathan O. Sokal, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave", *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, Vol.50, No.3, pp.814-826, March 2002.
- [74] L. Kahn,"Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration", *Proceeding of the IRE*, Vol.40, pp.803-806, July 1952.
- [75] D. C. Cox and R. P. Leck, "A VHF implementation of a LINC amplifier", *IEEE Trans. Commun.*, Vol.COM-24, No.9, pp.1018-1022, Sept 1976.
- [76] W. H. Doherty," A new high efficiency power amplifier RF power-amplifier systems", *Proceeding of the IRE*, Vol.24, pp.1163-1182, Sept. 1936.
- [77] C. Berland, "Architecture d'Emetteurs pour Systèmes de Radiocommunication", *Habilitation à Diriger les Recherches*, Université de Caen Basse Normandie, Septembre 2010.
- [78] A. A. M. Saleh and D. C. Cox, "Improving the power-added efficiency of FET amplifiers operating with varying envelope signals", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol.31, No.1, pp.51-55, Jan 1983.
- [79] B. D. Geller, F. T. Assal, R. K. Gupta, and P. K. Cline, "A technique for the maintenance of FET power amplifier efficiency under backoff", *IEEE MTT-S Digest*, Long Beach, CA, pp.949-952, June 1989.

- [80] Sylvain Reed, "Contribution à l'optimisation des performances des amplificateurs de puissance utilisés dans les terminaux portables pour les communications mobiles de futures générations", *Thèse de doctorat*, Université de Nantes, Mars. 2005.
- [81] D. C. Cox, "Linear amplification with nonlinear components", *IEEE Trans. Commun.*, Vol.22, No.12, pp.1942-1945, Dec. 1974.
- [82] Craig Steinbeiser, Thomas Landon, Charles Suckling, "250W HVHBT Doherty with 57% WCDMA Efficiency Linearized to -55dBc for 2c11 6.5dB PAR", *tech\_info. TriQuint Semiconductor*, 2007.
- [83] Youngoo Yang, Jaehyok Yi, Young Yun Woo and Bumman Kim, "Optimum Design for Linearity and Efficiency of a Microwave Doherty Amplifier Using a New Load Matching Technique", *Microwave Journal*, Vol.44, No.12, pp.20-36, December 2001.
- [84] S. Pinel and al, "3D integrated LTCC module using  $\mu$ BGA technology for compact C Band Front end module", *MTT-S Symposium*, Vol.3, pp.1553-1556, Seattle, WA 2002.
- [85] Rao. R. Tummala and al, "Gigabit wireless: system on package technology", *Proceeding of the IEEE*, vol.92, No.2, pp.376-384, Feb.2004.
- [86] Rao R. Tummala and al, "The SOP for Miniaturized, Mixed signal computing Communication and Consumer Systems of the next decade", *IEEE Trans. On Advanced Packaging*, Vol.27, No.2, PP.250-267, May 2004.
- [87] Z. Radivojevic, K. Andersson, J.A. Bielen, P.J. Van der Wel, J. Rantala, "Operating limits for RF power amplifier at high junction temperatures", *Microelectronics Reliability*, Vol.44, pp.963-972, 2004.
- [88] L. Covert and J.Lin, "Simulation and Measurement of a Heat Sink Antenna: A Dual Function Structure", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol.54, No.4, pp.1342-1349, April 2006.
- [89] T.J. Anderson, F. Ren, L. Covert and J.Lin, S.J Pearton, "Thermal simulations of three-dimensionnal integrated multichip module with GaN power amplifier and Si modulator", *J. Vac. Sci. Technol.*, Vol.24, No.1, pp.284-287, Jan/Feb 2006.
- [90] F. Incropera and D. P DeWitt, "Fundamentals of Heat and Mass Transfer", John Wiley & Sons, 1996.
- [91] Ch. Delaveaud, B. Jecko, "Antenne fil-plaque monopolaire", *European Patent-N° 94 926 276.0*, September 1994.
- [92] Jerzy Krupka, Krzysztof Derzakowski, Michael Tobar, John Hartnett and Richard G Geyer, "Complex permittivity of some ultralow loss dielectric crystals at cryogenic temperatures", *Meas. Sci. Technol.*, Vol.10, No.8, pp.387-392, February 1999.
- [93] Serge Toutain, *Cours Master R2 SEGE*, Ecole Polytech, Université de Nantes, 2008.
- [94] Chris Bowick, "RF circuit design", 1982.
- [95] Steve C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", 43, Second Edition, Artech House, 2006.
- [96] Boon Kuan Chung, "Variability analysis of impedance matching network", *Microelectronics Journal*, Vol.37, No.11, pp.1419-1423, 2006.
- [97] Serge Toutain, *Cours d'hyperfréquences Option SCM*, Ecole Polytech, Université de Nantes, 2008.
- [98] Chang-Soo Ahn, Juseop Lee, Young-Sik Kim, "Design flexibility of an open-loop resonator filter using similarity transformation of coupling matrix", *IEEE microwave and wireless components letters*, Vol.15, No.4, pp.262-264, 2005.
- [99] Jen-Tsai Kuo, and Hung-sen Cheng "Design of quasi-elliptic function filters with a dual-passband response", *IEEE microwave and wireless components letters*, Vol.14, No.10, pp.472-474, 2004.
- [100] Y. Takayama, "A new Load-Pull characterization method for microwave power transistor", *Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, Vol.76, No.1, pp.218-220, Jun 1976.

## 1. Annexe 1 : Document constructeur du composant (Ericsson PTF 10107)

### PTF 10107

5 Watts, 2.0 GHz

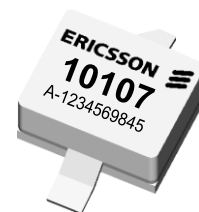
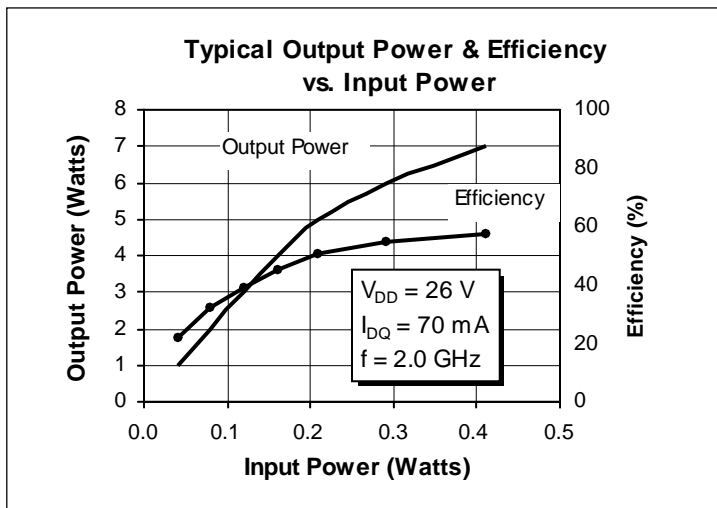
**GOLDMOS<sup>®</sup>** Field Effect Transistor

---

#### Description

The PTF 10107 is a 5-watt GOLDMOS FET intended for large signal applications from 1.0 to 2.0 GHz. It operates at 40% efficiency with 11 dB gain. Nitride surface passivation and full gold metallization ensure excellent device lifetime and reliability.

- **Guaranteed Performance at 1.99 GHz, 26 V**
  - Output Power = 5 Watts Min
  - Power Gain = 11 dB Min
- **Full Gold Metallization**
- **Silicon Nitride Passivated**
- **Back Side Common Source**
- **Excellent Thermal Stability**
- **100% Lot Traceability**



Package 20244



## RF Specifications (100% Tested)

Characteristic	Min	Typ	Max	Units
<b>Gain</b> ( $V_{DD} = 26\text{ V}$ , $P_{OUT} = 1\text{ W}$ , $I_{DQ} = 70\text{ mA}$ , $f = 1.93, 1.99\text{ GHz}$ )	11	—	—	dB
<b>Power Output at 1 dB Compression</b> ( $V_{DD} = 26\text{ V}$ , $I_{DQ} = 70\text{ mA}$ , $f = 1.99\text{ GHz}$ )	5	6.5	—	Watts
<b>Drain Efficiency</b> ( $V_{DD} = 26\text{ V}$ , $P_{OUT} = 5\text{ W}$ , $I_{DQ} = 70\text{ mA}$ , $f = 1.99\text{ GHz}$ )	40	—	—	%
<b>Load Mismatch Tolerance</b> ( $V_{DD} = 26\text{ V}$ , $P_{OUT} = 5\text{ W}$ , $I_{DQ} = 70\text{ mA}$ , $f = 1.99\text{ GHz}$ —all phase angles at frequency of test)	—	—	10:1	—

All published data at  $T_{CASE} = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise indicated.

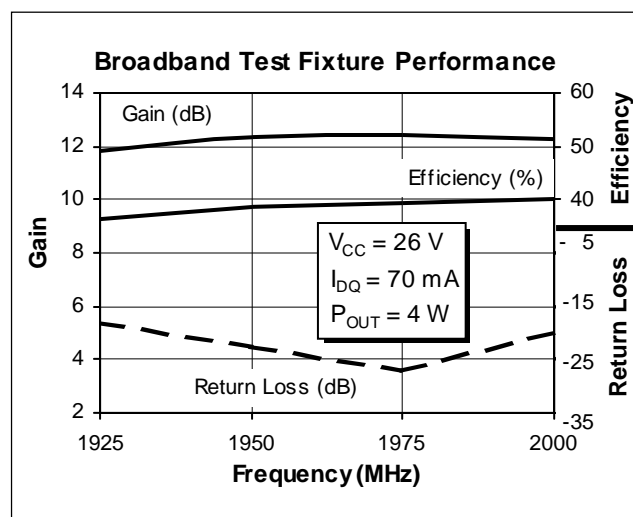
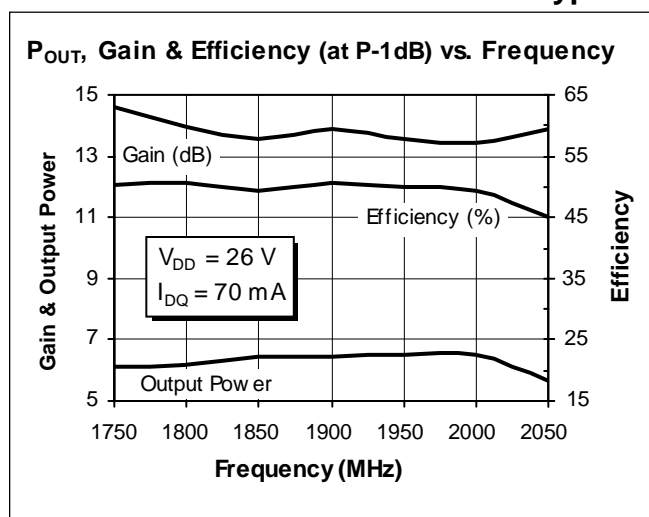
## Electrical Characteristics (100% Tested)

Characteristic	Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}$ , $I_D = 20\text{ mA}$	$V_{(BR)DSS}$	65	—	—	Volts
Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 26\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$	$I_{DSS}$	—	—	1.0	mA
Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 75\text{ mA}$	$V_{GS(th)}$	3.0	—	5.0	Volts
Forward Transconductance	$V_{DS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 2\text{ A}$	$g_{fs}$	—	0.8	—	Siemens

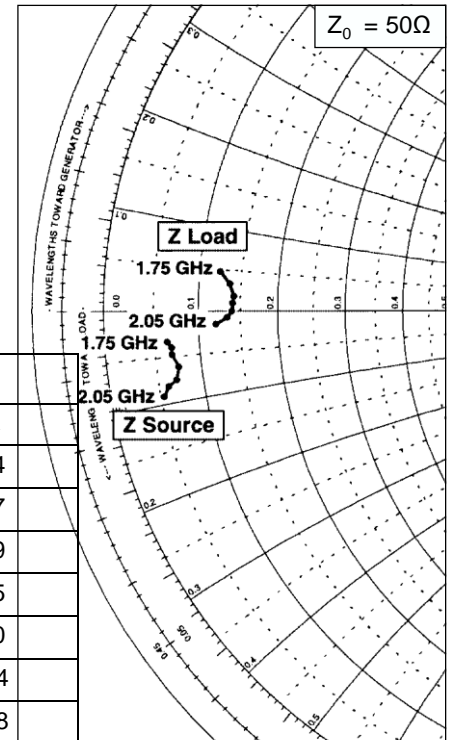
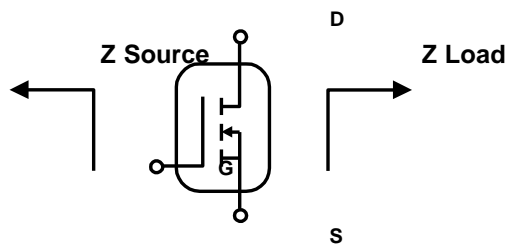
## Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Uni
Drain-Source Voltage	$V_{DSS}$	65	Vdc
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	$\pm 20$	Vdc
Operating Junction Temperature	$T_J$	200	$^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation at Above $25^\circ\text{C}$ derate by	$P_D$	39 0.22	Watts $\text{W}/^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{STG}$	$-40$ to $+150$	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance ( $T_{CASE} = 70^\circ\text{C}$ )	$R_{\theta JC}$	4.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

## Typical Performance



## Impedance Data

 $V_{DD} = 26 \text{ V}$ ,  $P_{OUT} = 5 \text{ W}$ ,  $I_{DQ} = 70 \text{ mA}$ 


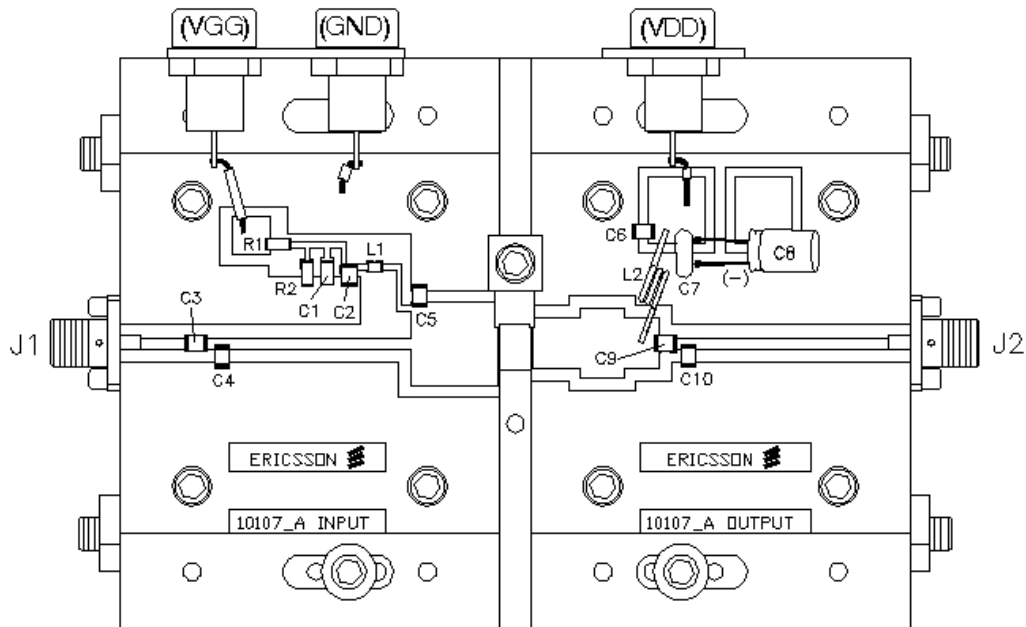
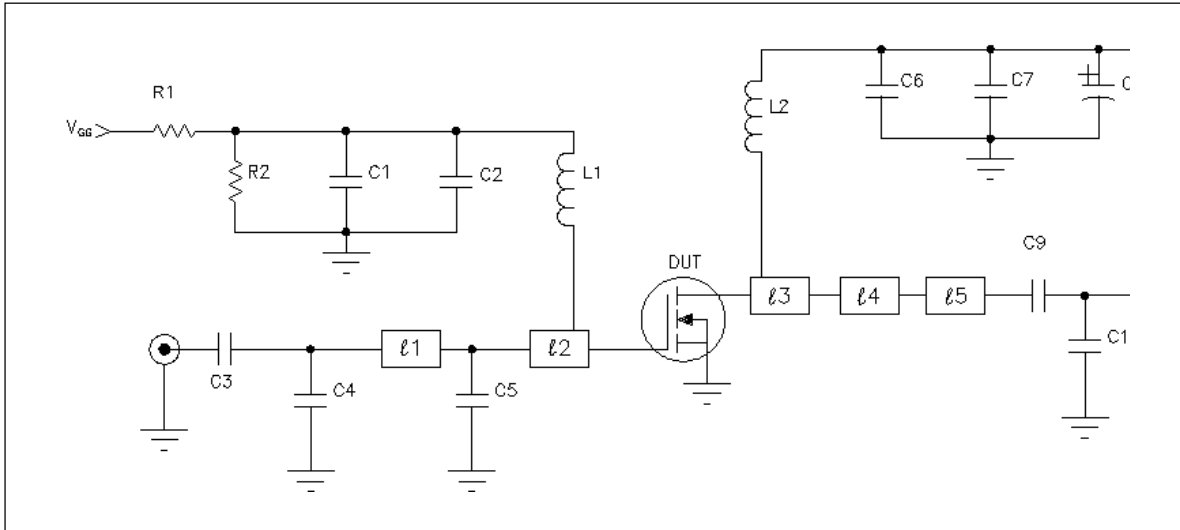
Frequency GHz	Z Source		Z Load	
	R	jX	R	jX
1.75	3.2	-1.7	6.20	2.4
1.80	3.4	-2.0	6.80	1.7
1.85	3.4	-2.4	7.10	0.9
1.90	3.7	-3.1	7.05	0.5
1.95	3.5	-3.8	7.00	0.0
2.00	3.0	-4.1	6.70	-0.4
2.05	2.7	-4.6	6.00	-0.8

## Typical Scattering Parameters

 $(V_{DS} = 26 \text{ V}$ ,  $I_D = 300 \text{ mA})$ 

f (MHz)	S1		S		S12		S2	
	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang
100	0.874	-58	24.1	137	0.009	46	0.770	-35
200	0.837	-70	21.8	129	0.010	37	0.737	-42
300	0.844	-100	17.5	106	0.012	21	0.710	-62
400	0.850	-118	14.1	89	0.013	9	0.709	-77
500	0.858	-130	11.5	77	0.012	-1	0.723	-88
600	0.864	-139	9.44	66	0.011	-8	0.749	-98
700	0.868	-146	7.86	56	0.009	-13	0.767	-108
800	0.870	-153	6.61	48	0.008	-15	0.782	-116
900	0.879	-158	5.65	40	0.006	-13	0.801	-123
1000	0.887	-162	4.86	33	0.004	-2	0.815	-130
1100	0.898	-167	4.24	26	0.004	19	0.837	-136
1200	0.905	-171	3.73	20	0.004	48	0.854	-141
1300	0.911	-174	3.30	14	0.005	66	0.870	-147
1400	0.914	-178	2.92	8	0.006	74	0.882	-152
1500	0.916	179	2.61	2	0.008	77	0.892	-156
1600	0.918	176	2.35	-3	0.009	79	0.898	-160
1700	0.923	173	2.14	-8	0.011	79	0.907	-164
1800	0.928	171	1.95	-13	0.013	78	0.914	-168
1900	0.933	168	1.79	-18	0.015	76	0.920	-172
2000	0.937	165	1.65	-23	0.017	74	0.925	-176
2100	0.935	162	1.53	-28	0.018	71	0.929	-179
2200	0.934	159	1.43	-33	0.020	68	0.934	178

Test Circuit



## 2. Annexe 2 : Document constructeur du composant (Freescale MRF21010LR1)

### Freescale Semiconductor Technical Data

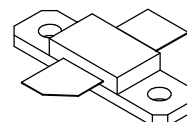
#### RF Power Field Effect Transistors N-Channel Enhancement -Mode Lateral MOSFETs

Designed for W-CDMA base station applications with frequencies from 2110 to 2170 MHz. Suitable for FM, TDMA, CDMA and multicarrier amplifier applications. To be used in Class AB for PCN-PCS/cellular radio and WLL applications.

- Typical W-CDMA Performance: -45 dBc ACPR, 2140 MHz, 28 Volts, 5 MHz Offset/4.096 MHz BW, 15 DTCH Output Power — 2.1 Watts  
Power Gain — 13.5 dB Efficiency — 21%
- Capable of Handling 10:1 VSWR @ 28 Vdc, 2140 MHz, 10 Watts CW Output Power

#### Features

- High Gain, High Efficiency and High Linearity
- Integrated ESD Protection
- Designed for Maximum Gain and Insertion Phase Flatness
- Excellent Thermal Stability
- Characterized with Series Equivalent Large -Signal Impedance Parameters
- Low Gold Plating Thickness on Leads. L Suffix Indicates 40 $\mu$ " Nominal.
- RoHS Compliant.
- In Tape and Reel. R1 Suffix = 500 Units per 32 mm, 13 Inch Reel



Case 360B-05  
Style 1  
N1-360

Table 1: Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain -Source Voltage	$V_{DSS}$	-0.5, +65	Vdc
Gate -Source Voltage	$V_{GS}$	- 0.5, +15	Vdc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25 $^\circ\text{C}$	$P_D$	43.75 0.25	W W/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	- 65 to +150	$^\circ\text{C}$
Case Operating Temperature	$T_C$	150	$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	200	$^\circ\text{C}$

Table 2: Thermal Characteristics

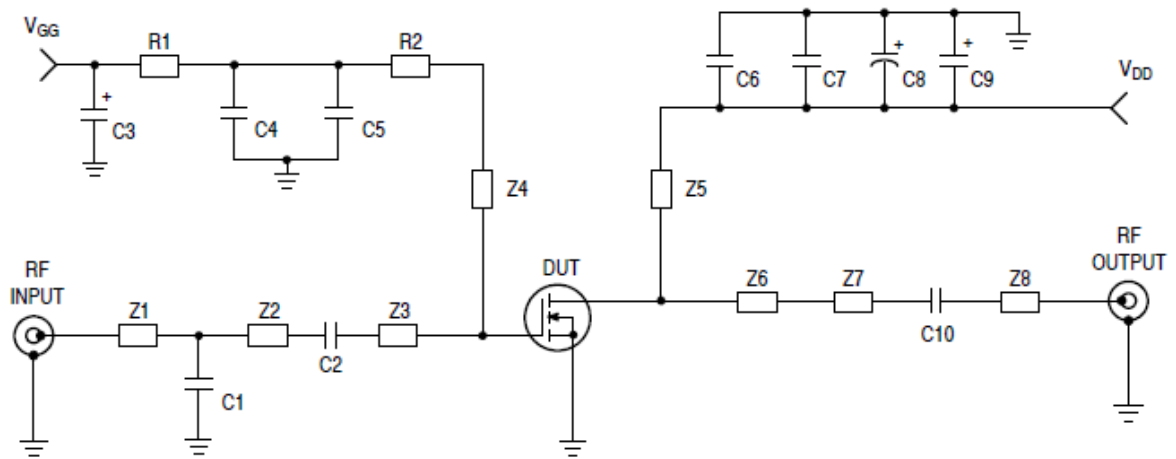
Characteristic	Symbol	Value	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	5.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Table 3: ESD Protection Characteristics

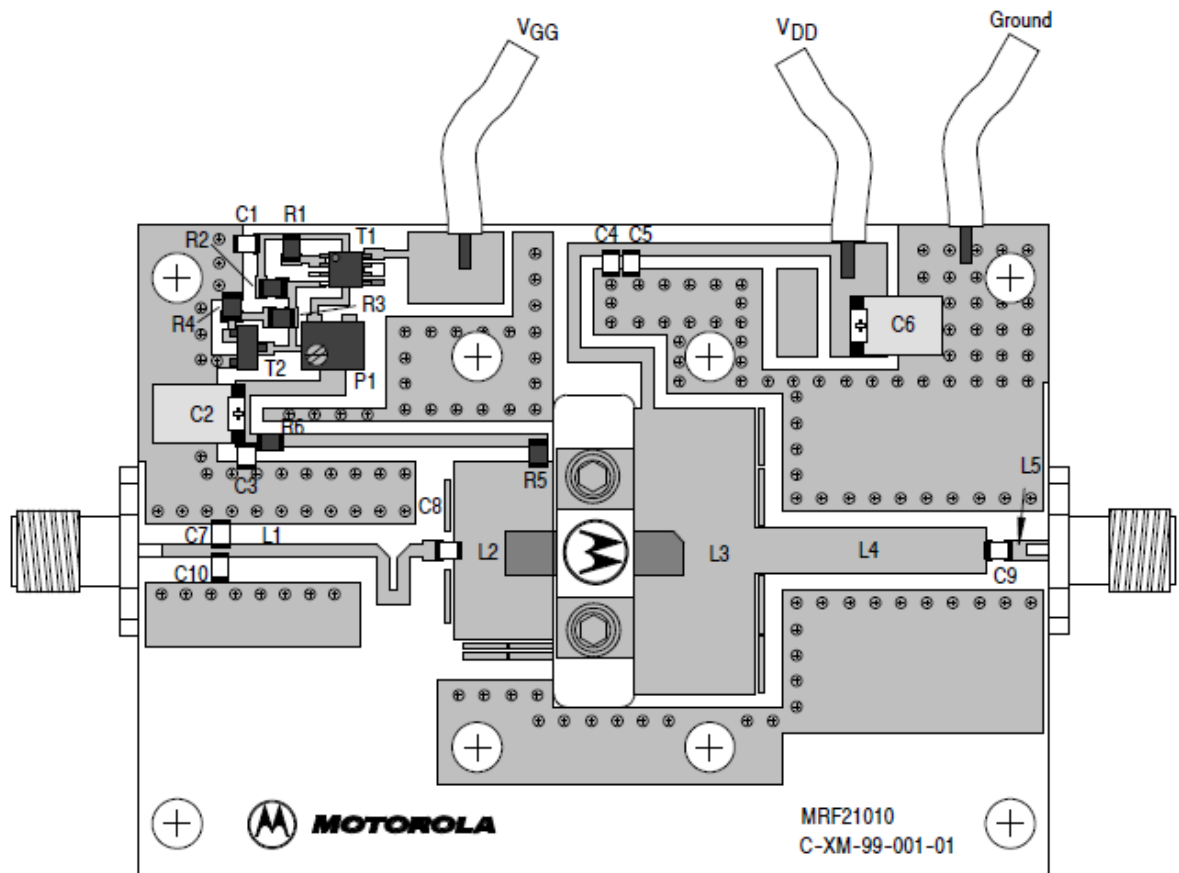
Test Conditions	Class
Human Body Model	1 (Minimum)
Machine Model	M1 (Minimum)

Table 4. Electrical Characteristics ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

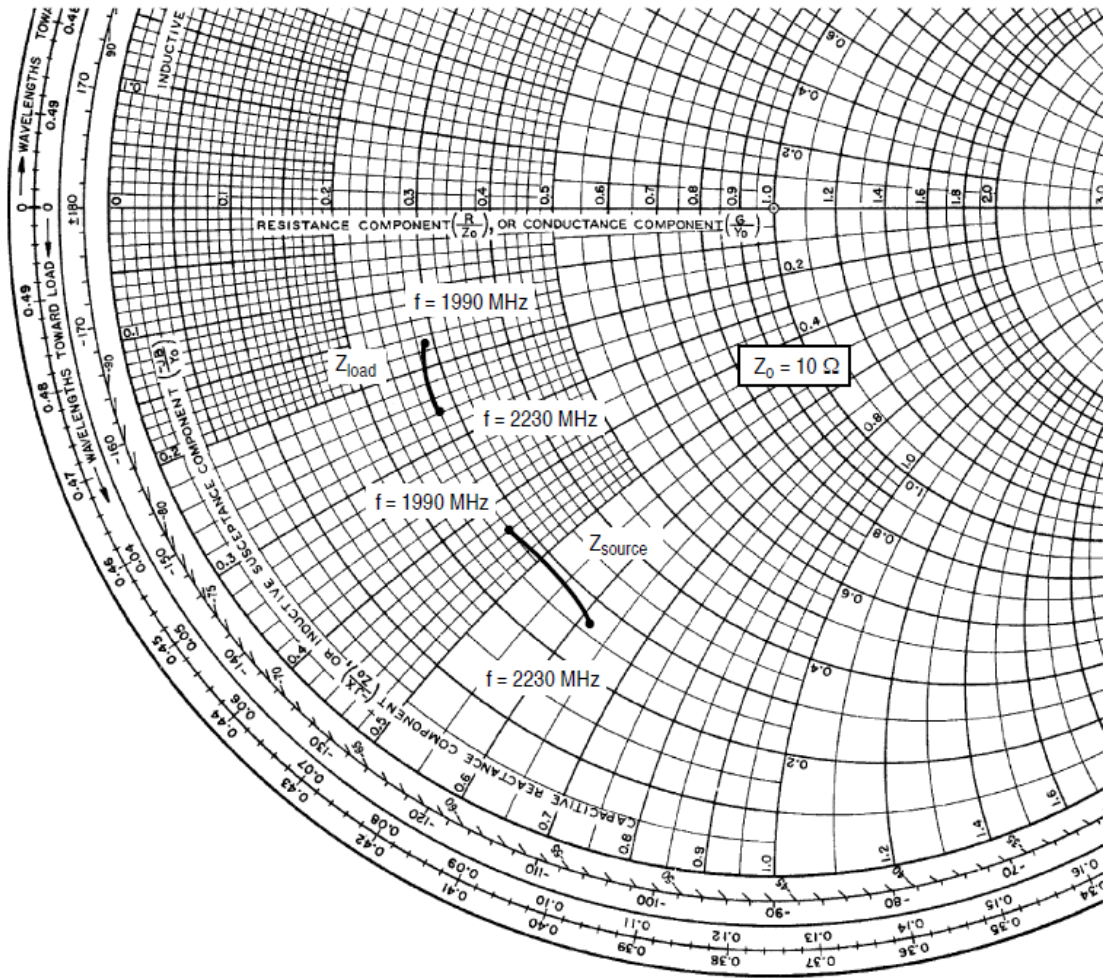
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>Off Characteristics</b>					
Drain -Source Breakdown Voltage ( $V_{GS} = 0 \text{ Vdc}$ , $I_D = 10 \mu\text{A}$ )	$V_{(BR)DSS}$	65	—	—	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{DS} = 28 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0 \text{ Vdc}$ )	$I_{DSS}$	—	—	10	$\mu\text{Adc}$
Gate -Source Leakage Current ( $V_{GS} = 5 \text{ Vdc}$ , $V_{DS} = 0 \text{ Vdc}$ )	$I_{GSS}$	—	—	1	$\mu\text{Adc}$
<b>On Characteristics</b>					
Gate Threshold Voltage ( $V_{DS} = 10 \text{ V}$ , $I_D = 50 \mu\text{A}$ )	$V_{GS(th)}$	2.5	3	4	Vdc
Gate Quiescent Voltage ( $V_{DS} = 28 \text{ V}$ , $I_D = 100 \text{ mA}$ )	$V_{GS(Q)}$	2.5	4	4.5	Vdc
Drain -Source On -Voltage ( $V_{GS} = 10 \text{ V}$ , $I_D = 0.5 \text{ A}$ )	$V_{DS(on)}$	—	0.4	0.5	Vdc
Forward Transconductance ( $V_{DS} = 10 \text{ V}$ , $I_D = 1 \text{ A}$ )	$g_{fs}$	—	0.95	—	S
<b>Dynamic Characteristics</b>					
Reverse Transfer Capacitance ( $V_{DS} = 28 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ , $f = 1 \text{ MHz}$ )	$C_{rss}$	—	1	—	pF
<b>Functional Tests (In Freescale Test Fixture, 50 ohm system)</b>					
Two -Tone Common Source Amplifier Power Gain ( $V_{DD} = 28 \text{ Vdc}$ , $P_{out} = 10 \text{ W PEP}$ , $IDQ = 100 \text{ mA}$ , $f_1 = 2110 \text{ MHz}$ , $f_2 = 2170 \text{ MHz}$ , Tone Spacing = 100 KHz)	$G_{ps}$	12	13.5	—	dB
Two -Tone Drain Efficiency ( $V_{DD} = 28 \text{ Vdc}$ , $P_{out} = 10 \text{ W PEP}$ , $IDQ = 100 \text{ mA}$ , $f_1 = 2110 \text{ MHz}$ , $f_2 = 2170 \text{ MHz}$ , Tone Spacing = 100 KHz)	$\eta$	31	35	—	%
Third Order Intermodulation Distortion ( $V_{DD} = 28 \text{ Vdc}$ , $P_{out} = 10 \text{ W PEP}$ , $IDQ = 100 \text{ mA}$ , $f_1 = 2110 \text{ MHz}$ , $f_2 = 2170 \text{ MHz}$ , Tone Spacing = 100 KHz)	IMD	—	-35	-30	dBc
Input Return Loss ( $V_{DD} = 28 \text{ Vdc}$ , $P_{out} = 10 \text{ W PEP}$ , $IDQ = 100 \text{ mA}$ , $f_1 = 2110 \text{ MHz}$ , $f_2 = 2170 \text{ MHz}$ , Tone Spacing = 100 KHz)	IRL	—	-12	-10	dB
Output Power, 1 dB Compression Point, CW ( $V_{DD} = 28 \text{ Vdc}$ , $IDQ = 100 \text{ mA}$ , $f = 2170 \text{ MHz}$ )	P1dB	—	11	—	W
Common -Source Amplifier Power Gain ( $V_{DD} = 28 \text{ Vdc}$ , $P_{out} = 10 \text{ W CW}$ , $IDQ = 100 \text{ mA}$ , $f = 2170 \text{ MHz}$ )	$G_{ps}$	—	12	—	dB
Drain Efficiency ( $V_{DD} = 28 \text{ Vdc}$ , $P_{out} = 10 \text{ W CW}$ , $IDQ = 100 \text{ mA}$ , $f = 2170 \text{ MHz}$ )	$\eta$	—	42	—	%



MRF21010L Test Circuit Schematic



MRF21010L Demonstration Board Component Layout

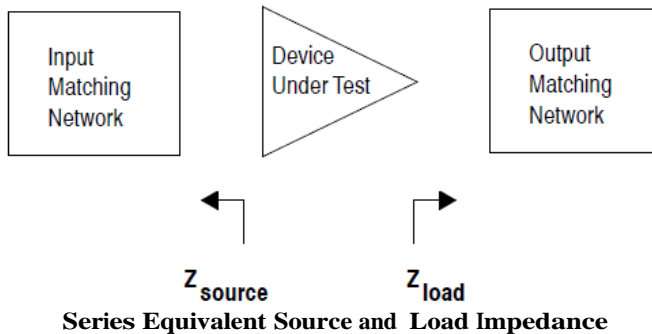


$V_{DD} = 28\text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 100\text{ mA}$ ,  $P_{out} = 10\text{ W PEP}$

f MHz	$Z_{source}$ $\Omega$	$Z_{load}$ $\Omega$
1990	$2.85 - j4.38$	$2.93 - j1.71$
2110	$2.89 - j5.04$	$2.76 - j2.28$
2230	$2.73 - j6.19$	$2.83 - j2.59$

$Z_{source}$  = Test circuit impedance as measured from gate to ground.

$Z_{load}$  = Test circuit impedance as measured from drain to ground.



### 3. Annexe 3 : Méthode de caractérisation Load Pull

#### 3.1. La caractérisation grand signal (Load Pull)

En régime linéaire (petits signaux), les paramètres  $S$  (de répartition) ne dépendent pas de la puissance d'entrée, et ils sont bien définis. Cependant, pour les puissances comparables ou plus grandes que  $P_{1dB}$  (grands signaux) où la non-linéarité de l'amplificateur commence à apparaître, les paramètres  $S$  deviennent dépendant de la puissance d'entrée et de l'impédance de sortie (en gardant leur dépendance à la fréquence, aux conditions de polarisation, et à la température). Dans ces conditions, les paramètres  $S$  en grands signaux ne sont pas définis de manière univoque.

Pour dimensionner les circuits d'adaptation en régime grands signaux, nous devons connaître les valeurs des impédances d'entrée et de sortie du composant. Celles-ci ne sont pas toujours fournies par les fabricants, et quand elles sont fournies, les fabricants donnent des valeurs pour différentes fréquences, mais pour un point de polarisation donné, donc une puissance de sortie et un rendement donné. De telles informations ne sont pas suffisantes si nous cherchons à optimiser la puissance de sortie ou le rendement pour différents points de polarisation.

Les mesures source-pull/load-pull sont des méthodes de caractérisation expérimentale qui consistent à placer un amplificateur de puissance dans des conditions réelles de fonctionnement (fréquence, polarisation, puissance d'entrée,...) et à étudier son comportement en fonction des impédances de charge et/ou de source présentées à ses accès, aux différentes fréquences. Cette technique s'applique principalement lorsque :

- On ne dispose pas de modèle non linéaire précis du composant, décrivant de manière fiable son comportement pour toutes les conditions d'opération. Dans ce cas, on cherche à optimiser ses conditions de fonctionnement de manière expérimentale.
- On cherche à valider un modèle non-linéaire, habituellement développé à partir de mesures statiques, en impulsion et de mesures de paramètres  $S$ . La caractérisation source-pull/load-pull fournit les mesures complémentaires afin de le vérifier.

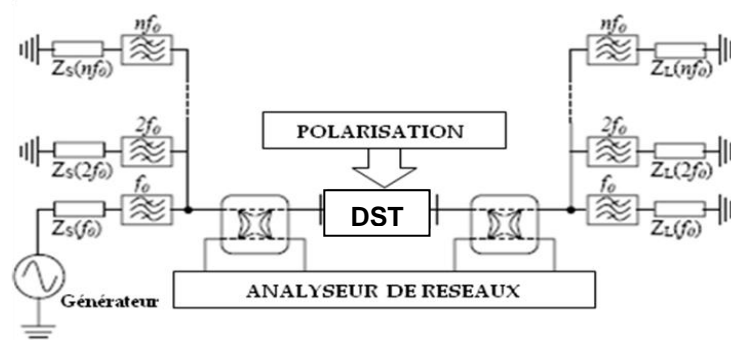


Figure 158 : Schéma de principe d'un banc de mesures source-pull/load-pull

Les deux éléments clefs de cette méthode sont d'une part, l'accès à la mesure des facteurs de réflexion et des puissances aux accès du DST (via un analyseur de réseaux ou un tuner précaractérisé associé à un wattmètre) et d'autre part, la technique de variation des impédances de charge ( $Z_L$ ) et de source ( $Z_S$ ) utilisée : méthode de la charge active ou méthode de la charge passive. La méthode de la charge passive consiste à faire varier la charge vue par le DST au moyen d'un adaptateur passif (tuner). Un tuner contient des éléments réactifs qui peuvent être réalisés par une ligne fendue (coaxiale ou guide d'onde) avec des plongeurs mobiles, ou par des circuits constitués de composants semi-conducteurs [7].



Le principe de la technique de caractérisation (méthode de la charge active) en fort signal a été initié par Takayama [100]. Elle est représentée sur la Figure 159 :

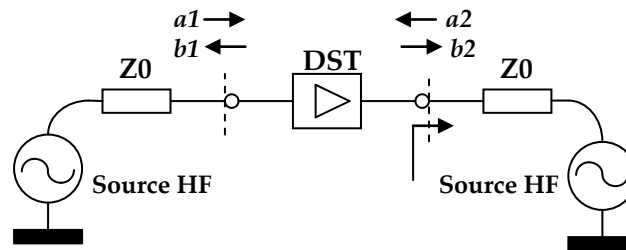


Figure 159 : Principe de la charge active

Cette méthode consiste à injecter simultanément deux ondes  $a_1$  et  $a_2$  à l'entrée et à la sortie du DST à l'aide de deux sources cohérentes d'impédance interne  $50 \Omega$ . L'impédance de charge est synthétisée électroniquement en réglant l'amplitude et la phase de l'onde  $a_2$  par rapport à l'onde  $b_2$ . Le coefficient de réflexion de cette charge est donné par le rapport complexe des ondes incidente et réfléchie pris à la fréquence fondamentale :

$$\Gamma_L = \frac{a_2(f_0)}{b_2(f_0)} \quad (42)$$

### 3.2. Mesures Load Pull

La méthode de mesure dite "load pull" est une méthode de caractérisation expérimentale de l'amplificateur de puissance, basée sur la variation de l'impédance de charge du transistor dans les conditions réelles de fonctionnement, afin de chercher les impédances optimales qui donnent la puissance de sortie ou le RPA le plus élevé.

Compte tenu des impédances grand signal très faibles des composants que nous avons sélectionnés, il est nécessaire de concevoir une cellule de mesure spécifique permettant sur les bancs de mesures développés actuellement de se ramener aux valeurs des impédances grand signal. C'est la conception de cette cellule de mesure que nous présentons dans le paragraphe suivant.

Dans ce paragraphe, nous présentons une méthode basée sur l'utilisation de l'adaptateur large bande "Klopfenstein", afin de réaliser les mesures load pull. Cet adaptateur est capable de ramener la partie réelle d'une faible impédance ( $10 \Omega$  par exemple) vers une impédance de l'ordre de  $50 \Omega$ .

Cette méthode est valable pour faire les mesures "load pull" sur n'importe quel transistor ayant des impédances d'entrée ou de sortie proche de court circuit. Le choix de ce type d'adaptateur est lié au fait que la variation de la largeur est continue et donc qu'il n'y a pas de discontinuité de largeur. De plus, l'adaptateur de "Klopfenstein" est un adaptateur très large bande, ce qui minimise l'effet de discontinuité au niveau des accès du transistor. Enfin, la longueur de cet adaptateur est courte ( $\approx \frac{\lambda_g}{2}$ ) comparé à celles des autres adaptateurs continus large bande (Adaptateur Linaire, Adaptateur Exponentiel).

La Figure 160 présente la structure de l'adaptateur de "Klopfenstein" dont les performances ont été simulées sous HFSS, sans et avec les accès des transistors. Nous avons fabriqué après la simulation sur HFSS un adaptateur large bande ("Klopfenstein"  $10$  à  $50 \Omega$ ). Le but était de voir l'effet de la largeur des accès (discontinuité) sur les paramètres S en fonction de la fréquence.

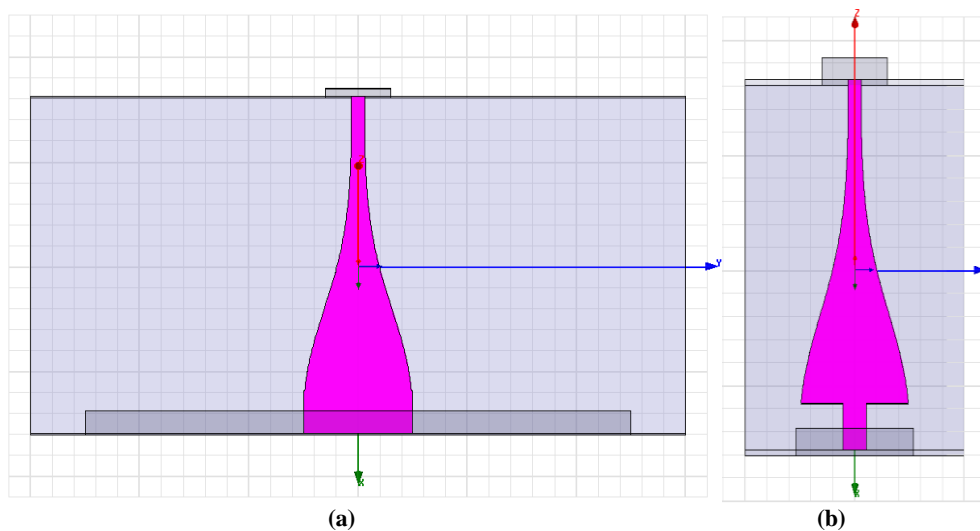


Figure 160 : Structure de l'adaptateur "Klopfenstein" : (a) Sans accès, (b) avec accès

Les Figures 161 et 162 présentent les simulations de la réponse en paramètres S pour un adaptateur "Klopfenstein" 10 à 50  $\Omega$ , sans et avec les accès des transistors. La fréquence de fonctionnement est autour de 2 GHz. Ces résultats montrent l'influence de la géométrie des accès sur la bande de fréquence. Cependant, on peut constater que cet effet reste limité autour de 2 GHz, ce qui montre l'intérêt d'utiliser ce type d'adaptateur large bande.

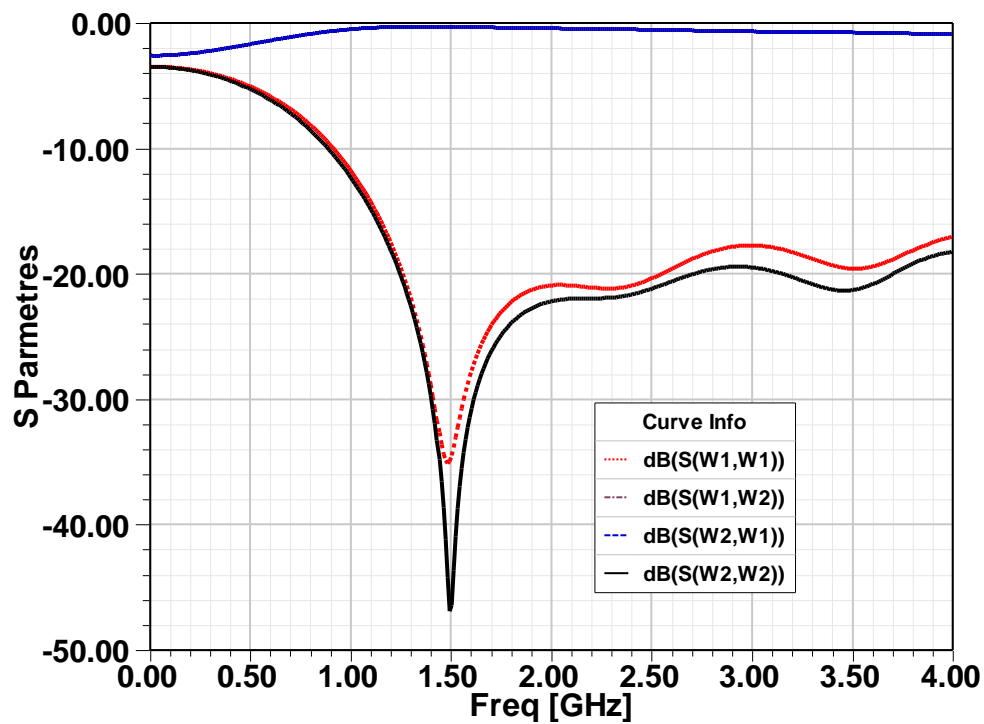


Figure 161 : Réponse fréquentielle en paramètres S de l'adaptateur "Klopfenstein" sans considérer les accès

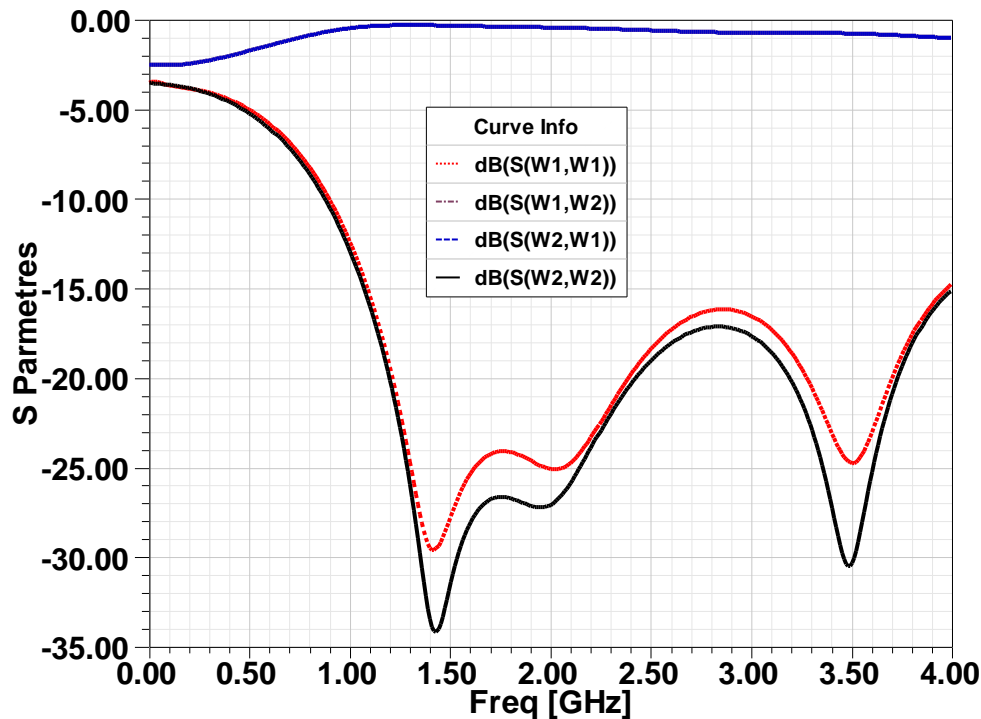


Figure 162 : Réponse fréquentielle en paramètres S de l'adaptateur "Klopfenstein" en considérant les accès Accès de largeurs réelles du transistor (avec discontinuité)

Les impédances grand signal des composants que nous avons sélectionnés sont très faibles, ce qui est le cas d'un grand nombre des transistors de puissance. Cela rend difficile de faire varier l'impédance dans cette zone (zone proche du court circuit) sur l'abaque de Smith, avec les tuners utilisés en méthode de mesure "load pull" de la charge passive. Une des solutions à cette problématique est de ramener la faible impédance de transistor vers une zone où l'impédance synthétisée par ces tuners peut varier dans cette nouvelle zone plus proche du point d'adaptation. Le rôle de l'adaptateur de "Klopfenstein" est de transformer les faibles impédances d'entrée et de sortie du composant en des impédances de valeurs mesurables, par la méthode "load pull" charge passive, comme présenté sur l'abaque de Smith Figure 163. Ces figures présentent un exemple de l'effet de l'adaptateur de "Klopfenstein" sur les impédances d'entrée et de sortie du composant "Ericsson".

Après avoir mesuré les impédances optimales en rendement et en puissance par la méthode "load pull" en faisant varier les charges autour de ces nouvelles valeurs transformées des impédances, il suffit de mesurer la matrice de transformation de l'adaptateur de "Klopfenstein". Ensuite, une transformation inverse des impédances optimales trouvées est nécessaire pour retrouver les impédances originelles (zone proche de court circuit).

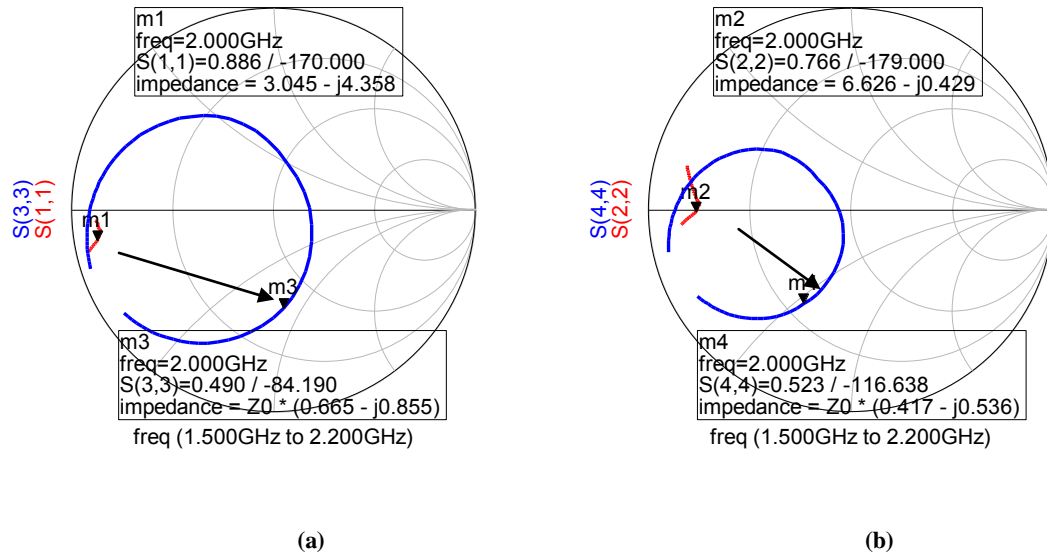


Figure 163 : Effet de l'adaptateur "Klopfenstein" sur les impédances d'entrée et de sortie du composant "Ericsson" comme simulées (a) Effet sur l'impédance d'entrée, (b) Effet sur l'impédance de sortie

Nous avons mesuré les paramètres S de l'adaptateur de "Klopfenstein" réalisé pour avoir sa matrice S et sa matrice S inverse. Celle-ci, est nécessaire afin de calculer les impédances optimales à partir des mesures load pull réalisées au laboratoire XLIM à Limoges en utilisant deux adaptateurs de "Klopfenstein" 10 à 50  $\Omega$  à l'entrée et à la sortie des deux composants "Ericsson" et "Freescale".

La Figure 164 présente le layout du circuit des mesures "load pull" avec les deux adaptateurs de "Klopfenstein" à l'entrée et à la sortie du composant sous test. La topologie de ce circuit garde les mêmes circuits de polarisation, les mêmes longueurs des accès 50  $\Omega$  et les mêmes valeurs des "DC Block" capacitances à l'entrée et à la sortie des deux adaptateurs.

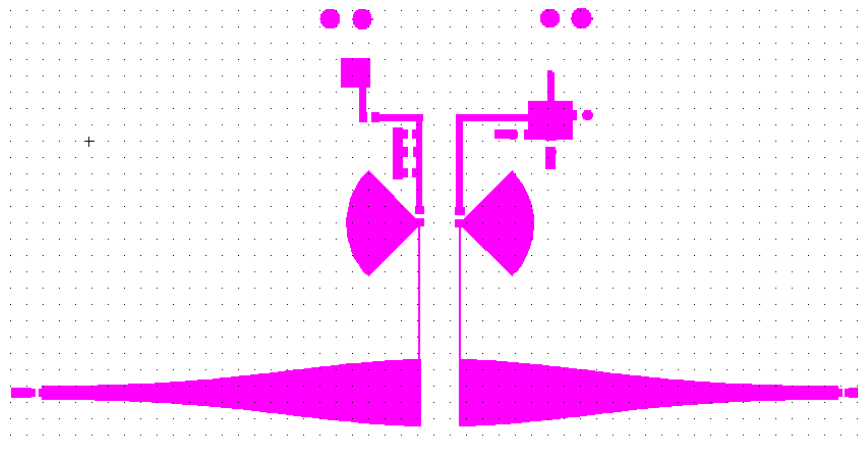


Figure 164 : "Layout" de circuit des mesures load pull

Remarquons que l'adaptateur large bande de "Klopfenstein" peut être aussi utilisé à la sortie d'une structure Doherty en lieu et place de l'inverseur d'impédance multi-sections (il a une longueur inférieure à  $3\lambda g/4$  pour ramener 25  $\Omega$  à 50  $\Omega$  et une bande de transformation plus large). En utilisant un inverseur d'impédance large bande et un déphaseur 90° large bande au lieu du tronçon  $\lambda g/4$ , on peut dimensionner un amplificateur Doherty large bande. D'autres utilisations de l'adaptateur de "Klopfenstein" sont discutées au chapitre 5.

### *Résumé en français :*

La thèse proposée concerne l'optimisation de modules de puissance miniaturisés utilisant les potentialités des filières technologiques multicouches hybrides de type SoP. Nous faisons dans un premier temps un bref état de l'art sur les émetteurs de puissance et les filières d'intégration pouvant être utilisées pour la réalisation d'émetteurs à forte compacité. Une caractérisation expérimentale de la filière technologique retenue est alors proposée. Le développement d'émetteurs compacts requiert de gérer au mieux les problèmes thermiques associés à l'intégration. Pour cela il convient, dans un premier temps, de développer des structures d'amplificateurs de puissance à haut rendement. Cette étude tient compte des contraintes actuelles et futures imposées aux systèmes de communication et de détection. Ceci nous conduit à étudier et à développer des amplificateurs de puissance de type Doherty. Les résultats acquis sur ce type d'architectures sont à l'état de l'art compte tenu des composants utilisés. Dans les émetteurs actuels, l'élément le plus encombrant est le radiateur associé au composant de puissance. Nous montrons qu'il est possible de supprimer ce radiateur en utilisant l'antenne associée au module, cette antenne étant modifiée pour qu'elle soit thermiquement active et étant reliée au composant par un drain thermique. Celui-ci est placé dans une zone de champ électrique faible afin minimiser son impact sur le fonctionnement de l'antenne.

Enfin, nous étudions le comportement électrique et thermique des circuits passifs entrant dans la construction du module et montrons l'intérêt de l'utilisation de la filière technologique retenue pour aboutir à des modules émetteurs à forte compacité. Pour cela, nous développons des techniques d'analyses thermiques originales s'appuyant sur l'utilisation de l'imagerie infrarouge.

### *Titre et résumé en anglais :*

CONTRIBUTION TO THE DESIGN AND TO THE REALIZATION OF COMPACT RF POWER TRANSMITTERS.  
OPTIMIZATION OF THE PERFORMANCES BY A COMBINED APPROACH THERMAL-ELECTROMAGNETISM.

The proposed thesis is about the optimization of miniaturized transmitters modules using the potentials of hybrid multi-layer technologies, such as SoP technology. Firstly, we present a brief state of the art of power transmitters and multi-layer technologies. Then, we present method of experimental characterization for the technology that we have chosen. The development of such compact transmitters requires the best management of the thermal problems associated with the integration. Thus it is suitable to develop high efficiency power amplifiers structures. This development takes into account the current and the future constraints imposed by the development of communication and detection systems. This led us to study and to develop Doherty amplifiers. The achieved results on this type of architecture are similar to the actual state of the art in view of the used transistors. The most cumbersome element in current transmitters is the radiator associated with the power transistor. We show that it is possible to eliminate this radiator using a modified antenna integrated into the module. This antenna is thermally active and is connected to the transistor by a heat sink. This heat sink is placed in weak electromagnetic field zone to minimize its impact on the antenna performance.

Finally, we study the electrical and thermal behaviour of the passive circuits used in the integrated module, then we show the advantage of SoP technology in building highly compact transmitters. In this way, we develop original thermal analysis based on infra-red imaging techniques.

*Mots-clés :* Emetteurs de puissance RF - Amplificateurs de puissance RF - Antenne thermiquement active – Optimisation conjointe thermique-électromagnétique.

*Discipline :* Electronique