

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences – Technologie - Santé

FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

Année 2008

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes fréquences et Optoélectronique

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Mohamad El ZOGHBI

Le 14 Octobre 2008

Analyse électromagnétique et outils de modélisation couplés. Application à la conception hybride de composants et modules hyperfréquences

Thèse dirigée par Dominique BAILLARGEAT

R. QUERE	Professeur à l'Université de Limoges, XLIM	Président
H. AUBERT	Professeur à l'ENSEEIH - LAAS, Toulouse	Rapporteur
L. KRAHENBUHL	Directeur de recherche à l'Ecole Centrale de Lyon	Rapporteur
A. LOUIS	Enseignant - Chercheur - HDR ESIGELEC, Rouen	Examineur
J.F. VILLEMASET	Ingénieur - THALES ALENIA SPACE, Toulouse	Examineur
D. BAILLARGEAT	Professeur à l'Université de Limoges, XLIM	Examineur
S. VERDEYME	Professeur à l'Université de Limoges, XLIM	Examineur
P. F. ALLEAUME	Ingénieur Product Lines UMS, Paris	Invité
L. LAPIERRE	Ingénieur au CNES, Toulouse	Invité

REMERCIEMENTS

Les travaux décrits dans ce mémoire se sont déroulés au sein de l'institut de Recherche XLIM au sein de l'équipe MINACOM sous la direction de Madame Valérie MADRANGEAS, professeur à l'Université de Limoges. Je désire lui exprimer ma profonde gratitude pour m'avoir accueilli dans son équipe.

Je remercie Monsieur R. QUERE, Professeur à l'université de Limoges, d'avoir accepté de présider le jury.

J'adresse mes remerciements à Messieurs H. AUBERT, Professeur à l'ENSEEIH – LAAS Toulouse, et L. KRAHENBUHL, Directeur de recherche à l'Ecole Centrale de Lyon, pour avoir accepté de rapporter sur ce mémoire.

Je remercie Madame A. LOUIS, Enseignant/Chercheur /HDR à l'ESIGELEC Rouen, pour sa présence dans ce jury.

J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur J.F. VILLEMAZET, ingénieur à THALES ALENIA SPACE, pour la gentillesse et la franchise qu'il a témoigné tout au long de ces trois ans de collaboration.

J'adresse des remerciements particuliers et assure de ma reconnaissance, à Monsieur D. BAILLARGEAT, professeur à l'université de Limoges, qui a encadré ce travail, pour sa disponibilité, ses qualités humaines, son aide, sa patience et bien entendu pour la relecture de ce mémoire.

Je tiens également à remercier Monsieur S. VERDEYME, professeur à l'université de Limoges, pour m'avoir accueilli dans son équipe et je lui témoigne de ma sincère reconnaissance pour ses encouragements, son écoute, la qualité de ses conseils et pour sa gentillesse.

Je remercie Monsieur L. LAPIERRE, Ingénieur au CNES Toulouse, pour avoir accepté l'invitation à la soutenance.

Je remercie particulièrement Monsieur S. BILA, Chargé de recherches au CNRS à l'XLIM, pour toute l'aide qu'il a su m'apporter, sa grande disponibilité et sa bonne humeur.

Je remercie également Madame Marie-Laure GUILLAT, Secrétaire de notre équipe, pour tous les services qu'elle a su me rendre.

Pour finir, je tiens à remercier toute ma famille et particulièrement mes parents, Madame Wafaa CHEHAITLY et Monsieur Assaad EL ZOGHBI qui m'ont toujours encouragés au cours de mes études et sans qui je n'aurai jamais pu arriver jusque là.

Je leur dédis naturellement ces travaux...

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	3
------------------------------------	----------

Chapitre I

Méthodologies d'analyse et de conception de modules hyperfréquences

INTRODUCTION.....	11
--------------------------	-----------

I. LA TECHNOLOGIE MCM (Multi Chip Module) [2][3][4].....	11
I.1 Définition d'un module multipuces (MCM)	11
I.2 La technologie de substrat.....	12
I.2.1 MCM-S[4].....	12
I.2.2 MCM-L[4].....	13
I.2.3 MCM-C[6]	14
I.2.4 MCM-D[4][2][6].....	15
I.3 Les avantages de concept MCM	16
II. LES PROBLEMES ENGENDRES PAR L'EVOLUTION DES MODULES RF	17
II.1 Couplages parasites entre éléments proches	17
II.2 Résonances de boîtier.....	17
II.3 Influence prépondérante de certains éléments avec la montée en fréquence.....	18
III. LA PROBLEMATIQUE DE THALES ALENIA SPACE.....	19
III.1 Présentation du problème	19
III.2 Objectifs de l'étude	21
IV. LES DIFFERENTES METHODES DE CONCEPTION	21
IV.1 L'approche circuit	22
IV.1.1 Définition	22
IV.1.2 Utilisation	22
IV.1.3 Les limitations des simulateurs de type circuit	23

IV.2	Les différentes approches hybrides dédiées à la conception des modules hyperfréquences	23
IV.2.1	Approche hybride (EM/circuit) globale	25
IV.2.1.1	Décomposition partie distribuée – partie localisée	26
IV.2.1.2	Excitation dans les accès	27
IV.2.1.3	Obtention de la matrice [S] généralisée ou de compression	27
IV.2.1.4	Connexion entre parties localisées et partie distribuée	28
IV.2.1.5	Les limites de l'approche hybride (EM/circuit) globale :	28
IV.2.2	Approche hybride (EM/circuit) segmentée	29
IV.2.2.1	Principe de la méthode	29
IV.2.2.2	Limite de l'approche hybride segmentée	30
V.	LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS.....	32
V.1	Introduction	32
V.2	La Théorie des réseaux de neurones artificiels [31] à [51]	32
V.2.1	Le neurone formel	32
V.2.2	Différentes formes de fonctions de transfert	34
V.2.3	Structure d'un réseau neuronal artificiel	36
V.2.3.1	Réseau neuronal multicouche de type Feedforward [31]à[37]	37
V.2.3.2	Réseau récurrent [46][47][48].....	39
V.2.3.3	Réseau cellulaire [32].....	40
V.3	Différents types de réseaux neuronaux multicouches de types Feedforward	41
V.3.1	Perceptron multicouche MLP ou le réseau ABFNN [31][32][34].....	41
V.3.1.1	Choix du nombre de couches et neurones cachés dans un MLP.....	43
V.3.1.2	Initialisation du MLP	43
V.3.2	Réseau RBFNN	44
V.3.3	Réseau d'ondelletes WNN	44
V.4	Les algorithmes d'apprentissage	45
V.4.1	Algorithme de la rétro-propagation du gradient non améliorée (GBP : Gradient Back-propagation) [31][32][35].....	45
V.4.1.1	Différents modes d'apprentissage de la rétropropagation du gradient[31][32][48].....	48
V.4.2	La rétro-propagation du gradient avec momentum[31][32][48].....	49
V.4.3	Algorithme de la rétro-propagation du gradient à convergence accélérée par l'adaptation du coefficient d'apprentissage.....	49
VI.	CONCLUSION	52
	Bibliographie Chapitre I	53

Chapitre II

Approche hybride (EM/circuit/ANN) pour l'optimisation des "Multi Chip Modules"

I.	INTRODUCTION.....	61
II.	PROBLEMATIQUE : Conception du module Ka-band MCM amplificateur.....	62
II.1	Présentation de la structure	62
II.2	Présentation de l'étude	65
II.3	Application de l'approche hybride (EM/circuit) globale	66
III.	APPLICATION DE L'APPROCHE HYBRIDE (EM/circuit) SEGMENTEE	72
III.1	Objectifs	72
III.2	Description de l'approche	72
III.3	Validation de l'approche	74
IV.	APPLICATION DE L'APPROCHE HYBRIDE (EM/circuit/ANN) SEGMENTEE	
	77	
IV.1	Introduction	77
IV.2	Segmentation de la structure Ka-band MCM amplificateur et choix des paramètres géométriques.....	78
IV.2.1	Choix des paramètres géométriques.....	78
IV.2.2	Segmentation de la structure	79
IV.2.3	Validation de segments génériques	84
IV.3	Paramétrisation géométrique et fréquentielle par réseaux de neurones artificiels	89
IV.3.1	Etude du problème	90
IV.3.2	Logiciel.....	94
IV.3.2.1	Structure du logiciel	95
IV.3.3	Création de la base d'apprentissage	97
IV.3.4	La phase d'apprentissage	97
IV.4	Validation de l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée	99
IV.5	Implantation de la librairie de modèles génériques dans l'environnement de ADS d'Agilent Technologies	104
IV.5.1	Objectifs	104
IV.5.2	Principe.....	104
IV.6	Caractérisation de la structure Ka-band MCM	107
IV.7	Optimisation de packaging de la structure test3.....	110
IV.8	Etude de stabilité	114
IV.9	Etude de l'influence du gain sur la structure test3	118
V.	CONCLUSION	120
	Bibliographie Chapitre II	123

Chapitre III

Aide à la conception de modules RF.

Etudes de faisabilité

I.	INTRODUCTION.....	127
II.	OPTIMISATION DE LIGNES MICROONDES DANS UN ENVIRONNEMENT MODULAIRE.....	128
II.1	Présentation de l'étude	128
II.2	Principe et validation de la méthode	130
II.3	Intérêts de l'approche hybride proposée	137
II.3.1	Optimisation rapide des caractéristiques de lignes microondes.....	137
II.3.2	Etude de convergence sur le nombre de mode évanescents.....	143
III.	MODELISATION PAR ACCES NUMERIQUES D'INTERACTIONS ENTRE DOMAINES ACTIFS ET/OU PASSIFS. APPLICATION À UN DISPOSITIF À COMBINAISON SPATIALE DE PUISSANCE.....	146
III.1	Introduction	146
III.2	Problématique : Conception des dispositifs à combinaison spatiale de puissance 147	
III.2.1	Présentation de l'étude et des objectives.....	147
III.2.2	Notions sur les accès numériques.....	149
III.3	Topologie de la structure test5.....	150
III.4	Principe de l'approche proposée	152
III.5	Validation de l'approche de segmentation par accès numériques.....	154
III.6	Etude du couplage entre plateaux.....	157
III.7	Solution proposée pour réduire l'interférence entre plateaux	159
IV.	MODELISATION DU RAYONNEMENT DE COMPOSANTS ELECTRONIQUES DANS UN ENVIRONNEMENT MODULAIRE.....	161
IV.1	Introduction	161
IV.2	Objectifs et démarche.....	162
IV.3	Point critique : le maillage dédié à la simulation EM 3D	164
IV.4	Conclusion.....	169
V.	CONCLUSION	169
	Bibliographie Chapitre III	171
	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	175

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Avec l'évolution des applications liées aux technologies micro-ondes, en particulier dans les secteurs des télécommunications par satellite, les radars automobiles et les réseaux locaux sans fils (wi-fi, WLAN,...), les fréquences de fonctionnement deviennent de plus en plus élevées. Cependant, l'augmentation de la fréquence de fonctionnement et la densité d'intégration des composants, génèrent des phénomènes parasites électromagnétiques (des interactions entre éléments rayonnants proches, des effets parasites liés à la connectique, des résonances de boîtier...) qui perturbent le bon comportement des dispositifs hyperfréquences.

Afin de prévoir de tels effets et de les éviter, les concepteurs optimisent le comportement électromagnétique du module hyperfréquence en utilisant des outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) avant la phase de fabrication où les expériences deviennent coûteuses. A ces problèmes, vient s'ajouter le fait que ces secteurs d'activités évoluent très rapidement, chaque génération de système devient rapidement obsolète et les temps de conception doivent donc être restreints. Il est donc nécessaire de mettre au point des méthodes de conception qui permettent de réduire les temps de conception des modules hyperfréquences tout en tenant compte des phénomènes parasites électromagnétiques.

La méthode de conception par des simulateurs de type circuit permet d'évaluer rapidement les performances des composants, circuits et modules. Cependant, cette technique de conception est insuffisante pour prévoir les effets perturbateurs de type électromagnétique entre les différents éléments constituant le dispositif hyperfréquence en cours de conception.

L'utilisation de simulations de type électromagnétique peut être une solution. Les simulateurs EM sont toutefois contraints dans le cas des modules hyperfréquences complexes (comme les modules multi chips, les dispositifs à combinaison spatiale de puissance...) par des temps de calcul et par une complexité d'utilisation qui peuvent être prohibitifs pour un concepteur.

Ce travail de thèse s'inscrit dans ce contexte d'aide à la conception de composants et modules hyperfréquence complexes. Il a été financé et réalisé dans le cadre du laboratoire commun AXIS issu de l'unité de Recherche XLIM de limoges et la société Thales Alenia Space (TAS) à Toulouse.

Nous proposons dans ce travail de thèse différentes méthodes dédiées à la conception et à l'optimisation rapide des modules hyperfréquences complexes.

Au cours de ce manuscrit, nous décrivons *dans un premier temps*, une première approche qui allie les avantages de la simulation circuit et ceux de la simulation EM tout en limitant les inconvénients de cette dernière par l'utilisation de réseaux de neurones notamment.

L'intérêt porté aujourd'hui aux réseaux de neurones tient sa justification dans les propriétés fascinantes qu'ils possèdent et qui devraient permettre de dépasser les limitations de l'informatique traditionnelle, tant au niveau programmation qu'au niveau machine. Récemment, le réseau neuronal est devenu un outil très populaire dans le domaine de l'approximation de fonctions non linéaires multidimensionnelles et complexes. L'avantage de ce modèle est représenté par sa capacité à apprendre des informations, à généraliser (à répondre correctement même si on applique à son entrée des points non appris) et à modéliser toutes sortes de non linéarités multidimensionnelles avec une grande précision.

L'objectif de la méthode que nous proposons, est d'aider le concepteur à concevoir et à optimiser le packaging des modules multi chips (MCM) tout en tenant compte des effets EM et en conservant des temps de calcul adaptés. Pour cela, nous proposons de scinder le dispositif MCM en plusieurs modèles génériques. Ensuite, nous allons exploiter les avantages du modèle neuronal dans le domaine de l'approximation de fonctions non linéaires, afin de trouver la relation analytique qui relie les différents paramètres géométriques et fréquentiels de ces modèles génériques avec les différents paramètres (S_{ij}) des matrices $[S]$ généralisées représentant leurs comportements EM. Le contexte mathématique de cette méthode est celui de l'approximation d'une fonction F non linéaire, à plusieurs variables, statique et indépendante du temps que l'on peut définir de la façon suivante:

Soit $F : \mathfrak{R}^p \rightarrow \mathfrak{R}^q$ la fonction non linéaire qui, à tout $X \in \mathfrak{R}^p$, $X = (x_1, x_2, \dots, x_p)^T$, associe le vecteur réel $Y \in \mathfrak{R}^q$, $Y = (y_1, y_2, \dots, y_q)^T$, tel que :

$$Y = F(X) = F(x_1, x_2, \dots, x_p) = (F_1(X), F_2(X), \dots, F_q(X))^T$$

Dans notre problème, X représente le vecteur formé de p paramètres géométriques à optimiser et Y représente le comportement EM du module MCM représenté par les différents paramètres (S_{ij}) de la matrice $[S]$ généralisés.

Ainsi le modèle générique paramétré est considéré comme un modèle de type "boite noire", où il représente mathématiquement la fonction non linéaire approximé par les réseaux de neurones.

Une bibliothèque de modèles génériques paramétrés géométriquement et en fréquence par une modélisation de réseaux de neurones sera alors créée. Elle est implantée dans un logiciel de type circuit afin de profiter de toutes ses fonctionnalités. Nous avons nommé cette méthode « l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée ».

- **Le premier chapitre** de ce manuscrit est ainsi consacré à une étude bibliographique sur les différentes approches hybrides dédiées à la conception de modules hyperfréquences. Nous présentons aussi la technologie d'interconnexion et de conception de modules hyperfréquence MCM (Multi Chip Module). Nous terminerons ce chapitre par une présentation de différents types de réseaux de neurones, le principe de leur fonctionnement et de certains algorithmes d'apprentissage. Les réseaux de neurones artificiels contribueront à la mise au point de la nouvelle approche hybride segmentée proposée dans ce travail.
- **Le deuxième chapitre** décrit l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée proposée. Avant d'appliquer cette méthode à un module multi chip conçu précédemment par TAS et qui sera présentée au cours de ce chapitre, elle sera validée en l'appliquant à deux structures test représentatives. La validation se fait par comparaison avec une approche hybride (EM/circuit) segmentée qui à son tour sera validée par comparaison avec l'approche hybride (EM/circuit) globale classique. Une bibliothèque de modèles génériques paramétrés géométriquement et en fréquence sera créée. Elle sera implantée dans un logiciel circuit afin de profiter de ses fonctionnalités. Nous terminerons ce chapitre en démontrant la compatibilité des modèles génériques avec les fonctionnalités du logiciel circuit.

Dans un second temps, nous proposons différentes études de faisabilité portant sur l'aide à la conception de composants et modules hyperfréquences. Nous proposons ainsi dans ce travail de thèse, une deuxième approche hybride très simple consacrée à l'optimisation rapide des caractéristiques des lignes quasi-TEM dans un environnement modulaire. Le but de cette

modélisation est également d'établir des modèles de segments génériques contribuant à une optimisation rapide des dimensions des lignes quasi-TEM et les caractéristiques de substrat d'un module donné. Cette nouvelle méthode hybride consiste à coupler l'approche EM (pour sa rigueur dans la prise en compte des couplages EM dans le dispositif) et l'approche circuit (pour la rapidité des calculs), dans le but d'établir des matrices $[S]$ hybrides généralisées (H-MGS) correspondant aux modèles génériques. Les coefficients de chaque matrice H-MGS sont définis d'une part à travers les simulations EM qui décrivent la partie passive distribuée et d'autre part à travers les modèles analytiques déjà définis dans les libraires propres du logiciel ADS d'Agilent Technologies pour décrire le comportement de la ligne quasi-TEM.

Les principes généraux d'une méthode de simulation EM basée sur la notion d'accès numériques sont également proposés. A titre d'illustration, la faisabilité de cette méthode est appliquée à l'étude d'un combineur spatial de puissance. En effet, ces dispositifs peuvent contenir un nombre important de plateaux sur lesquels sont implantés un grand nombre d'amplificateurs de puissance. La présence de tous ces éléments hyperfréquences dans un encombrement réduit, cause des problèmes d'interférences entre éléments rayonnants qui perturbent le bon fonctionnement des modules. La conception et l'optimisation de la géométrie de ces modules complexes par des simulations EM classiques nécessitent des ressources informatiques et des temps de calcul importants. La méthode hybride proposée consiste à décomposer le domaine d'étude en plusieurs sous-domaines, qui seront étudiés indépendamment les uns des autres. Pour ce faire, les frontières créées par cette décomposition deviennent les supports d'excitation purement numériques. On introduit ici la notion d'accès numériques.

- **Le troisième chapitre** est ainsi divisé en deux grandes parties. Dans la première partie nous décrivons la méthode hybride dédiée à l'optimisation des lignes quasi-TEM. La méthode sera appliquée à une structure test afin d'être validée par comparaison avec l'approche hybride (EM/circuit) globale classique. Dans la deuxième partie, nous décrivons la méthode hybride de segmentation par accès numériques dédiée à la caractérisation de l'effet de couplage entre les différents éléments voisins d'un dispositif à combinaison spatiale de puissance. Nous rappellerons le principe des accès numériques et leurs avantages. La validation de cette méthode sera réalisée par comparaison avec l'approche hybride (EM/circuit) globale classique. En fin de chapitre, nous nous proposons

de décrire comment il serait possible de modéliser et prendre en compte le rayonnement de composants et/ou circuits par surfaces de Huygens équivalente dans un environnement modulaire donné.

Enfin, la conclusion de ce manuscrit récapitulera les principaux résultats obtenus au cours de ce travail de thèse. Des perspectives de recherche seront présentées.

CHAPITRE I

*Méthodologies d'analyse et de conception
de modules hyperfréquences*

INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous présenterons en première partie la technologie d'interconnexion et de conception de modules hyperfréquence MCM (Multi Chip Module).

Nous décrirons ensuite les différents problèmes engendrés par l'évolution des modules radio fréquence et les problèmes liés à l'augmentation de la fréquence de fonctionnement tels que les interactions entre éléments rayonnants proches, les effets parasites liés à la connectique, les résonances de boîtier et les phénomènes d'oscillation dûs à des rétro-bouclages relatifs aux chaînes d'amplification à fort gain. Ces phénomènes sont sources de perturbations du fonctionnement des modules hyperfréquence MCM.

Après avoir décrit la problématique proposée par Thales Alenia Space et les objectifs à atteindre, un état de l'art sur les différentes méthodes de conception et d'optimisation des modules RF susceptibles de répondre aux objectifs sera présenté.

Comme nous l'avons évoqué précédemment, l'approche que nous proposons fait appel à la théorie des réseaux de neurones artificiels. Ainsi, nous décrirons à la fin de ce chapitre les différents principes de réseaux relatifs à cette théorie.

I. LA TECHNOLOGIE MCM (Multi Chip Module) [2][3][4]

Au cours de ces dernières années, les modules multipuces (MCM) ont suivi une évolution technologique qui tend progressivement vers des concepts de plus en plus matures. Dans cette partie, nous décrirons brièvement cette technologie et ce type de module auquel notre approche de conception et d'optimisation est dédiée.

I.1 Définition d'un module multipuces (MCM)

C'est un boîtier qui supporte plusieurs puces et les relie entre elles à travers plusieurs couches conductrices. En d'autres termes, cette technologie permet l'intégration sur un même substrat de composants divers, pour la réalisation d'une fonction autonome. On y distingue plusieurs niveaux d'assemblage utilisant les technologies classiques (bonding, transfert automatique sur bande (TAB), puces retournées ou flip-chip) (Figure I-1). Le substrat se

définit par ses dimensions, sa matière et sa métallisation. Les matériaux utilisés dans les MCM sont organiques ou céramiques.

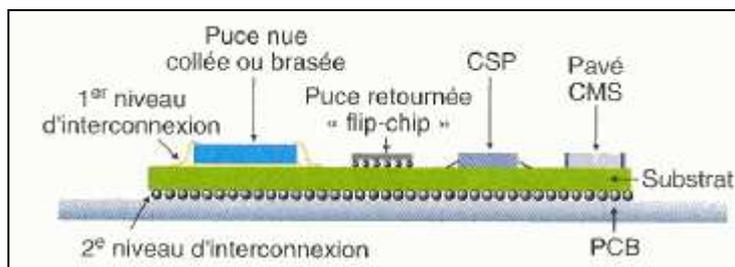


Figure I-1 : Architecture d'MCM

Pour notre étude, on classe les MCMs selon la technologie de substrat, on distingue les MCM-S, MCM-L, MCM-C et MCM-D.

I.2 La technologie de substrat

Le substrat est la base d'un MCM et sa technologie reçoit le plus d'attention. Il existe de nombreuses technologies différentes, chacune à ses avantages et ses inconvénients. Les différentes technologies sont classées selon la technique de fabrication. Les quatre techniques les plus répandues sont les suivantes :

I.2.1 MCM-S[4]

Les MCM-S (Silicium) sont fabriqués à partir d'un substrat en silicium qui supporte des conducteurs en aluminium ou en cuivre, isolés par des couches de dioxyde de silicium.

Cette technique présente la plus forte densité d'interconnexion sur un niveau parmi les quatre autres filières MCM. Malheureusement, le nombre de niveau d'interconnexion est généralement limité à trois.

Les MCM sont réalisés habituellement sur des plaques rondes de cinq ou six pouces, ce qui conduit à des fortes pertes de matière lors de la fabrication de MCM (généralement de forme rectangulaire) de grandes dimensions.

Cependant, cette technologie n'est pas toujours adaptée pour la réalisation des circuits aux hautes fréquences ou bien des circuits de fortes puissances. En effet, des effets capacitifs parasites apparaissent à cause de l'association de l'aluminium (le métal généralement utilisé) avec des épaisseurs d'oxyde relativement faibles inférieures à 10µm et sur des grandes

longueurs de lignes importantes. Un savoir faire particulier est nécessaire pour la fabrication de circuits comportant des lignes en cuivre épaissies par électrolyse, avec des épaisseurs supérieures à 10 μ m.

1.2.2 MCM-L[4]

Aujourd'hui, la technologie des MCM-L (Laminated) est très répandue pour de nombreuses applications grâce à l'évolution des procédés multicouches organiques (Rogers, Liquid Cristal Polymer,...) laminés ou circuits imprimés. Cette technologie est basée sur la technique traditionnelle des circuits imprimés multicouches, où plusieurs couches de diélectriques et de conducteurs sont laminées ensemble, pressées et cuites. L'architecture générale d'un MCM-L est présentée Figure I-2.

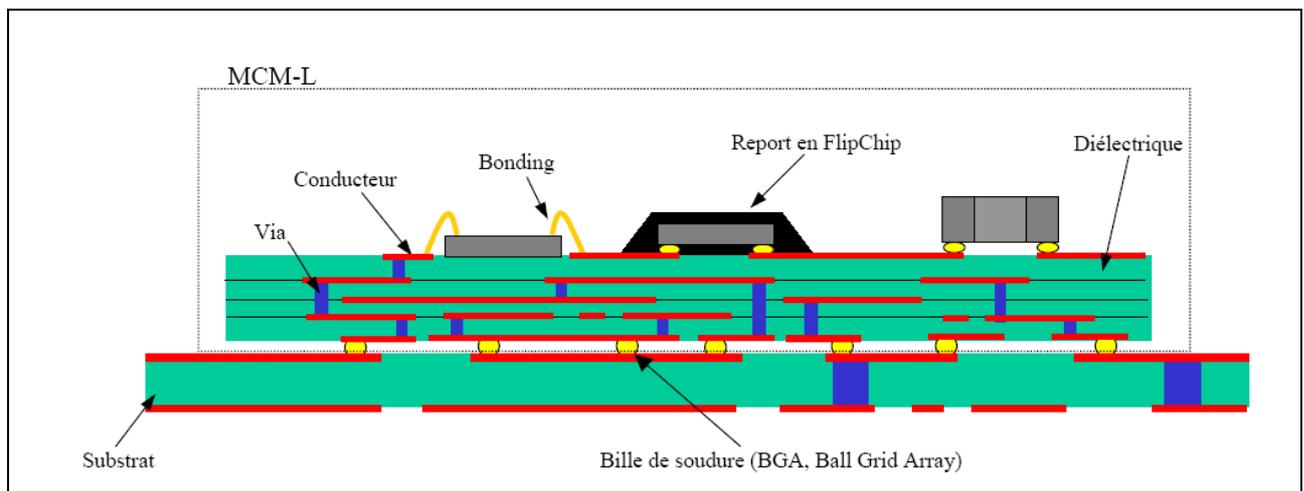


Figure I-2 : Architecture générale d'un MCM-L de type BGA [4]

Dans cet exemple, les connexions d'entrées/sorties sont de type BGA (Ball Grid Array). Ce type de terminaison est formé par des billes de soudures qui permettent le report du composant sur un substrat porteur.

Le diélectrique peut être réalisé à partir de polyimides ou d'époxy, de cyanate-ester, decarbonate/silicium. Ces matériaux organiques sont renforcés par des aramides ou des résines. Ils sont déposés sur une base constituée de matériaux plus solides

L'intérêt essentiel d'un MCM-L est le potentiel de faible coût et l'amélioration de la densité d'intégration. Il est compatible avec l'utilisation de composants montés en surface (CMS).

Ses principaux inconvénients apparaissent d'une part dans le coefficient de dilatation thermique élevé qui peut causer des problèmes lors de la fixation de grandes puces de silicium et d'autre part dans la forte absorption de l'humidité qui demande des exigences lors de l'encapsulation [5].

1.2.3 MCM-C[6]

Les MCM-C (Ceramic) sont les plus classiques dans le monde MCM. Ils sont basés sur l'implantation de puces nues sur un substrat céramique multicouche. L'évolution de cette technique a permis de bien contrôler les dépôts et les positionnements ce qui augmente la densité d'interconnexion.

Il existe trois principaux types de MCM-C : les films épais (Thick-Film), les HTCC (High Temperature Cofired Ceramic) et les LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic). Toutes ces technologies utilisent le même procédé, les motifs des circuits sont réalisés en appliquant une encre conductrice sur le substrat ou sur le ruban céramique à travers un masque.

Un module électronique développé en technologie LTCC est en fait constitué de plusieurs couches de céramique, dotées de propriétés diélectriques très stables, sur lesquelles on dépose des films métalliques qui jouent le rôle de résistances, de condensateurs ou d'inductances comme l'indique la Figure I-3.

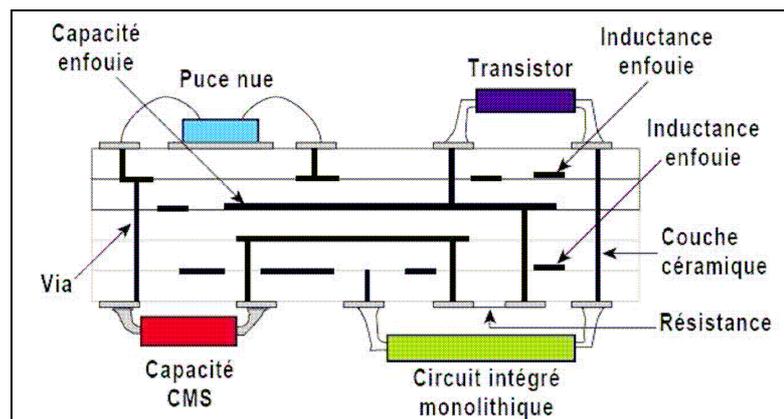


Figure I-3 : Exemple de module LTCC [6]

Ces éléments sont reliés entre eux par des vias qui traversent les différentes couches de céramique. Une fois assemblé, cet empilage est pressé et chauffé pour ne créer qu'une seule

structure monolithique sur laquelle on peut implanter les composants actifs ou passifs de son choix.

L'intérêt majeur de la filière MCM-C est dans la possibilité de réaliser les couches en parallèle et puis de les empiler d'une façon quasiment sans limite ce qui a permis à cette technique d'allier un nombre maximum de couches avec des bons rendements de fabrication. Les retraits des matériaux céramiques lors de la cuisson ainsi que les tolérances de fabrication des conducteurs par des techniques de serigravure sont actuellement des aspects limitants notamment aux hautes fréquences.

1.2.4 MCM-D[4][2][6]

La réalisation des MCM-D (Deposited) est basée sur les techniques de films minces qui utilisent des technologies, de dépôt et de gravure par photolithographie, couplées à des diélectriques de nature organique. C'est une technologie qui permet directement l'intégration d'éléments passifs tel que des résistances, des selfs ou des capacités. L'architecture générale de ce type de module est présentée Figure I-4.

Les MCM-D utilisent généralement des substrats céramiques, mais on peut trouver certains MCM-D réalisés avec des substrats silicium. Dans le cas de substrats céramiques multicouches réalisés selon les méthodes des MCM-C, on parle alors de MCM-C/D. On note que certaines études classent les MCM-S parmi les MCM-D.

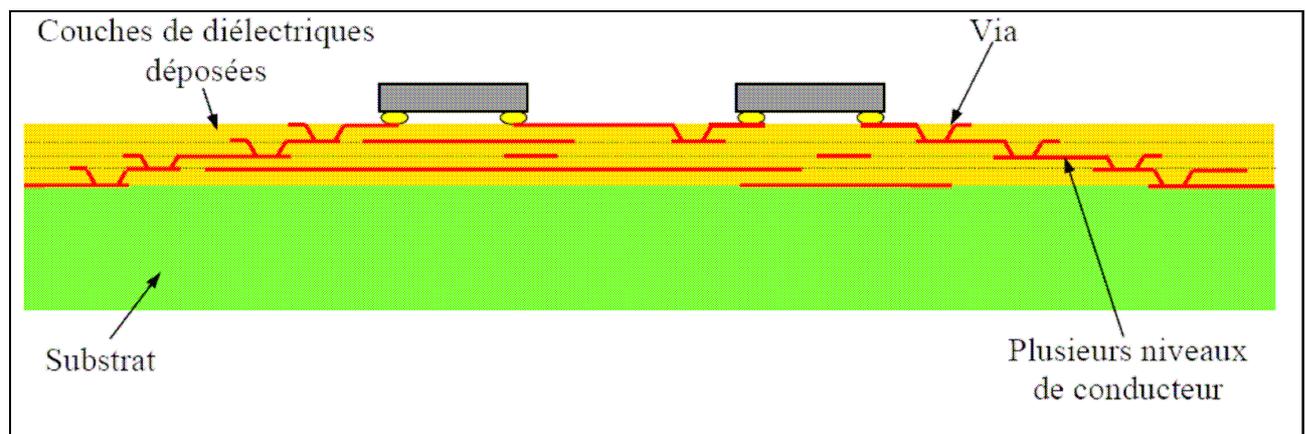


Figure I-4 : Architecture générale d'un MCM-D [4]

Cette technologie permet une densité d'intégration importante, les dimensions minimales de lignes et des vias réalisables sont faibles. Mais c'est la nature organique de certains diélectriques (couches minces polymères) qui est la cause de problèmes d'adhérence, de planéité, la conductivité thermique des polymères est faible. De plus, la stabilité dans le temps des matériaux organiques est mauvaise.

I.3 Les avantages de concept MCM

Le concept s'est développé depuis quelques années avec l'intégration sur un même substrat de composant divers, pour la réalisation d'une fonction autonome. On trouve ainsi sur le marché des modules GSM ou GPS. Le MCM permet également de mélanger sur un même substrat des puces issues de technologies différentes (GaAs, CMOS, SiGe, SOI), et d'atteindre une compacité record [7] pour des produits n'autorisant pas le recours au système sur une seule puce.

De plus, en regroupant les puces entre elles, on réduit automatiquement les interconnexions entre elles. Il en résulte un temps de propagation électrique plus court d'où une plus faible diaphonie, et une plus faible charge capacitive. Le recours au MCM serait donc la solution optimale pour une convergence analogique-numérique de qualité. Les différences de tensions d'alimentation nécessaires à ces différentes technologies sont gérées par l'intégration des fonctions de conversion au sein du module. Les applications concernées sont évidemment celles qui nécessitent une qualité de signal optimal : télécoms, stations de bases, applications spatiales...

Il y a enfin les avantages classiques liés au facteur de forme du produit fini. En diminuant le nombre de boîtiers sur la carte, on réduit l'encombrement lié à une fonction. Ceci implique non seulement un impact économique mais aussi de miniaturisation. Il devient alors possible aux applications nécessitant miniaturisation, volume et faible coût, de faire appel au module multipuces.

II. LES PROBLEMES ENGENDRES PAR L'EVOLUTION DES MODULES RF

II.1 Couplages parasites entre éléments proches

Dans le but de miniaturiser les dispositifs hyperfréquences, l'intégration boîtier et la technologie MCM offrent des perspectives intéressantes de réduction de tailles et d'amélioration des performances. Malheureusement, la forte densité d'intégration tend à rapprocher les éléments les uns des autres et réduire les espaces, engendrant ainsi des interférences électromagnétiques parasites entre eux. Ce phénomène est favorisé par l'augmentation des fréquences de fonctionnement et la complexité croissante des circuits qui tendent à augmenter à la fois le niveau des émissions parasites, mais aussi à augmenter la susceptibilité des composants électroniques.

Des solutions ont été proposées pour réduire les interactions parasites, certaines sont empiriques, d'autres proviennent des analyses tirées des mesures et de simulations grâce à l'évolution des moyens informatiques.

Ensuite, d'autres techniques consistent à isoler les blocs susceptibles d'engendrer des effets parasites des blocs sensibles. Cela consiste principalement à séparer les alimentations des blocs de natures diverses et à isoler les blocs sur le substrat en créant des caissons d'isolation et des anneaux de garde.

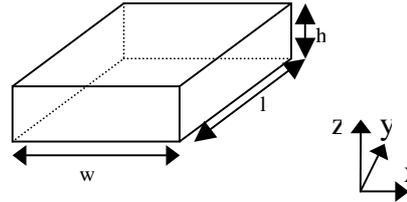
II.2 Résonances de boîtier

La plupart des circuits hyperfréquences sont placés dans un boîtier. Le rôle du boîtier est primordial car il a une influence directe sur les performances électriques, les coûts, les rendements de fabrication et la fiabilité des fonctions hyperfréquences. Les fonctions premières d'un boîtier consistent à protéger les circuits placés en son sein, de l'environnement extérieur (rayonnements extérieurs, humidité, les gaz corrosifs...) et à participer aussi à la régulation thermique du dispositif.

Les principales familles de boîtier sont : le boîtier métallique, le boîtier céramique et le boîtier plastique.

Tous les dispositifs que nous étudions dans cette thèse sont enfermés dans des boîtiers métalliques à section rectangulaire. Une telle cavité métallique résonne sur les modes $TE_{n,m,p}/TM_{n,m,p}$. La relation suivante (Figure I-5) présente les fréquences de résonance d'un boîtier parallélépipédique chargé d'un diélectrique de permittivité relative ϵ_r :

$$f_{0_{n,m,p}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2}$$



Où n, m, p sont : les variations azimuthales suivant les trois directions ;

w, l, h : les largeur, longueur et hauteur de la cavité ;

ϵ_r : la permittivité relative du matériau de la cavité

Figure I-5 : Fréquence de résonance de modes TE/TM pour une cavité rectangulaire

Cette formule nous montre que l'apparition de résonances de boîtier dans une cavité dépend de ses dimensions et des caractéristiques de matériaux présents à l'intérieur. Suivant la géométrie de la cavité et l'homogénéité de ses milieux, l'estimation des fréquences de résonances est plus ou moins aisée, et bien souvent le recours à l'analyse électromagnétique est nécessaire.

II.3 Influence prépondérante de certains éléments avec la montée en fréquence

Avec la montée en fréquence, l'influence de certains éléments (les lignes microondes, les connexions avec des fils métalliques, ...) sur la réponse du système augmente en causant de perturbations telles que les effets selfiques, le rayonnement du fil, Le choix de la technique d'assemblage a été étudié par de nombreux travaux de recherche et a été résumé et présenté dans les références [2][14]. Une de ces études dédiée à la conception de modules RF et optoélectroniques [14] a montré que l'utilisation de la technologie microruban semble bien adaptée à l'assemblage du module RF, car la technologie coplanaire sans via dans le substrat,

induit plus de modes parasites puisque des modes de substrat s'ajoutent dans ce cas aux modes de boîtier existant avec les deux types de technologie. Cette étude a montré aussi que le rôle joué par les interconnexions en particuliers entre les composants et le substrat d'accueil dans la perturbation du fonctionnement des modules RF devient non négligeable. Cette étude réalisée sur les transitions filaires a permis la mise en évidence de l'effet selfique apporté par ce type de connexion. Plusieurs solutions permettant de réduire cet effet ont été présentées, la multiplication du nombre de fils réalisant la connexion, l'introduction d'un angle entre ces mêmes fils, l'utilisation d'une résine pour les noyer. Néanmoins, ce type de connexion reste pénalisant pour les systèmes fonctionnant à de très hautes fréquences.

Cette influence prépondérante de la connectique implique la conception de nouvelles transitions entre éléments permettant ainsi de ne pas nuire aux performances globales du dispositif. En revanche, ces nouvelles techniques consistent à rapprocher les éléments entre eux et entraînent ainsi l'apparition de phénomènes de couplages parasites. Par exemple, la technologie flip chip [2] est très révélatrice de cette remarque. Le montage des puces par l'intermédiaire des bumps introduit un effet selfique moindre que la transition filaire. Cependant, le rapprochement du plan de masse de substrat d'accueil vis-à-vis du circuit MMIC peut influencer le fonctionnement de ce dernier et dégrader ses performances.

III. LA PROBLEMATIQUE DE THALES ALENIA SPACE

III.1 Présentation du problème

Afin de les intégrer dans les charges utiles de ses satellites, Thales Alenia Space conçoit et fabrique des modules multi-puces (MCM) comme le « Ka-band MCM Amplifier » présenté par la figure I-6 que nous décrirons en détail dans le deuxième chapitre.

Aujourd'hui, les concepteurs des modules multi-puces (MCM) doivent tenir compte de priorités et de contraintes majeures concernant à la fois le comportement électrique des modules ainsi que l'environnement physique. Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe II, en raison de la forte densité d'intégration de circuits et de l'augmentation de la fréquence de fonctionnement, les effets électromagnétiques parasites (couplages parasites, résonances de boîtier, phénomènes d'oscillations et d'instabilités) peuvent survenir et perturber l'ensemble du comportement électrique du module. Dans de nombreux cas, afin d'éviter de tels effets, les concepteurs essaient d'optimiser le comportement

électromagnétique du module RF avant la phase de fabrication en utilisant notamment des simulateurs électromagnétiques 3D. Cette étape d'optimisation nécessite cependant des temps de calcul importants et par conséquent une augmentation du coût dans le cycle de conception.

En effet dans le cas d'une structure suffisamment simple composée d'une cavité et de un ou deux MMICs, l'utilisation de simulations EM 3D peut s'avérer pertinente. Par une utilisation appropriée, les temps de calcul seront cohérents avec les phases de conceptions classiques de modules RF.

En revanche, dans le cas d'un module MCM complexe composé de plusieurs cavités et MMICs, reliés par des interconnexions complexes, une approche EM 3D classique devient prohibitive. Il est alors nécessaire de développer de nouvelles approches et méthodologies de conception afin d'être en accord avec les impératifs liés aux objectifs de fonctionnement des modules et des coûts de conception.

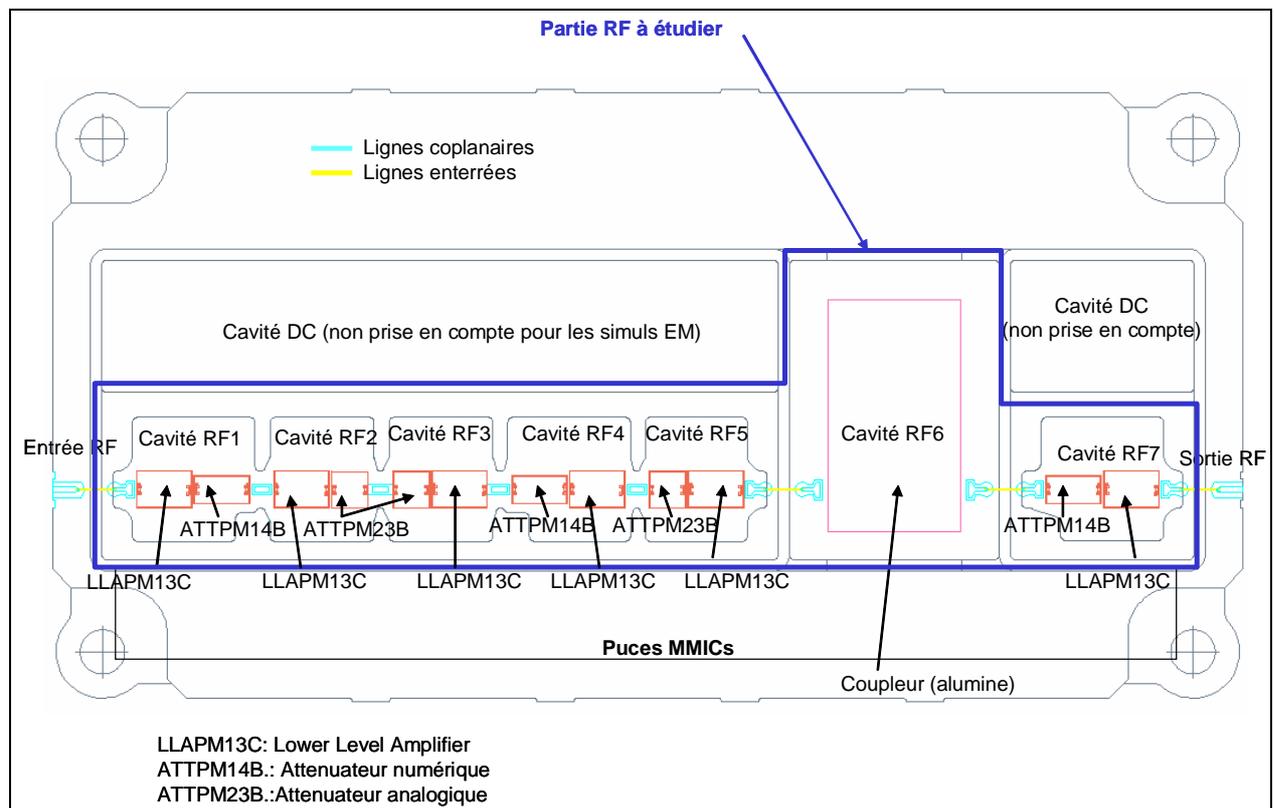


Figure I-6 : Topologie de la structure Ka-band MCM Amplifier

L'exemple considéré dans ce travail de thèse et décrit sur la figure I-6, relève de cette seconde catégorie de modules complexes. Si nous observons ce module, nous constatons qu'il est possible de définir un certain nombre d'éléments génériques le constituant. L'approche que nous avons développée s'appuie sur cette constatation. Nous proposons ainsi

d'établir une bibliothèque de modèles génériques compatibles avec les impératifs de la conception évoqués précédemment.

III.2 Objectifs de l'étude

Les objectifs principaux de cette étude sont :

- D'une part de développer une approche d'analyse hybride de modules complexes. Cette approche est basée sur une analyse électromagnétique 3D segmentée couplée aux lois des circuits. L'étude de structures de test permettra de valider cette approche.
- D'autre part de proposer une librairie de modèles génériques paramétrés géométriquement et en fréquence. Ces modèles issus de l'analyse EM 3D, seront compatibles sous forme de "boîtes noires" avec une approche circuit classique grâce à l'utilisation de réseaux de neurones artificiels.

Ainsi, en appliquant l'approche hybride "EM-Circuit-Réseaux de Neurones", le concepteur pourra prendre en compte avec efficacité, des effets électromagnétiques liés à la géométrie des cavités et/ou au fonctionnement des MMICs et interconnexion, tout en maintenant des temps de calcul compatibles avec les impératifs de conception.

Afin de situer notre travail dans son contexte, nous proposons ci après un état de l'art non exhaustif de différentes méthodes de conception de modules hyperfréquences.

IV. LES DIFFERENTES METHODES DE CONCEPTION

Dans cette partie, nous décrivons sommairement les différentes méthodes existantes dédiées à la conception des modules hyperfréquences. Nous présentons premièrement les approches de type circuit et leurs limitations notamment par rapport à la prise en compte des effets électromagnétiques perturbateurs. Ensuite, nous décrivons les différentes approches hybrides qui peuvent résoudre ce dernier problème.

IV.1 L'approche circuit

IV.1.1 Définition

Les simulations de type circuit sont des simulations segmentaires basées sur l'utilisation de modèles en circuits équivalents paramétrés. Lors de la conception d'un circuit ou module RF, les éléments constituant ce dernier sont chaînés à travers des liens représentant des liens physiques. Dans ce cas, il n'y a pas de prises en compte des effets mutuels entre les éléments, tels que les couplages EM par proximité, les phénomènes de résonances EM, les effets de rayonnement, Les logiciels de type circuit utilisent des bibliothèques qui contiennent ces éléments sous forme de modèles circuits équivalents paramétrés ou de fonctions équivalentes. Les modèles sont établis à l'aide d'études théoriques et/ou expérimentales.

IV.1.2 Utilisation

L'analyse circuit des dispositifs hyperfréquences est le point de départ de toute procédure de conception. Cette analyse peut être linéaire pour la conception de circuits passifs, mais aussi non linéaire dans le cadre de la conception d'amplificateurs, de mélangeurs, d'oscillateurs, etc. La rapidité de l'analyse circuit facilite l'optimisation et les études statistiques (sensibilité, cohérence, rendement) des dispositifs.

Dans une analyse circuit, on reconstitue électriquement un dispositif par association de diverses "briques de base" paramétrées. Les briques de base sont en fait une modélisation sous forme de circuits électriques équivalents (lignes de transmission, discontinuités) propres à une technologie. Il est bien entendu que ces modèles sont d'utilisation restreinte tant au point de vue des rapports de forme, des paramètres constitutifs, que de la gamme de fréquence. De plus, selon la technologie étudiée, la disponibilité des modèles n'est pas la même. L'analyse circuit permet d'évaluer rapidement les performances des dispositifs puisque les temps de calcul associés aux modèles circuits (généralement implantés sous forme d'équations) sont très faibles. La rapidité de l'analyse circuit est favorable à l'optimisation des dispositifs, permettant de modifier le dimensionnement du circuit afin de répondre à un cahier des charges prédéfini. Lors de l'optimisation, on réitère l'analyse circuit en changeant automatiquement les paramètres choisis pour minimiser le critère d'optimisation. Enfin, la

dernière application est l'analyse de sensibilité du circuit qui permet de prédire la modification des performances électriques du circuit (bande passante, fréquence centrale, gain etc.) en fonction des variations d'un ou plusieurs paramètres des composants du circuit.

Un des logiciels circuits, qui fait aujourd'hui référence dans notre domaine d'activité, est le logiciel ADS d'Agilent Technologies [1]. Nous avons donc porté notre choix sur celui-ci dans ce travail de thèse. Notons ici, que les méthodologies que nous avons développées ne sont pas liées à ce logiciel. Elles sont directement transposables sur tout autre logiciel circuit.

IV.1.3 Les limitations des simulateurs de type circuit

Classiquement les concepteurs utilisent les simulateurs de type circuit pour évaluer les performances de dispositifs. Il est ainsi possible en un temps de calcul très limité de concevoir, et d'optimiser les performances électriques d'un module RF répondant à un cahier des charges donné. Cependant, la seule modélisation par un logiciel de type circuit, est souvent insuffisante pour prévoir les effets électromagnétiques perturbateurs évoqués précédemment. Cet aspect est très limitatif, avec les évolutions actuelles et futures des modules en termes d'intégration et fréquence de travail.

Pour répondre à ce problème, l'utilisation de simulations de type électromagnétique peut être une solution.

IV.2 Les différentes approches hybrides dédiées à la conception des modules hyperfréquences

Dans la littérature, plusieurs méthodes développées depuis une dizaine d'années sont proposées pour la conception de composants RF complexes, de circuits et de modules contenant des parties passives et/ou actives (de [8] à [27]). Des méthodes numériques/électromagnétiques développées en domaine fréquentiel ou temporel sont couplées à des méthodes circuit et/ou physique pour une modélisation hybride de structures complexes.

Une des approches hybrides [8] connues couple le modèle semi-conducteur aux solutions en 3D des équations de Maxwell dans le domaine temporel pour l'analyse de transistors en tenant compte des effets de la propagation des ondes électromagnétiques. Le modèle semi-conducteur est basé sur la résolution de l'équation de transport de Boltzmann. Le

comportement électromagnétique du composant peut être complètement caractérisé par la résolution des équations de Maxwell. Cette méthode donne des résultats rigoureux, mais elle est très coûteuse en espace mémoire de calcul et de temps.

Une autre méthode [9] dédiée à la modélisation physique/électromagnétique de pHEMT est proposée. Dans ce cas, la partie intrinsèque de ce dispositif électronique est décrite par un modèle de transport hydrodynamique quasi-bi-dimensionnel, couplée à une solution numérique en 3D des champs électromagnétiques dans le domaine temporel qui caractérise la partie passive du FET. Cette modélisation est entièrement exécutée dans le domaine temporel, ce qui permet des analyses linéaires et non linéaires.

Ces approches multi physiques restent cependant trop coûteuses en temps de calcul pour être appliquée à la conception de modules. Avec l'évolution actuelle des outils informatiques et méthodes numériques, elles deviennent toutefois pertinentes pour la conception de composants [25].

Certains travaux de recherches [26][27] présentent une approche basée sur la technique par changements d'échelle pour l'analyse électromagnétique des structures complexes. L'objectif de ces travaux est de créer un outil de simulation rapide et précis pour la caractérisation de systèmes électromagnétique à haute densité d'intégration. Cette technique consiste à décomposer la discontinuité en différents sous domaines surfaciques. Sur chacun de ces domaines, le champ électromagnétique est décrit sur une base modale avec les conditions de bord appropriées.

D'autres approches hybrides [10][11] basés sur la méthode des éléments finis (FEM) dans le domaine fréquentiel et les lois des circuits sont utilisées dans les études des composants actifs. Ce type d'approche hybride (EM/circuit) est appliqué au module tout entier. Dans ce cas, la totalité de la partie distribuée du module est caractérisée par des simulations électromagnétiques dans le domaine fréquentiel (ou temporel dans d'autres cas). La partie active est considérée comme localisée selon la fréquence du travail et les dimensions du module et du MMIC. Le comportement électrique de ce dernier est décrit par les lois de Kirchhoff et modélisé par des circuits équivalents en éléments localisés ou par des mesures. Les accès localisés [12][13] placés à l'intérieur du volume maillé permettent les connexions entre la partie passive distribuée et les domaines localisés. En utilisant cette technique, il est possible de caractériser les comportements électromagnétiques des MMIC, l'environnement électromagnétique et les effets parasites couplés. Dans certains travaux de thèse [14][15], cette technique a été appliquée à l'étude de modules optoélectroniques pour les

communications numériques à haut débit (40Gbits). Les capacités de cette méthode de modélisation sont montrées aussi dans plusieurs papiers [16][17][18][19][20][21], et Workshops internationaux [22][23][24].

Cette méthode hybride (EM/circuit) sera appliquée dans notre étude. Nous la décrivons en détail dans le paragraphe suivant.

IV.2.1 Approche hybride (EM/circuit) globale

Aujourd'hui l'approche hybride globale est très répandue et elle est expliquée dans plusieurs papiers [10] à [24]. Elle consiste à coupler à l'aide d'outils appropriés, une simulation EM représentant le domaine passif, à une modélisation circuit du domaine actif. L'objectif est de prendre en compte les effets EM sur le comportement actif des composants, circuits ou modules. Sur ce principe, tous les types de simulateurs EM et circuits peuvent à priori être utilisés pour développer une approche hybride en supposant que le lien entre les deux types de simulation est correctement établi. Concernant notre travail, la méthode hybride développée couple un simulateur électromagnétique basé sur la méthode des éléments finis appliquée dans le domaine fréquentiel pour caractériser l'environnement électromagnétique d'un dispositif donné, et un simulateur circuit tel que ADS d'Agilent Technologies pour prendre en compte la partie active du module. Le logiciel des éléments finis utilisé (nommé EMXD) est développé dans le laboratoire XLIM par Michel Aubourg [28]. Ces capacités numériques sont identiques à ceux du logiciel commercial HFSS d'Ansoft [29]. Le logiciel EMXD permet une analyse dans le domaine fréquentiel de structures complexes en deux ou trois dimensions, composées de milieux linéaires, avec ou sans pertes isotropes ou anisotropes, et offre deux types de résolutions :

- Une résolution en oscillations libres pour obtenir la fréquence de résonance d'un dispositif totalement blindé, son facteur de qualité et les cartographies des champs électromagnétiques.
- Une résolution en oscillations forcées permettant le calcul de matrices [S] généralisées représentant le comportement électromagnétique du module à étudier.

Comme nous le verrons par la suite, l'utilisation d'EMXD au lieu d'HFSS, nous permettra de proposer une approche hybride segmentée maîtrisée et de construire aisément une bibliothèque de modèles paramétrés.

Le logiciel EMXD est décrit rapidement en Annexe 1 de ce mémoire.

La démarche suivie pour mettre en place une analyse hybride globale d'un module hyperfréquence est expliquée dans les paragraphes suivants.

IV.2.1.1 Décomposition partie distribuée – partie localisée

La présence des éléments tels que les transistors ou les circuits MMIC dans le maillage complet d'un module radiofréquence engendre pour une analyse EM complète, des maillages, des volumes et des temps de calculs très importants.

L'approche hybride peut résoudre ce problème. Elle consiste à considérer les MMIC comme des éléments localisés représentés dans le maillage par des blocs de diélectriques représentatifs de leurs propriétés géométriques et physiques lors de la simulation électromagnétique. Dans ce cas, le comportement actif de MMIC est représenté par une matrice [S], [Y], [Z] ou par des mesures.

Des accès localisés [12][13] insérés dans le maillage permettent la connexion de la partie distribuée passive d'une part et le domaine localisé d'autre part; les longueurs de ces accès doivent restées négligeables devant la longueur d'onde. Dans ces conditions, nous pouvons appliquer les conditions quasi-statiques pour connecter les domaines actif et passif. Ces accès localisés assurent la conversion entre le champ électromagnétique et le couple courant-tension. On peut alors mettre en évidence l'influence de l'environnement électromagnétique du composant sur sa réponse intrinsèque.

Aux hautes fréquences, il se peut que l'accès localisé présente lui-même un effet non négligeable sur la réponse du circuit. Des techniques de compensation ont été développées pour supprimer ces effets [4][24]. Elles consistent à appliquer une procédure de deembedding permettant de définir le comportement en fréquence de l'accès localisé. Ce comportement est par la suite « retranché » au comportement global du circuit à analyser. Seule la réponse du circuit est alors prise en compte. Les fréquences d'apparition et/ou les allures en fréquence des effets perturbateurs des accès localisés sont liées à leur définition dans les différents logiciels de simulations EM (2D ou 3D). Il conviendra donc, avant de procéder à une analyse

hybride (EM/circuit) d'étudier au préalable le comportement en fréquence des accès localisés seuls.

IV.2.1.2 Excitation dans les accès

Le logiciel EMXD nous permet d'exciter les dispositifs microondes, soit par des accès distribués, soit par des accès localisés selon la nature réelle de l'excitation.

- *Les accès distribués :*

Le plan considéré comme accès distribué se situe à la périphérie du module maillé et il est perpendiculaire à l'axe de propagation des ondes considérées. Une décomposition modale est effectuée dans cet accès par la méthode des éléments finis en deux dimensions à partir de la répartition surfacique des courants sur l'accès. L'ensemble des modes propagatifs et évanescents est déterminé en fonction des dimensions, des propriétés physiques de l'accès et du domaine fréquentiel. Le logiciel EMXD génère par une analyse 3D une matrice généralisée [S] qui établit les échanges entre ces différents modes.

- *Les accès localisés :*

Au contraire des accès distribués, nous ne sommes pas obligés de placer l'accès localisé à la périphérie de la structure à étudier, il peut être à l'intérieur du maillage. Son support est linéique composé d'un ou de plusieurs segments de dimension totale très inférieure à la longueur d'onde. Dans ces conditions, l'approche quasi-statique permet de définir sur cet accès une relation tension-courant fonction des champs EM présents autour de l'accès. Il n'y a pas de décomposition modale dans ce cas. La définition de l'accès localisé permet ainsi naturellement d'exciter le mode quasi-TEM d'une ligne micro-onde. L'utilisation de ce type d'accès est indispensable, comme nous l'avons déjà expliqué, pour l'intégration dans l'approche hybride des domaines actifs.

IV.2.1.3 Obtention de la matrice [S] généralisée ou de compression

La simulation électromagnétique par la méthode des éléments finis en trois dimensions sous EMXD génère une matrice [S] généralisée qui caractérise le comportement électromagnétique de la structure étudiée. Les dimensions de cette matrice [S] sont

directement reliées aux nombres d'accès localisés, d'accès distribués et de modes (propagatifs et évanescents) considérés dans chacun de ces accès.

IV.2.1.4 Connexion entre parties localisées et partie distribuée

Le comportement global (EM+circuit) du dispositif étudié est obtenu par l'intermédiaire d'un logiciel de type circuit en reliant les circuits en éléments localisés à la partie distribuée (Figure I-7) représentée par une matrice $[S]$ généralisée obtenue par simulation EM(3D ou 2D selon les structures à étudier). Les circuits en éléments localisés seront représentés sous forme de boîtes noires, soit par leurs modèles électriques équivalents, soit par des fichiers de mesure.

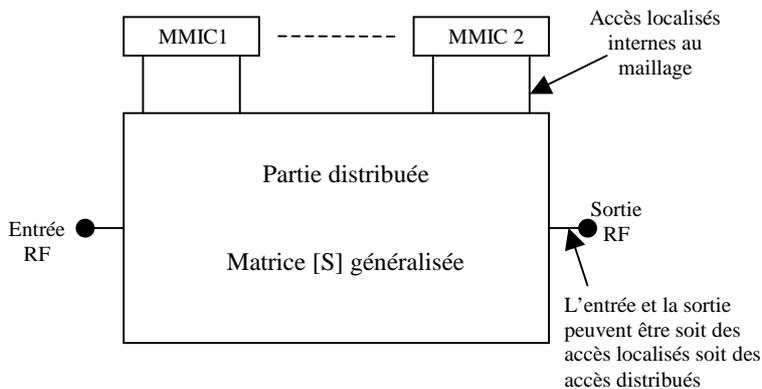


Figure I-7 : Raccordement des circuits en éléments localisés avec leur environnement distribué

IV.2.1.5 Les limites de l'approche hybride (EM/circuit) globale :

En appliquant le principe de l'approche hybride globale nous pouvons aujourd'hui caractériser des dispositifs à différentes échelles de simulation allant du module microonde aux circuits MMIC puis au composant (transistor). Par cette approche, l'influence éventuelle de l'environnement électromagnétique sur le comportement actif est prise en compte.

En revanche, les limites de cette approche restent dans la caractérisation de modules de grandes dimensions devant la longueur d'onde et/ou complexes (comme les MCM). Dans ce cas, l'approche hybride globale demande un espace mémoire et des temps de calcul

importants qui ne sont plus compatibles avec les impératifs de conception. Une solution pour remédier à ces inconvénients, consiste à mettre en place une approche hybride segmentée. Dans ce cas, l'espace mémoire et les temps de calcul sont réduits, mais un compromis avec la précision des calculs doit être considéré.

Dans le paragraphe suivant nous expliquons le principe de l'approche hybride segmentée.

IV.2.2 Approche hybride (EM/circuit) segmentée

IV.2.2.1 Principe de la méthode

Comme nous l'avons déjà dit, l'approche hybride globale nécessite encore des temps de calcul importants et un grand espace mémoire. La limite principale de cette étude basée sur la résolution des équations de Maxwell, est la taille des systèmes à résoudre qui dépend de la complexité du dispositif MCM.

La méthode hybride segmentée [19] (voir figure I-8) consiste alors à décomposer la structure d'étude en plusieurs segments élémentaires génériques à l'aide de plans de segmentation. Les segments sont étudiés indépendamment les uns des autres par un calcul électromagnétique en 3D adapté et sont caractérisés par leur matrice $[S]$ généralisée (MSG). Pour ce faire, chaque plan de segmentation est considéré comme un accès distribué et une décomposition modale dans ce plan est réalisée par une simulation électromagnétique en deux dimensions. Tous les modes propagatifs $TE_{n,m}/TM_{n,m}$ du guide ainsi que le mode quasi_TEM de la ligne dans le cas où le plan de segmentation coupe une ligne de transmission sont considérés. De plus, un certain nombre de modes évanescents doit être pris en compte. Le nombre de modes évanescents sera fixé en fonction du coefficient d'atténuation α limite déterminée à partir d'une étude de convergence. On note α tel que :

$$e^{-\alpha L} = 10^{-n} \quad [I-1]$$

α : Coefficient d'atténuation du mode évanescent limite

L : Distance entre le plan de coupe et la première discontinuité

n : Précision fixée par l'utilisateur

Dans chaque segment, les MMIC sont considérés comme des éléments localisés et leurs réponses électriques seront liées au domaine distribué à travers des accès localisés insérés dans les maillages de segments.

Les différentes matrices MSG représentant les comportements électromagnétiques de tous les segments sont introduites dans un logiciel circuit de type ADS d'Agilent Technologies. Le comportement électromagnétique du module global est obtenu par un chaînage adapté en module et en phase des modes considérés dans ces plans de segmentation. L'approche que nous avons développée permet de gérer automatiquement ce chaînage modal. L'influence de l'environnement électromagnétique sur la partie active sera caractérisée de la même manière que précédemment.

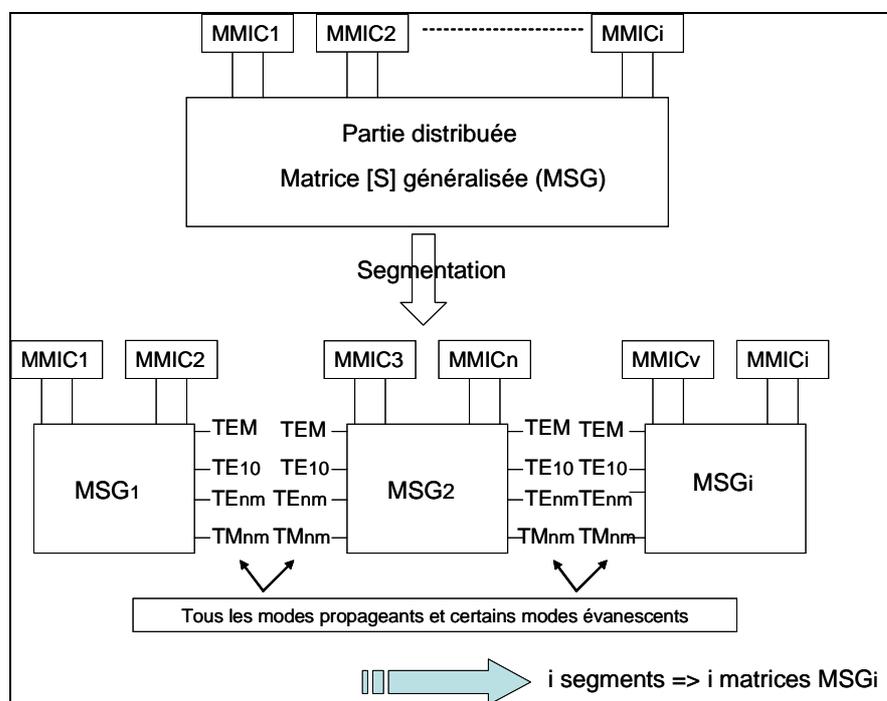


Figure I-8 : Schéma de principe de la méthode de segmentation

IV.2.2.2 Limite de l'approche hybride segmentée

En conclusion, cette approche segmentée diminue le temps de calcul en comparaison avec l'étude électromagnétique globale tout en préservant une rigueur dans le calcul fixée par l'utilisateur. Elle permet de diviser une structure nécessitant des maillages lourds en des sous-structures à maillages moins lourds qui peuvent être traités en parallèle. L'espace mémoire nécessaire est ainsi diminué. De plus, si une partie du module est modifiée, seule le segment concerné est ré-simulé par un nouveau calcul électromagnétique. Cependant, dans le cadre de

la conception et de l'optimisation comportementale de modules RF, le fait de refaire les calculs EM à chaque modification géométrique ou physique des sous-structures pour converger vers la forme optimale reste encore trop coûteux en temps de calcul.

Ainsi pour aider le concepteur à concevoir et à optimiser des modules multi-chip en tenant compte des effets EM, tout en conservant des temps de calcul adaptés, nous avons proposé une nouvelle approche basée sur l'approche hybride (EM/circuit) segmentée décrite précédemment, couplée à des réseaux de neurones artificiels. Notre objectif est de représenter le domaine intrinsèque des segments par une modélisation de réseaux de neurones établie à l'aide de simulations EM. Les modèles seront analytiques et donc compatibles avec les contraintes de temps de calcul. La démarche appliquée pour les définir se résume comme suit :

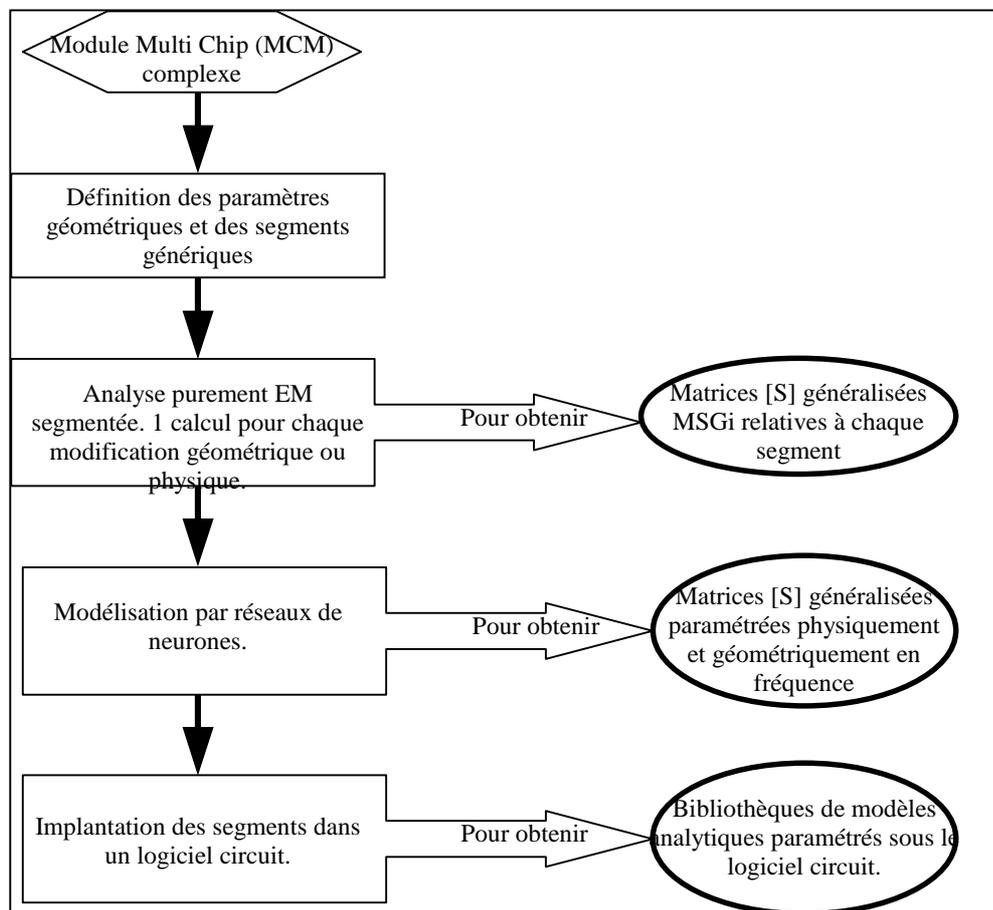


Figure I-9 : Approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée

Dans le paragraphe suivant, nous décrivons les différents principes et structures de réseaux de neurones artificiels indispensables à notre étude.

V. LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

V.1 Introduction

Un réseau de neurones est un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspirée du fonctionnement de vrais neurones biologiques. Les réseaux de neurones sont généralement optimisés par des méthodes d'apprentissage de type statistique, si bien qu'ils sont placés d'une part dans la famille des applications statistiques, qu'ils enrichissent avec un ensemble de paradigmes permettant de générer de vastes espaces fonctionnels, souples et partiellement structurés, et d'autre part dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle qu'ils enrichissent en permettant de prendre des décisions s'appuyant davantage sur la perception que sur le raisonnement logique formel [30].

Les réseaux de neurones, en tant que système capable d'apprendre, mettent en œuvre le principe de l'apprentissage par l'expérience. Il est nécessaire d'intégrer un réseau de neurones dans un environnement pour obtenir les résultats souhaités. Il est caractérisé par sa capacité à s'adapter aux conditions imposées par l'environnement et par sa facilité à remodifier ses paramètres lors d'un changement dans cet environnement.

Dans cette partie, nous expliquons la théorie des réseaux de neurones, nous décrivons les différentes architectures ainsi que certains algorithmes d'apprentissages.

V.2 La Théorie des réseaux de neurones artificiels [31] à [51]

V.2.1 *Le neurone formel*

Le modèle du neurone formel, conçu par McCulloch et Pitts [31][32][48], est un modèle mathématique très simple dérivé d'une analyse de la réalité biologique. Un neurone artificiel (Figure I-10) prend en entrée la somme pondérée des impulsions des neurones de la couche amont auquel il est connecté et qui renvoie, à travers une fonction de transfert sa propre information vers les neurones de la couche en aval.

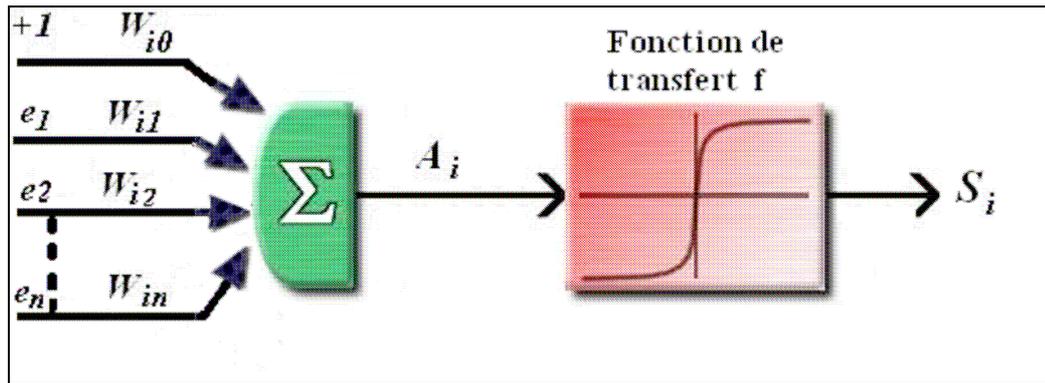


Figure I-10 : Neurone artificiel

Nous pouvons identifier quelques éléments essentiels de ce modèle, qui sont :

- Un ensemble des connexions (ou synapses) dont chacune se caractérise par un poids réel. Le signal e_j se trouvent à l'entrée de la synapse j qui est connectée au neurone i . Ce signal est multiplié par le poids de la synapse w_{ij} . w_{ij} est donc le poids de la connexion dirigée du neurone j vers le neurone i . Si le poids est positif on aura donc un effet excitateur, s'il est négatif alors l'effet est inhibiteur.
- La somme pondérée A_i des signaux d'entrée $(e_j)_{1 \leq j \leq n}$ du neurone i qui sont en même temps les signaux de sortie des neurones de la couche amont auquel ce neurone est connecté. La somme A_i est donnée par l'expression suivante :

$$A_i = \sum_{j=1}^n w_{ij} e_j + \theta_i = \sum_{j=0}^n w_{ij} \cdot e_j \quad [\text{I- 2}]$$

Où :

$$w_{i0} = \theta_i \text{ et } e_0 = +1$$

n est le nombre de neurones de la couche amont.

- Le seuil θ_i propre au neurone i qui est un nombre réel et qui représente la limite à partir de laquelle le neurone s'activera. Ce seuil peut jouer le rôle de poids de la connexion qui existe entre l'entrée fixée à +1 et le neurone i .
- La fonction de transfert f qui limite en général l'amplitude de la sortie $S_i = f(A_i)$ du neurone entre $[-1,1]$. Elle existe sous différentes formes, telles que :
Fonction non linéaire, fonction à seuil binaire, fonction linéaire à seuil,...

V.2.2 Différentes formes de fonctions de transfert

Les trois formes principales de fonctions de transfert sont les suivantes :

Fonction à seuil binaire, fonction linéaire à seuil et fonction sigmoïde.

1. Fonction à seuil binaire (hard limiter) ou fonction signe (Signum function) (Figure I-11). On considère dans la suite que $x = A_i$.

$$f(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

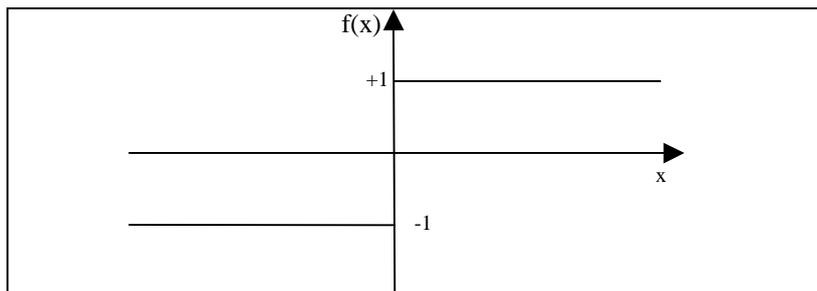


Figure I-11 : Fonction Signe

Dans cette fonction on peut définir la fonction d'Heaviside $h(x)$, telle que :

$$h(x) = \frac{f(x)+1}{2} \quad [\text{I- 3}]$$

La fonction Heaviside et la fonction de signe ne sont utilisées que pour des sorties booléennes. La fonction signe a la particularité de ne pas s'annuler. Il est utile en pratique que la fonction de transfert présente une certaine forme de régularité. Pour calculer le gradient de l'erreur (voir §V.4.1) commise par un réseau de neurones, lors de son apprentissage, il faut que la fonction d'activation soit indéfiniment continûment dérivable. Comme elles comportent généralement des points singuliers, les fonctions linéaires par morceaux sont relativement peu utilisées en pratique.

2. Fonction linéaire à seuil $f(x)$ (saturation limiter) (Figure I-12)

$$f(x) = \begin{cases} +1 & \text{si } x > a \\ -1 & \text{si } x < -a \\ x/a & \text{si } x \in [-a, a] \end{cases}$$

Où a est un nombre positif.

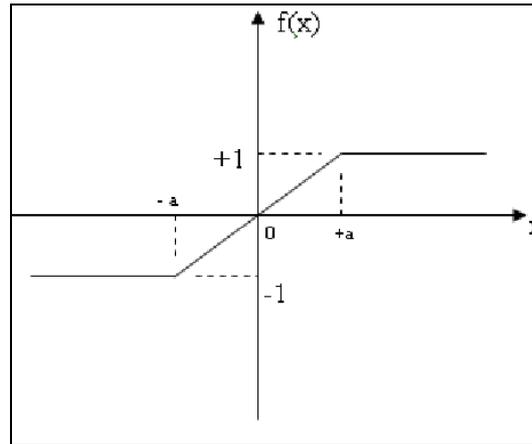


Figure I-12 : Fonction linéaire à seuil

La fonction linéaire a l'avantage de fournir une infinité de sorties comprises entre deux valeurs extrêmes, le réseau perdant ainsi son caractère binaire.

3. Fonction sigmoïde (sigmoïde limiter) (Figure I-13)

$$f(x) = \tanh(\alpha x / 2) = \frac{1 - e^{-\alpha x}}{1 + e^{-\alpha x}} \quad (\alpha > 0) \quad [\text{I- 4}]$$

Où α est le gain de la fonction sigmoïde et il caractérise la forme sigmoïde de la fonction. Cette fonction sigmoïde est souvent utilisée sous forme simplifiée (logistic function):

$$f_s(x) = \frac{1 + f(x)}{2} \Big|_{\alpha=1} = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad [\text{I- 5}]$$

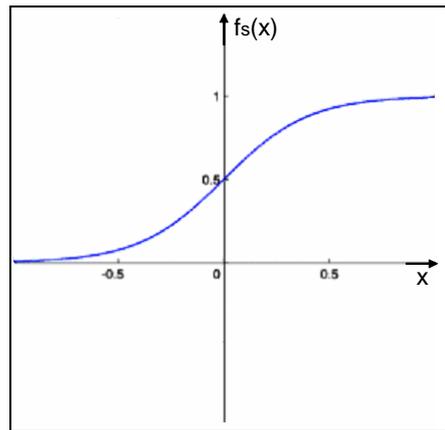


Figure I-13: Fonction sigmoïde

La fonction sigmoïde possède les propriétés importantes évoquées précédemment (elle est indéfiniment continûment dérivable) donc elle est indispensable à certaines méthodes d'apprentissage (rétropropagation). En outre, une propriété simple permet d'accélérer le calcul de sa dérivée, ce qui réduit le temps de calcul nécessaire à l'apprentissage d'un réseau de neurones. On a en effet :

$$\frac{d}{dx} f_s(x) = f_s(x)(1 - f_s(x)) \quad [\text{I- 6}]$$

On peut donc calculer la dérivée de cette fonction en un point de façon très efficace à partir de sa valeur en ce point. De plus, la fonction sigmoïde donne des valeurs dans l'intervalle $[0 - 1]$, ce qui permet d'interpréter la sortie du neurone comme une probabilité. Si on utilise cette fonction de transfert on doit normaliser les entrées et les sorties entre $[0 - 1]$.

V.2.3 Structure d'un réseau neuronal artificiel

Un réseau de neurones artificiels est un ensemble de neurones formels associés en couches et fonctionnant en parallèle.

Les réseaux de neurones artificiels ont la capacité de stocker de la connaissance empirique et de la rendre disponible à l'usage. Les facultés de traitement du réseau vont être stockées dans les poids synaptiques, obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage. En ce sens, les réseaux de neurones artificiels ressemblent donc au cerveau car, non seulement, la connaissance est acquise à travers un apprentissage mais de plus, cette connaissance est stockée dans les connexions entre les entités, soit dans les poids synaptiques.

On peut classer les réseaux de neurones artificiels dans trois grandes catégories :

1. réseau neuronal multicouche de type Feedforward ;
2. réseau récurrent ;
3. réseau cellulaire ;

V.2.3.1 Réseau neuronal multicouche de type Feedforward [31]à[37]

Appelé aussi "réseau de type Perceptron", c'est un réseau dans lequel l'information se propage de couche en couche sans que le retour en arrière soit possible. On trouve le perceptron monocouche et le perceptron multicouche. Le premier est un réseau simple, puisqu'il ne se compose que d'une couche d'entrée et d'une couche de sortie, sa principale limite est qu'il ne peut résoudre que des problèmes linéairement séparables. Le perceptron multicouche MLP (Multi Layer Perceptron) (Figure I-14) est une extension du précédent, avec une ou plusieurs couches cachées entre l'entrée et la sortie. Chaque neurone dans une couche est connecté à tous les neurones de la couche précédente et de la couche suivante (à l'exception des couches d'entrée et de sortie) et il n'y a pas de connexions entre les neurones d'une même couche. Les fonctions de transfert utilisées dans ce type de réseaux sont principalement les fonctions à seuil ou sigmoïdes. Il peut résoudre des problèmes non linéairement séparables et des problèmes logiques plus compliqués, et notamment le fameux problème du XOR.

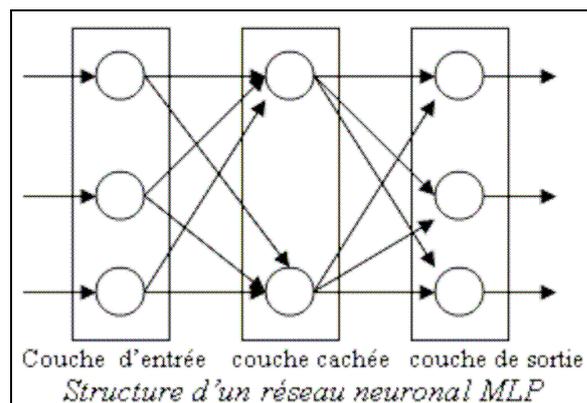


Figure I-14 : Structure de perceptron multicouche

Il existe trois types de réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward qui sont :
 Le perceptron multicouche MLP, le réseau RBFNN (Radial-Basis-Function Neural Network)[32] et le réseau d'ondelettes WNN (Wavelet Neural Network) [40][41][42].

Les réseaux de neurones multicouches sont les plus utilisés pour des problèmes d'approximation et de classification [48]:

1. *Approximation* : Soit la fonction g telle que :

$$Y = g(X) \quad [I-7]$$

Où X est l'argument de la fonction (un vecteur) et Y la valeur (un scalaire) de cette fonction évaluée en X . Supposons maintenant que la fonction $g()$ présentée dans l'équation [1-7] est inconnue et nous devons l'approximer. La tâche d'approximation consiste à concevoir un réseau de neurones capable d'associer les éléments des couples entrée-sortie : $\{(X_1, Y_1), (X_2, Y_2), \dots, (X_N, Y_N)\}$. Ce problème peut être résolu à l'aide d'un apprentissage supervisé sur les N exemples, avec les X_i représentant les entrées, et les Y_i représentant les sorties désirées pour chacun de ces entrées, avec $i = 1, 2, 3, \dots, N$.

Les réseaux de neurones multicouches de type Feedforward ont montré leur efficacité dans l'approximation de n'importe quelle transformation continue d'un espace à dimension finie vers un autre espace à dimension finie, s'il possède suffisamment de neurones cachés [32]. Ainsi, le réseau multicouches de type Feedforward est considéré comme un approximateur universel [48].

2. *Classification*: Pour cette tâche, il existe un nombre fixe de catégories (classes) de stimuli d'entrée que le réseau doit apprendre à reconnaître. Dans un premier temps, le réseau doit entreprendre une phase d'apprentissage supervisé durant laquelle les stimuli sont présentés en entrée et les catégories sont utilisées pour former les sorties désirées, généralement en utilisant une sortie par catégorie. Ainsi, la sortie 1 est associée à la catégorie 1, la sortie 2 à la catégorie 2, etc. Pour un problème comportant N catégories, on peut par exemple fixer les sorties désirées $d = [d_1, d_2, \dots, d_N]^T$ à l'aide de l'équation suivante :

$$d_i = \begin{cases} 1 & \text{si le stimulus appartient à la catégorie } i \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad [I-8]$$

Avec $i = 1, 2, \dots, N$

Par la suite, dans une phase de reconnaissance, il suffira de présenter au réseau n'importe quel stimulus inconnu pour pouvoir procéder au classement de celui-ci dans l'une ou l'autre des catégories.

V.2.3.2 Réseau récurrent [46][47][48]

Appelé aussi réseau bouclé ou dynamique, c'est un réseau dans lequel il y a un retour en arrière de l'information, ainsi des connexions apparaissent entre la sortie du réseau et les neurones qui se trouvent dans les couches amonts (Figure I-15).

Les réseaux de neurones artificiels récurrents (RNR), qui possèdent une mémoire interne grâce aux cycles dans leur graphe d'interconnexion, ont des capacités d'approximation universelle pour les problèmes temporels [46] comparables à celles des réseaux de type Feed-Forward pour les problèmes statiques. Il convient d'insister sur le fait que le temps ne joue aucun rôle fonctionnel dans un réseau de neurones multicouche de type Feed-Forward : si les entrées sont constantes, les sorties le sont également. Pour cette raison, les réseaux multicouches sont souvent appelés « réseaux statiques », par opposition aux réseaux bouclés ou « dynamiques ».[47] Les réseaux récurrents se sont illustrés avec succès dans le traitement des signaux temporel, la commande adaptative, la prédiction des suites chronologiques, la reconnaissance de la parole, l'identification de système.[48]

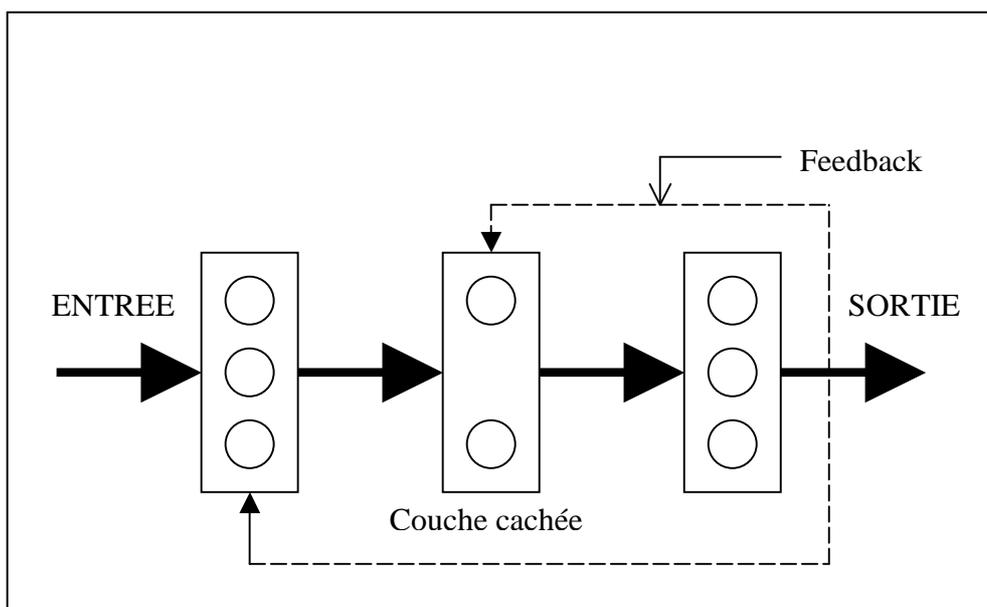


Figure I-15 : Structure d'un réseau neuronal récurrent

V.2.3.3 Réseau cellulaire [32]

Dans un réseau cellulaire (Figure I-16), les neurones sont entièrement connectés dans un plan où chaque neurone est relié à tous les neurones qui l'entoure. Une connexion entre deux neurones peut être bidirectionnelle.

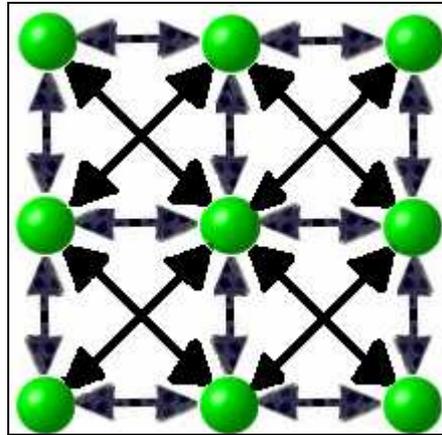


Figure I-16 : Structure d'un réseau neuronal cellulaire

Comme nous l'avons vu, chacun de ces trois types de réseau est utilisé dans un domaine d'application différent.

L'objectif dans notre projet de recherche est de trouver un modèle neuronal capable d'approximer une fonction non linéaire à plusieurs variables $F : \mathfrak{R}^p \rightarrow \mathfrak{R}^q$ qui à tout $X \in \mathfrak{R}^p$, $X = (x_1, x_2, \dots, x_p)^T$, associe le vecteur réel $Y \in \mathfrak{R}^q$; tel que :

$$Y = F(X) = F(x_1, x_2, \dots, x_p) = (F_1(X), F_2(X), \dots, F_q(X))^T \quad [I-9]$$

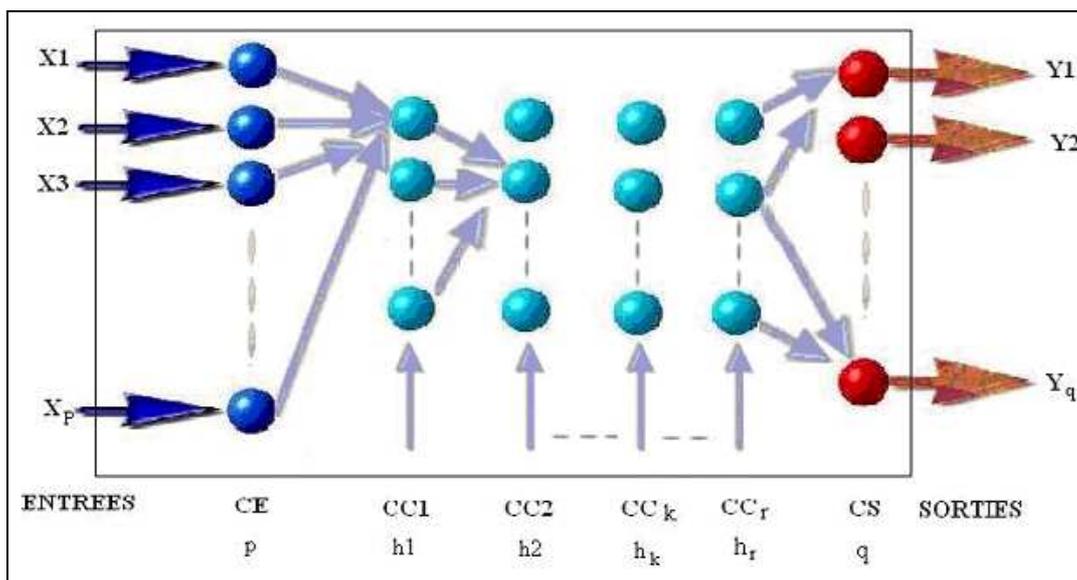
où X est le vecteur formé de p paramètres géométriques et physiques à optimiser et Y est le comportement EM du module MCM représenté par les différents paramètres de la matrice $[S]$ généralisée. C'est un problème d'approximation statique indépendant du temps. Comme nous l'avons dit précédemment, le modèle neuronal le plus intéressant à considérer pour remplir cette tâche est le modèle multicouche statique de type Feedforward. En plus, dans plusieurs travaux de recherche [32][37][36][45] les réseaux MLP ont été adoptés pour des problèmes d'approximation dans le domaine des micro-onde. Pour cela dans la suite, nous nous intéressons à ce type de réseaux.

V.3 Différents types de réseaux neuronaux multicouches de types Feedforward

Comme nous l'avons évoqué précédemment, il existe trois types de réseaux neuronaux multicouches de type Feedforward, chacun étant basé sur une base de fonctions d'activation différentes et possédant une procédure d'initialisation adaptée aux paramètres de la fonction d'activation choisie :

- Le perceptron multicouche MLP ou le réseau ABFNN (Affine-Basis-Function Neural Network).
- Le réseau RBFNN (Radial-Basis-Function Neural Network or Localized Receptive Field Network).
- Le réseau d'ondelettes WNN (Wavelet Neural Network).

V.3.1 Perceptron multicouche MLP ou le réseau ABFNN [31][32][34]



CE : couche d'entrée p : nombre de neurones d'entrée
CC : couche cachée q : nombre de neurones de sortie
CS : couche de sortie r : nombre de couches cachées
 h_k : nombre de neurones dans la couche cachée numéro k

Figure I-18: Perceptron Multicouche

Le perceptron multicouche MLP est un réseau neuronal de type Feedforward, avec une ou plusieurs couches cachées et une couche sortie généralement non linéaire (Figure I-18). Il

n'y a pas de connexion entre les neurones d'une même couche et deux couches successives sont complètement connectés. Les données se propagent de l'entrée vers la sortie. Les fonctions d'activation utilisées dans ce type de réseau sont non linéaires généralement de type sigmoïde.

L'équation non linéaire de la $o^{\text{ème}}$ sortie ($1 \leq o \leq q$) d'un MLP ayant plusieurs couches cachées est représentée par l'équation suivante [31][32]:

$$Y_o = (N_{\Theta_N}^W)_o(X) = f_s \left(\sum_{j=1}^{h_r} w_{sj} \cdot f_c \left(\sum_{k=1}^{h_{r-1}} w_{jk} \cdot f_c \left(\dots f_c \left(\sum_{i=1}^p w_{li} \cdot x_i + \theta_l \right) \dots \right) + \theta_j \right) + \theta_s \right) \quad [\text{I- 10}]$$

Où :

- f_s est la fonction d'activation du neurone de sortie, elle peut être linéaire ou non.
- f_c est celle d'un neurone appartenant à une couche cachée, toujours non linéaire.
- $X = (x_1, x_2, \dots, x_p)^T$ est le vecteur d'entrée du réseau.
- Θ_N est la base d'apprentissage et W est l'ensemble des paramètres du réseau (poids w_{jk} et seuil θ_j).
- w_{jk} est le poids de la connexion reliant le $k^{\text{ème}}$ neurone d'une couche amont avec le $j^{\text{ème}}$ neurone de la couche aval et θ_j est le seuil propre au neurone j .

Le nombre de paramètres d'un MLP est :

$$h_1 p + h_2 h_1 + h_3 h_2 + \dots + h_r h_{r-1} + q h_r + h_1 + h_2 + h_3 + \dots + h_r + q$$

Si le réseau est constitué d'une seule couche cachée ($r = 1$) et si la fonction f_s est linéaire, alors l'expression précédente devient :

$$Y_o = (N_{\Theta_N}^W)_o(X) = \sum_{j=1}^{h_1} w_{sj} \cdot f_c \left(\sum_{k=1}^p w_{jk} \cdot x_k + \theta_j \right) + \theta_s \quad [\text{I- 11}]$$

Le nombre de paramètres de ce réseau est $h_1(p+q+1)+q$.

Jusqu'à présent, le problème qui reste le plus difficile à résoudre est le problème de l'obtention de l'architecture adéquate du réseau, en d'autres mots le problème est de trouver les nombres optimaux de couches cachées et de neurones dans chaque couche, ainsi que le bon choix des valeurs initiales des poids de connexions du réseau.

V.3.1.1 Choix du nombre de couches et neurones cachés dans un MLP

Une étude approfondie de la nature du problème d'application s'impose donc avant qu'une architecture appropriée puisse être trouvée, autrement dit la conception des réseaux est très dépendante du domaine d'application. Cependant, Cybenko [52] a démontré qu'un perceptron multicouches (MLP) à p entrées et q sorties, comportant une seule couche cachée composée de neurones à fonction d'activation continue non linéaire, est suffisant pour approximer, au sens des moindres carrés, avec une erreur arbitrairement faible pour un ensemble donné d'objets d'apprentissage, n'importe quelle transformation continue représentée par un ensemble de vecteurs d'entrées $X_k = (x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kp})^T$ et un ensemble de vecteurs de sorties désirées $S^{(k)} = (s_1^{(k)}, s_2^{(k)}, \dots, s_q^{(k)})^T$. Pour cette raison le modèle neuronal adopté dans toutes nos études présentées dans le chapitre II est constitué d'une seule couche cachée. Le nombre de neurones dans la couche cachée sera déterminé expérimentalement.

V.3.1.2 Initialisation du MLP

Le premier pas à faire après le choix du nombres des couches cachées et des neurones de chaque couche, est d'initialiser les différents paramètres du réseau (poids w_{jk} et seuil θ_j). La nature de la fonction sigmoïde nous oblige à bien définir les poids w_{jk} afin d'éviter le phénomène de saturation du réseau. Un neurone est dit saturé, si sa réponse calculée en fonction de ses entrées pondérées par les poids de connexion qui existent entre ce neurone et ceux de la couche amont, atteint l'une des extrémités (maximum ou minimum) de sa fonction d'activation. Par exemple, 0 et +1 pour la fonction sigmoïde simplifiée. Le problème avec un tel neurone est qu'il ne peut presque plus apprendre car la dérivée de sa fonction est pratiquement nulle (voir équation [I-6]). Ainsi, si les poids w_{jk} initiaux étaient très élevés, il y aurait une saturation du réseau après quelques itérations d'apprentissage et le réseau se bloquerait dans un minimum local ou dans une région aplatie de la surface d'erreur très proche du point de départ du réseau.

Afin d'éviter le phénomène de saturation du réseau, il est important de normaliser les entrées de réseau et d'initialiser les poids par des petites valeurs générées aléatoirement et distribuées uniformément dans un intervalle bien ajusté aux valeurs appliquées à l'entrée du

réseau. Par exemple, pour l'entrée j d'un réseau à p entrées, on pourrait choisir l'intervalle suivant :

$$\left[\frac{-1}{\max_N |p_j^N|}, \frac{1}{\max_N |p_j^N|} \right], \quad j = 1, \dots, R, \quad [1-12]$$

Où N désigne le nombre des exemples dans la base d'apprentissage.

V.3.2 Réseau RBFNN

Nous pouvons considérer qu'un réseau RBFNN [32] est un cas particulier du MLP. Il est caractérisé par une seule couche cachée non linéaire et par une couche de sortie linéaire. Une condition nécessaire est suffisante pour qu'une fonction soit une fonction d'activation dans ce type de réseau est qu'elle ne soit jamais un polynôme pair [32]. La fonction souvent utilisée est la fonction Gaussienne :

$$f_{\sigma, T}(X) = e^{-\frac{\|X-T\|^2}{2\sigma^2}} \quad [1-13]$$

$$\sigma > 0 \text{ et } \|X-T\|^2 = (X-T)^T(X-T) \quad [I-14]$$

où $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \in R^n$ est le vecteur d'entrée, $T = (t_1, t_2, \dots, t_n)^T \in R^n$ est le vecteur qui représente le centre de la fonction d'activation d'un neurone caché. σ joue le rôle de seuil du neurone associé à cette fonction.

V.3.3 Réseau d'ondelettes WNN

Un réseau WNN [32][40][41][42] est composé d'une seule couche cachée dont la fonction d'activation utilisée dans cette couche est une ondelette radiale et d'une couche de sortie linéaire. L'ondelette radiale souvent utilisée est le chapeau mexicain :

$$f(X') = \left(\|X'\|^2 - n \right) e^{-\frac{\|X'\|^2}{2}} \quad [I-15]$$

où $\|X'\|$ est la norme euclidienne du vecteur X' , n est le nombre d'entrées du réseau et $X' = d(X-T)$ avec d : paramètre de dilatation de l'ondelette et T : vecteur de translation de l'ondelette.

V.4 Les algorithmes d'apprentissage

On peut citer parmi les propriétés les plus intéressantes d'un réseau neuronal, la capacité d'un réseau à apprendre de son environnement et d'améliorer sa performance par un phénomène appelé phénomène d'apprentissage. Cette amélioration prend place avec le temps où les paramètres du réseau subissent des modifications suivant des règles appelées les algorithmes d'apprentissage, jusqu'à ce que la sortie désirée soit obtenue. Mais afin de pouvoir générer l'apprentissage du réseau, il est nécessaire de créer une base de données dans un domaine bien défini appelée la base d'apprentissage et qui contiendra toutes les informations à mémoriser dans le réseau.

Comme nous l'avons déjà expliqué dans le paragraphe V.2.3, nous avons choisi d'utiliser le réseau neuronal multicouche de type Feedforward dans notre projet, ainsi nous abordons dans cette partie uniquement les algorithmes d'apprentissage qui peuvent être utilisés pour ce type de modèle neuronal.

V.4.1 Algorithme de la rétro-propagation du gradient non améliorée (GBP : Gradient Back-propagation) [31][32][35]

Soit un réseau neuronal multicouche de type Feedforward (Figure I-18), formé de p neurones en entrée, q neurones en sortie, r couches cachées et h_n neurones dans la couche cachée numéro n .

Le but de cet algorithme est de minimiser une erreur quadratique qui est le résultat de la comparaison entre les sorties désirées et celles obtenues en appliquant un exemple de la base d'apprentissage à l'entrée du réseau. L'erreur après sera redistribuée sur les différentes couches cachées en partant de la couche de sortie pour arriver à la couche d'entrée, d'où le terme rétro-propagation du gradient.

Les différentes étapes de l'algorithme sont les suivantes :

1. Initialiser tous les poids de connexions w_{ij} et les seuils $\theta_{i,j}$ aléatoirement par des petites valeurs distribuées uniformément dans un intervalle bien défini. L'indice j représente un neurone appartenant à une couche amont et l'indice i un neurone appartenant à une couche aval.

2. $k=1$ (k représente le numéro de l'exemple appliqué au réseau de neurones. La base d'apprentissage est formée de N exemples.)
3. Présenter un vecteur d'entrée $X^k = (x_1^k, x_2^k, \dots, x_p^k)$ aux neurones de la couche d'entrée et un vecteur de sortie $S^k = (s_1^k, s_2^k, \dots, s_q^k)$ sur les neurones de la couche de sortie de manière à calculer l'erreur commise par le réseau. Dans notre application, notons que X^k est le vecteur formé de p paramètres géométriques et physiques à optimiser et S^k est le comportement EM du module MCM représenté par les différents paramètres de la matrice $[S]$ généralisée
4. Calculer les sorties de neurones de toutes les couches (couches cachées et couche de sortie) du réseau.

La sortie d'un neurone i est donnée par:

$$o_i = f_i \left(\sum_{j=1}^m w_{ij} o_j + \theta_i \right) \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} - \text{ Si le neurone } i \text{ est en couche CC1,} \\ \text{alors : } m = p \text{ et } 1 \leq i \leq h_1 \\ - \text{ Si le neurone } i \text{ est en couche CCn,} \\ \text{alors : } m = h_{n-1} \text{ et } 1 \leq i \leq h_n \\ - \text{ Si le neurone } i \text{ est en couche de} \\ \text{sortie, alors : } m = h_r \text{ et } 1 \leq i \leq q \end{array} \right.$$

Si le neurone est en couche d'entrée : $o_i = x_i^k$

Si le neurone est en couche de sortie : $o_i = y_i^k$

Dans, notre application, notons que la fonction de transfert f_i est une fonction sigmoïde simplifiée ($f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$).

5. Modifier les poids de connexions w_{ij} et les seuils $\theta_{i,j}$ (voir Annexe 2):

$$\begin{aligned}\Delta w_{ij}(k) &= w_{ij}(k+1) - w_{ij}(k) = -\eta \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} = \eta \delta_i o_j \\ \theta_i(k+1) &= \theta_i(k) + \eta \delta_i \\ \theta_i &= w_{i0}\end{aligned}\quad [\text{I- 16}]$$

Où :

- η est le coefficient d'apprentissage ou le gain d'adaptation.
- δ_i est l'erreur locale (gradient):
 - $\delta_i = (s_i^k - y_i^k) f'_i(A_i)$ si le neurone i appartient à la couche de sortie.

Si la fonction f_i est une fonction sigmoïde simplifiée alors :

$$\square \quad \delta_i = (s_i^k - y_i^k) y_i^k (1 - y_i^k) \quad [\text{I- 17}]$$

- $\delta_i = f'_i(A_i) \sum_l w_{li} \delta_l$, si le neurone i étant un neurone caché. l représente les neurones de la couche aval auxquels le neurone i est connecté.

$$A_i = \sum_j w_{ij} o_j + \theta_i \quad \text{où } \theta_i \text{ est le seuil du neurone } i.$$

o_j est la sortie du neurone j .

$$6. \quad \text{Calculer l'erreur quadratique: } E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q (y_i^k - s_i^k)^2 \quad [\text{I- 18}]$$

$$7. \quad k = k+1, \text{ si } k \leq N \text{ revenir en (3).}$$

N étant le nombre d'exemples dans la base d'apprentissage.

$$8. \quad \text{Calculer l'erreur totale moyenne : } MSE = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^N E_l \quad [\text{I- 19}]$$

Si $MSE \leq \varepsilon$ arrêter alors l'apprentissage et sinon revenir en (2) jusqu'à stabilisation du réseau (avec $\varepsilon > 0$ donné).

V.4.1.1 Différents modes d'apprentissage de la rétropropagation du gradient[31][32][48]

Les algorithmes de la rétro-propagation peuvent suivre l'un de ces deux modes d'apprentissage présentés ci dessous:

1. Gradient stochastique (Pattern Mode) :

Dans ce mode, les paramètres du réseau sont modifiés après la présentation de chaque exemple (X_i, Y_i) de la base d'apprentissage. La convergence de cet algorithme est très lente, mais elle devient plus rapide lorsqu'il y a des redondances dans la base d'apprentissage, car les paramètres du réseau sont mis à jour bien plus souvent.

Dans ce mode, la règle d'apprentissage de GBP non amélioré peut s'écrire :

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) - \eta \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} \quad [\text{I- 20}]$$

où k joue le rôle d'une itération (une itération est l'unité d'apprentissage où un seul exemple de la base d'apprentissage est présenté au réseau neuronal).

2. Gradient total (Batch Mode)

Les paramètres du réseau sont ici modifiés après la présentation de tous les exemples (X_i, Y_i) , qui constituent une époque. Les gradients d'erreur obtenus après la présentation de chaque exemple de la base d'apprentissage, sont mémorisés progressivement et leur somme totale sera utilisée pour modifier les paramètres. Ainsi, cet algorithme a des forte chances de converger vers un minimum local, mais sa vitesse de convergence est faible. La règle d'apprentissage de GBP non améliorée peut s'écrire :

$$w_{ij}(k+1) = w_{ij}(k) - \eta \sum_{l=1}^N \left(\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} \right)_l \quad [\text{I- 21}]$$

où k joue ici le rôle d'une époque ou tous les exemples de la base d'apprentissage sont présentés une seule fois au réseau neuronal. N est le nombre total d'exemples présentés dans la base d'apprentissage.

V.4.2 La rétro-propagation du gradient avec momentum[31][32][48]

En effet, dans la rétro-propagation non améliorée (GBP), le coefficient d'apprentissage η déterminera la vitesse de convergence de l'algorithme. Avec un coefficient η trop petit, le réseau de neurones apprendra très lentement, au contraire avec un coefficient d'apprentissage trop grand, on aura un apprentissage très rapide mais au prix de la création d'oscillations dans l'erreur totale moyenne qui empêchent l'algorithme de converger vers le minimum désiré. Cela cause l'instabilité du réseau. Dans plusieurs cas la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux qui peuvent bloquer le réseau dans l'un d'eux ou dans une région où la surface d'erreur est aplatie. Pour cela, les chercheurs ont introduit un terme momentum α dans la règle d'apprentissage de GBP, alors la règle devient [31][51] :

$$\Delta w_{ij}(k) = w_{ij}(k+1) - w_{ij}(k) = \eta \delta_i o_j + \alpha (w_{ij}(k) - w_{ij}(k-1)) \quad [\text{I- 22}]$$

$$0 \leq \eta \leq 0.5 \text{ et } 0.5 \leq \alpha \leq 1$$

Le terme momentum introduit l'ancienne valeur de chaque paramètre du réseau dans le calcul de sa nouvelle valeur, ce qui permet d'accélérer les algorithmes de gradient.

V.4.3 Algorithme de la rétro-propagation du gradient à convergence accélérée par l'adaptation du coefficient d'apprentissage

Dans la partie précédente, nous avons vu l'importance du coefficient d'apprentissage qui détermine la vitesse de convergence de l'algorithme d'apprentissage GBP. La vitesse de convergence peut être améliorée en associant à chaque poids du réseau (à chaque connexion) un coefficient d'apprentissage différent et en modifiant ce coefficient pendant l'apprentissage. Cette technique s'appelle la rétro-propagation du gradient à convergence accéléré par l'adaptation du coefficient d'apprentissage [31].

Les différentes étapes de cet algorithme sont les suivantes :

1. Initialiser tous les poids de connexions w_{ij} et les seuils $\theta_{i,j}$ aléatoirement par des petites valeurs et associer à chacun d'eux un coefficient d'apprentissage η_{ij} . Choisir les valeurs initiales de α , β , ϵ , κ et ξ .
2. $n = 1$ où n est le compteur des itérations, dans cet algorithme on augmente n chaque fois qu'une époque se termine.

3. $k = 1$ (k représente le numéro de l'exemple appliqué au réseau de neurones. La base d'apprentissage est formée de N exemples.)
4. Présenter un vecteur d'entrée $X^k = (x_1^k, x_2^k, \dots, x_p^k)$ aux neurones de la couche d'entrée et un vecteur de sortie $S^k = (s_1^k, s_2^k, \dots, s_q^k)$ sur les neurones de la couche de sortie.
5. Propagation Entrée-Sortie : Calculer les sorties de tous les neurones du réseau.
6. Rétro-propagation de l'erreur :

Calculer les différentes erreurs locales $\delta_i^{(k)}$:

- $\delta_i^{(k)} = (s_i^k - y_i^k) y_i^k (1 - y_i^k)$ si le neurone i appartient à la couche de sortie.
- $\delta_i^{(k)} = f_i'(A_i) \sum_l \delta_l^{(k)} w_{li}$ si le neurone i appartient à une couche cachée.

l représente les neurones de la couche aval auxquels le neurone i est connecté.

Calculer l'erreur quadratique :

$$E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q (y_i^k - s_i^k)^2 \quad [\text{I- 23}]$$

Sauvegarder les différentes erreurs.

7. $k = K + 1$ si $k \leq N$ revenir en (3). N étant le nombre d'exemples dans la base d'apprentissage.
8. Calculer D_{ij} la dérivée partielle de l'erreur par rapport au poids w_{ij} :

$$D_{ij}(n) = - \sum_{k=1}^N \delta_i^{(k)}(n) \cdot y_j^k(n) \quad [\text{I-23}]$$

$y_j^{(k)}$ est la sortie d'un neurone d'une couche amont.

9. Sauvegarder les D_{ij} .
10. Calculer S_{ij} correspondant à chaque poids :

$$S_{ij}(n) = (1 - \xi) D_{ij}(n-1) + \xi S_{ij}(n-1) \text{ avec } \xi > 0 \quad [\text{I-24}]$$

11. Sauvegarder les S_{ij} .
12. Modifier les coefficients d'apprentissage η_{ij} de chaque connexion (voir annexe 3)

$$\Delta\eta_{ij}(n+1) \text{ avec } \begin{cases} \kappa & \text{Si } S_{ij}(n-1).D_{ij}(n) > 0 \\ -\beta\eta_{ij}(n) & \text{Si } S_{ij}(n-1).D_{ij}(n) < 0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad [\text{I- 25}]$$

$$\eta_{ij}(n+1) = \Delta\eta_{ij}(n+1) + \eta_{ij}(n) \quad [\text{I- 26}]$$

13. Modifier les poids de connexions w_{ij} :

$$w_{ij}(n+1) = w_{ij}(n) + \alpha\Delta w_{ij}(n-1) + \eta_{ij}(n+1) \sum_{k=1}^N \delta_i^{(k)}(n).y_j^k(n) \quad [\text{I- 27}]$$

14. $n = n + 1$

15. Calculer l'erreur total moyenne: $MSE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N E_k$. Si $MSE \leq \varepsilon$ arrêter alors

l'apprentissage et sinon revenir en (2) jusqu'à stabilisation du réseau (avec $\varepsilon > 0$ donné).

La rétro-propagation du gradient à convergence accélérée par l'adaptation du coefficient d'apprentissage est considérée comme une amélioration de GBP pour augmenter la vitesse de convergence.

Nous pouvons citer d'autres types d'algorithmes comme les algorithmes du gradient conjugué, la méthode de Newton et les méthodes quasi-newtoniennes, chacun de ces algorithmes a ses caractéristiques et ses applications. Dans la suite de nos travaux, nous avons appliqué l'algorithme du gradient à convergence accéléré par l'adaptation du coefficient d'apprentissage. Comme nous le verrons, cet algorithme a donné de très bons résultats, avec des temps de convergence raisonnables et tout en présentant une bonne stabilité du réseau. Nous reviendrons sur ces derniers points au cours de ce manuscrit.

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit la technologie Multi chip module et les différents problèmes électromagnétiques liés à l'évolution des dispositifs hyperfréquence. En fait, la conception et l'optimisation du packaging des MCM est un des objectifs de ce travail de thèse.

Ainsi, afin de répondre aux besoins de concepteurs concernant la prise en compte des effets électromagnétiques perturbateurs (résonances de boîtier, couplages parasites entre éléments proches...) avant la phase de fabrication, nous proposons une nouvelle approche d'optimisation des MCM qui couple les simulateurs circuits, les simulateurs électromagnétiques et les réseaux de neurones artificiels.

Un état de l'art a été présenté dans ce chapitre. Il montre pour ces applications les limites des simulateurs purement circuit. Une étude électromagnétique peut être une solution mais elle consomme beaucoup de temps de calcul et d'espace mémoire. La méthode de segmentation hybride (EM/circuit) résout le problème de mémoire mais elle reste coûteuse en temps de calcul dans la phase d'optimisation de MCM.

Nous avons terminé ce chapitre par une présentation de différents types de réseaux de neurones et de certains algorithmes d'apprentissage. Les réseaux de neurones artificiels contribueront à la mise au point de la nouvelle approche hybride segmentée proposée dans ce travail.

Dans le chapitre suivant, nous expliquons au détail cette nouvelle approche et nous l'appliquons à une structure MCM afin de la valider.

Bibliographie Chapitre I

- [1] Agilent Advanced Design System (ADS),
http://eesof.tm.agilent.com/products/ads_main.html.

- [2] F. BODEREAU, "Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant lois de l'électromagnétisme et des circuits," *Thèse de doctorat de l'université de Limoges*, Novembre 2000.

- [3] M. MASSENAT, "Multi-chip Modules d'hier ... et de demain," *Polytechnica, Mentor sciences*, 1994.

- [4] C. SABOUREAU, "Analyses électromagnétiques et méthodologies de conception associées, dédiées à l'optimisation de composants et modules millimétriques," *Thèse de doctorat de l'université de Limoges*, Septembre 2004.

- [5] T. GLEDITSCH, H. KRISTIANSEN et D. AUSEN, "Chapter F: Multi Chip Modules," *The nordic electronics packaging guideline*. <http://extra.ivf.se/ngl/F-MCM/ChapterF.htm>

- [6] L. RIGAUDEAU, "Composant 3D en technologie multicouche LTCC. Applications au fonctions micro-ondes de filtrage et de rayonnement," *Thèse de doctorat de l'université de Limoges*, Octobre 2004.

- [7] M. SANVOISIN, "Module Mulipuce: un concept de plus en plus mature," *Electronique International*, n° 131, Décembre 2002.

- [8] S.M. SOHEL IMTIAZ et S. EL GHAZALY "Performance of MODFET and MESFET: A Comparative Study Including Equivalent Circuits Using Combined Electromagnetic and Solid-State Simulator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, n°7, pp.923-931, Juillet 1998.

-
- [9] A. CIDRONALI, G. LEUZZI, G. MANES et F. GIANNINI “Physical/electromagnetic pHEMT modeling,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, n° 3, pp. 830-838, Mars 2003.
- [10] E. LARIQUE, S. MONS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. AUBOURG, R. QUERE, P. GUILLON, C. ZANCHI et J. SOMBRIN “Linear and nonlinear FET modeling applying an electromagnetic and electrical hybrid software,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.47, n°6, pp.915-918, Juin 1999.
- [11] E. BYK, D. LOPEZ, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, R. QUERE, R. SOMMET, P. GUILLON, E. LAPORTE, M. SOULARD “Electrothermal modeling of multi-fingered PHEMTs applying a global approach,” *IEEE MTT-S Dig.*, Seattle (USA), pp. 2085-2088, 2002.
- [12] P. RUSSER, B. ISELE, M. SOBHAY et E.A. HOSNY “A general interface between TLM models and lumped elements circuit models,” *IEEE MTT-S Dig.*, San Diego (USA), pp.891-894, Mai 1994.
- [13] K. GUILLOUARD, M.F. WONG, V. FOUAD HANNA et J. CITERNE “A new global finite element analysis of microwave circuits including lumped elements,” *IEEE MTT-S Dig.*, San Francisco (USA), pp.355-359, 17-21 Juin 1996.
- [14] B. THON, “Intégration de l’analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d’encapsulation – Application à la conception de modules optoélectroniques à 40Gbit/s,” *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, 2003.
- [15] R. VALOIS, “Contribution de l’analyse électromagnétique et outils associés à la conception de modules de communications millimétriques et optoélectroniques,” *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, 2005.

-
- [16] S. M. EL GHAZALY, R. SORRENTINO et M. B. STEER, "Special issue on global modeling of millimeter wave circuits and devices," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol.47, n°6, pp.813-816, Juin 1999.
- [17] E. LARIQUE, S. MONS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. AUBOURG, R. QUERE, P.GUILLON, "Electromagnetic analysis for microwave FET modelling," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.8, n°1, pp.41-43, Janvier 1998.
- [18] D. BAILLARGEAT, E. LARIQUE, S. VERDEYME, M. AUBOURG, R. SOMMET, P. GUILLON, "Coupled localized and distributed Elements analysis Applying An Electromagnetic Software in the Frequency Domain," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1021-1024, 1997.
- [19] F. BODEREAU, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. AUBOURG, P. GUILLON, "Microwave module design applying a global electromagnetic analysis," *IEEE MTT-S Digest*, Baltimore, vol.3, pp. 1779-1787, 1998.
- [20] C.H. WANG, H. WANG, C.H. CHEN, "A new global analysis model for microwave circuits with lumped elements," *IEEE MTT-S Digest*, Phoenix USA, vol.3, pp.1937-1940, 2001.
- [21] S. DAUGUET, R. GILLARD, J. CITERNE, G. PITON "A simple implementation of the compression approach for global EM analysis of microwave circuits," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol.14, issue 6, pp.525-534, Novembre 2004.
- [22] S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG and S. VERDEYME "Hybrid EM-circuit CAD for the packaging of millimetre wave components and modules," *Workshop on Advanced Modelling Methods in Microwaves, European Microwave Conference, EuMC/EuMW 05*, Paris (France), October 2005.
- [23] Z. POPOVIC, D.FILIPOVIC "EM and circuit co-modeling for microwave / millimeter wave applications," *Workshop on Advanced Modelling Methods in Microwaves, European Microwave Conference EuMC/EuMW 05*, Paris (France), Octobre 2005.

- [24] R. GILLARD, R LOISON, J LESAGE, R PASCAUD, “Méthodes de simulation électromagnétique globale à l’aide de l’approche de compression,” *Workshop CNES, CAO-Hyperfréquence*, Toulouse, 1 Avril 2008.
- [25] R. SOMMET, “Implémentation circuit de modèles non linéaires 3D thermiques pour la CAO,” *Workshop CNES, CAO-Hyperfréquence*, Toulouse, 1 Avril 2008.
- [26] H. AUBERT, “La Technique par Changements d’Echelle : Une approche monolithique pour l’analyse électromagnétique de structures complexes,” *Workshop CNES, CAO-Hyperfréquence*, Toulouse 1 Avril 2008.
- [27] D. VOYER, “Modélisation électromagnétique par changement d’échelle appliquée aux structures fractales planaires,” *Thèse de doctorat de l’institut national poytechnique de Toulouse*, 12 Octobre 2005.
- [28] EMXD
- [29] “High Frequency Structure Simulator” *ANSOFT*
Book, ANSOFT CORPORATION Four Square Suite 200. Pitts burgh, PA 15219-1119.
- [30] WIKIPEDIA l’encyclopédie libre
http://fr.wikipedia.org/wiki/Neuronal_network
- [31] S. HAYKIN, “Neural network : A comprehensive foundation”, New York : Macmillan College Publishing Company, 1994.
- [32] Y. HARKOUS, “Application des réseaux de neurones à la modélisation de composants et de dispositifs microondes non linéaire,” *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, 1998.

- [33] A. CICHOKI, R. UNBEHAUEN, "Neural networks for optimisation and signal processing," *J. Wiley, Sons Ltd. and B.G. Teubner*, Stuttgart, 1993.
- [34] E. DAVALO et P. NAIM, "Les réseaux de neurones," Eyrolles, 1990.
- [35] S. WANG, "Réseaux de neurones artificiel," *Thèse de doctorat de l'institut de Grenoble*, Septembre 1989.
- [36] Q.J. ZHANG, K.C. GUPTA, *Neural Networks for RF and Microwave Design*, Boston, MA, Artech house, 2000.
- [37] L. TON, J.J. XU, Q.J. ZHANG, R. SHEFFIELD, H. KNWONG, L.MARCANTI, "Electromagnetic Based Modeling of Embedded Passives Using Neural Networks," *IPC International Conference on Embedded Passives*, San Jose, CA, June 2004.
- [38] C. JUTTEN, "Réseaux de neurones : Principes, paradigmes et applications," *Institut National Polytechnique de Grenoble*, octobre 1990.
- [39] LEE. K. JONES, "Constructive approximations for neural networks by sigmoïdal functions," *Proceedings of the IEEE*, vol. 78, no 10, pp. 1586-1589, oct. 1990.
- [40] Q. ZHANG et A. BENVENISTE, "Wavelets networks," *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol.3, pp. 889-898, 1992.
- [41] J. ZHANG, G.G. WALTER, Y. MIAO, et W.N.W. LEE, "Wavelets neural networks for function learning," *IEEE Trans. Signal Process*, vol. 43, No. 6, pp. 1485-1497, June 1995.
- [42] Q. ZHANG, "Using wavelet network in non parametric estimation," *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 8, No. 2, pp. 227-236, March 1997.
- [43] Q.J. ZHANG, L. TON, Y.CAO, Microwave, "Modeling Using Artificial Neural Networks and Applications to Embedded Passive Modeling", *ICMMT*, Builin, pp. 1-4, Avril 2007.

-
- [44] Q.J. ZHANG, K.C. GUPTA, *Neural Networks for RF and Microwave Design*, Boston, MA, Artech house, 2000.
- [45] P. SHARMA, F.A. MOHAMMADI, M.C.E. YAGOUB, "Neural Design and optimisation of RF/Microwave EM-based MultiChip Modules," *RF and microwave conference*, Malaysia, pp. 67-71, October 2004.
- [46] JIN L., NIKIFORUK N., GUPTA M. M., "Uniform Approximation of Nonlinear Dynamic Systems Using Dynamic Neural Networks," *International Conference on Artificial Neural Networks*, p. 191-196, Paris, France, 1995.
- [47] G. DREYFUS, J.-M. MARTINEZ, M. SAMUELIDES, M. B. GORDON, F. BADRAN, S. THIRIA, L HERAULT, "Réseaux de neurones," éditions Eyrolles, Paris, ISBN 2-212-11019-7, Janvier 2002.
- [48] Y. BENNANI, "Apprentissage connexionniste," *Lavoisier 2006*, ISBN 2-7462-1337-0 Avril 2006.
- [49] P. VAN DER SMAGT et F. GROEN, "Approximation with neural network : Between local and global approximation," *International Conference on Neural Networks*, Perth, Australia, 1995.
- [50] K. HORNIK, M. STINCHCOMBE, et H. WHITE, "Universal approximators of unknown mapping and its derivates using multilayer Feedforward networks," *Neural Networks*, vol. 3, pp. 551-560, 1990.
- [51] M. RIEDMILLER, "Advanced supervised learning in multi-layer perceptrons from backpropagation to adaptive learning algorithms," *In Int. journal of computer Standarts and interfaces*, Special Issue on Neural Networks (5), 1994.
- [52] G. CYBENKO, "Approximation by Superpositions of a Sigmoidal Function *Mathematics of Control, Signal and Systems*, 2, pp. 303-314, 1989.

CHAPITRE III

*Approche hybride (EM/circuit/ANN)
pour l'optimisation des "Multi Chip
Modules"*

I. INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'exploitation et à la mise en application de l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée décrite au chapitre I et consacrée à la conception et l'optimisation des Multi Chip Modules.

Cette méthode a pour objectifs d'aider le concepteur à prédéfinir rapidement le packaging d'un module MCM, à analyser l'influence de l'environnement RF des fonctions sur la réponse électrique globale, à optimiser la chaîne RF en anticipant des problèmes EM éventuels (couplages parasites, résonances de boîtier, phénomènes d'ondulations et d'instabilités dus à des rebouclages à fort gain) tout en maintenant des temps de calcul compatibles avec les impératifs de conception.

Cette nouvelle approche mise en place en partenariat avec Thales Alenia Space est appliquée au module Ka-band MCM amplificateur. Nous décrivons en première partie cette structure et la problématique d'optimisation liée à son packaging. Afin de valider l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée, il faut choisir une approche référence dont les réponses exprimées en paramètres (S_{ij}) seront la base de toutes comparaisons. Nous avons ainsi choisi la méthode hybride (EM/circuit) segmentée comme référence. Afin de valider cette dernière, nous comparons les réponses de cette approche avec celles obtenues par la méthode hybride (EM/circuit) globale déjà décrite et validée dans plusieurs études et articles (cf. chapitre I, §IV.2.1). Nous appliquerons alors ces deux approches sur une première structure test1 que nous décrivons dans la deuxième partie de ce chapitre. Le comportement électromagnétique du module test1 obtenu par l'approche hybride segmentée sera pris comme réponse référence nécessaire à la validation de l'ensemble de l'étude.

Afin d'illustrer la démarche et les principes de l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée, nous l'appliquerons sur deux structures test2 et test3 que nous présenterons dans la troisième partie de ce chapitre.

II. PROBLEMATIQUE : Conception du module Ka-band MCM amplificateur

La méthodologie de conception basée sur une modélisation hybride segmentée est appliquée au cours de ce chapitre. Le cas traité est un module multi chip conçu précédemment par TAS. Notre objectif ici est de reprendre ce design, pour démontrer les avantages de l'approche proposée. Les limitations seront également décrites.

II.1 Présentation de la structure

L'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée sera appliquée au module Ka-band MCM amplificateur. Il s'agit donc d'un module multi chips (voir figure II-1) où sont cascades des puces MMICs (amplificateurs ou atténuateurs). Ces puces sont représentées par des blocs de diélectrique dont les caractéristiques physiques et géométriques sont les suivantes : hauteur substrat égal à 0.1mm, permittivité relative ϵ_r égale à 12.9 (AsGa) et tangente de perte $\text{tg } \delta$ égale à 0.006 à 10GHz.

Une MIC située dans la cavité RF 6 assure la correction de la platitude, elle sera considérée pour l'étude comme une simple ligne 50Ω . Cette MIC a pour caractéristiques: Hauteur substrat égale à 0.254mm, ϵ_r égale à 9.5 (Alumine) et $\text{tg } \delta$ égale à 0.0002 à 10GHz.

Les puces MMICs reposent sur un plan de masse inférieur. Elles sont connectées entre elles par des lignes coplanaires (de largeur égale à 0.3 mm et de gap entre les électrodes égale à 0.15 mm) dont les plans de masse latéraux correspondent au plan de masse inférieur des puces. Le substrat des lignes coplanaires a les caractéristiques suivantes : hauteur substrat égal à 0.508mm, ϵ_r égale à 9.5 (Alumine) et $\text{tg } \delta$ égale à 0.0002 à 10GHz.

Aux entrée/sortie et de chaque coté de la MIC, les connections se font par des traversées enterrées. Une transition coplanaire/stripline est composée d'un via de diamètre égale à $100\mu\text{m}$ qui relie les deux types de ligne avec une ouverture dans le plan de masse afin de créer un effet coaxial. La ligne coplanaire a une largeur de 0.650mm et un gap de 0.125mm. La ligne stripline a les caractéristiques suivantes : hauteur substrat égale à 0.508mm, la ligne est située au centre du substrat (à 0.254mm du bas), ϵ_r égale à 9.5 (Alumine) et $\text{tg } \delta$ égale à 0.0002 à 10GHz.

Toutes les puces sont connectées à leur environnement avec une paire de fils d'or avec les caractéristiques suivantes : diamètre égal à $25\mu\text{m}$, l'espacement entre fils (de centre à centre) égale à $80\mu\text{m}$ et les longueurs développées (entre chaque contact) :

- de MMIC à MMIC égale à $650\mu\text{m}$
- de ligne à MMIC égale $750\mu\text{m}$
- de ligne à MIC égale $700\mu\text{m}$

Seule la MIC est connectée avec 3 fils à ses accès (voir figure II-2).

Toutes les lignes et plans de masse ont une épaisseur de métallisation de $5\mu\text{m}$.

Le boîtier RF est constitué des cavités RF1 à RF7, les cavités DC ne seront pas représentées dans l'étude. La partie supérieure du boîtier au dessus du plan de masse supérieur, fait 1.3mm de hauteur (voir figure II-3). On considérera que la partie inférieure (au niveau de l'alumine des lignes coplanaires) à une hauteur de 0.513mm ($0.508+0.005$). Donc la hauteur globale des cavités est de 1.813mm . Une vue générale du module est présentée sur la figure II-1.

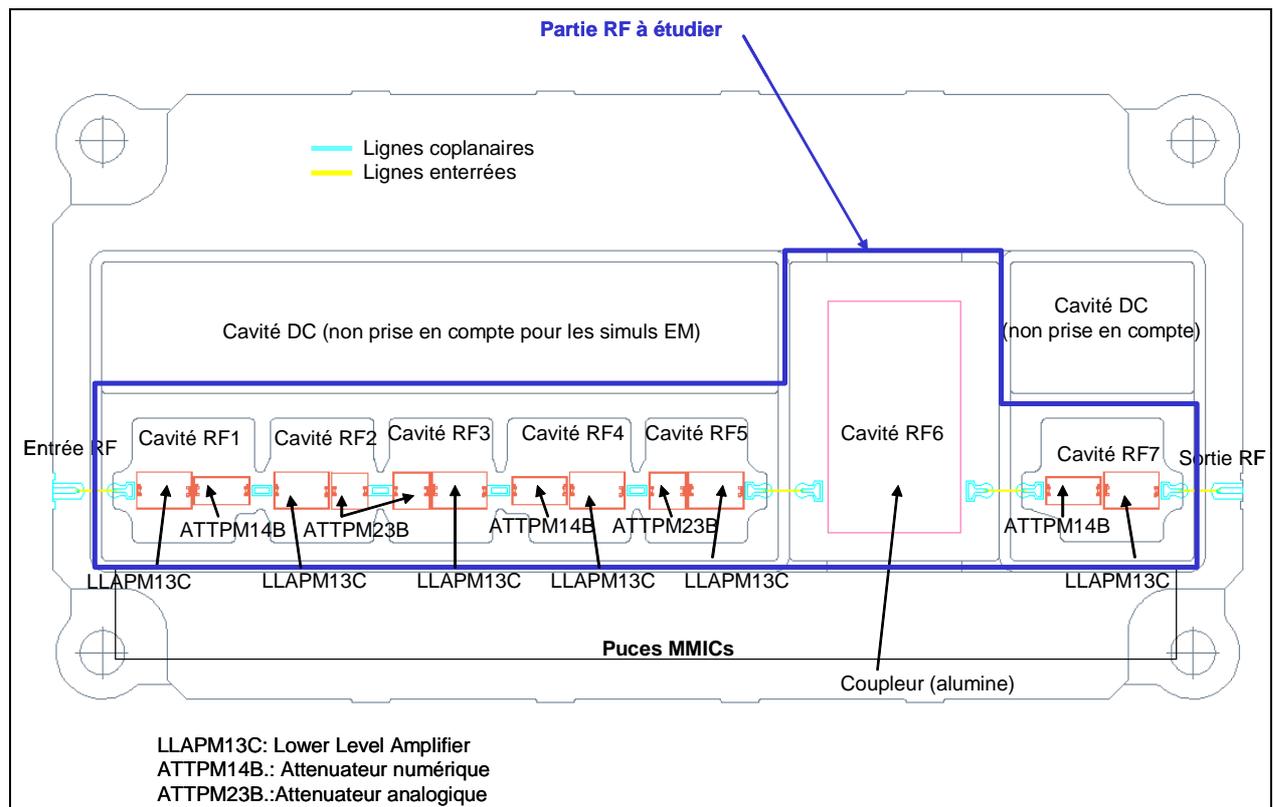


Figure II-1 : Topologie de la structure Ka-band MCM Amplificateur.

Sur la figure II-2, nous présentons un exemple de connexion par fils entre puces.

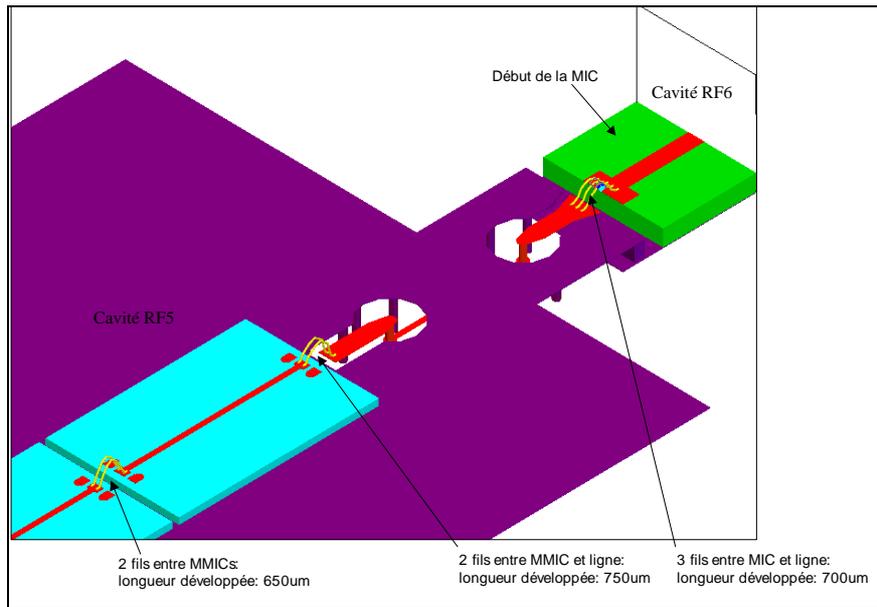


Figure II-2 : Vue 3D des diverses connexions par fil

Sur la figure II-3, nous présentons une vue en 3D de la structure Ka-band MCM Amplificateur.

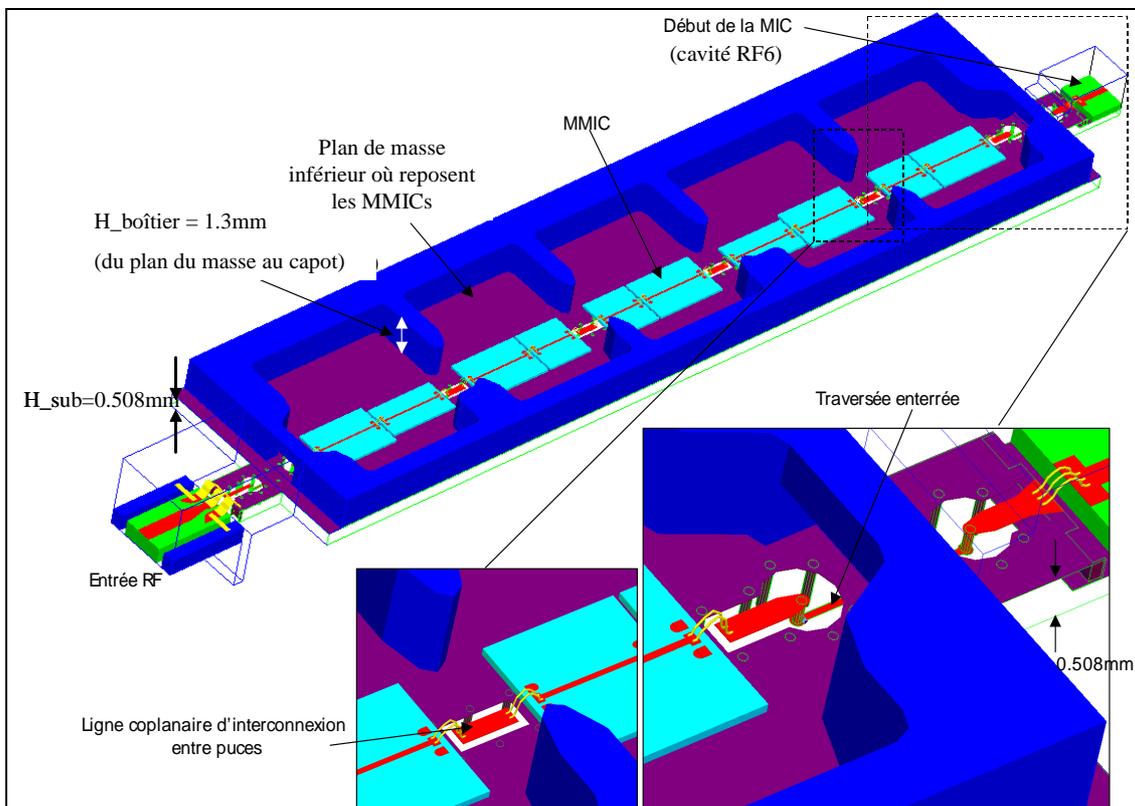


Figure II-3 : Vue 3D de la structure Ka-band MCM Amplificateur

II.2 Présentation de l'étude

L'étude mise en place en partenariat avec Thales Alenia Space concerne le développement d'une nouvelle approche d'optimisation de modules multi chip complexes. Comme nous l'avons expliqué dans le premier chapitre au §III, la conception et l'optimisation d'un tel module composé de plusieurs cavités et MMICs, reliées par des interconnexions complexes, à travers des simulateurs EM en 3D deviennent prohibitives. Nous proposons ainsi d'établir une bibliothèque de modèles génériques paramétrés géométriquement et en fréquence afin de répondre aux impératifs liés aux objectifs de fonctionnement du module et aux coûts de conception.

Avant d'appliquer la méthode hybride segmentée au module Ka-band MCM amplificateur, nous l'avons validée sur une structure test1 (figure II-4) identique à l'une des cavités RF (1, 2, 3, 4) du CAMP Ka. Un descriptif de cette structure sera donné tout au long de l'étude.

La structure test1 est formée de deux MMICs qui seront représentés dans l'étude électromagnétique de la partie distribuée du dispositif par des blocs diélectriques de hauteur 0.1mm et de permittivité relative 12.9 qui sont liés à l'entrée et à la sortie par deux lignes coplanaires avec une hauteur de substrat 0.508mm et permittivité relative 9.5. Les deux MMICs reposent sur un même plan de masse inférieur.

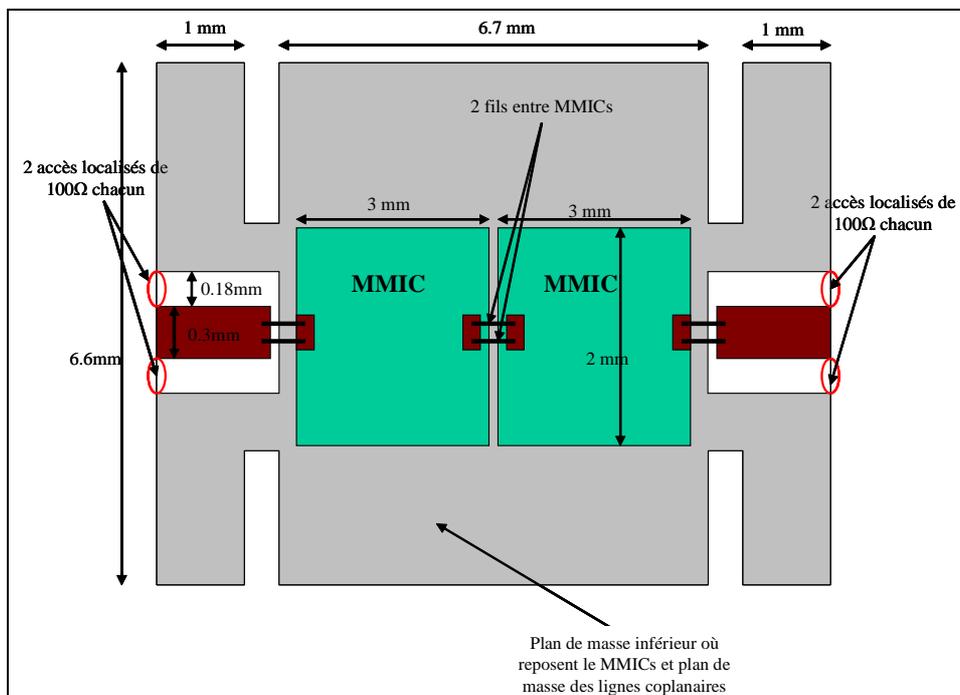


Figure II-4 : Topologie de la structure test 1

Dans les plans d'accès entrée/sortie, le mode de ligne quasi TEM est excité en plaçant en bout de chacune des deux lignes coplanaires deux accès localisés d'impédance normalisée de 100Ω . Ces deux accès relient le conducteur chaud aux plans de masse latéraux. Ainsi, ils sont considérés comme deux accès de 100Ω en parallèle pour être l'équivalent d'un accès de 50Ω lors de la procédure de chaînage sous le logiciel circuit (voir figure II-6). La figure II-5 présente une vue du plan d'entrée ou de sortie et les conditions aux limites de ce plan.

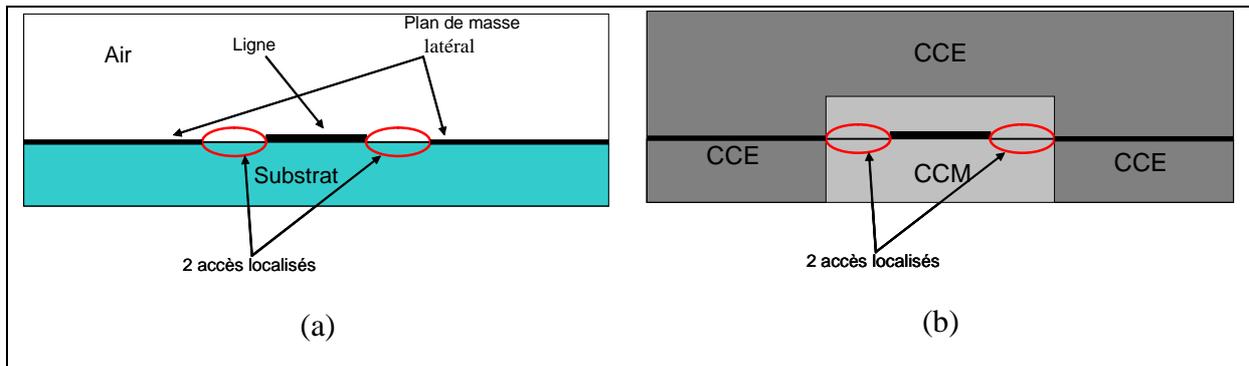


Figure II-5 : (a) vue du plan d'entrée ou du sortie ; (b) les conditions aux limites de ce plan.

Afin de valider l'approche segmentée, nous allons dans un premier temps effectuer une analyse globale de la structure test 1. Cette première analyse nous servira d'analyse de référence.

II.3 Application de l'approche hybride (EM/circuit) globale

Ce type d'analyse a été abordé au premier chapitre et a été le sujet de plusieurs papiers [1][2] et thèses [3][4] au laboratoire XLIM notamment. Elle est appliquée à la structure test1. Le but de cette phase d'analyse est d'obtenir une réponse qui sera considérée comme référence pour la validation de l'approche hybride segmentée.

Comme nous l'avons précisé précédemment, dans l'approche choisie, chaque MMIC est représenté par un bloc de diélectrique. Il est donc considéré comme un élément localisé dans l'environnement distribué du dispositif. En effet, même si les outils de simulation actuels le permettent, nous ne considérons pas dans ce travail l'amplificateur de façon rigoureuse par la description plus détaillée des domaines intrinsèques et extrinsèques le constituant. De plus, la simulation hybride au niveau composants et circuits n'était pas un objectif lors de cette étude.

Le bloc de diélectrique représentant chaque MMIC est connecté au domaine distribué du module au travers d'accès localisés. Ces accès linéiques sont placés en entrée/sortie du bloc et permettent d'introduire au niveau du composant, une relation tension-courant entre le domaine intrinsèque et les lois de l'électromagnétisme du domaine distribué.

Le maillage global de la structure est réalisé par le logiciel FLUX3D. Une simulation EM en 3D, sous le logiciel électromagnétique EMXD, est réalisée sur une bande de fréquence [1 - 40] GHz (définie en accord avec TAS) pour extraire la matrice [S] généralisée (MSG) de la structure. Cette matrice de compression est par la suite implantée sous le simulateur circuit ADS d'Agilent Technologies.

La réponse globale de la structure est obtenue par chaînage sous ADS en reliant le domaine actif à la partie distribuée passive représentée par la matrice [S] généralisée (MSG). Dans une première approche, les modèles des amplificateurs sont considérés idéaux et sont issus de la bibliothèque ADS d'Agilent Technologies. Nous considérons ici des gains égaux à 20 ($G=20$), constants en fréquence. Le comportement en fréquence particulier de la structure (pics de résonance, variations significatives, ...) sera donc dû à la partie distribuée et aux effets électromagnétiques.

Le principe de chaînage est donné sur la figure II-6.a ; la réponse obtenue sur la figure II-6.b.

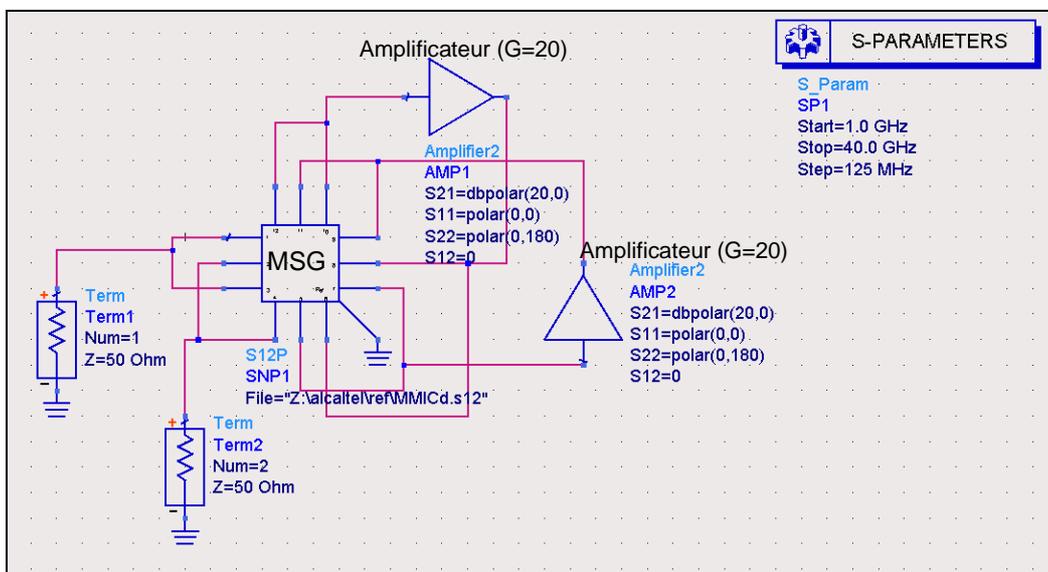


Figure II-6.a : Chaînage sous ADS de la partie distribuée avec le domaine actif

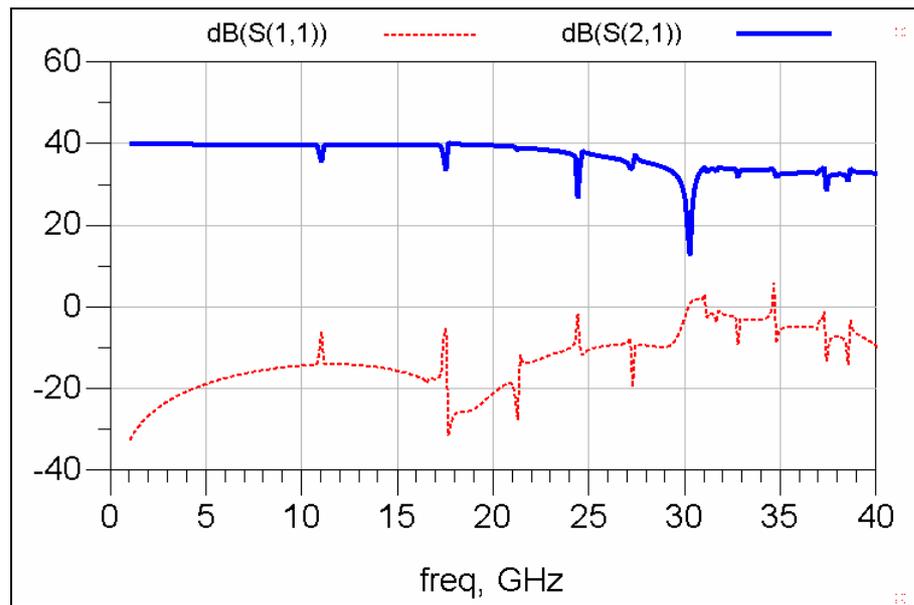
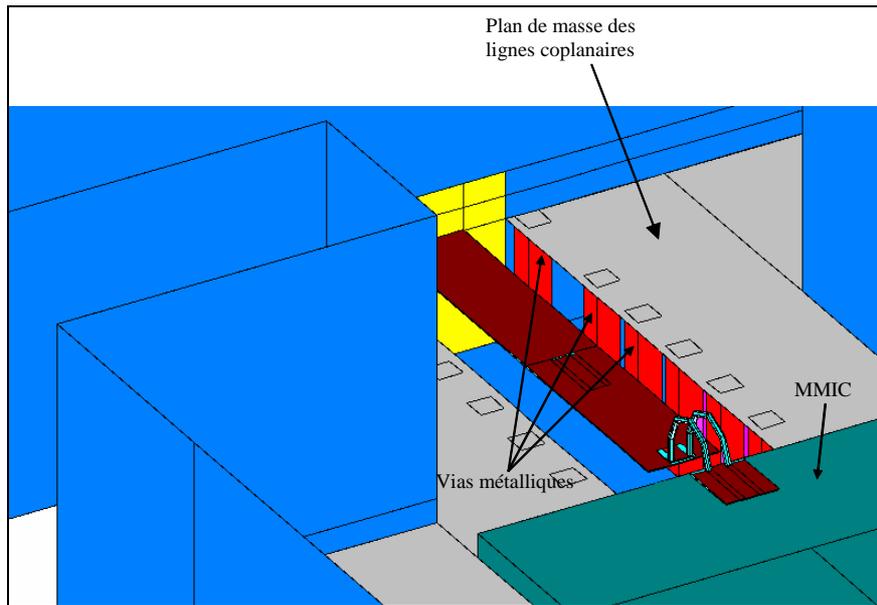


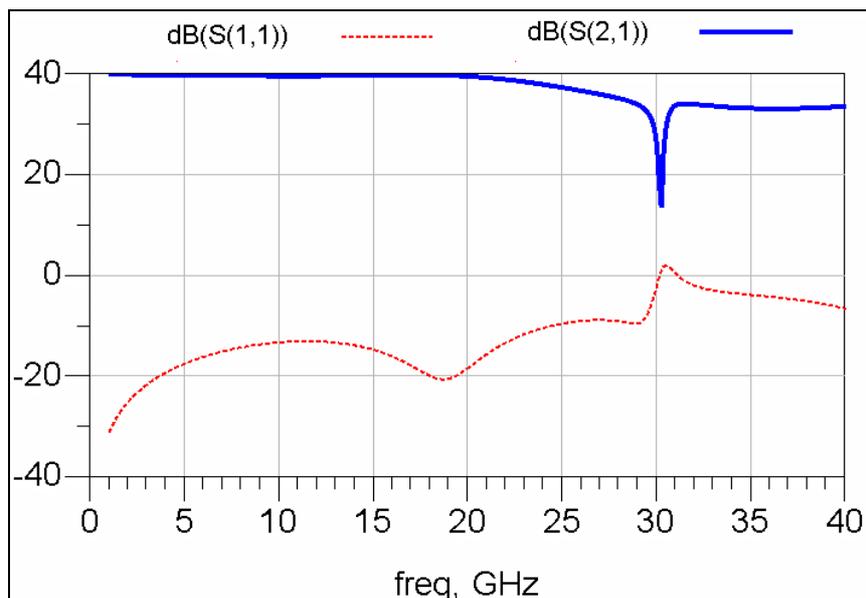
Figure II-6.b : Réponse du module obtenue par l'approche hybride globale

En regardant la figure II-6.b, nous notons un grand nombre de pics parasites qui perturbent le comportement électromagnétique du module test1.

Comme la structure test1 contient un plan de masse intermédiaire correspondant au plan de masse des lignes coplanaires et au plan inférieur des MMICs et est entourée par un boîtier métallique, alors deux cavités métalliques peuvent se former : une cavité au dessous du plan de masse contenant le substrat (Alumine) et une autre au dessus contenant les deux MMICs. Les lignes coplanaires peuvent exciter des modes $TE_{n,m,p}/TM_{n,m}$ dans la cavité contenant le substrat (Alumine). Ces modes de résonance peuvent conduire à un couplage direct entre l'entrée et la sortie de la structure et perturber sa réponse globale. En partant de cette hypothèse, nous allons introduire dans le substrat (Alumine) des vias métalliques tout autour des lignes coplanaires (voir figure II-7a) afin d'empêcher ces modes de résonance d'être excités et/ou d'être repoussés en fréquence et de se propager. Notre supposition sera correcte si des pics parasites disparaissent de notre bande de fonctionnement. La figure II-7b nous montre le comportement électromagnétique de la structure test1 après implantation des vias dans le substrat.



(a)



(b)

Figure II-7 : La distribution de vias métalliques tout autour de lignes coplanaires; Réponse du module obtenue après l'implantation des vias (b).

Nous constatons ainsi que tous les pics parasites disparaissent sauf un à la fréquence 30.25 GHz. Ce résultat valide la première hypothèse. Il reste à déterminer la cause de ce dernier pic parasite. Nous allons considérer la cavité supérieure au plan de masse contenant

les deux MMIC et limitée par les quatre encoches (voir figure II-8). De même, des modes $TE_{n,m,p}/TM_{n,m,p}$ peuvent résonner dans cette cavité. Un calcul analytique approché présenté dans la figure II-8, nous montre que la fréquence de résonance du mode TE_{110} est voisine de 30,8GHz. Cette fréquence très proche de celle calculée par la simulation EM.

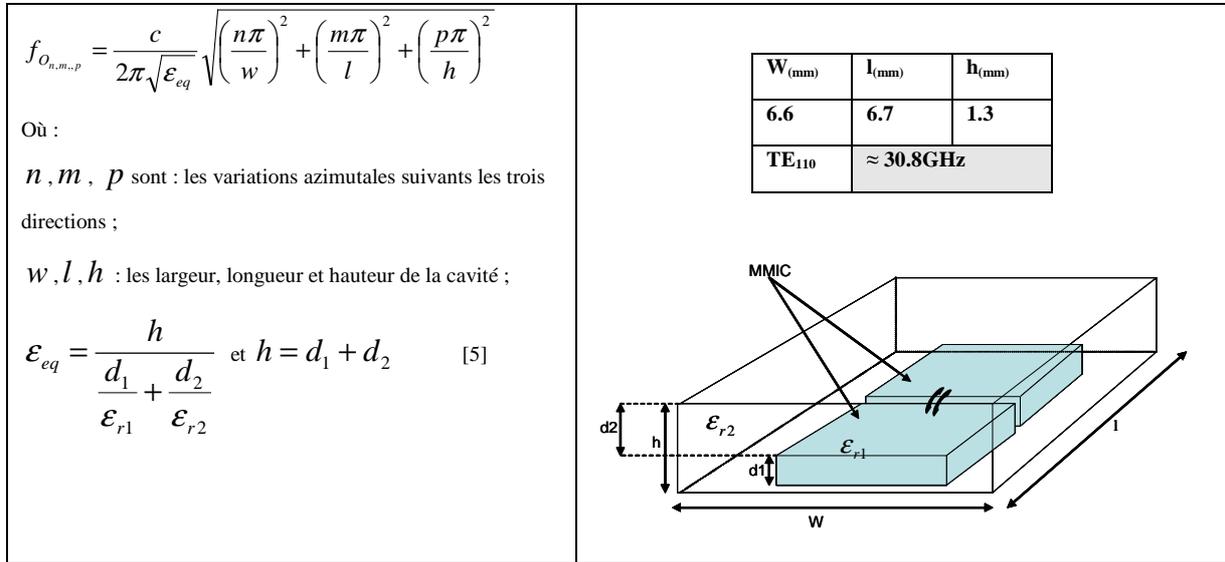


Figure II-8 : Calcul de la fréquence de résonance du mode parasite

Ces études prouvent la capacité des simulations hybrides globales à prendre en compte les effets électromagnétiques parasites sur le comportement actif.

Pour montrer l'effet du gain des amplificateurs sur les résonances, nous allons montrer les réponses de transmission de la structure test1 sans via pour des différentes valeurs du gain G des amplificateurs : sans amplification (figure II-9.a), pour G=10 (figure II-9.b) et pour G=30 (figure II-9.c).

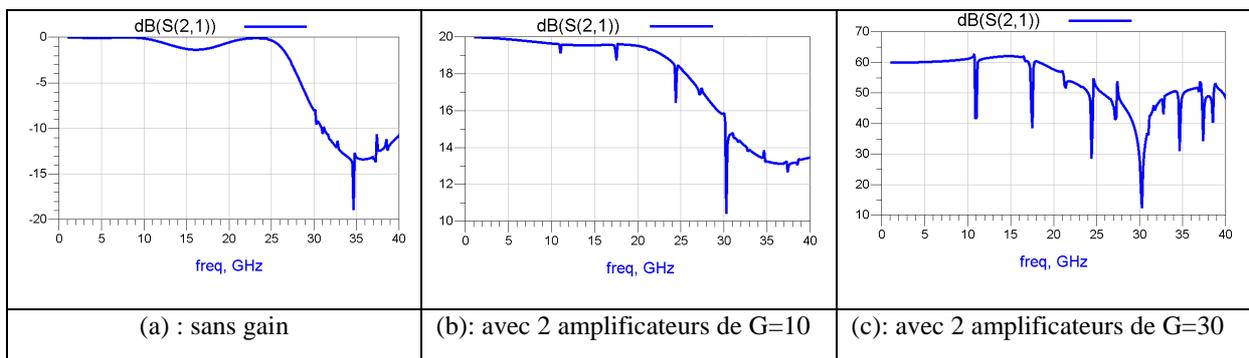


Figure II-9 : Etude de l'effet du gain des amplificateurs sur les résonances

Nous remarquons que la valeur du gain des amplificateurs contribue à l'excitation des modes de résonance. La simulation hybride permet ainsi de donner des limites d'utilisation de structures données, dans un contexte fixé.

Dans la suite de l'étude, nous considérons la structure test1 avec via et la réponse associée décrite sur la figure II-7b, comme éléments de référence.

III. APPLICATION DE L'APPROCHE HYBRIDE (EM/circuit) SEGMENTEE

III.1 Objectifs

Comme nous l'avons expliqué précédemment, l'approche hybride globale demande un espace mémoire et des temps de calculs importants dans le cas de modules complexes. L'approche hybride (EM/circuit) segmentée, décrite dans le précédent chapitre et qui consiste à scinder le module en plusieurs segments bien définis, permet un gain en temps de calcul et une réduction de l'espace mémoire. Nous allons appliquer cette approche afin de:

- Valider l'approche hybride segmentée, par comparaison avec la simulation EM globale décrite précédemment. Cette approche est cohérente avec la création de notre librairie de modèles génériques paramétrés géométriquement et en fréquence.
- Déterminer le nombre de modes à considérer dans les plans d'accès. Ce choix va jouer un rôle très important plus tard dans la rapidité d'apprentissage des réseaux de neurones.

III.2 Description de l'approche

L'approche consiste à décomposer la structure test1 en plusieurs segments élémentaires génériques. La structure test est décomposée en trois segments (un Segment1 et deux Segment2) en considérant 2 plans de segmentation (plan 1 et plan 2) (voir figure II-10). Dans chacun de ces plans, tous les modes de guide propageants et les premiers modes évanescents dans une bande de fréquence de 1 à 40 GHz sont considérés dans les accès. Nous prenons en compte, dans les deux plans de segmentations (plan 1 et 2), le mode de guide TE₁₀ qui devient propageant à la fréquence 22.429GHz et dans un premier temps un seul mode évanescent dont la fréquence de coupure est 44.84GHz. Une étude sera présentée dans la suite pour montrer que ce choix de modes est suffisant. L'entrée et la sortie du module test1 sont toujours excitées à l'aide de quatre accès localisés comme dans l'approche hybride globale.

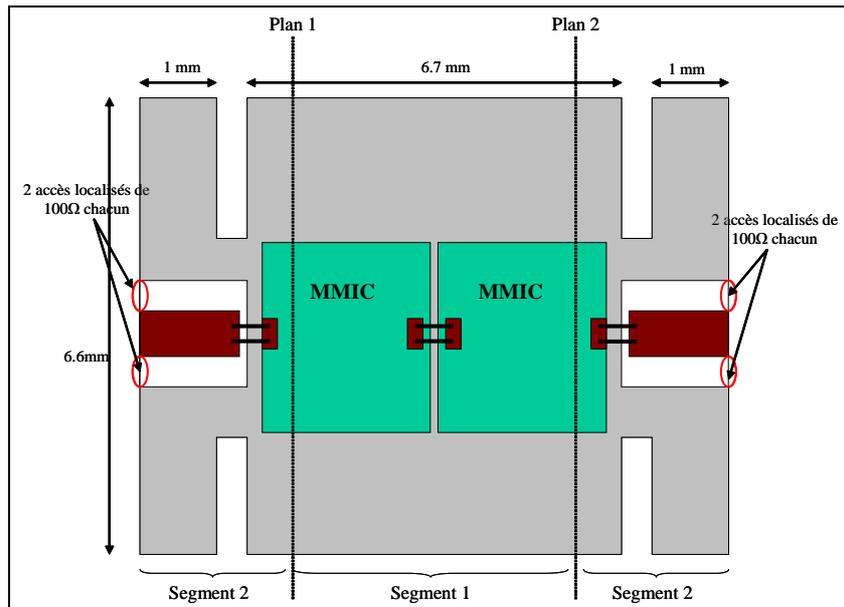


Figure II-10 : Structure test1 segmentée

Un calcul EM en 3D de chacun de ces segments est effectué dans une bande de fréquence de 1 à 40 GHz pour caractériser le domaine distribué. Ainsi, nous obtenons deux matrices [S] généralisées (MSGi) caractérisant les trois segments que nous introduisons dans le logiciel circuit ADS d'Agilent Technologies (voir figure II-11). Un chaînage en module et en phase est réalisé afin d'obtenir la réponse EM du module global.

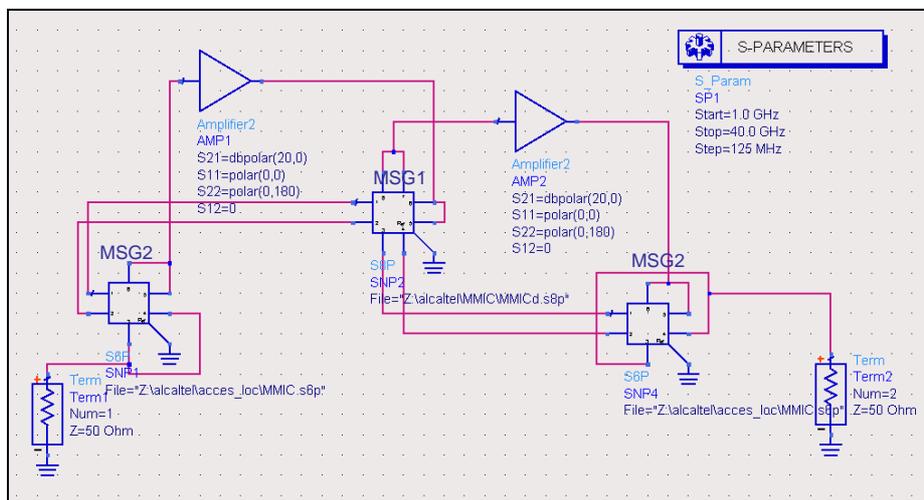


Figure II-11: Les différents segments chaînés sous ADS d'Agilent Technologies

III.3 Validation de l'approche

Pour valider les résultats obtenus par l'approche hybride (EM/circuit) segmentée, nous les comparons au comportement référence de la structure test. Nous comparons sur les figures II-12 et II-13 les réponses en transmission et adaptation obtenues par la méthode hybride segmentée et la méthode hybride globale.

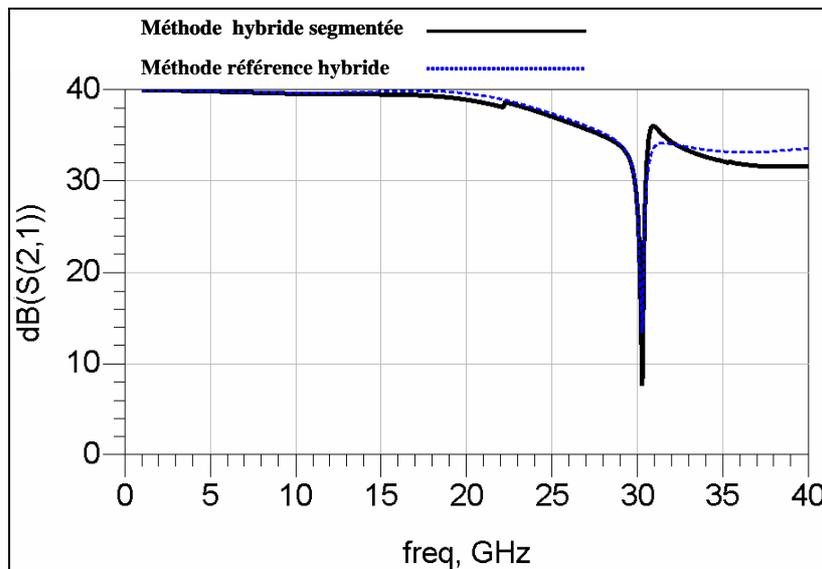


Figure II-12 : Comparaison entre les réponses en transmissions obtenues par la méthode hybride (EM/circuit) segmentée et par la méthode référence hybride globale

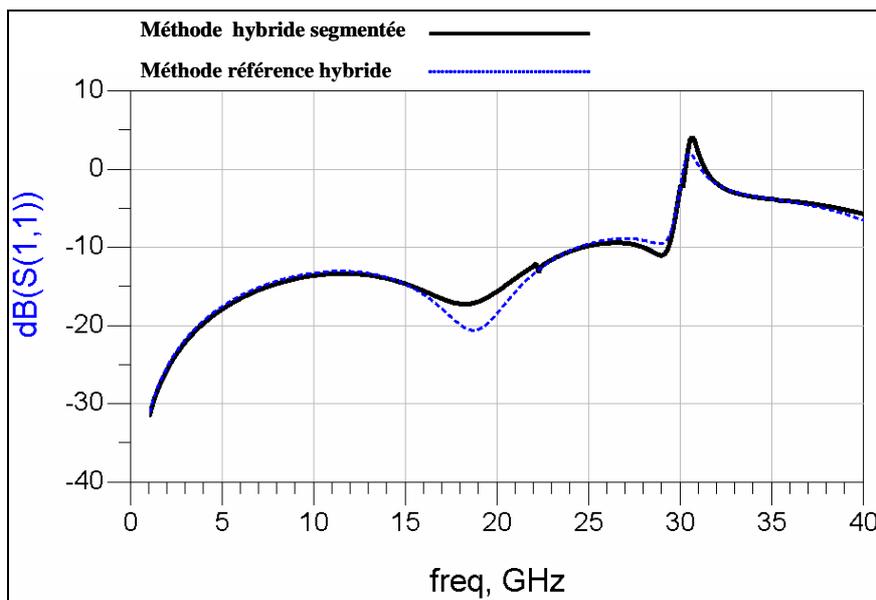


Figure II-13 : Comparaison entre les réponses en adaptation obtenues par la méthode hybride (EM/circuit) segmentée et par la méthode référence hybride globale

Notre but était de démontrer qu'en partageant le dispositif en plusieurs segments, et en faisant l'analyse EM sur chaque segment à part, nous pourrions obtenir en chaînant les matrices généralisées relatives aux segments, le même résultat que celui obtenu par l'analyse EM globale du dispositif. En comparant nos résultats, nous voyons bien qu'ils sont légèrement différents mais que globalement ils convergent, notamment sur la caractérisation fréquentielle des pics parasites et donc de la prise en compte des couplages EM dans le module.

Pour savoir si le nombre de modes évanescents choisi est suffisant ou non, une étude de convergence est effectuée. Nous allons considérer dans les plans de segmentations (plan 1 et 2) le mode de guide TE₁₀, le mode évanescent dont la fréquence de coupure est 44.84GHz et un deuxième mode évanescent dont la fréquence de coupure est 67.02GHz. Le calcul EM en 3D de chacun des segments est ré effectué dans la bande de fréquence de 1 à 40 GHz.

Dans la figure II-14 nous comparons les réponse de transmission obtenues par : la méthode hybride (EM-circuit) segmentée avec 2 modes évanescents, la même méthode avec un seul mode évanescent et la méthode hybride globale.

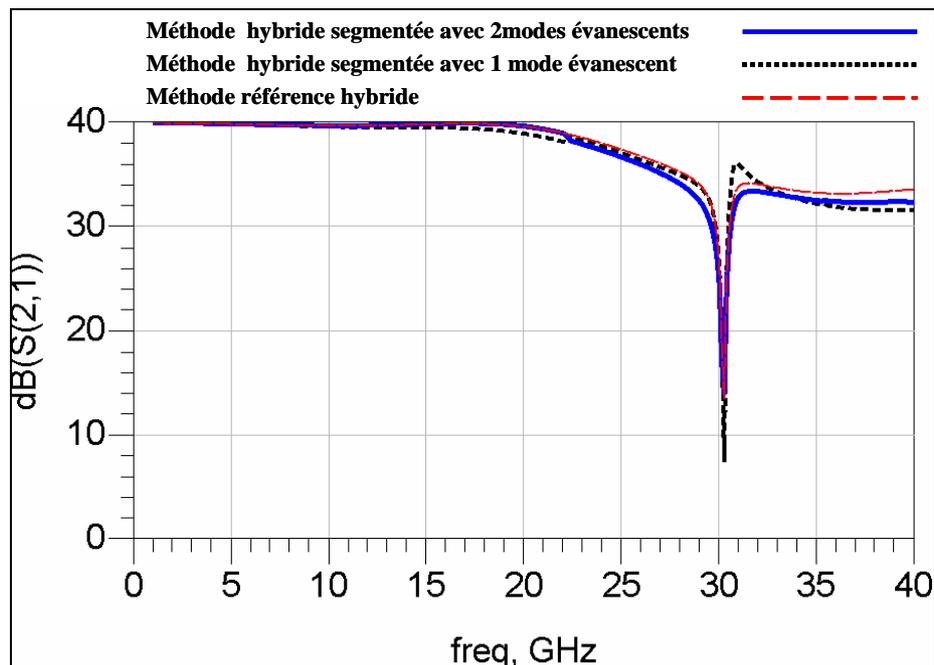


Figure II-14 : Etude de convergence pour le choix de nombre de modes évanescents.

Nous constatons que globalement les réponses obtenues en considérant 1 ou 2 modes évanescents convergent. Donc, le choix d'un seul mode évanescent dans les plans de segmentation est jugé suffisant dans le cas de la structure test1. Comme nous allons voir plus

tard dans le paragraphe IV.3.1, en limitant le nombre de modes évanescents à prendre en compte, nous limitons également la complexité du réseau des réseaux de neurones et donc les temps de calcul nécessaires à la création de la bibliothèque d'éléments génériques. La bonne concordance entre les trois réponses valide l'approche hybride EM/circuit segmentée. Nous pouvons donc maintenant l'appliquer au module Ka-band MCM amplificateur déjà présentée.

IV. APPLICATION DE L'APPROCHE HYBRIDE (EM/circuit/ANN) SEGMENTEE

IV.1 Introduction

Comme nous l'avons expliqué dans le premier chapitre notre but est d'aider le concepteur à concevoir et optimiser des modules MCM tout en tenant compte des effets EM et en conservant des temps de calcul adaptés. Ainsi, nous proposons de créer une bibliothèque de modèles génériques paramétrés géométriquement et en fréquence par une modélisation de réseaux de neurones. Dans le cadre de ce travail de thèse, cette bibliothèque est destinée notamment à la conception d'un module Ka-band MCM amplificateur.

La démarche décrite au chapitre I est résumée sur la figure II-15. La première étape consiste à définir les paramètres géométriques à optimiser et à décomposer la structure en plusieurs segments génériques. Chaque segment est modélisé par des matrices [S] généralisées suivant les paramètres géométriques. Ces matrices [S] servent ensuite de base d'apprentissage aux réseaux de neurones. Des matrices [S] paramétrées issues de la modélisation par réseaux de neurones sont ensuite implantées sous le logiciel circuit.

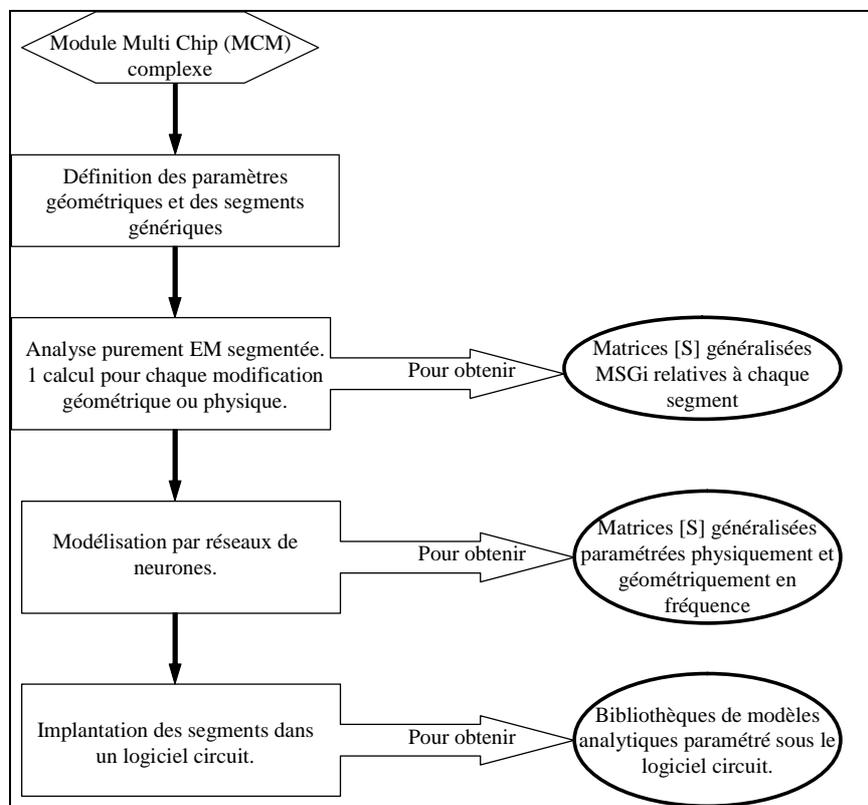


Figure II-15 : La démarche de l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée

IV.2 Segmentation de la structure Ka-band MCM amplificateur et choix des paramètres géométriques

IV.2.1 Choix des paramètres géométriques

Les paramètres géométriques à optimiser sont définis en accord avec Thales Alenia Space en fonction des besoins actuels et futurs. Les critères retenus sont liés à l'expérience du concepteur TAS et concernent les bandes de fréquences d'utilisation, l'intégration, le niveau de performance visé, l'aspect générique... La figure II-16 présente ces différents paramètres.

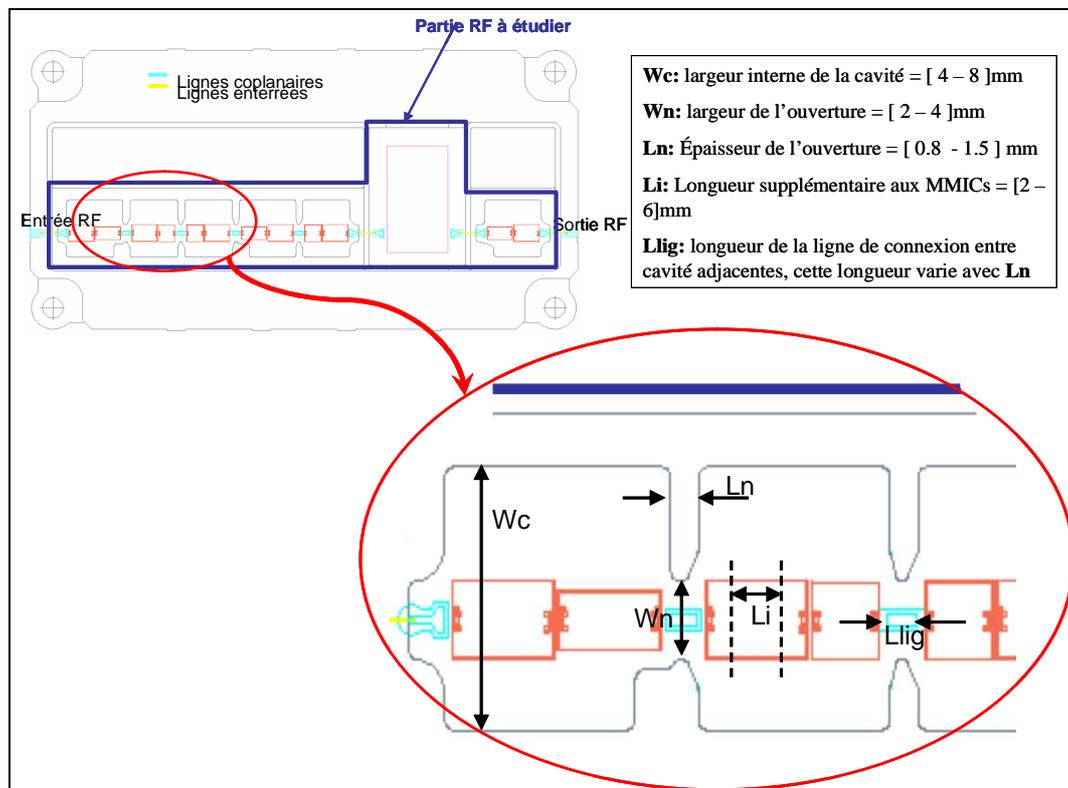


Figure II-16 : Choix des paramètres géométriques

IV.2.2 Segmentation de la structure

Nous décomposons le module global en cinq segments génériques décrits sur la figure II-17.

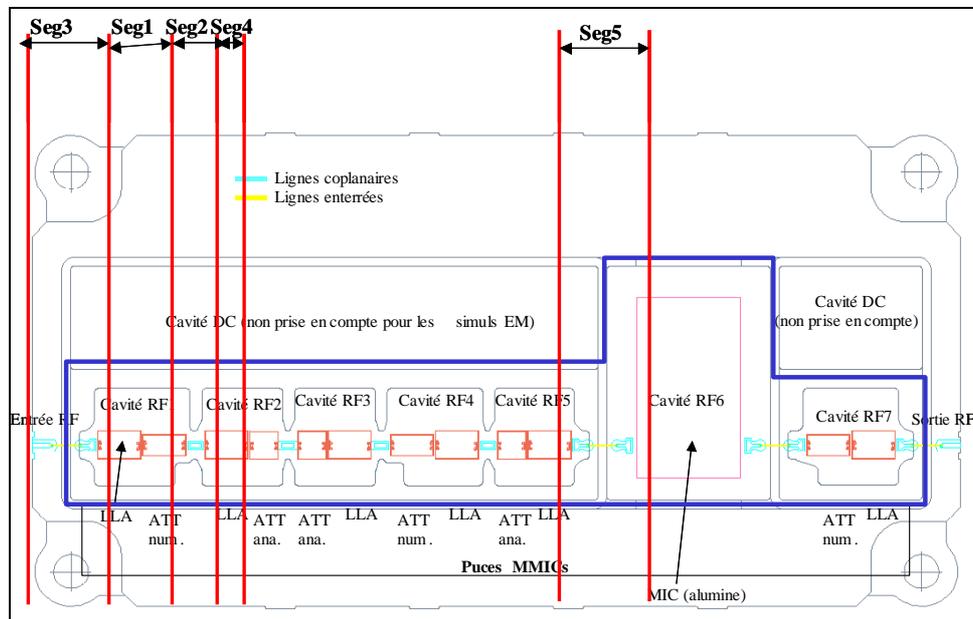


Figure II-17 : Structure Ka-band MCM amplificateur décomposée en 5 segments

Ces cinq segments sont considérés par TAS comme ayant un aspect générique suffisant, pour être utilisés de façon optimale lors de la conception d'un grand nombre de modules multi-chip.

Le Segment Seg1 est composé de 2 MMICs connectés à travers deux bonding wires. Les MMICs sont couverts par une cavité métallique. Il est limité par deux plans de segmentation identiques (Plan1) considérés dans le calcul EM comme des accès distribués. La largeur de la cavité (W_c) est le seul paramètre à considérer dans ce segment (voir figure II-18). W_c varie de [4 à 8] mm de telle façon que le rapport entre les distances d_1 et d_2 reste conservé, la largeur de MMIC est fixée à 2mm.

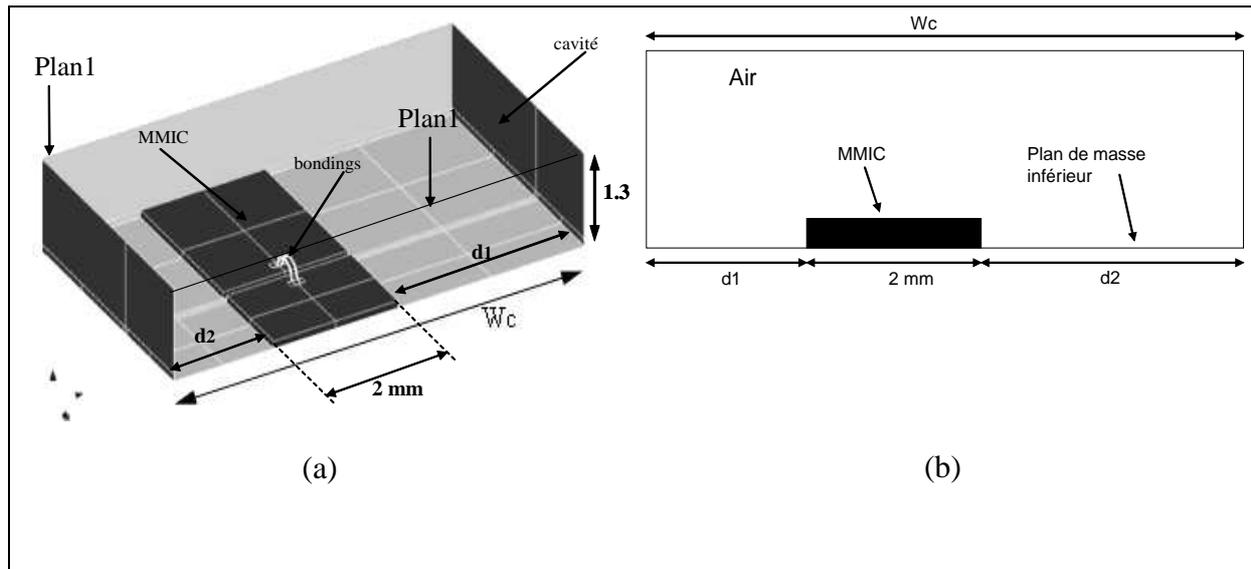


Figure II-18 : (a) Maillage du segment Seg1; (b) Vue du Plan1

Le segment Seg2 relie deux cavités adjacentes différentes à travers une ligne coplanaire. Comme nous constatons sur la figure II-19, deux encoches sont définies afin de réduire le couplage EM direct entre les MMICs et pour repousser les modes de résonance parasites hors de la bande d'opération. Ce segment est limité de chaque côté par deux plans: le plan de segmentation (Plan1) identique à celui de segment Seg1 et un autre plan (Plan2) considéré dans les calculs EM du segment Seg2 comme conducteur parfaitement électrique. Le but du plan (Plan2) est d'une part d'éviter l'apparition de modes de substrat qui nuiraient au comportement global du module et d'autre part de réduire les dimensions des segmentations. La réduction des dimensions permet de limiter le nombre de modes à considérer dans ces plans. Le nombre de modes est un critère très important dans la rapidité d'apprentissage des réseaux de neurones comme nous allons le voir plus tard. De plus, comme nous l'avons vu et en réalité, l'apparition de ces modes est évitée en implantant des vias métalliques dans le substrat. Court-circuiter le plan 2 revient donc à simuler correctement la réalité. Dans ce segment, trois paramètres géométriques sont considérés : W_c , L_n et W_n (voir figure II-19) avec W_c qui varie selon les mêmes conditions que pour le segment Seg1, et W_n qui varie symétriquement par rapport à la ligne coplanaire.

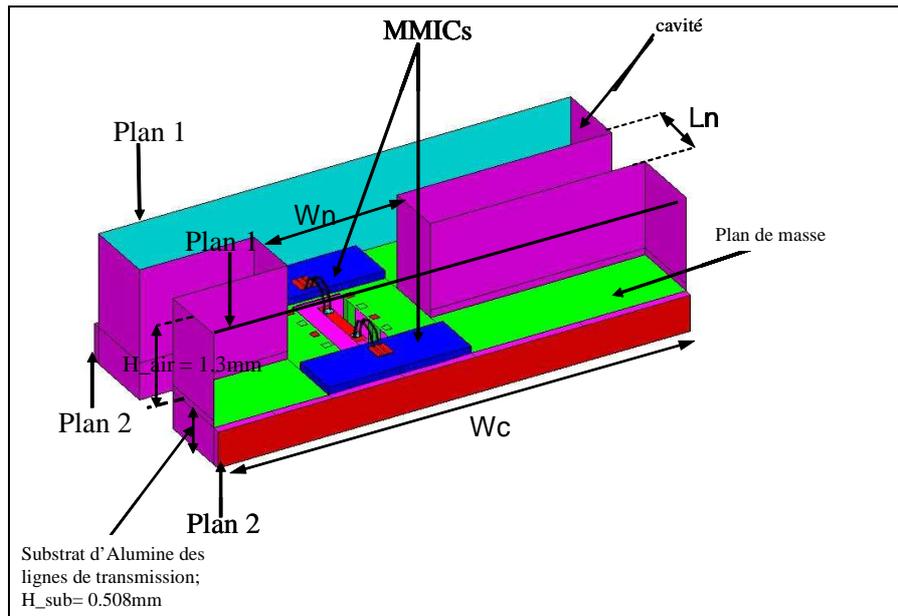


Figure II-19: Maillage de segment Seg2

Le segment Seg3 (voir Figure II-20) est utilisé comme entrée/sortie du MCM. Il est composé d'une ligne enterrée qui connecte l'environnement extérieur avec le module. Le plan d'entrée ou de sortie (Plan entrée/sortie) contient deux accès localisés de 100Ω. Ces deux accès sont placés en parallèle au bout de la ligne coplanaire afin d'exciter le mode de la ligne. Les conditions aux limites du plan d'entrée/sortie sont présentées sur la figure II-21. Dans ce segment, nous considérons seulement le paramètre géométrique (W_c).

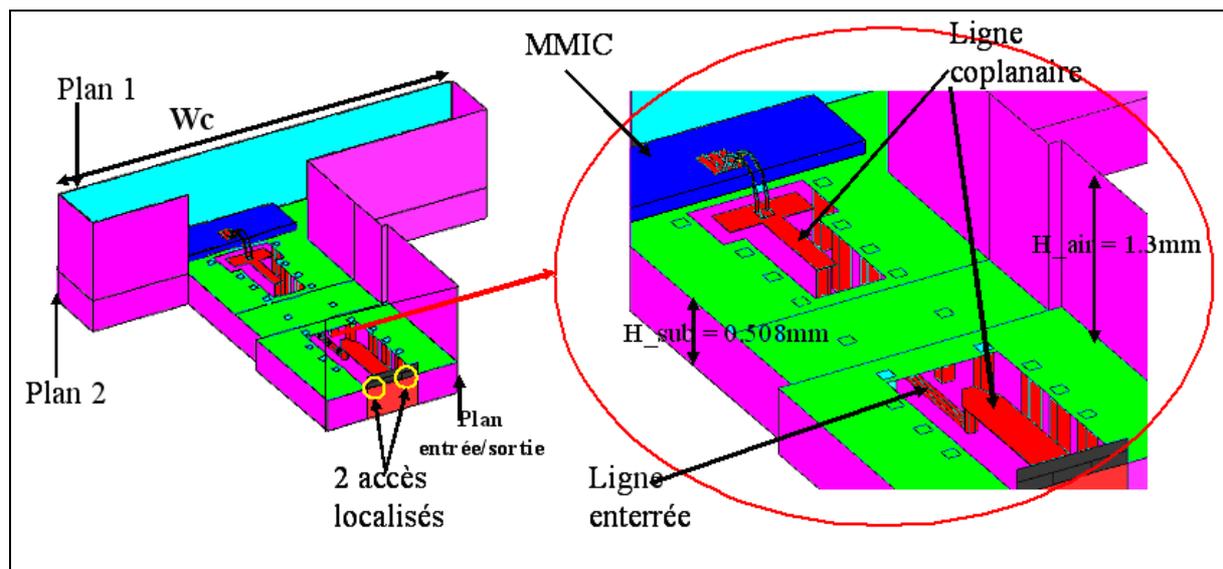


Figure II-20 : Maillage de segment Seg3

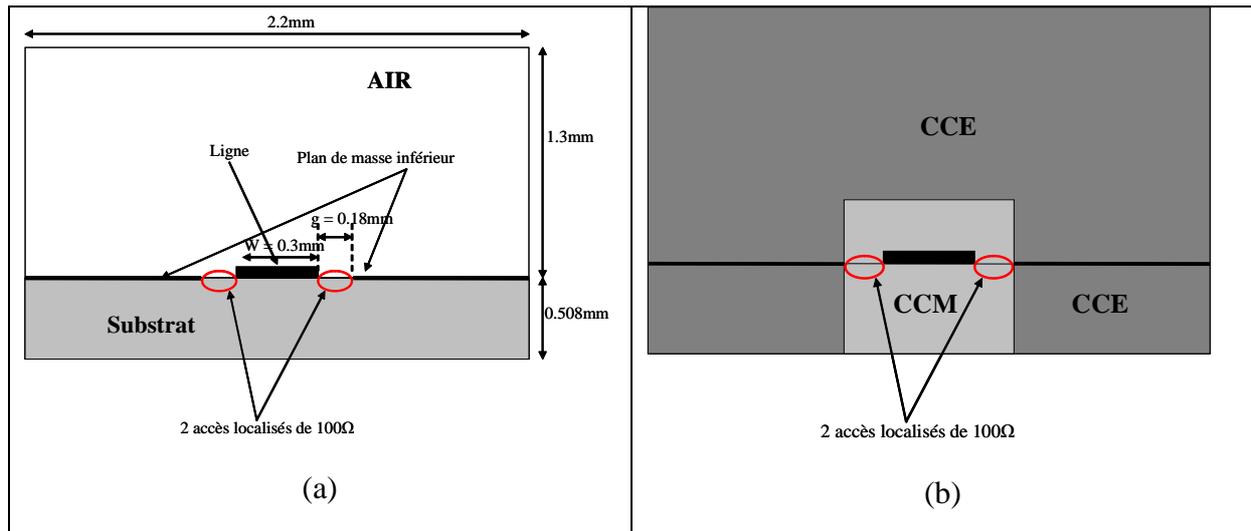


Figure II-21: (a) Vue du plan d'entrée ou du sortie ; (b) Les conditions aux limites de ce plan

Le Segment Seg4 est composé seulement d'un tronçon de MMIC (voir figure II-22). Il est utilisé pour modifier la longueur de n'importe quel MMIC. Il est limité par deux plans de segmentation identiques (Plan1) qui ont les mêmes dimensions que les plans (Plan1) des autres segments. Dans ce segment, il faut considérer deux paramètres géométriques (W_c) et la longueur d'un MMIC (L_i).

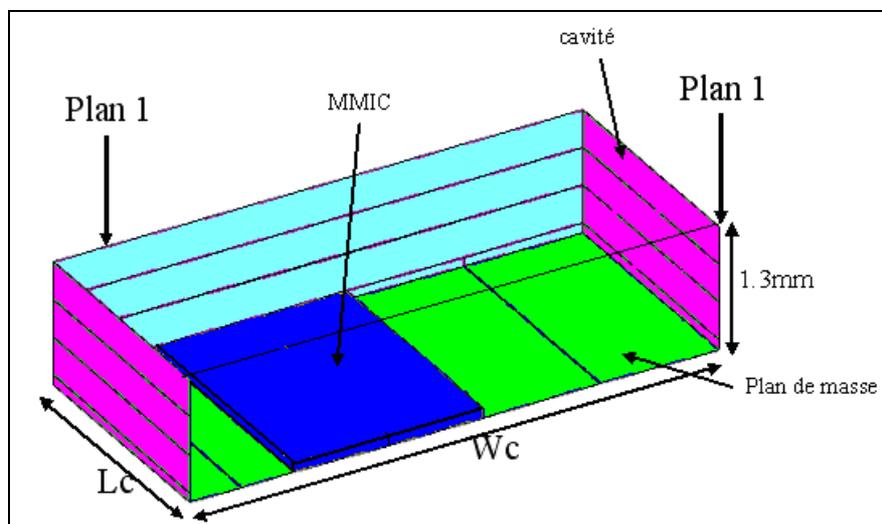


Figure II-22: Maillage de segment Seg4

Le segment Seg5 est une transition entre deux cavités à travers une ligne enterrée (voir Figure II-23). Il contient un seul paramètre géométrique (W_c). Il est limité d'un côté par les plans (Plan1) et (Plan2) et de l'autre côté par le plan de segmentation (Plan3). Une vue en 2D du plan (plan 3) est présentée en figure II-24.

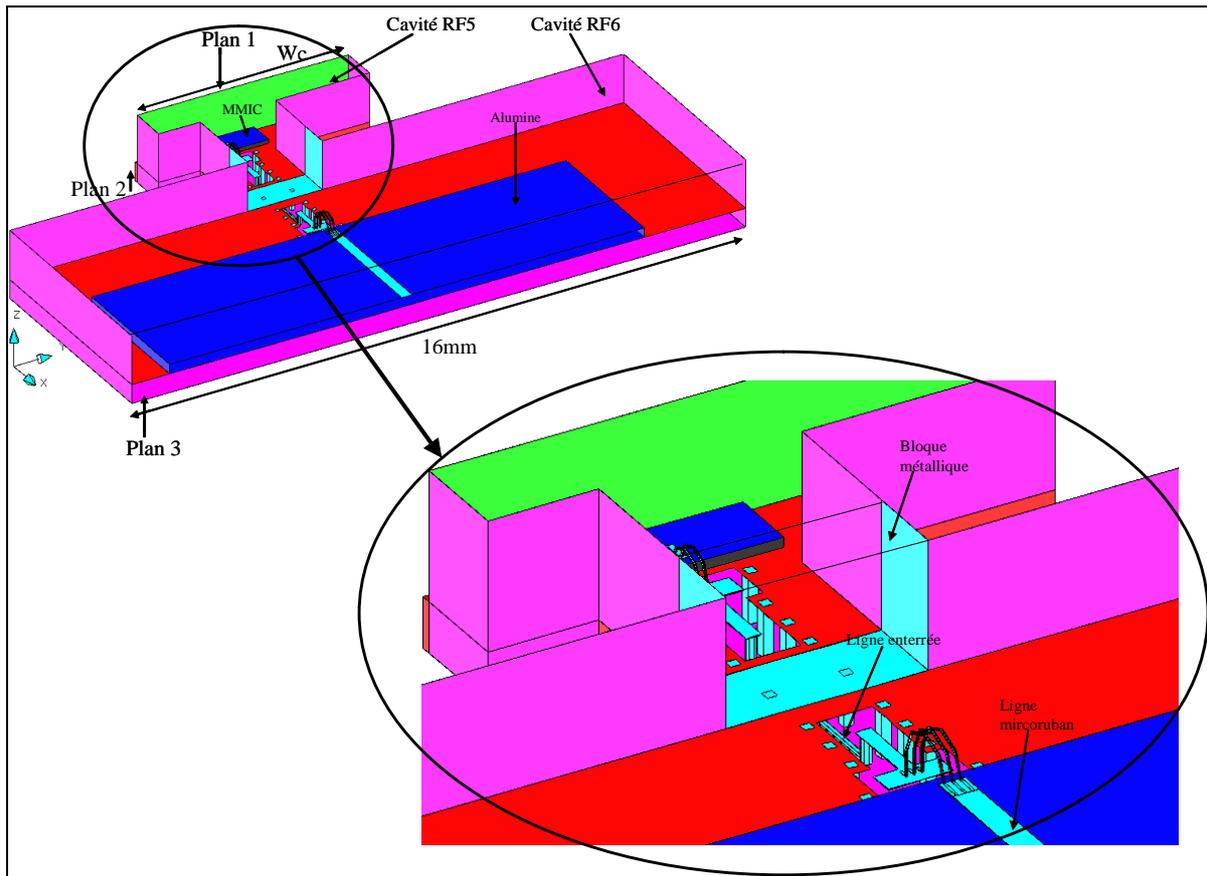


Figure II-23: Maillage du segment Seg5

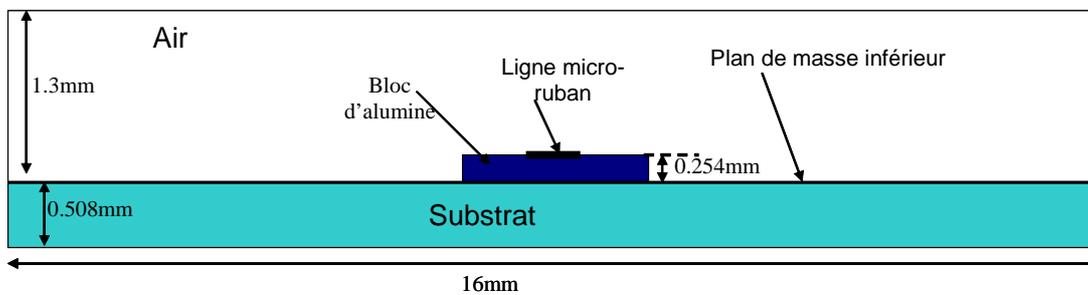


Figure II-24 : Vue du plan (plan3).

Ainsi, tout le module Ka-band MCM amplificateur est maintenant caractérisé à travers ces cinq segments. Avant de passer à la paramétrisation géométrique et fréquentielle des différents segments par les réseaux de neurones, nous allons dans un premier temps, valider l'analyse EM de ces 5 segments en optimisant les maillages 3D et 2D (plans de segmentation), les décompositions modales et le nombre de modes à considérer.

IV.2.3 Validation de segments génériques

Pour valider les segments que nous avons choisis, nous allons considérer la structure test2 présentée en figure II-25. Elle est identique à deux cavités RF successives de la structure Ka-band MCM amplificateur. Sur cet exemple test, les dimensions géométriques sont fixées arbitrairement (mais du même ordre de grandeur que celles du module complet) et sont présentées sur la figure II-25.

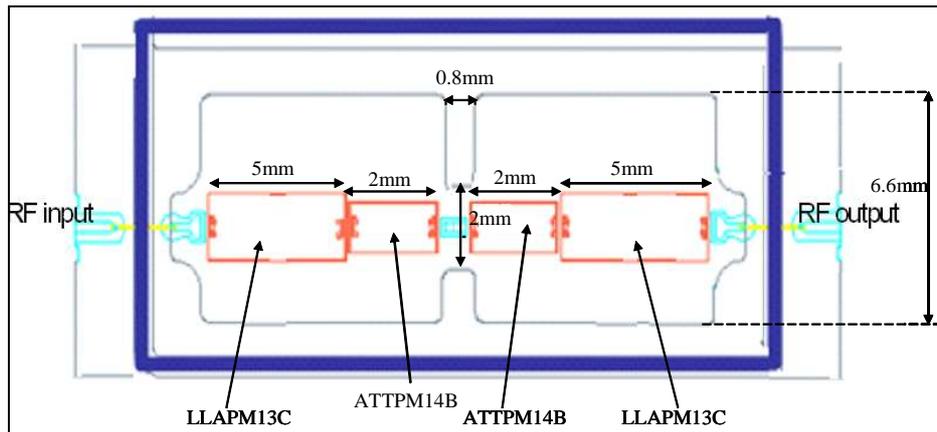


Figure II-25 : Topologie de la structure test2

Comme nous le constatons, chaque cavité comprend deux MMICs : un amplificateur LLAPM13C et un atténuateur numérique ATTPM14B. Nous montrons sur les figures II-26a et II-26b les réponses électriques des MMICs respectivement amplificateur et atténuateur.

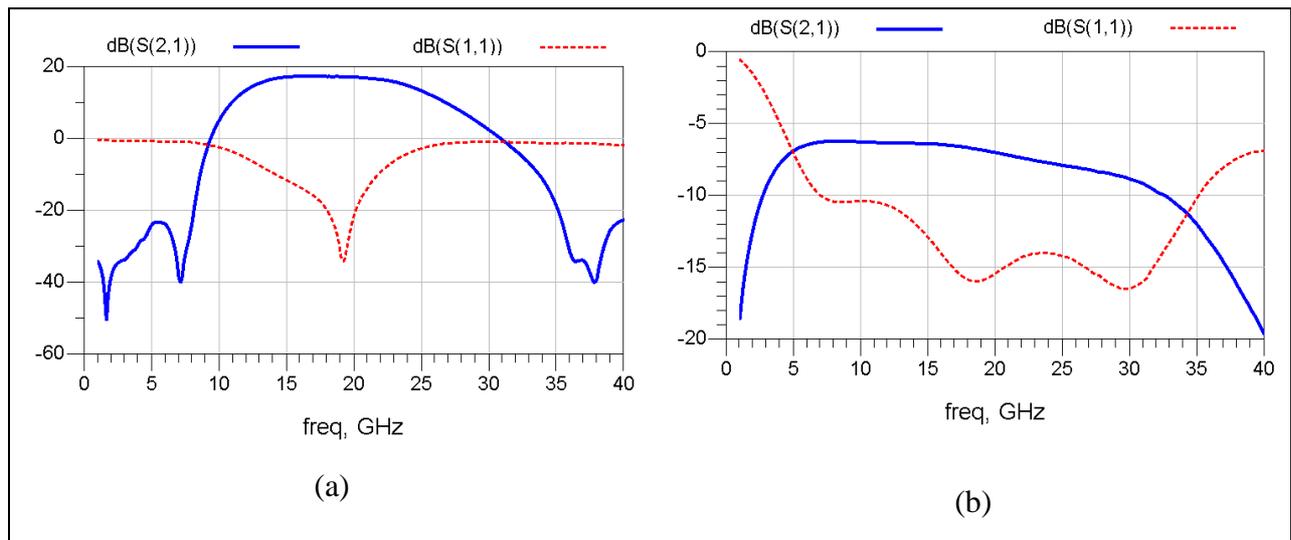


Figure II-26 : (a) Réponse électrique de l'amplificateur LLAPM13C, (b) Réponse électrique de l'atténuateur ATTPM14B

Sur la figure II-28 nous présentons la réponse purement circuit de ces 4 MMICs chaînés ensemble sous le logiciel ADS d'Agilent Technologies (voir figure II-27) sans considérer l'environnement EM.

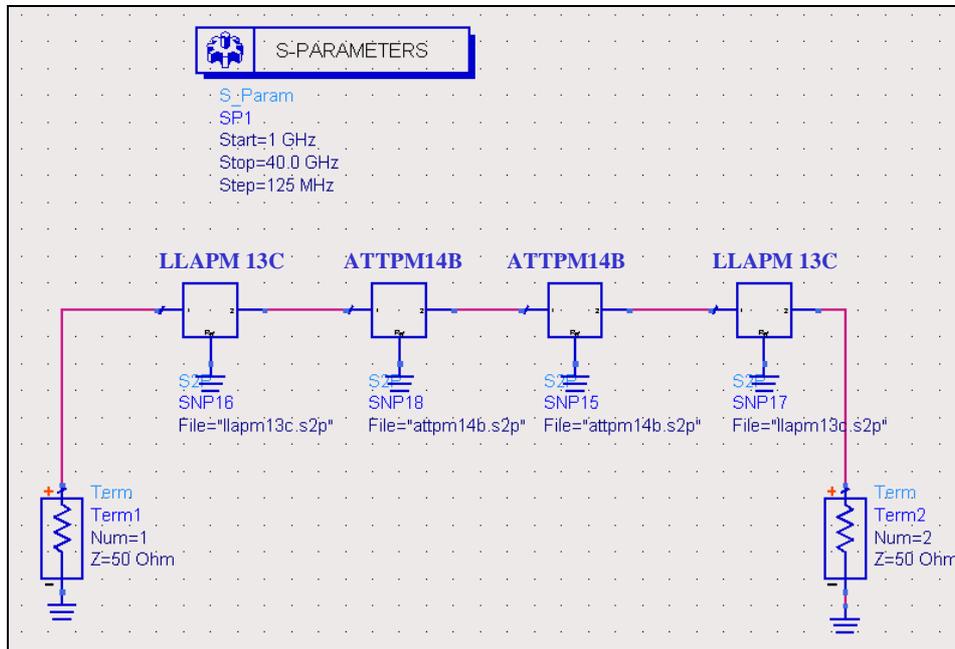


Figure II-27 : Les 4 MMICs chaînés sous ADS d'Agilent Technologies.

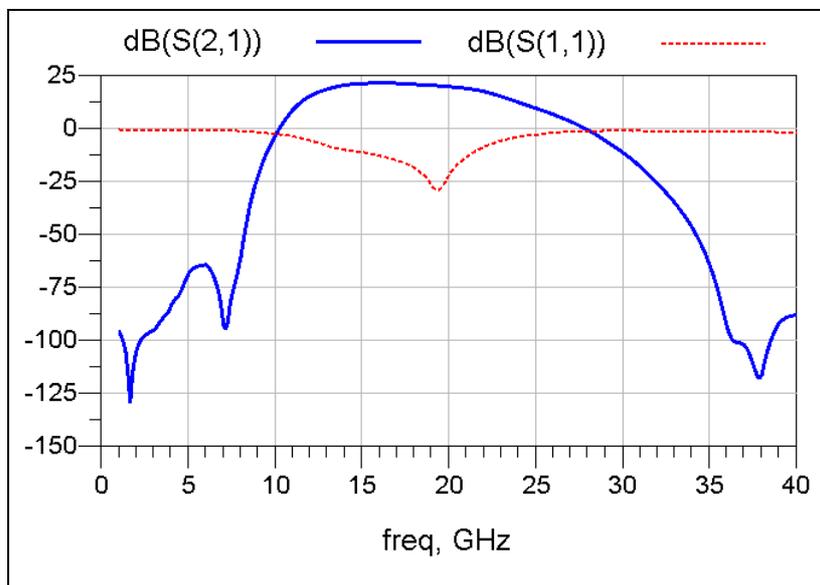


Figure II-28 : La réponse purement circuit de ces 4 MMICs.

En observant ce module test2, nous constatons que nous pouvons le caractériser par quatre segments Seg1, Seg2, Seg3 et Seg4 déjà présentés dans le paragraphe précédent, avec $W_c = 6.6\text{mm}$, $W_n = 2\text{mm}$, $L_n = 0.8\text{mm}$ et $L_i = 2\text{mm}$. La segmentation du module test2 est présentée sur la figure II-29.

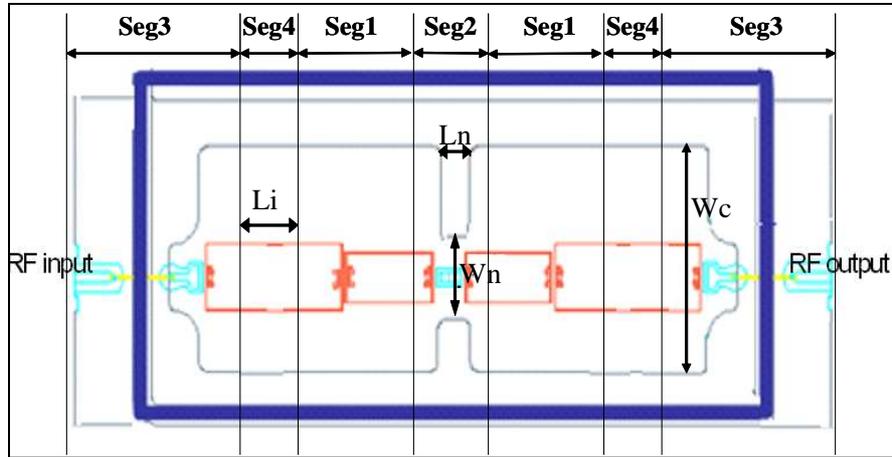


Figure II-29 : Caractérisation de la structure test2 à travers Seg1, Seg2, Seg3 et Seg4.

Dans un premier temps, nous caractérisons cette structure test2 par une analyse EM globale afin d'obtenir la réponse référence ($S_{ij_{ref}}$). Ensuite, nous appliquons les différentes étapes de l'approche hybride (EM/circuit) segmentée. Ainsi, nous considérons dans les différents plans de segmentation (puisque tous les plans sont identiques), le mode de guide TE₁₀ qui devient propageant à la fréquence 22.429GHz et dans un premier temps un seul mode évanescent dont la fréquence de coupure est 44.84GHz. Un calcul EM en 3D de chacun de ces segments est effectué dans une bande de fréquence de 1 à 40 GHz pour caractériser les domaines distribués. Nous chaînons ces segments entre eux par leurs matrices de compression associées et avec les réponses actives des MMICs sous le logiciel ADS d'Agilent Technologies afin d'obtenir le comportement du module global. Nous comparons sur les figures II-30 et II-31 les réponses en transmission et adaptation obtenues par la méthode hybride segmentée et la méthode hybride globale. Ces deux réponses sont comparées aussi avec la réponse, purement circuit de ces 4 MMICs chaînés ensemble sous ADS d'Agilent Technologies, qui était présentée avant sur la figure II-28.

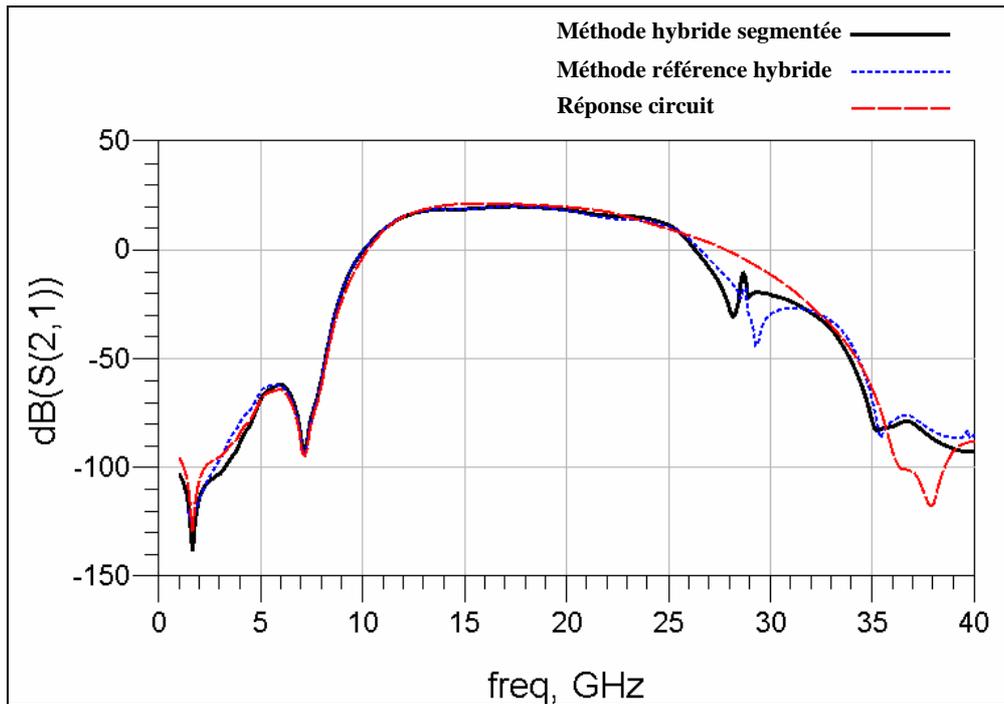


Figure II-30 : Comparaison entre la transmission référence et celle obtenue par l'approche hybride (EM/circuit) segmentée

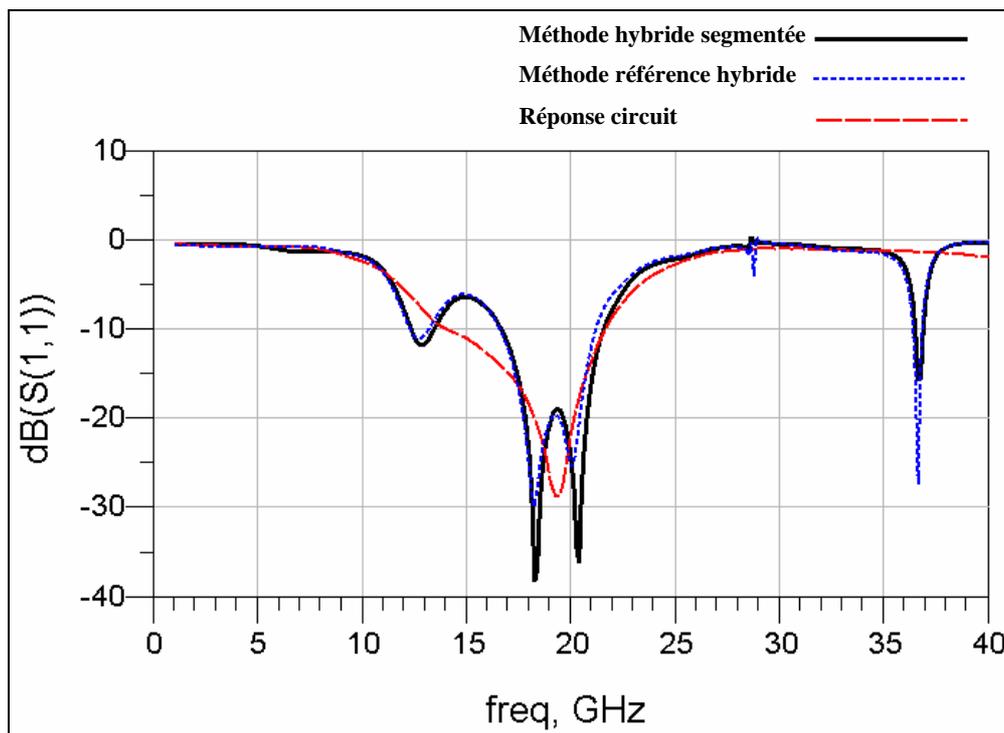


Figure II-31 : Comparaison entre l'isolation référence et celle obtenue par l'approche hybride (EM/circuit) segmentée

En comparant les réponses obtenues par les deux méthodes, nous voyons bien qu'elles sont légèrement différentes mais que globalement elles convergent avec un décalage en fréquence de 1GHz au niveau de la transmission autour de 29 GHz. Dans notre cas, cette légère différence n'est pas un point critique. En effet, notre objectif est d'aider le concepteur à prévoir si des modes de résonance parasites existent dans la bande de fréquences de fonctionnement ou à proximité afin de trouver des solutions pour les repousser avant la fabrication. Nous ne recherchons pas ici une haute précision dans la détermination des fréquences de résonance parasites.

Afin de valider la décomposition modale dans les plans d'accès, une étude de convergence est effectuée. Nous allons considérer dans les plans de segmentations le mode de guide TE₁₀, le mode évanescent dont la fréquence de coupure est 44.84GHz et un deuxième mode évanescent dont la fréquence de coupure est 67.02GHz. Dans la figure II-32 nous comparons les réponses en transmission obtenues par : la méthode hybride (EM-circuit) segmentée avec 2 modes évanescents et la même méthode avec un seul mode évanescent.

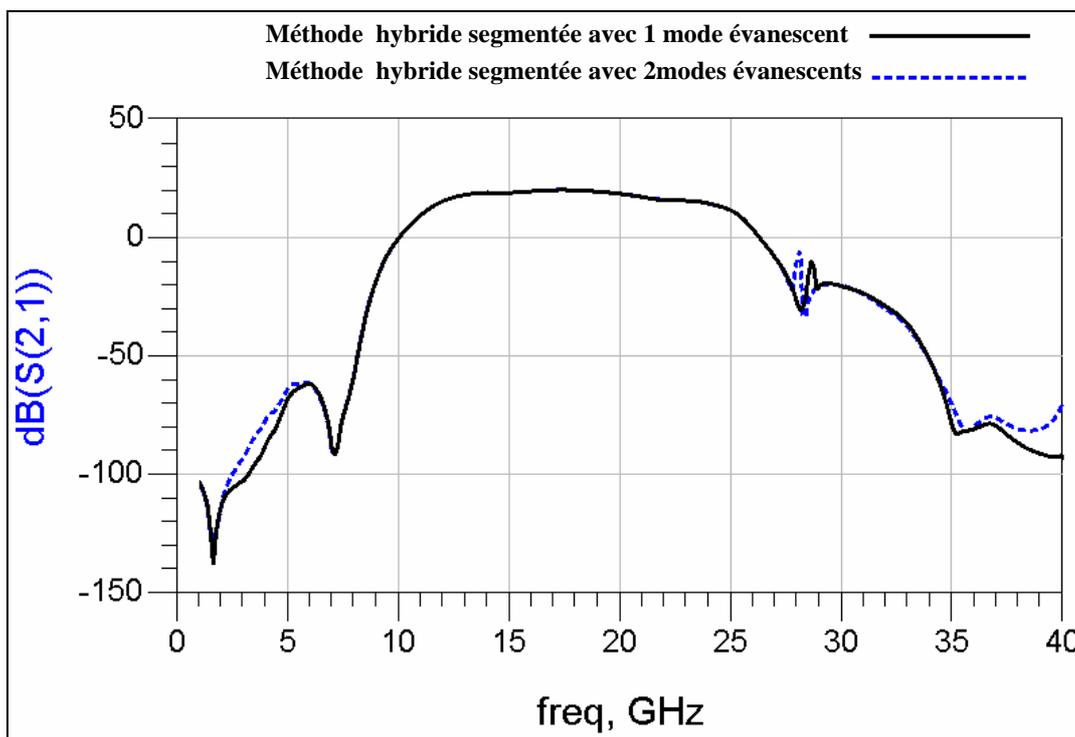


Figure II-32 : Etude de convergence pour le choix de nombre de modes évanescents.

Nous constatons que globalement les réponses obtenues en considérant 1 ou 2 modes évanescents convergent. Pour limiter les calculs par la suite, nous ne considérons donc qu'un seul mode évanescent.

Ainsi, nous pouvons considérer que la modélisation EM des segments Seg1, Seg2, Seg3 et Seg4 est validée avant de commencer la phase de paramétrisation géométrique et fréquentielle par réseaux de neurones.

IV.3 Paramétrisation géométrique et fréquentielle par réseaux de neurones artificiels

Jusqu'à présent, dans le cadre de la conception et de l'optimisation comportementale de modules RF (par exemple: repousser les pics parasites qui apparaissent dans les transmissions des modules test1 et test2 hors de la bande de fréquence utile), le concepteur est obligé de modifier les caractéristiques géométriques et physiques du module à étudier. Le fait de refaire les calculs EM après chaque modification pour converger vers la forme optimale est trop coûteux en temps de calcul.

D'autre part, les réseaux de neurones artificiels (ANN) ont été récemment introduits dans le domaine de la radio fréquence et dans la modélisation, la simulation et l'optimisation des modules RF [6][7][8][9]. La procédure de modélisation par réseaux de neurones est simple et l'évaluation des modèles est très rapide. Un réseau neuronal est capable d'identifier une fonction non linéaire et multidimensionnelle [6][10]. Pour cela, l'objectif de ce travail est d'exploiter les avantages de ce modèle non linéaire pour trouver la relation analytique qui relie les différents paramètres géométriques, physiques et fréquentiels d'un module RF avec les différents paramètres (S_{ij}) de la matrice $[S]$ généralisée représentant le comportement EM de ce module.

Ainsi, une librairie de modèles génériques analytiques sera créée pour répondre aux contraintes de temps de calcul. Cette librairie sera par la suite implantée dans un logiciel circuit afin de profiter de l'ensemble des fonctionnalités de ce logiciel.

La paramétrisation se fait donc par l'intermédiaire des réseaux de neurones.

Notre travail peut être donc, et après l'examen des propriétés des réseaux de neurones, divisé en quatre étapes :

La première étape est consacrée à l'étude du problème de paramétrisation pour arriver à choisir :

- La structure du réseau convenable (par exemple : réseau multicouche ou réseau récurrent ou cellulaire..).
- Le type de réseau qui peut résoudre le problème (par exemple ; réseau MLP ou ondelletes...)
- Les différents paramètres (les nombres de couches cachées, les nombres de neurones dans chaque couche, les paramètres de la couche d'entrée et de sortie) pour que notre réseau soit conformément modélisé pour notre projet.

La deuxième étape présente la méthode de conception d'un réseau de neurones artificiels, pour trouver ou créer le moyen informatique (logiciel) capable de gérer, d'enregistrer, de manipuler et de télécharger des réseaux de neurones.

La troisième étape concerne la création de la base d'apprentissage du réseau neuronal. Cette base, comme nous allons le voir plus tard, devra contenir toutes les informations nécessaires pour que le réseau neuronal ne perde pas sa capacité de généralisation. C'est l'étape qui va prendre le plus de temps. Une centaine de calculs purement EM par segment est nécessaire. Puis ces résultats sont traités et triés afin de les imposer sur les entrées et les sorties du réseau de neurones.

La quatrième étape est consacrée à la phase d'apprentissage du réseau.

La cinquième étape concerne les tests de performances, ou la validation de nos modèles génériques paramétrés.

IV.3.1 Etude du problème

Comme nous l'avons déjà expliqué dans le premier chapitre (§V.2.3), le but de notre projet est d'approximer une fonction F non linéaire, à plusieurs variables, statiques et indépendantes du temps :

$$Y = F(X) = F(x_1, x_2, \dots, x_p) = (F_1(X), F_2(X), \dots, F_q(X))^T \quad [\text{II- 1}]$$

où X est le vecteur formé de p paramètres géométriques à optimiser et Y est le comportement EM du module MCM représenté par les différents paramètres (S_{ij}) de la matrice $[S]$ généralisée. D'après une étude bibliographique [6][7][8][9][11], nous en déduisons que le modèle neuronal le plus intéressant à considérer pour remplir cette tâche est le modèle multicouche statique de type Feedforward. En conséquence, il reste à choisir l'un

des trois réseaux de type Feedforward (MLP, RBFNN et WNN) pour qu'il soit adopté dans notre projet.

Cybenko [12] a démontré qu'un perceptron multicouches (MLP) à p entrées et q sorties, comportant une seule couche cachée composée de neurones à fonction d'activation continue non linéaire, est suffisant pour approximer, au sens des moindres carrés, avec une erreur arbitrairement faible pour un ensemble donné d'objets d'apprentissage, n'importe quelle transformation continue représentée par un ensemble de vecteurs d'entrées $X_k = (x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kp})^T$ et un ensemble de vecteurs de sorties désirées $S^{(k)} = (s_1^{(k)}, s_2^{(k)}, \dots, s_q^{(k)})^T$. Dans plusieurs travaux de recherche [6][8][9][11] les réseaux MLP ont été adoptés pour des problèmes d'approximation dans le domaine de micro-onde. En se basant sur ces travaux et sur le théorème d'approximation de Cybenko, nous avons adopté dans notre méthode le réseau de type MLP avec une seule couche cachée. Le neurone utilisé dans ce réseau est le neurone non linéaire continu dont la fonction d'activation est une fonction sigmoïde simplifiée (voir chapitre I (§V.2.2)).

Toutefois, à ce jour là, il n'existe pas de règles pour préjuger du nombre des neurones dans la couche cachée pour atteindre une qualité d'approximation suffisante. A noter que plus l'architecture du réseau augmente, c'est-à-dire plus le nombre de couches et de neurones augmente, plus le réseau contiendra de connexions, ce qui implique un apprentissage et un traitement de plus en plus lent. Dans notre cas, le nombre de neurones cachés utilisés dans le modèle neuronal est déterminé en testant plusieurs réseaux neuronaux en changeant à chaque fois le nombre de neurones cachés pour obtenir une convergence de l'algorithme d'apprentissage et une bonne précision du modèle neuronal. L'algorithme d'apprentissage converge lorsque l'erreur quadratique moyenne MSE (voir chapitre I, § V.4.3) est inférieure ou égale au facteur de précision souhaitée ε . Donc, la méthode que nous avons appliquée pour déterminer le nombre de neurones cachés consiste à débiter avec un réseau ayant un nombre de neurones cachés petit (nous avons commencé avec 3 neurones cachés) et pendant la phase d'apprentissage nous examinons l'évolution de MSE pendant chaque centaine d'itérations. Si MSE ne diminue pas de 1% par rapport à sa valeur précédente et si elle est toujours supérieure à la valeur du facteur de précision ε , alors nous arrêtons l'apprentissage et nous augmentons le nombre des neurones cachés. Dans notre projet, chacun des 5 segments génériques (Seg1, Seg2, Seg3, Seg4 et Seg5) à un nombre de neurones cachés différents l'un de l'autre.

Pour illustrer ces propos, nous présentons sur la figure (II-33a) l'un des segments à paramétrer (le segment Seg2). La non-linéarité que nous cherchons et qui sera la sortie du

réseau de neurone est le comportement EM du segment qui se traduit mathématiquement à travers les différents paramètres (S_{ij}) de la matrice $[S]_{n \times n}$ généralisée. Dans le cas du segment Seg2, cette non-linéarité est considérée comme une fonction à quatre variables (W_c , W_n , L_n et F la fréquence). Ceci implique que dans la couche d'entrée du réseau on aura quatre entrées (W_c , W_n , L_n et F). En sortie du réseau nous obtenons les parties réelles et imaginaires des paramètres (S_{ij}) de la matrice $[S]_{n \times n}$ généralisée, en fonction des quatre variables (voir figure II-33b).

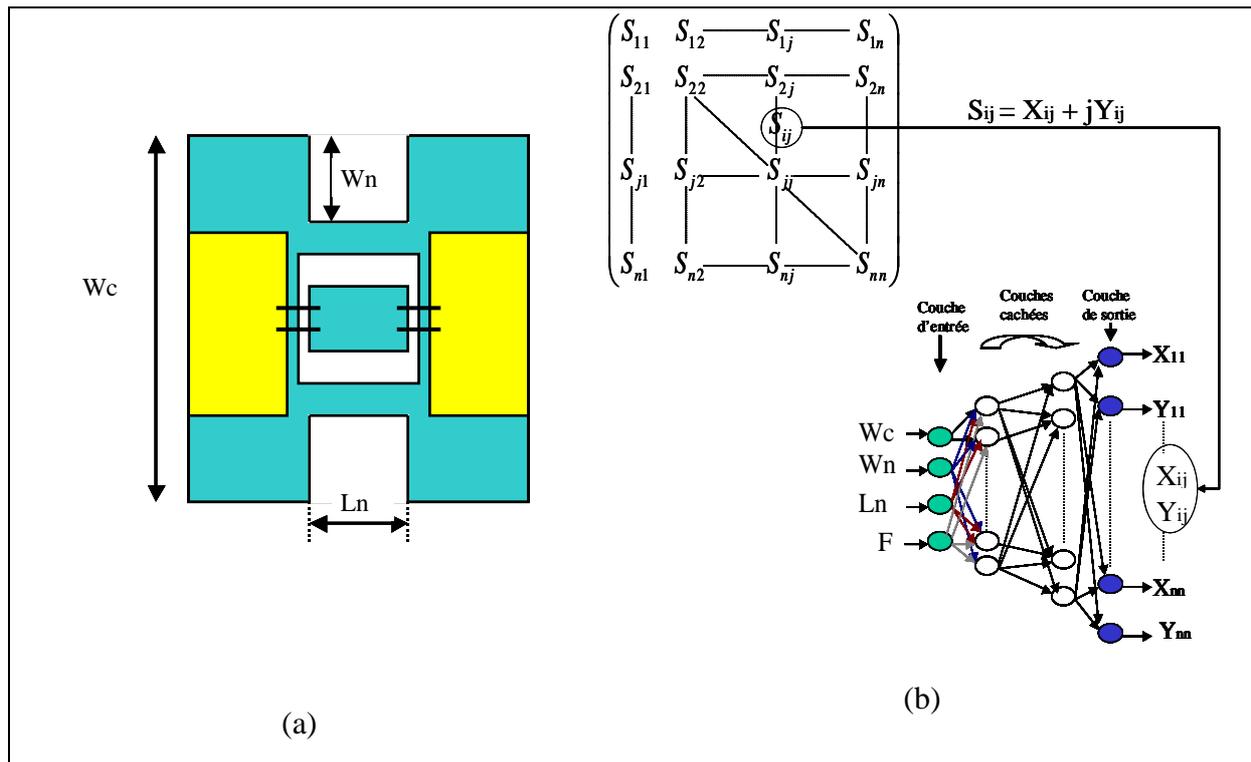


Figure II-33 : (a) Topologie segment Seg2 ; (b) Structure réseau de neurones

La dimension de la matrice $[S]$ généralisée est directement liée aux nombres d'accès localisés, d'accès distribués et de modes (propagatifs et évanescents) considérés dans chacun de ces accès. Donc, le nombre de neurones de la couche de sortie varie d'un segment à un autre. Dans le cas du segment Seg2, nous avons quatre accès localisés (2 accès localisés de 100Ω placés en parallèle au bout de chaque tronçon de MMIC) et deux accès distribués (les deux plans de segmentation) avec deux modes considérés dans chacun d'eux. Ainsi nous obtenons une matrice généralisée $[S]_{8 \times 8}$ d'ordre 8×8 ($8 = 4$ accès localisés + $(2$ accès distribués $\times 2$ modes considérés par accès)). Nous avons ainsi 64 paramètres (S_{ij}) à calculer. Ainsi, la couche de sortie du réseau de neurones va contenir 128 neurones (on a multiplié par 2 car on modélise les parties réelles et imaginaires des paramètres (S_{ij})). Pour limiter les

temps de calcul, nous avons intérêt à diminuer le nombre de neurones de la couche de sortie si possible. Puisque, le nombre de paramètres (poids et seuils dans le cas d'un MLP) du réseau de neurones est directement liée au nombre de neurones dans les différentes couches du réseau (voir chapitre I, §V.3.1), il existe un compromis entre la taille de la base d'apprentissage et l'architecture du réseau. Une augmentation de la taille du réseau (c'est-à-dire du nombre de paramètres du réseau) rend le problème plus compliqué et il sera très difficile d'estimer les valeurs optimales des paramètres du réseau à partir d'une base d'apprentissage modérée. Plus on augmente le nombre d'itérations pour minimiser l'erreur calculée sur la base d'apprentissage pendant la phase d'apprentissage, plus on risque d'augmenter l'erreur de généralisation calculée sur un ensemble de points non appris par le réseau pendant l'apprentissage (c'est le phénomène de sur-apprentissage)[10]. Pour éviter le sur-apprentissage, il est conseillé de limiter la complexité du réseau afin qu'il puisse apprendre toutes les particularités de la base d'apprentissage [10]. Ainsi, il est préférable de diminuer le nombre de neurones de la couche de sortie et par la suite de minimiser le nombre des modes évanescents à considérer dans les plans de segmentation.

Nous avons appliqué quelques solutions afin de minimiser le nombre de neurones dans la couche de sortie. Comme nous considérons les parties distribuées des différents segments (donc des modules EM passifs), alors leurs matrices $[S]$ généralisées présentent une symétrie. Il suffit alors de calculer la partie supérieure de la matrice $[S]$ présentée sur la figure II-34. Ainsi, le segment Seg2 présente 72 neurones en couche de sortie.

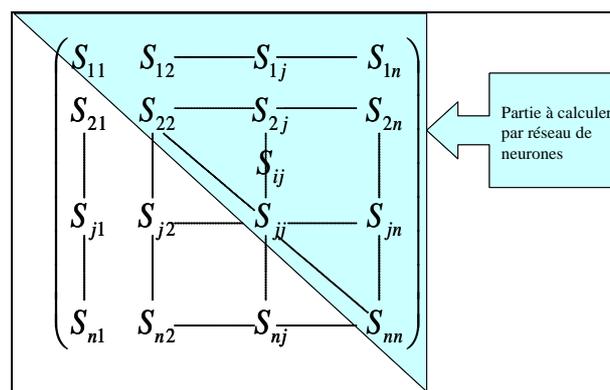


Figure II-34 : La partie de la matrice généralisée à calculer.

Nous présentons dans le tableau ci-dessous le nombre de neurones de la couche de sortie pour les différents segments.

Nom du segment	L'ordre n de la matrice [S] _{n×n} généralisée	Nombre de neurones de la couche de sortie	Nombre simplifié de neurones de la couche de sortie
Seg1	8×8	64 × 2 = 128	72
Seg2	8×8	64 × 2 = 128	72
Seg3	6×6	36 × 2 = 72	42
Seg4	4×4	16 × 2 = 32	20
Seg5	11×11	121 × 2 = 242	132

Tableau I-1 : Nombres de neurones de la couche de sortie des différents segments

Pour le segment Seg5, nous avons encore diminué le nombre de neurones de la couche cachée en calculant les parties réelles et imaginaires dans deux réseaux séparées à 66 neurones en couche de sortie chacun.

IV.3.2 Logiciel

Cette partie est consacrée à la présentation du simulateur de réseaux de neurones qui a été conçu et réalisé pendant la période de cette thèse et qui est programmé en C++. Le but de ce simulateur est de créer un outil efficace pour construire des modèles neuronaux très performants capables de modéliser un grand nombre de fonctions non linéaires à plusieurs variables.

Avant de commencer à décrire notre logiciel, nous allons justifier notre choix concernant le type du simulateur de réseaux de neurones que nous avons développé portant sur le langage de programmation.

Nous avons ainsi plusieurs choix pour programmer (ou simuler) notre logiciel, ces choix se résument comme suit :

Matlab[13] ou *Scilab*[14]: c'est un langage de simulation, il est utilisé pour réaliser des simulations complexes grâce à une importante librairie de fonctions mathématiques. L'utilisation de ces logiciels est envisageable, mais ceci ne s'obtient pas sans coût. *Matlab*, malgré sa puissance, est relativement lent vu l'utilisation de la mémoire sans économie. Les librairies qu'offrent ces logiciels ne peuvent pas toutes être personnalisées selon notre utilisation, ce qui implique une nouvelle programmation de ces librairies.

Visual basic[15] : un des langages de programmation les plus conviviaux, mais qui a été rapidement exclu de notre choix malgré sa simplicité à cause de plusieurs facteurs importants. Nous pouvons citer la vitesse lente (par rapport à d'autres langages que nous citons à la suite), le manque de la création dynamique des variables, un langage à base d'événement, pas de réutilisation,...

Java[16] : nous avons tout d'abord choisi d'utiliser ce langage orienté objet, mais, et après quelques études, nous avons trouvé que notre logiciel va utiliser excessivement les différentes ressources de l'ordinateur (mémoire, cpu time, ...). Or ces dernières ne sont pas économisées par ce langage. Nous avons donc cherché d'autres langages.

Visual C/C++[17] : c'est le langage le plus rapide, le plus proche de la machine, (à l'exception de l'assembleur), et de plus il est orienté objet. En ajoutant à toutes ces qualités un pointeur robuste qui permet une création dynamique des variables et économise la mémoire, ceci a favorisé sans doute notre choix pour ce langage.

IV.3.2.1 Structure du logiciel

Le logiciel est composé de plusieurs classes (une classe déclare des propriétés communes à un ensemble d'objets). La classe déclare des attributs représentant l'état des objets et des méthodes représentant leur comportement. La première classe est nécessaire pour le prétraitement de la base d'apprentissage avant son application au réseau de neurones. La deuxième est responsable de la création du réseau de neurones (créer les différentes couches et reliées les neurones de différentes couches entre eux) et c'est elle qui est responsable de donner les résultats d'une entrée donnée, de calculer les sorties des différentes neurones, de faire apprendre le réseau, etc. Et la dernière partie est celle qui doit assurer une bonne interface graphique entre le logiciel et l'utilisateur.

a. La phase de prétraitement

Cette phase dépend de la classe que nous avons développée et des fonctions qu'elle comprend. Nous l'avons nommée "*CTraitBase*". Cette phase est critique puisqu'il est nécessaire pour faire un prétraitement des fichiers ".sca" contenant les matrices [S] généralisées obtenus par les calculs EM de chaque segment. Comme nous allons voir plus tard dans la partie consacrée à la création de la base d'apprentissage, une centaine de calcul purement EM est effectuée pour chaque segment et pour chaque modification de l'un de paramètres géométriques. Ainsi, il faut assembler pour chacun des segments tous ses résultats

obtenus par le calcul EM dans un fichier propre. Cette classe comprend alors plusieurs fonctions (une fonction est un ensemble d'instructions qui permet d'accomplir une tâche bien précise) afin de lire et traiter les informations de ces fichiers pour les appliquer sur les neurones d'entrée et de sortie de réseau de neurones.

b. La phase de traitement

Cette phase dépend de la classe que nous avons développée "*CNetwork*" et des fonctions qu'elle comprend. C'est dans cette phase que se passe la classification, l'apprentissage, etc. Nous allons décrire brièvement le rôle des fonctions principales de cette classe.

- La fonction *CNetwork* : cette fonction représente le constructeur de la classe qui nous aide à effectuer les étapes d'initialisation de l'objet. Ainsi cette couche permet de créer un nouveau réseau, en créant la couche d'entrée, la couche de sortie et les couches cachées et permet d'assurer la connectivité entre les différents neurones de différentes couches.
- La fonction *Learn* : A l'aide de cette fonction, nous avons pu faire apprendre notre réseau en utilisant comme méthode d'apprentissage la rétro-propagation de gradient accélérée. Cette fonction qui est chargée du calcul de l'erreur quadratique et de sa convergence vers le minimum qu'on désire.
- La fonction *ComputeOutput* : Il est possible, en utilisant cette fonction, de considérer le réseau de neurones comme une simple transformation continue d'un espace à dimension finie vers un autre espace à dimension finie, sans s'intéresser à ce qui se passe à l'intérieur. Il suffit donc de fournir l'entrée (sous forme d'un vecteur) pour avoir la réponse instantanément à la sortie (sous forme d'un autre vecteur).

c. L'interface graphique

Après l'apprentissage, une fois que tous nos segments sont paramétrés géométriquement et en fréquence, et afin de rendre l'interaction entre le concepteur et la machine conviviale, nous avons implanté tous ces modèles dans le logiciel circuit ADS d'Agilent Technologies.

Le concepteur pourra ainsi bénéficier de toutes les fonctionnalités (modèles, méthodes d'optimisation,...) et de la convivialité de ce logiciel lors de la conception de modules.

IV.3.3 Création de la base d'apprentissage

La préparation des bases d'apprentissage des cinq réseaux neuronaux correspondant aux cinq segments génériques du module considéré est réalisée à partir d'une centaine de simulations EM en 3D dans le domaine fréquentiel réalisées par le logiciel EMXD pour chacun de ces segments. Prenons ainsi comme exemple le segment Seg2 avec ces trois paramètres géométriques (W_c , W_n et L_n). W_c va prendre une dizaine de valeurs entre (4mm et 8mm) et pour chaque variation de ces paramètres une nouvelle simulation EM dans le domaine fréquentiel allant de 1GHz à 40GHz sera réalisée. Même chose pour W_n qui varie entre (2mm et 4mm) et L_n entre (0.8 et 1.6mm). Pour chacune de ces analyses, le domaine fréquentiel sera divisé en 313 points entre 1 et 40 GHz. A chaque combinaison de valeurs de W_c , W_n , L_n et F , nous obtiendrons par calcul EM les différents paramètres (S_{ij}) de la matrice $[S]_{8 \times 8}$ généralisée. Chaque combinaison sera appelée un exemple d'apprentissage. Chaque exemple est décomposé en deux sous-exemples : un sous-exemple d'entrée contenant les paramètres W_c , W_n , L_n et F qui sont appliqués à l'entrée de réseau de neurones et un autre sous-exemple désiré à la sortie du réseau représenté par les parties réelles et imaginaire de la matrice $[S]_{8 \times 8}$ généralisée.

IV.3.4 La phase d'apprentissage

A partir de l'équation générale du perceptron multicouche donnée au chapitre I (l'équation [I-11]), nous pouvons déduire l'équation [II-1] représentative du modèle neuronal de l'un des neurones de sortie qui représente l'un des paramètres de la matrice $[S]_{n \times n}$ généralisée. Considérons l'exemple du paramètre $X_s = X_{ij}$ (partie réelle de S_{ij}) relatif au segment Seg2, nous pouvons l'écrire comme suit :

$$X_s(W, \Theta, W_c, W_n, L_n, F) = f_s \left(\sum_{j=1}^h w_{sj} f_s(w_{j1}W_c + w_{j2}W_n + w_{j3}L_n + w_{j4}F + \theta_j) + \theta_s \right) \quad [\text{II-2}]$$

Il reste donc à déterminer l'ensemble des paramètres du modèle neuronal: les vecteurs de poids W et de seuils Θ . θ_s est le seuil du neurone de sortie et θ_j est le seuil du

$j^{\text{ème}}$ neurone caché. w_{ji} est le poids de la connexion qui existe entre la $i^{\text{ème}}$ entrée et $j^{\text{ème}}$ neurone caché et w_{sj} entre $j^{\text{ème}}$ neurone caché et le neurone de sortie. Les paramètres du modèle à déterminer sont l'ensemble des poids et des seuils. Ces différents paramètres seront évalués à partir de la base d'apprentissage en utilisant comme algorithme d'apprentissage la rétro-propagation du gradient à convergence accélérée par l'adaptation du coefficient d'apprentissage présentée dans le chapitre I-§V.4.3, et ceci pour accélérer la phase d'apprentissage puisque notre base d'apprentissage est d'une taille importante.

Après la création de la base d'apprentissage, et après la sélection des différents paramètres du réseau, l'apprentissage peut commencer. L'apprentissage s'arrête lorsque l'erreur quadratique moyenne (MSE) est plus petite ou égale à l'erreur minimum choisie ε (il est appelé aussi le facteur de précision). Pour les cinq segments l'apprentissage est arrêté pour MSE inférieur ou égale à 0.0001.

$$MSE = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N E_k \quad [\text{II-3}]$$

$$\text{où } E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q (y_i^k - s_i^k)^2 \quad [\text{II-4}]$$

N est le nombre total d'exemple qui se trouvent dans la base d'apprentissage, q est le nombre de neurones dans la couche de sortie, y_i^k est la réponse du neurone i de la couche de sortie générée par le réseau lors de l'application de l'exemple numéro k et s_i^k est la réponse désirée du réseau neuronal.

Une fois la phase d'apprentissage terminée, les paramètres du réseau (l'ensemble des poids et de seuils) sont déterminés. Ainsi, le réseau de neurone est capable de calculer les différents paramètres de la matrice $[S]_{n \times n}$ généralisée par l'équation générale [I-11] présentée dans le chapitre I pour n'importe quel vecteur de paramètres géométriques et fréquentiels appliqué à l'entrée du réseau. Les valeurs des paramètres géométriques et fréquentiels peuvent être hors de la base d'apprentissage mais ils doivent être compris dans l'intervalle de valeurs précisées pour chaque paramètre.

Dans le paragraphe suivant nous validons l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée proposée.

IV.4 Validation de l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée

Une fois la phase d'apprentissage achevée avec succès, les cinq segments sont paramétrés géométriquement et en fréquence. Pour valider l'approche hybride (EM/circuit/ANN) proposée, nous considérons la structure test3 présentée sur la figure II-35.

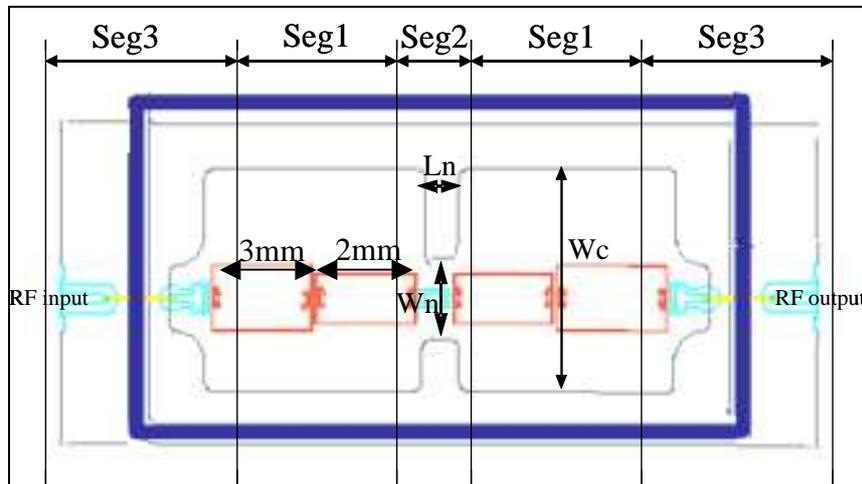


Figure II-35 : structure test3

Comme nous le voyons, cette structure est constituée de trois segments (Seg1, Seg2, et Seg3). Elle comprend quatre paramètres géométriques W_c , W_n et L_n . Ainsi, à travers cette structure, nous pouvons tester dans un premier temps les réseaux connexionnistes correspondants à ces trois segments.

Afin de valider l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée, nous allons comparer les réponses de la structure obtenues par nos modèles hybrides (EM/circuit/ANN) paramétrés pour différentes valeurs de W_c , W_n et L_n et celles obtenues par la méthode hybride (EM/circuit) segmentée.

Logiquement, on peut confirmer qu'à partir d'un certain seuil de MSE durant l'apprentissage, la réponse d'un vecteur d'entrée qui se trouve dans la base d'apprentissage doit présenter une concordance avec celle obtenue par l'approche référence comme décrit sur les figures de II-36 à II-39.

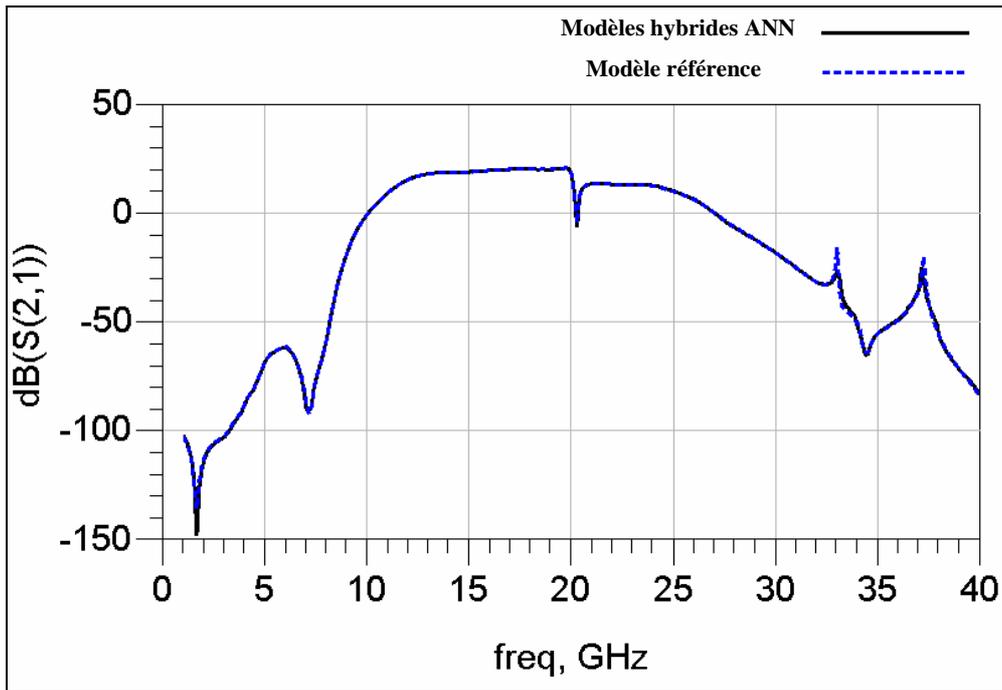


Figure II-36: Comparaison entre les réponses en transmission obtenues par les modèles hybrides ANN et la modèle référence, pour : $W_c=5\text{mm}$, $W_n=4\text{mm}$, $L_n=0.8\text{mm}$

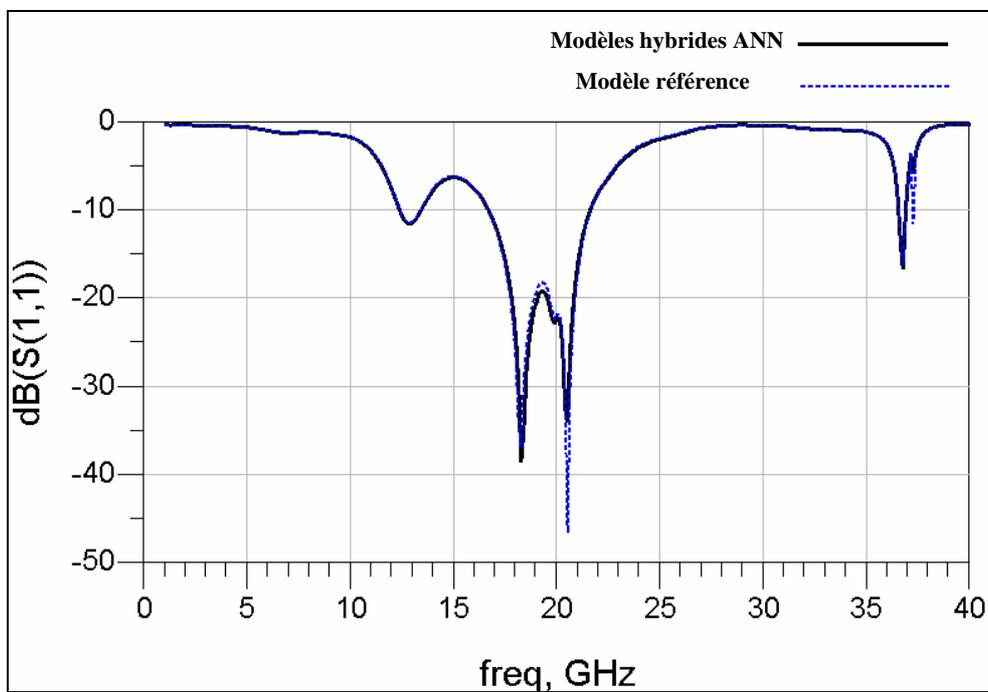


Figure II-37: Comparaison entre les réponses en isolation obtenues par les modèles hybrides ANN et la modèle référence, pour : $W_c=5\text{mm}$, $W_n=4\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$

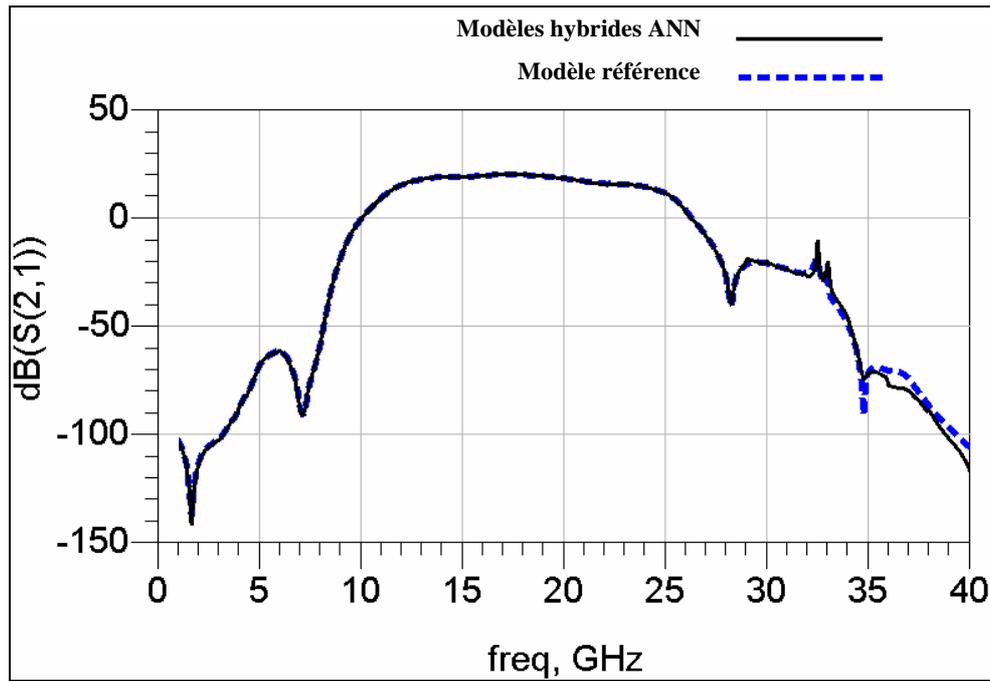


Figure II-38: Comparaison entre les réponses en transmission obtenues par les modèles hybrides ANN et la modèle référence, pour : $W_c=6.6\text{mm}$, $W_n=2\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$

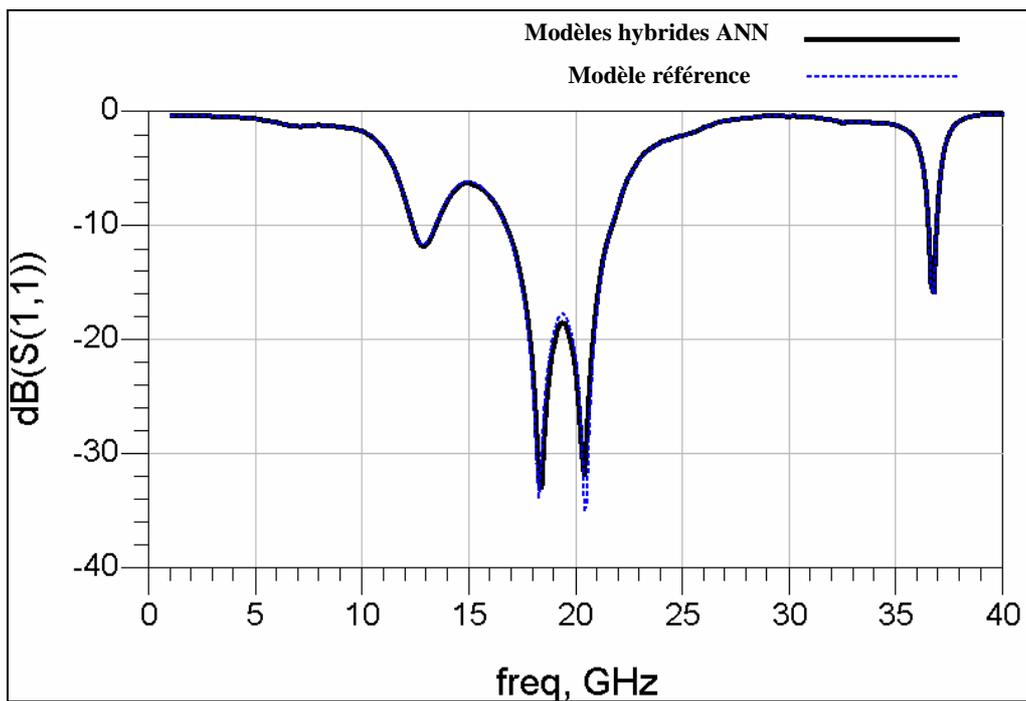


Figure II-39: Comparaison entre les réponses en isolation obtenues par les modèles hybrides ANN et la modèle référence, pour : $W_c=6.6\text{mm}$, $W_n=2\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$

Ces résultats prouvent la bonne concordance entre les deux réponses pour des vecteurs d'entrée appartenant à la base d'apprentissage.

Nous avons trouvé important aussi de tester la performance de nos réseaux connexionnistes avec des valeurs de W_c et W_n hors de la base d'apprentissage et ceci en comparant les résultats obtenues par les modèles hybrides (EM/circuit/ANN) et celles obtenues par l'approche hybride (EM/circuit) segmentée. Les différentes comparaisons sont présentées sur les figures de II-40 à II-43.

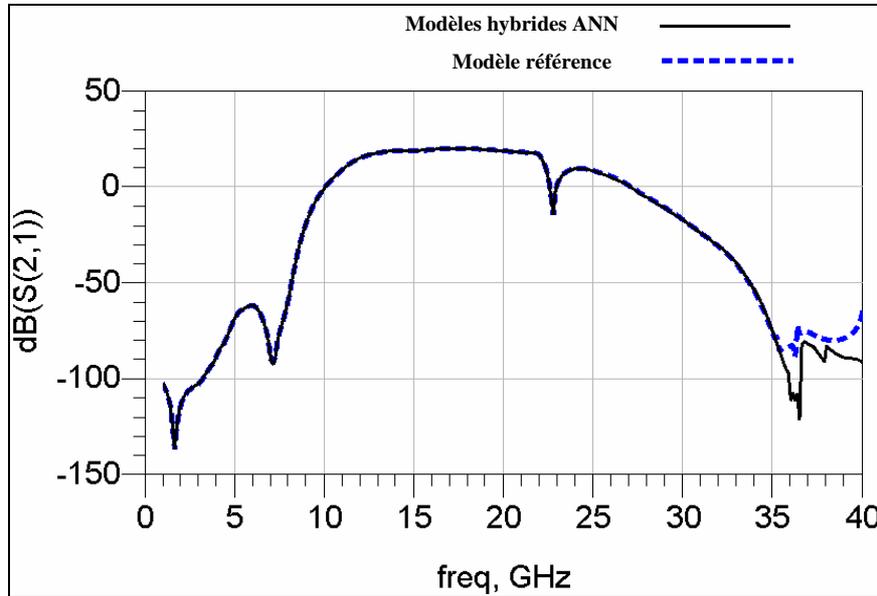


Figure II-40: Comparaison entre les réponses en transmission obtenues par les modèles hybrides ANN et le modèle référence, pour : $W_c=4.2\text{mm}$ $W_n=3.15\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$ (les valeurs de W_c et W_n sont hors de la base d'apprentissage)

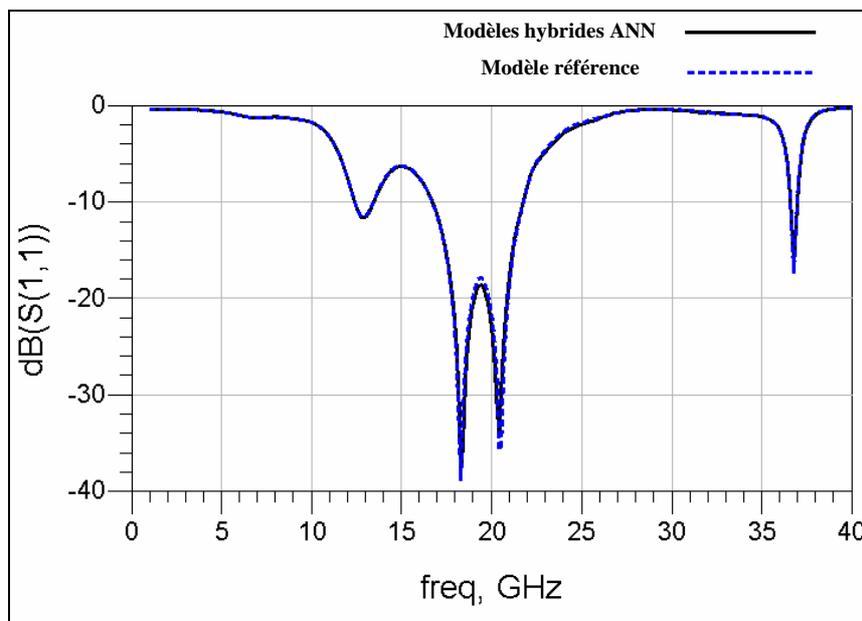
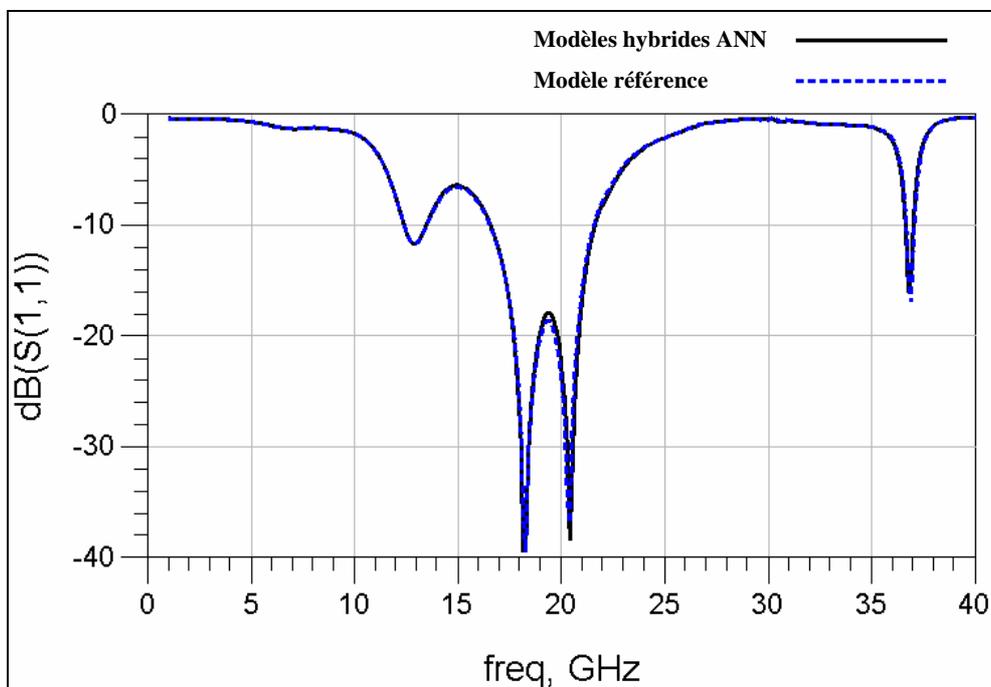
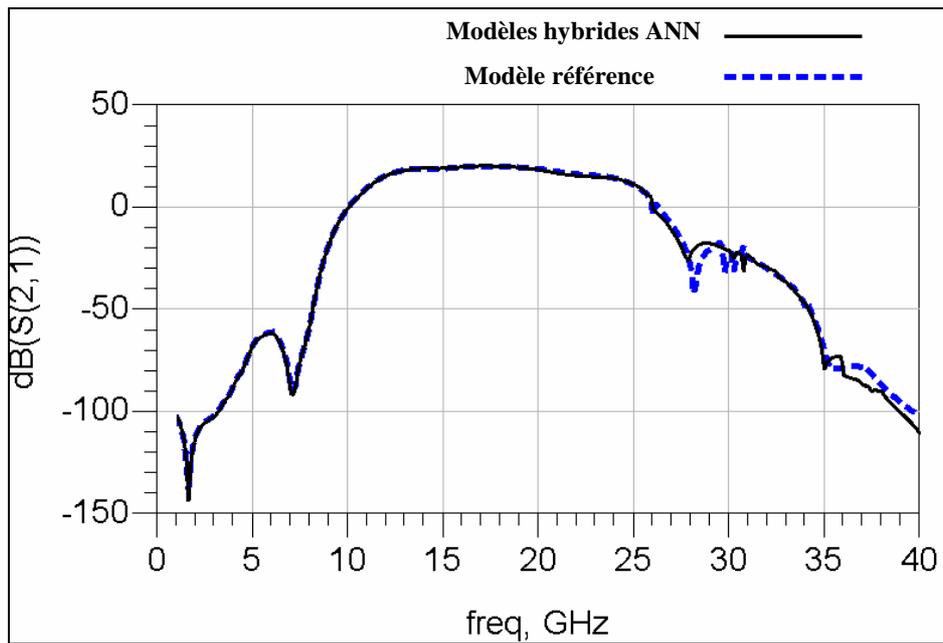


Figure II-41: Comparaison entre les réponses en isolation obtenues par les modèles hybrides ANN et le modèle référence, pour : $W_c=4.2\text{mm}$ $W_n=3.15\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$



Nous constatons sur les quatre figures ci-dessous, que pour des valeurs de paramètres hors de la base d'apprentissage, les réponses en transmission et en isolation obtenues par les deux méthodes (méthode hybride (EM/circuit/ANN) segmentée et méthode hybride (EM/circuit) segmentée) présentent quasiment la même allure. Notons que les pics parasites apparaissent à des fréquences voisines. Pour arriver à une meilleure concordance entre les deux réponses, il suffit d'augmenter la base d'apprentissage et considérer plus de cas.

Dans notre cas, le résultat obtenu est suffisant pour valider notre approche et répondre à notre but : prévoir rapidement les effets EM parasites perturbants dans la bande de fréquence utile avant la phase de fabrication.

IV.5 Implantation de la librairie de modèles génériques dans l'environnement de ADS d'Agilent Technologies

IV.5.1 Objectifs

La dernière étape consiste à implanter la librairie de ces différents segments génériques destinés notamment à la conception de modules CAMP Ka, sous un simulateur circuit comme ADS d'Agilent Technologies, dans le but de :

- Rendre l'interaction entre le concepteur et la machine la plus conviviale possible
- Permettre au concepteur de concevoir et d'optimiser le dispositif avec des temps de calcul réduits.
- Profiter des différents outils de ADS d'Agilent Technologies (par exemple les outils d'optimisation). Cette nouvelle librairie est à priori compatible avec toutes les fonctionnalités de ce logiciel.

IV.5.2 Principe

Le logiciel ADS d'Agilent Technologies nous permet à travers son outil "User-Compiled Model" de créer et d'ajouter des nouveaux modèles analytiques comme présenté sur la figure II-44.

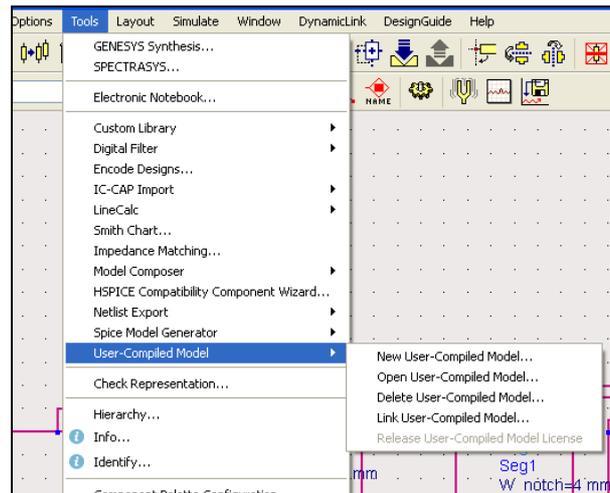


Figure II-44: L'outil "User-Compiled Model" de ADS d'Agilent Technologies

En suivant les instructions de cet outil, il faut premièrement choisir et définir les paramètres de chaque modèle qui vont être accessibles par l'utilisateur et ensuite définir son nombre de ports. Par exemple dans le cas du segment Seg2 les paramètres à définir sont W_c , W_n et L_n comme montré par la figure II-45. Le nombre des ports est 8.

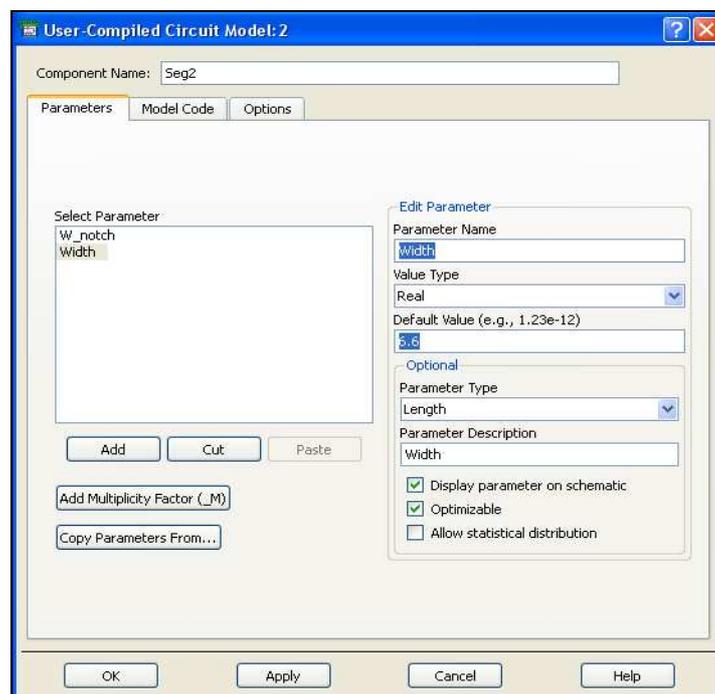


Figure II-45 : Définition des paramètres de modèles génériques sous ADS d'Agilent Technologies

Ensuite, le code (c'est-à-dire l'ensemble des fonctions et des instructions) qui définit le comportement de chaque modèle doit être écrit et compilé à travers le langage C (voir figure II-46). Nous allons décrire brièvement le rôle des fonctions principales des codes des modèles génériques que nous avons définis. L'une de ces fonctions permet de lire le fichier qui a sauvegardé les différents poids et seuils optimisés par la phase d'apprentissage. Une autre fonction permet de calculer l'équation générale (chapitre I: l'équation [I-11]) du perceptron multicouche à chaque fois que le concepteur fixe les valeurs des paramètres géométriques et fréquentiels de ces modèles.

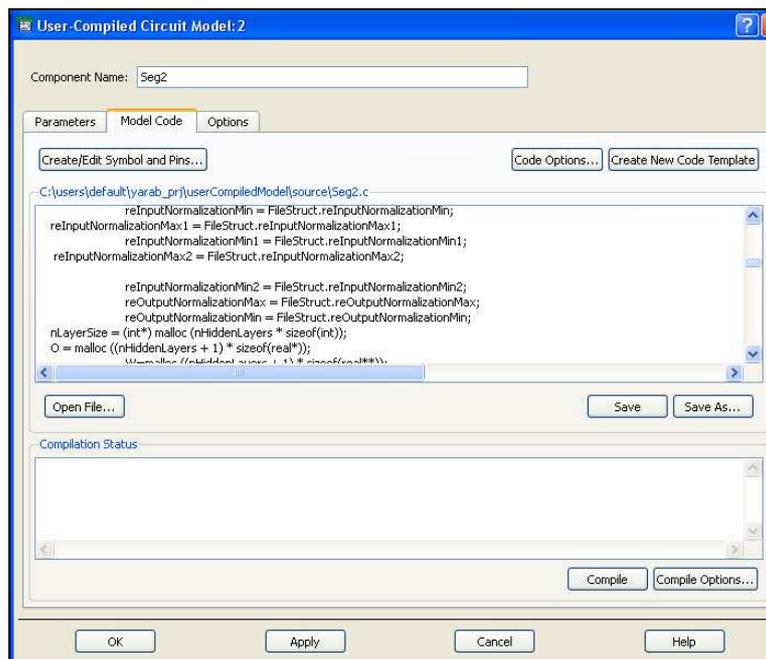


Figure II-46 : Fichier code C à compiler sous ADS d'Agilent Technologies.

Une fois tous les modèles implantés dans l'environnement d'ADS d'Agilent Technologies, le concepteur pourra connecter ces différents modèles génériques (voir figure II-47) pour caractériser et optimiser un module donné. Le comportement global (EM/circuit/ANN) de la structure est obtenu en quelques secondes.



Figure II- 47: Modèle générique implanté sous ADS

Afin d'aider le concepteur à connecter les modèles entre eux, nous avons nommé chaque port par le nom du mode EM ou de l'accès qu'il présente. Les ports qui se trouvent sur la partie gauche de module représentent les ports d'entrée et ceux de la partie droite représentent les ports de sortie. Ainsi, il suffit pour chaîner les différents segments de lier les ports qui portent le même nom. Le principe de chaînage des différents modèles sera expliqué par des exemples dans les paragraphes suivants.

IV.6 Caractérisation de la structure Ka-band MCM

Cette partie est consacrée à la caractérisation du module complet Ka-band MCM amplificateur décrit précédemment sur la figure II-1. Chaque cavité est formée d'un amplificateur LLAPM13C et un atténuateur numérique ATTPM14B. Nous avons déjà montré dans les figures II-26, les réponses électriques des MMICs amplificateur et atténuateur.

Nous obtenons en reliant les différents modèles génériques de notre librairie sous ADS d'Agilent Technologies le comportement global de cette dernière structure. Le principe de chaînage des différents modèles est décrit sur la figure II-48.

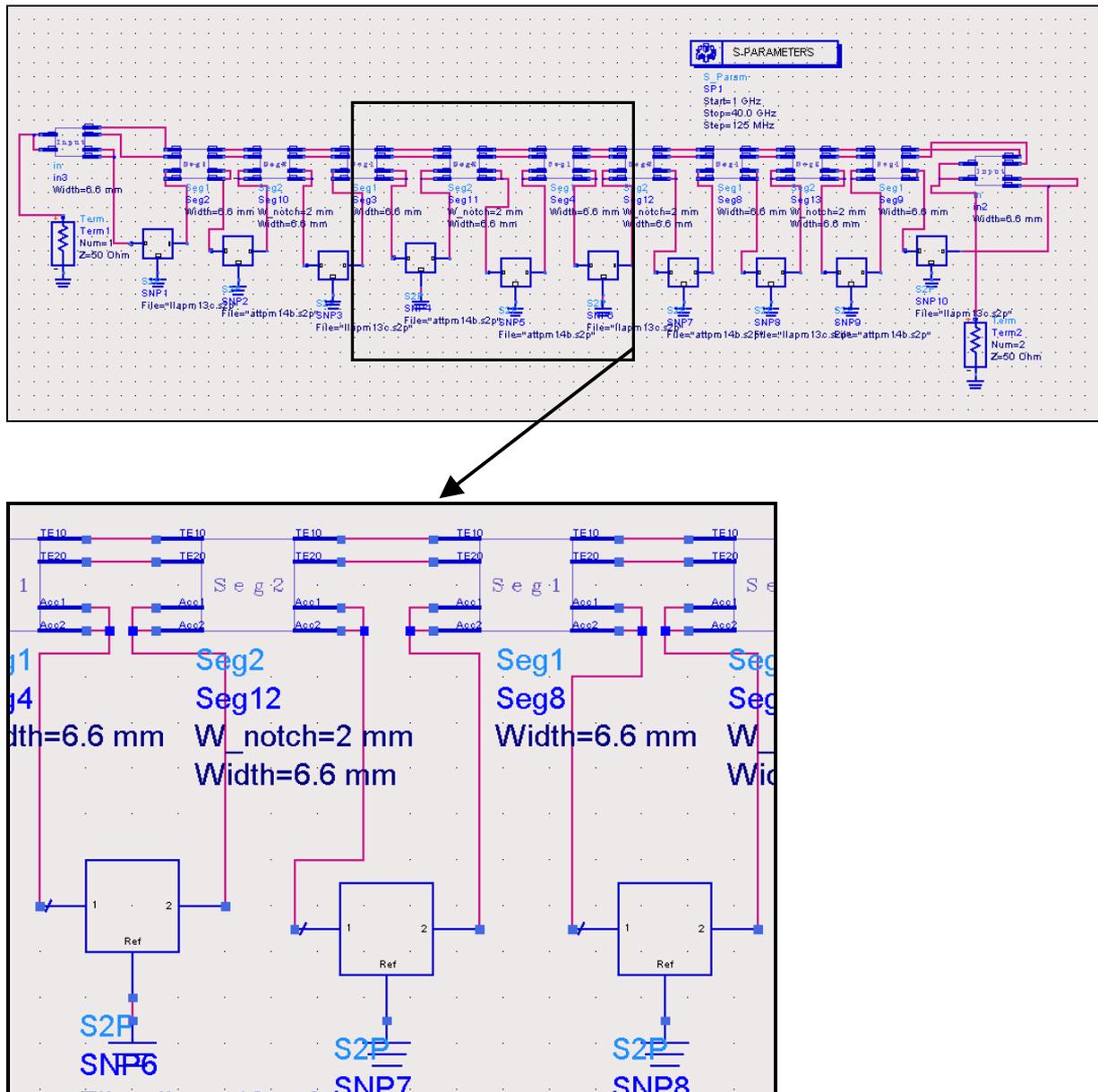


Figure II-48 : Principe de chaînage des différents modèles caractérisant la structure Ka-band MCM Amplificateur

Comme nous le montrons sur la figure ci-dessus, les ports portant les mêmes noms sont liés et les deux accès localisés de 100Ω de chaque segments sont liés ensemble puis reliés à la partie active de l'amplificateur LLAPM13C et de l'atténuateur numérique ATTPM14B.

Nous comparons dans la figure II-49 et II-50 les réponses en transmission et en isolation obtenues par les modèles génériques et la méthode hybride (EM/circuit) segmentée.

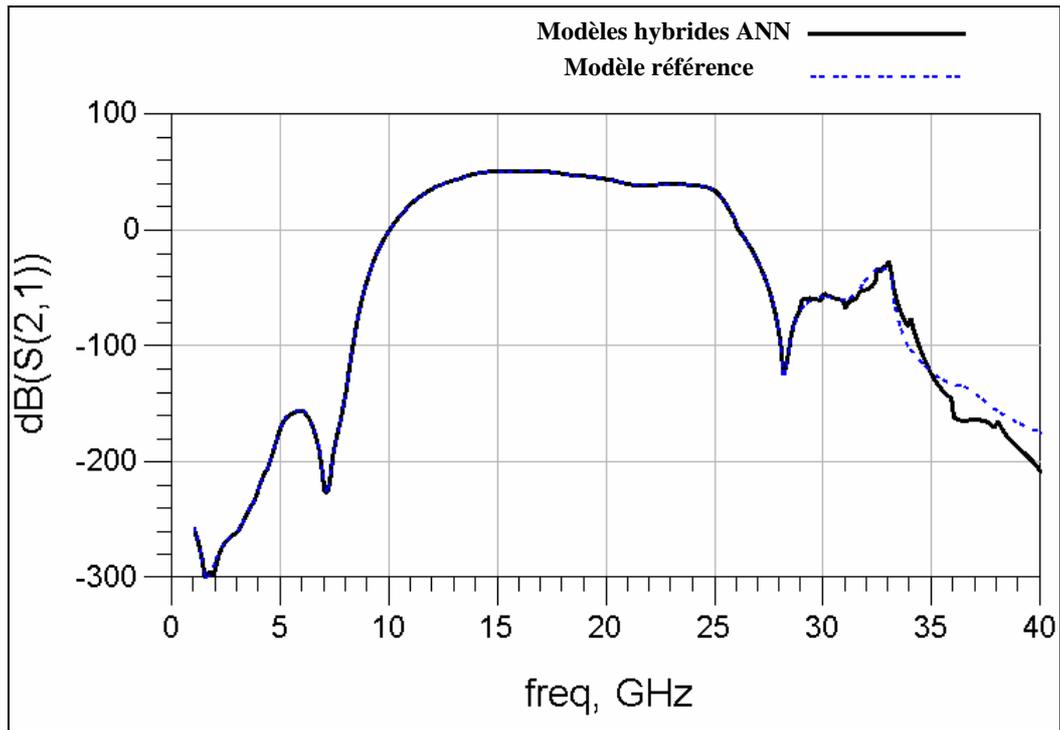


Figure II-49 : Comparaison entre les réponses en transmission obtenues par les modèles hybrides ANN et la méthode référence de la structure Ka-band MCM amplificateur.

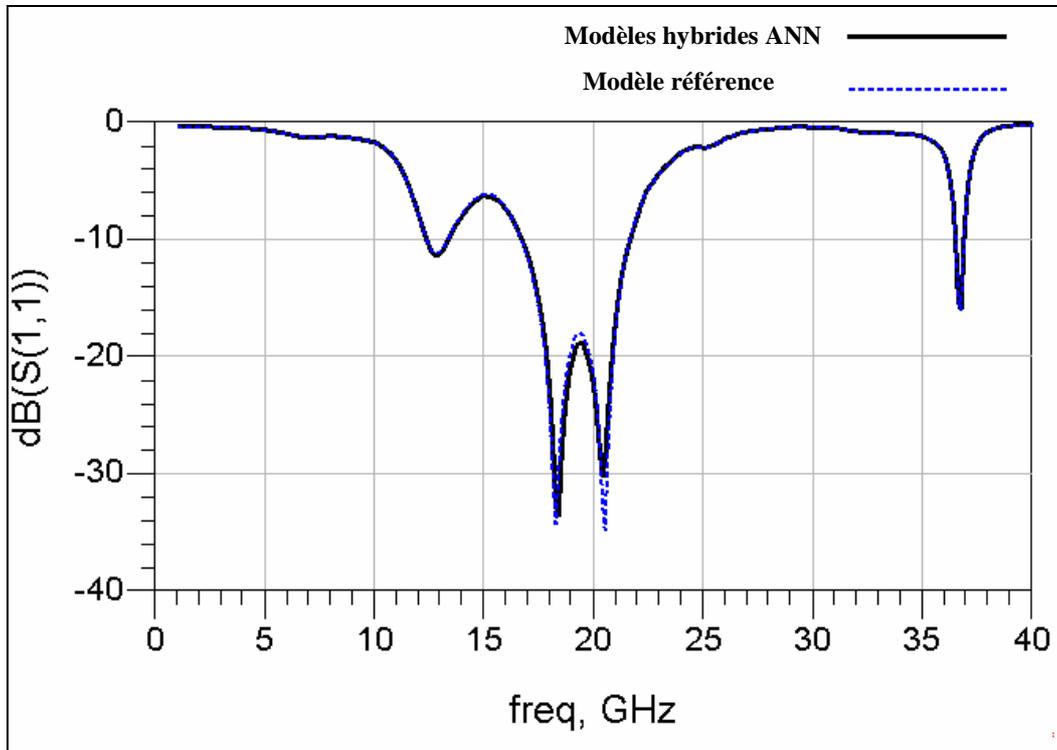


Figure II-50 : Comparaison entre les réponses en isolation obtenues par les modèles hybrides ANN et la méthode référence de la structure Ka-band MCM amplificateur.

Nous constatons sur ces deux figures, que les réponses en transmission et en isolation obtenues par les deux méthodes (méthode hybride (EM/circuit/ANN) segmentée et méthode hybride (EM/circuit) segmentée) présentent quasiment la même allure. Cette comparaison confirme l'efficacité de l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée.

Sur les exemples qui suivent, nous cherchons à montrer que les modèles ANN implantés sont compatibles avec les fonctionnalités du logiciel ADS d'Agilent Technologies. Pour cela nous considérons de nouveau la structure test3.

IV.7 Optimisation de packaging de la structure test3

Cette partie est consacrée à l'optimisation de la géométrie d'un module MCM en appliquant l'option d'optimisation propre à ADS d'Agilent Technologies sur nos modèles génériques paramétrés.

Comme le montre la figure II-51, en reliant sous ADS d'Agilent Technologies les modèles Seg1, Seg2 et Seg3 de notre librairie et les modèles actifs des MMICs, nous pouvons caractériser la structure test3. Le comportement EM de la structure est obtenu en quelques secondes pour les valeurs des paramètres géométriques suivantes : $W_c=6.6\text{mm}$; $W_n=4\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$ (voir figures II-52 et II-53).

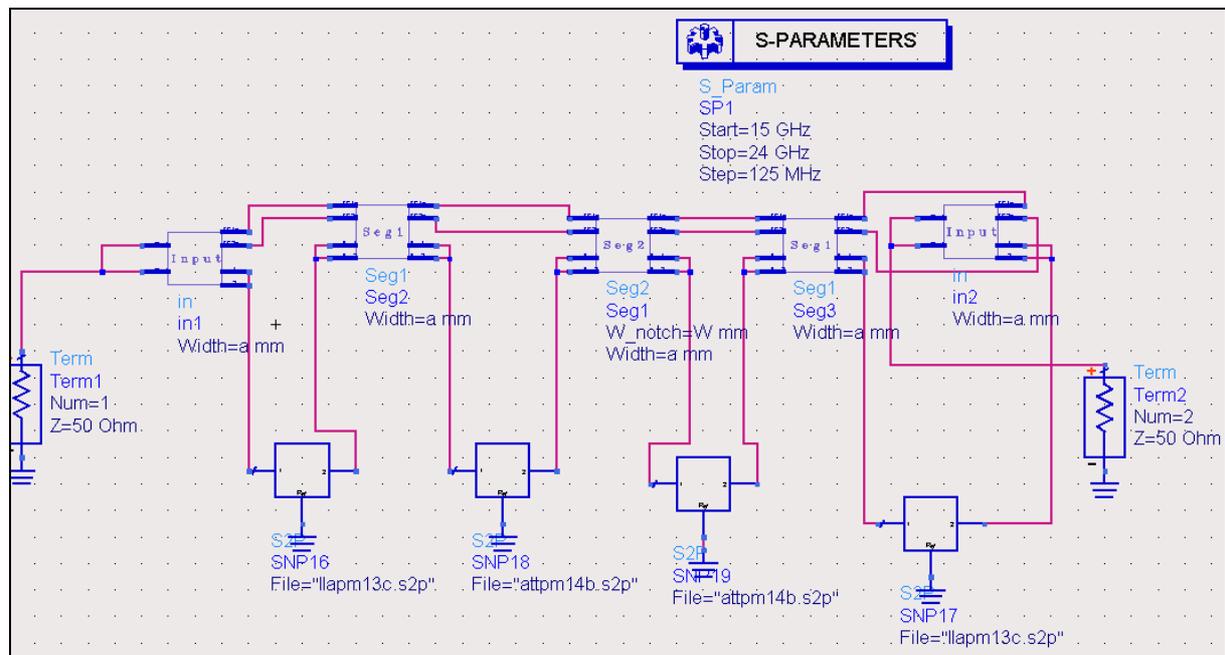


Figure II-51 : Les différents segments chaînés sous ADS d'Agilent Technologies

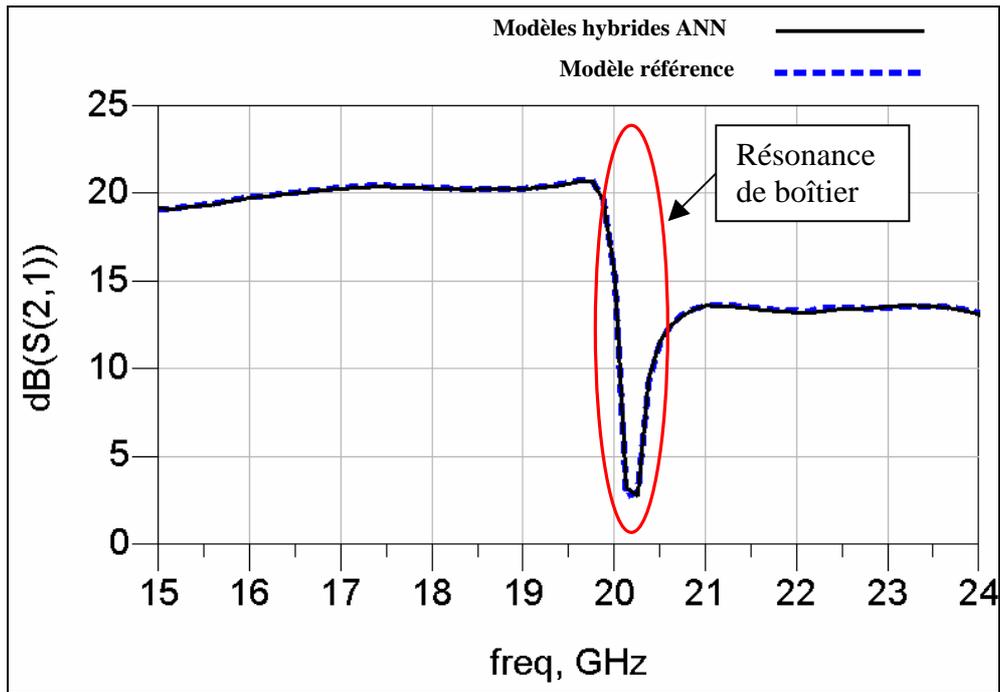


Figure II-52 : Comparaison entre les réponses en transmission obtenues les modèles hybrides ANN et le modèle référence, pour : $W_c=6.6\text{mm}$, $W_n=4$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

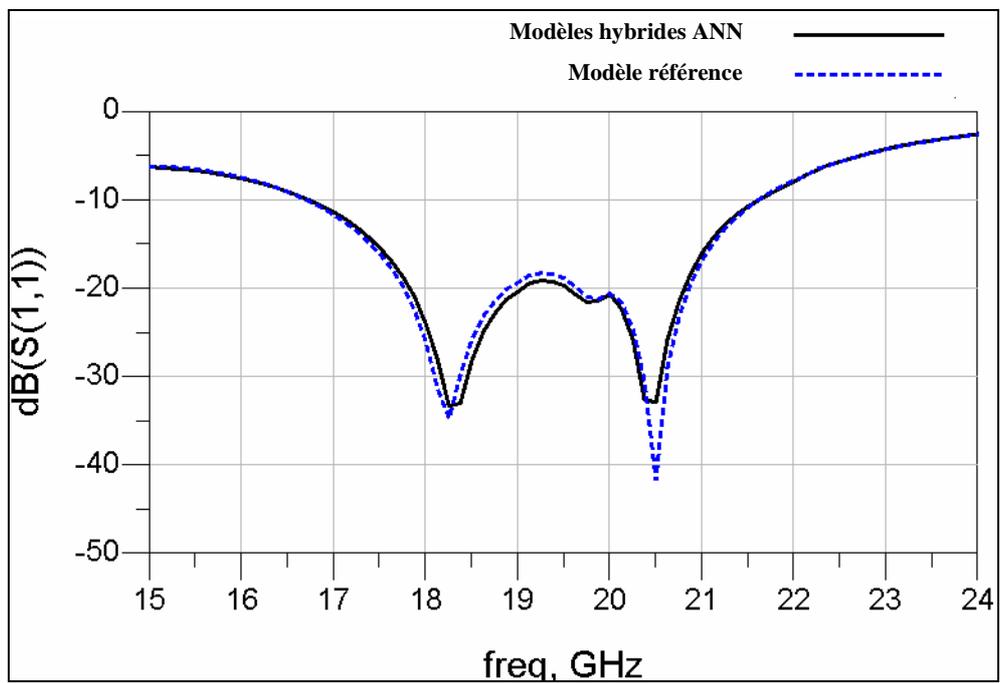


Figure II-53 : Comparaison entre les réponses en isolation obtenues les modèles hybrides ANN et le modèle référence, pour : $W_c=6.6\text{mm}$, $W_n=4$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

Notons tout d'abord que les figures II-52 et II-53 démontrent de nouveau la bonne concordance entre les réponses obtenues par nos modèles génériques et l'approche référence. Comme nous le constatons sur la figure II-52, le comportement en transmission de la structure test3 présente un pic parasite à la fréquence 20.13GHz. Ce pic parasite est dû à la résonance du mode de boîtier. Nous avons fixé les dimensions de la cavité pour introduire cette résonance dans la bande utile. Notre objectif est de montrer les potentialités d'optimisation de l'approche proposée avec prise en compte de l'électromagnétisme.

Afin de repousser ce mode parasite hors de la bande de fréquence utile allant de 15 GHz à 24GHz, nous allons utiliser l'outil d'optimisation implanté dans ADS d'Agilent Technologies présenté sur la figure II-54. Les largeurs des encoches (W_n) et de la cavité (W_c) sont considérées comme les paramètres d'optimisation. Cet outil est utilisé de façon classique.

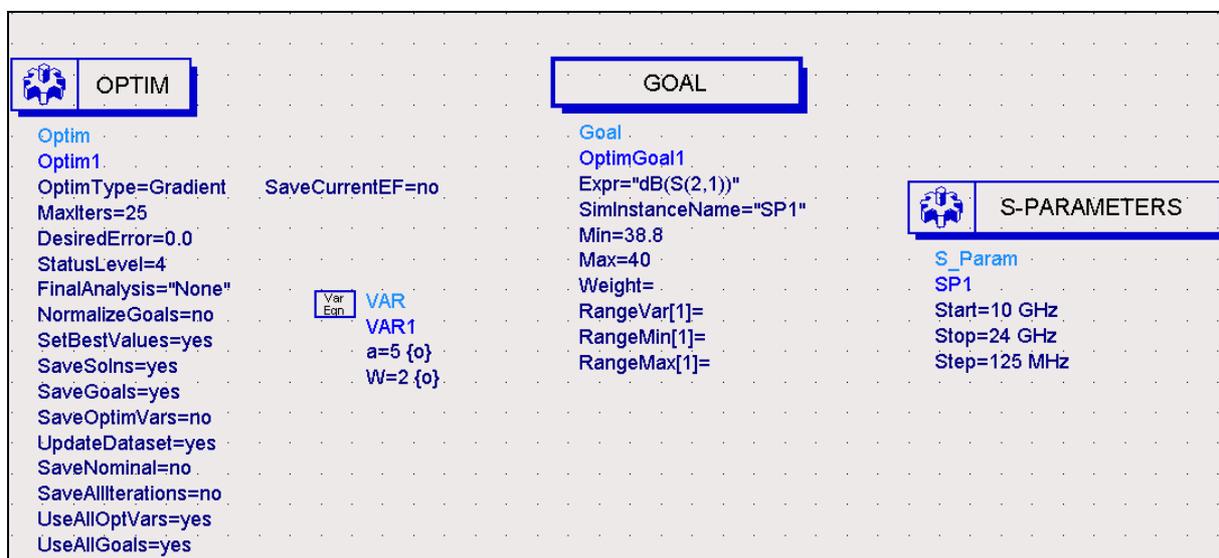


Figure II-54 : L'outil d'optimisation dans ADS d'Agilent Technologies.

Après une optimisation utilisant la méthode de gradient, la valeur optimale de W_n calculée par l'outil d'optimisation d'ADS est de 2mm et celle de W_c est de 4.65mm (à noter que la valeur de W_c est hors de la base d'apprentissage). Comme le montre la figure II-55, le pic parasite a disparu de la bande de fréquence utile. Le temps d'optimisation est de quelques secondes en utilisant un processeur Intel Core 2CPU T5200 à 1.6GHz.

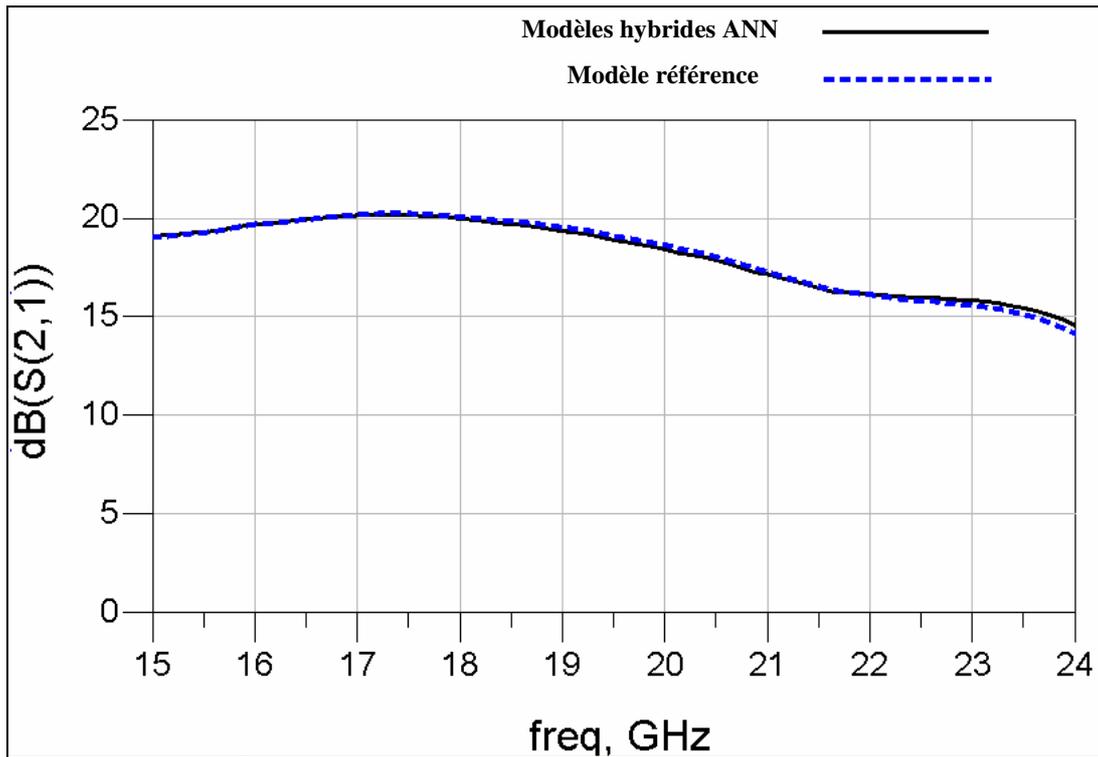


Figure II-55 : Comparaison entre les réponses en transmission obtenues les modèles hybrides ANN et la méthode référence, pour : $W_c=4.65\text{mm}$, $W_n=2\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

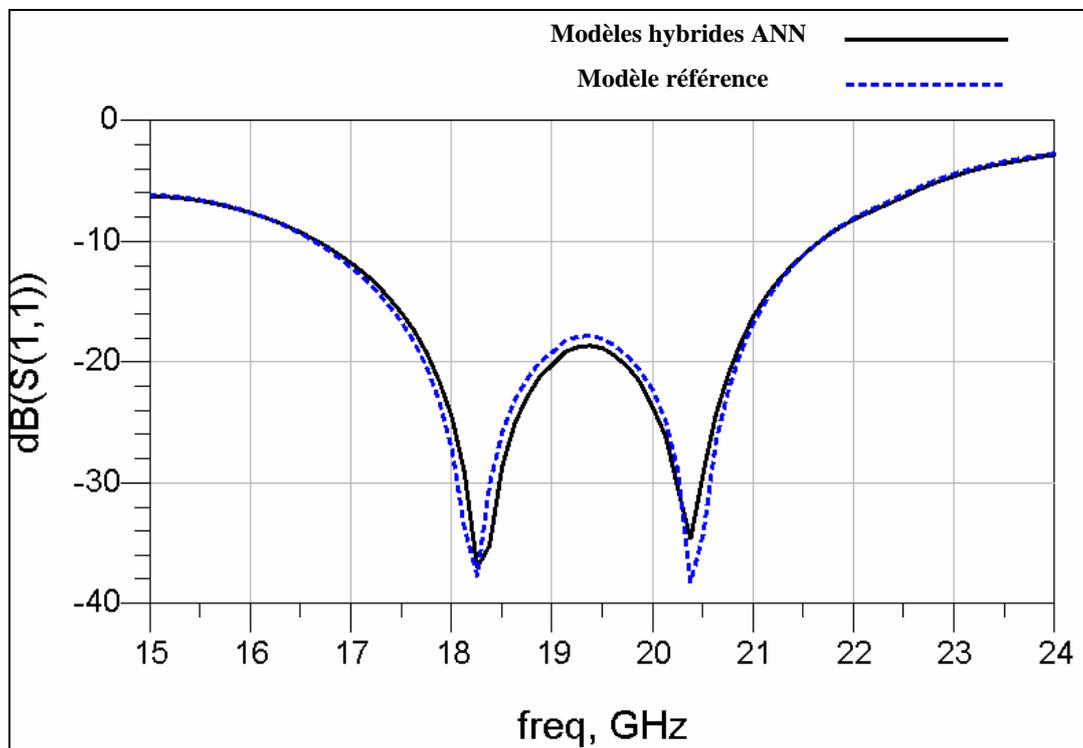


Figure II-56 : Comparaison entre les réponses en transmission obtenues les modèles hybrides ANN et la méthode référence, pour : $W_c=4.65\text{mm}$, $W_n=2\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

IV.8 Etude de stabilité

Dans le paragraphe précédent nous avons montré que les modèles hybrides (EM/circuit/ANN) génériques de notre librairie sont compatibles avec la fonctionnalité d'optimisation d'ADS d'Agilent Technologies. A partir de ce même logique, nous allons montrer que ces modèles hybrides génériques sont également compatibles avec d'autres fonctionnalités de ce logiciel comme les options d'étude de stabilité. Nous décrivons ici une étude de faisabilité et non une étude poussée de stabilité. Le cas traité est simple. Cette analyse est appliquée à la structure test3 décrite précédemment.

Nous allons effectuer l'étude de stabilité dans la bande de fréquence [10-30GHz] pour différentes valeurs de paramètres géométriques en comparant les facteurs K et G obtenus par les modèles hybrides et ceux obtenus par la méthode hybride (EM/circuit) segmentée (méthode référence). Les résultats de l'étude de stabilité et de comparaison sont présentés par les figures ci-dessous.

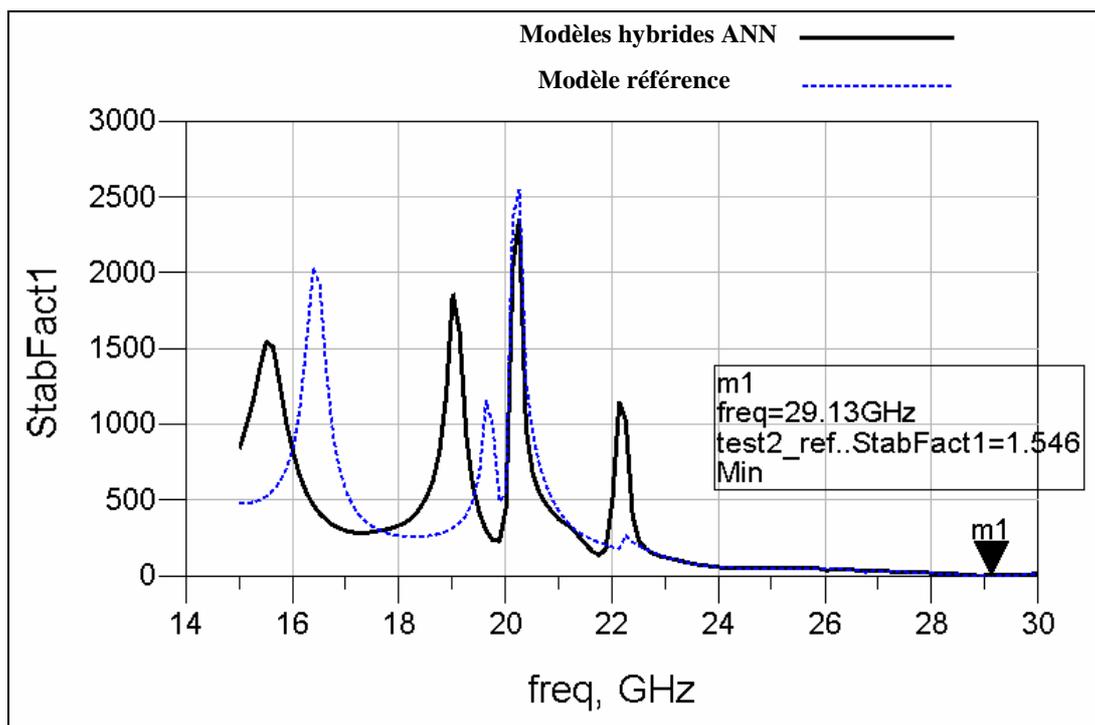


Figure II-57 : Comparaison entre les deux valeurs du facteur de stabilité (K) obtenus par les modèles hybrides paramétrés et par la méthode référence, pour : $W_c=6.6\text{mm}$, $W_n=4\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

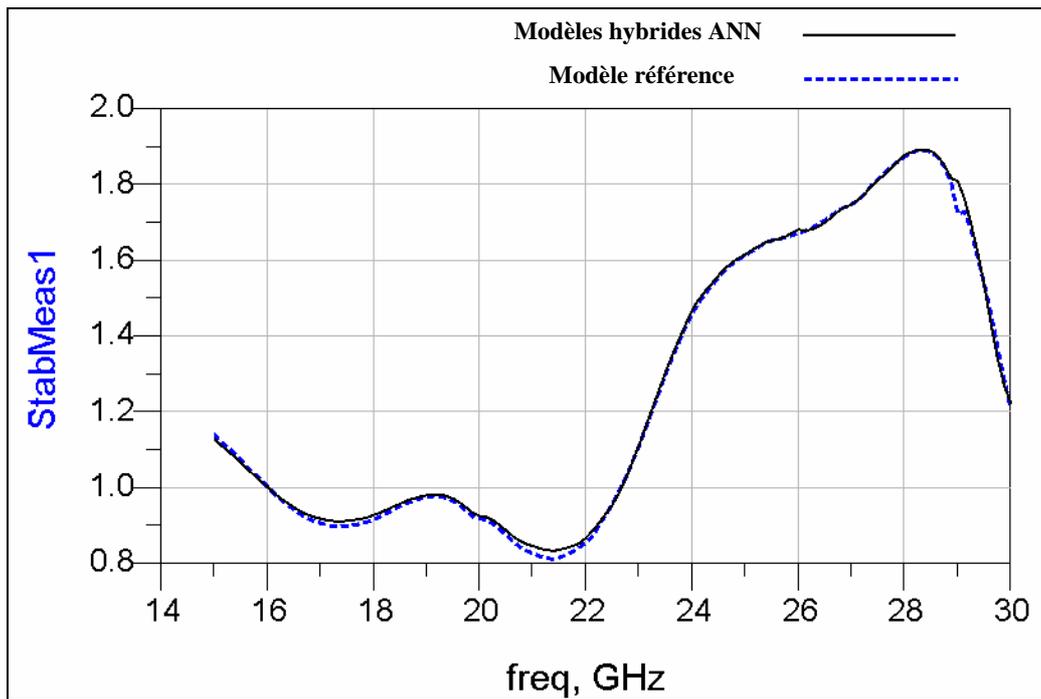


Figure II-58 : Comparaison entre les deux valeurs du facteur de stabilité (B) obtenus par les modèles hybrides paramétrés et par la méthode référence, pour : $W_c=6.6\text{mm}$, $W_n=4\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

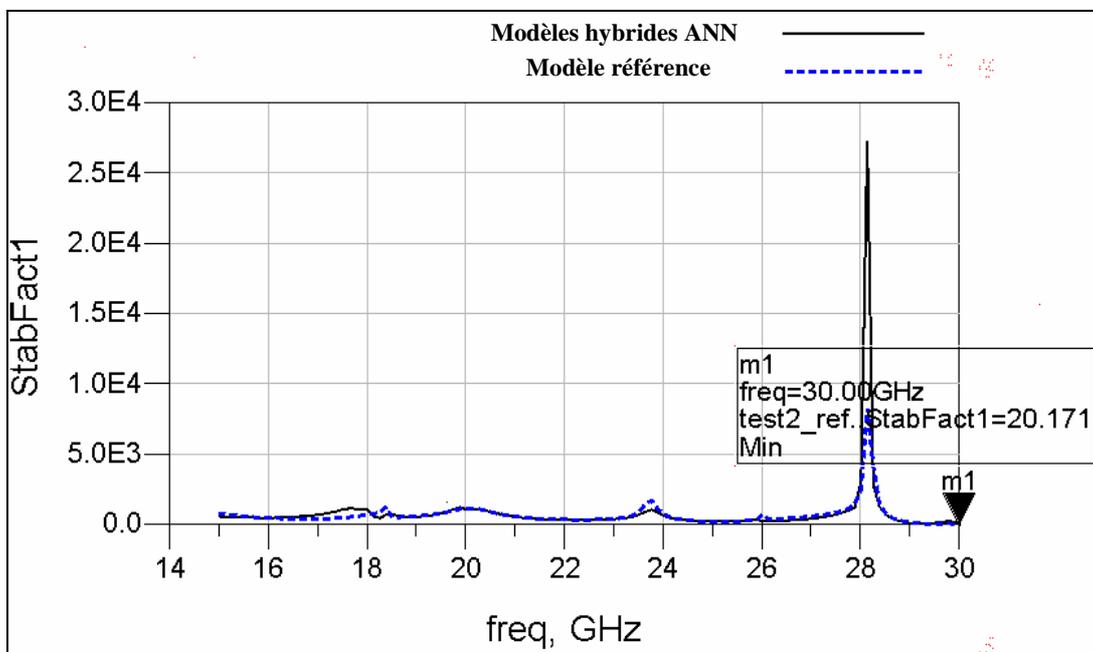


Figure II-59 : Comparaison entre les deux valeurs du facteur de stabilité (K) obtenus par les modèles hybrides paramétrés et par la méthode référence, pour : $W_c=7.8\text{mm}$, $W_n=2.2\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

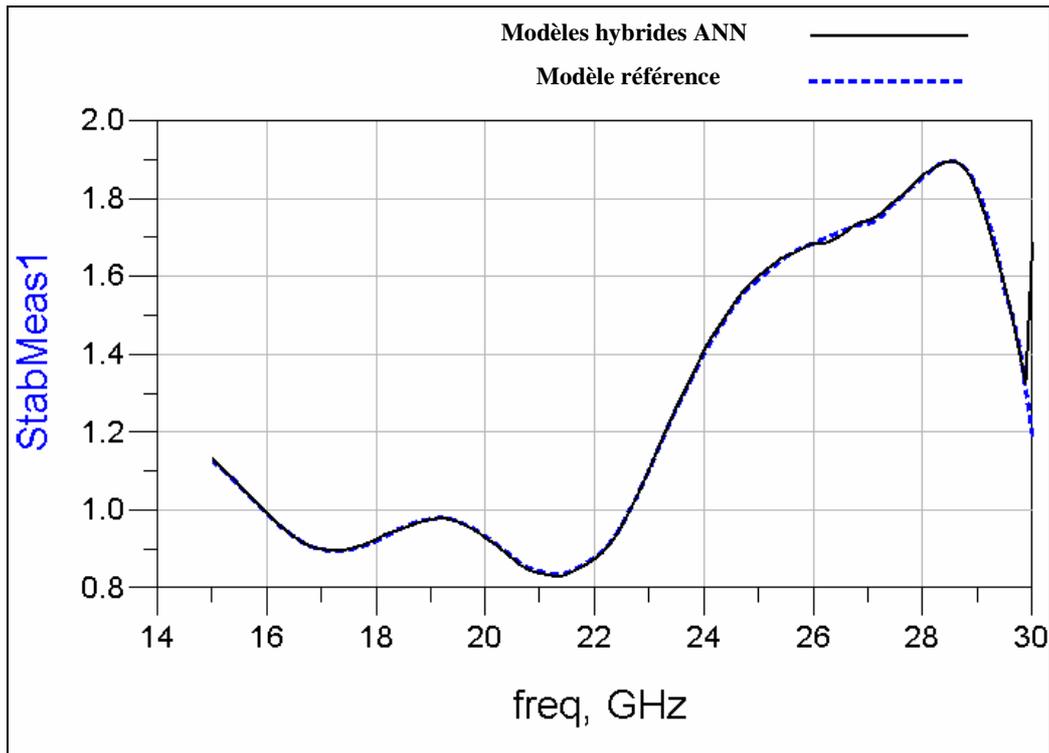


Figure II-60 : Comparaison entre les deux valeurs du facteur de stabilité (B) obtenus par les modèles hybrides paramétrés et par la méthode référence, pour : $W_c=7.8\text{mm}$, $W_n=2.2\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

Ces deux méthodes de calcul montrent que $K>1$ et $B>0$. Dans ce cas, le système est inconditionnellement stable entre 15 et 30GHz. Considérons maintenant le cas où une résonance parasite apparaît dans la bande utile, pour les valeurs suivantes des paramètres : $W_c = 8\text{mm}$, $W_n = 4\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$. La figure II-61 présente la réponse en transmission comportant la résonance à la fréquence 27GHz. Une nouvelle analyse de stabilité nous montre que cette résonance rend la structure conditionnellement stable $K<1$ et $B>0$ à cette fréquence (voir figures II-62 et II-63).

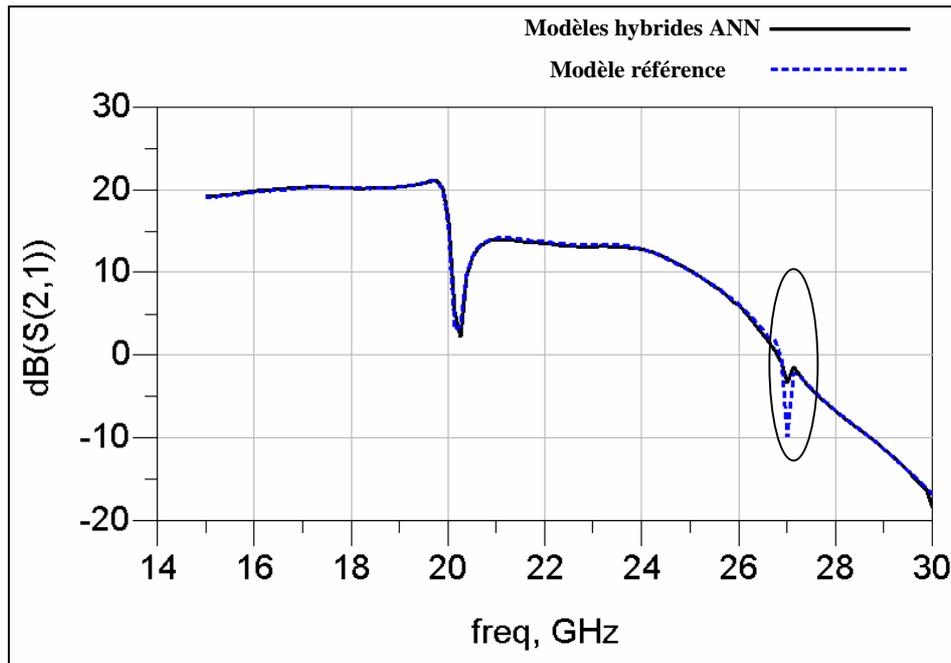


Figure II-61 : Comparaison entre les réponses en transmission obtenues les modèles hybrides ANN et la méthode référence, pour : $W_c=8\text{mm}$, $W_n=4\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

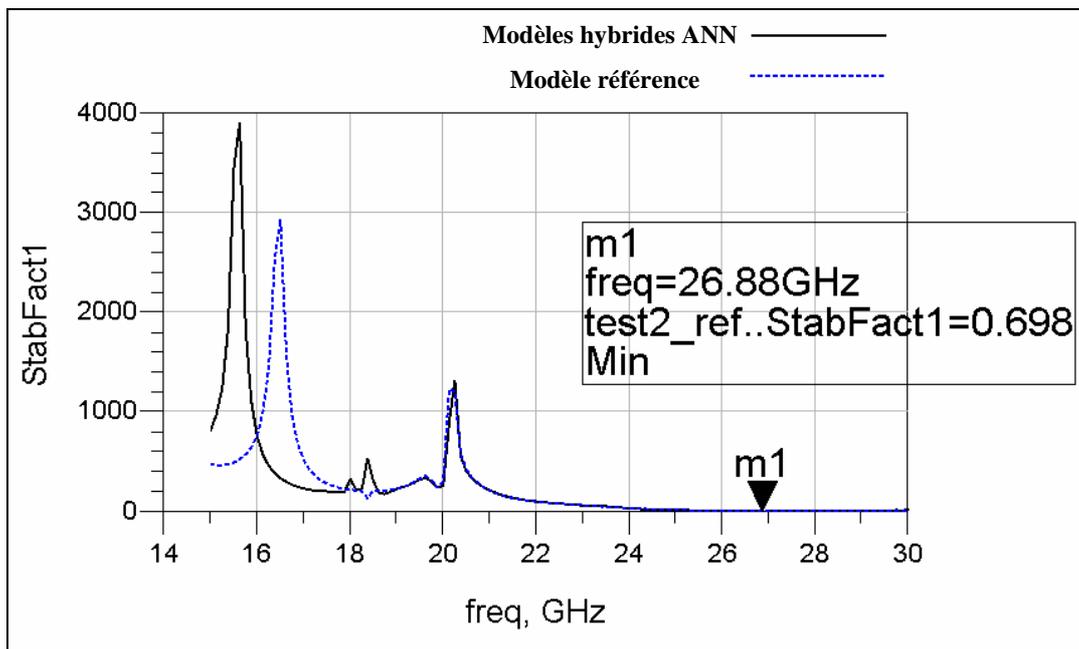


Figure II-62 : Comparaison entre les deux valeurs du facteur de stabilité (K) obtenus par les modèles hybrides paramétrés et par la méthode référence, pour : $W_c=8\text{mm}$, $W_n=4\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

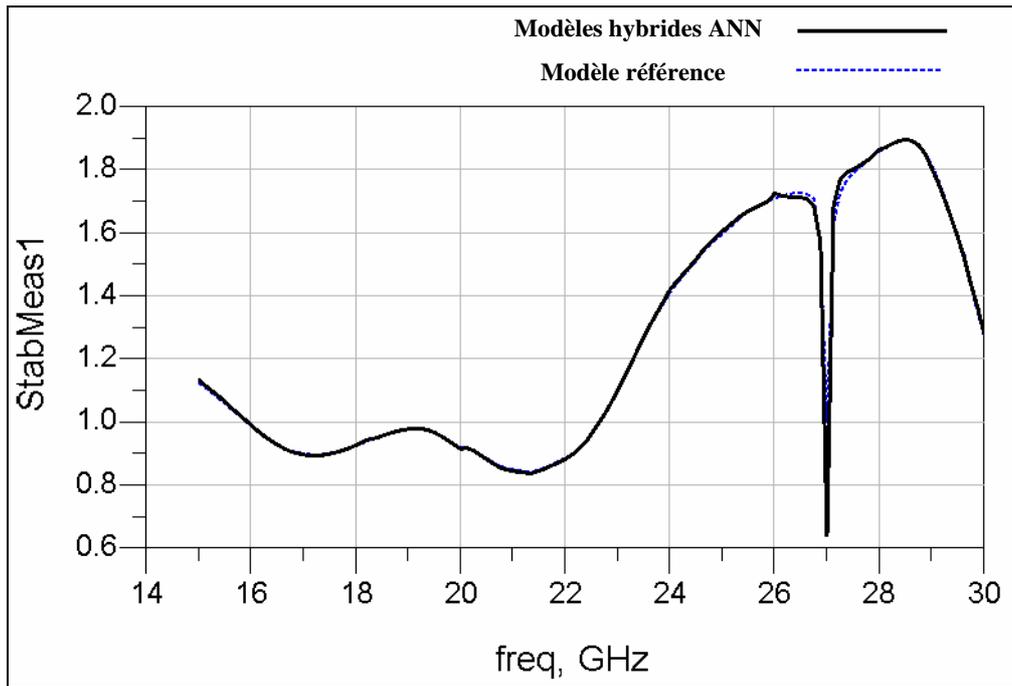


Figure II-63 : Comparaison entre les deux valeurs du facteur de stabilité (B) obtenus par les modèles hybrides paramétrés et par la méthode référence, pour : $W_c=8\text{mm}$, $W_n=4\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$.

Ces cas d'études très simples nous prouvent la compatibilité des modèles hybrides (EM/circuit/ANN) avec la fonctionnalité de stabilité implantée dans ADS d'Agilent Technologies. Des études plus approfondies pourraient être considérées pour s'assurer de la compatibilité des modèles quelque soit le cas traité.

IV.9 Etude de l'influence du gain sur la structure test3

Pour montrer l'efficacité des modèles hybrides proposés, dans la prise en compte de l'effet du gain des amplificateurs sur les résonances de cavité, nous allons considérer la structure test3 en remplaçant les modèles des amplificateurs et les atténuateurs, par des amplificateurs idéaux de gain G pour chacun d'eux. Nous allons comparer les réponses en transmission de la structure test3 obtenues par les modèles hybrides (ANN) de notre librairie et par la méthode hybride référence (EM/circuit) segmentée, pour de différentes valeurs du gain G des amplificateurs : sans amplification (figure II-64.a), pour $G=5$ (figure II-64.b) et pour $G=10$ (figure II-64.c), avec $W_c=7.87\text{mm}$, $W_n=4.2\text{mm}$ et $L_n=0.8\text{mm}$, où les valeurs de W_c et W_n sont hors de la base d'apprentissage.

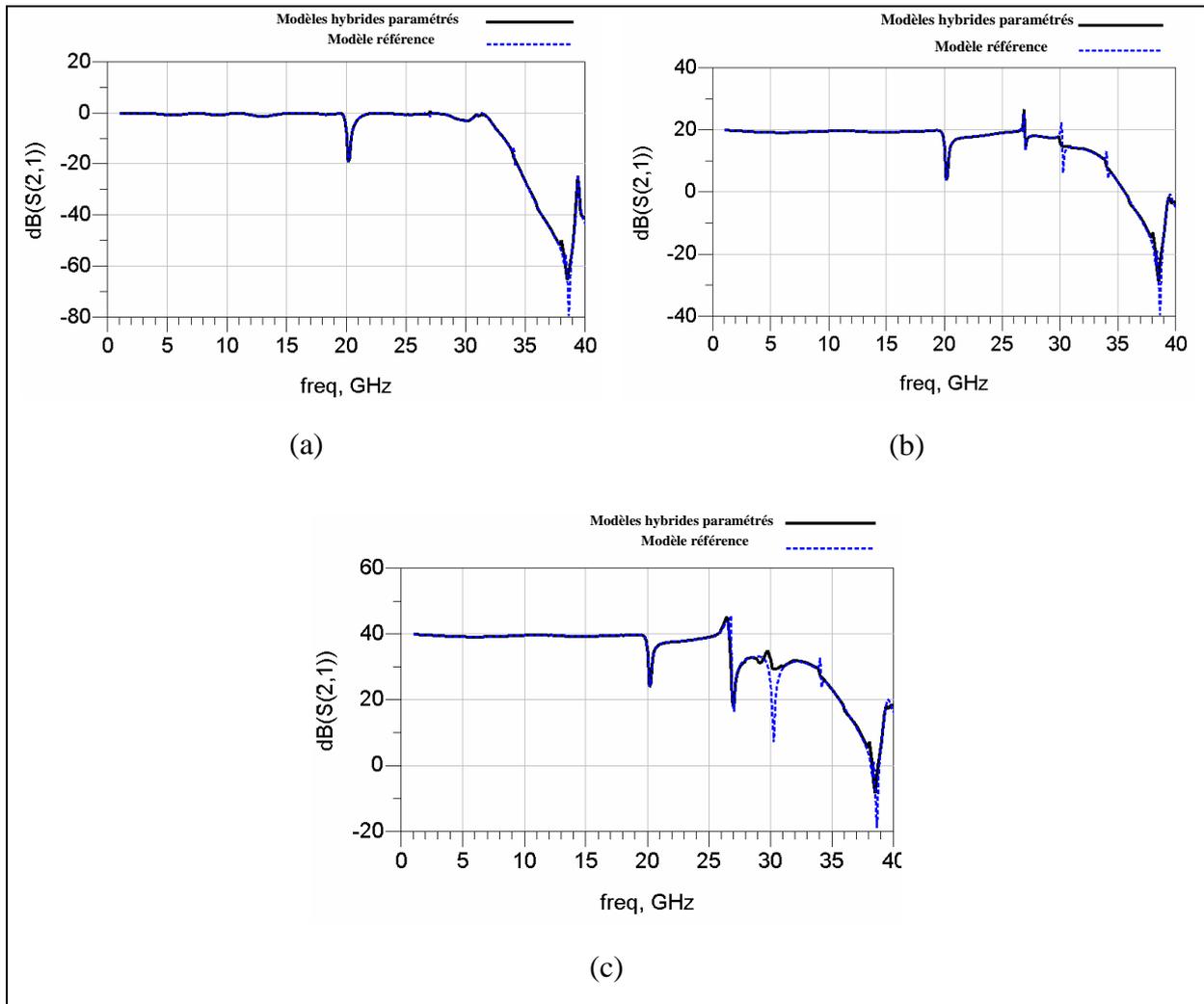


Figure II-64: Etude de l'effet du gain des amplificateurs sur les résonances par deux méthodes : les modèles hybrides (EM/circuit/ANN) de notre librairie et la méthode hybride (EM/circuit) segmentée.

Nous remarquons que les modèles hybrides (EM/circuit/ANN) de notre librairie proposée prennent en compte l'effet du gain des amplificateurs dans l'excitation des pics parasites. A travers cette étude nous avons montré que ces modèles hybrides ANN génériques sont adaptés à la prise des effets EM sur les résonances internes aux modules RF. Il sera alors aisé pour le concepteur de déterminer rapidement dans ces conditions, les valeurs limites du gain de la chaîne pour laquelle le module ne présente pas d'instabilité.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit en détail une nouvelle approche hybride dédiée à la conception et l'optimisation de modules multi chips. Cette méthode hybride couplant les lois de l'électromagnétisme avec celles des circuits et les réseaux de neurones artificiels, consiste à créer une librairie de modèles génériques représentés par les paramètres (S_{ij}) de leurs matrices $[S]$ généralisées associées. Ces paramètres (S_{ij}) sont modélisés par des réseaux de neurones artificiels. En conséquence, les modèles génériques seront paramétrés géométriquement, physiquement et en fréquence. Tous les paramètres (S_{ij}) des matrices généralisées génériques seront ainsi décrits à travers des fonctions analytiques. Cette librairie de modèles analytiques hybrides (EM/circuit/ANN) paramétrés géométriquement et en fréquence est implantée sous le logiciel circuit ADS d'Agilent technologies. Ceci permet au concepteur de profiter de la simplicité et de la rapidité du logiciel tout en considérant les phénomènes EM agissant sur le comportement global du module. Notre démarche est en ce sens originale. Ainsi, cette approche présente plusieurs intérêts :

- Elle permet de réduire les temps de conception des modules multi chip (MCM), en conservant la compatibilité avec les impératifs liés aux objectifs de bon fonctionnement de modules (modèles rigoureux, convergence rapide du processus d'optimisation...) et des coûts de conception.
- Les modèles hybrides (EM/circuit/ANN) paramétrés implantés sous ADS d'Agilent technologies sont des outils simples et conviviaux pour l'utilisateur. Le travail lourd des simulations EM et de modélisation par réseaux de neurones artificiels est fait en amont. Ainsi l'utilisateur est en face d'un modèle analytique et il n'a pas besoin d'être expert en électromagnétisme. Il suffit de lier les différents ports (portant les mêmes noms) des différents modèles afin de caractériser la structure à étudier.
- Les modèles de notre librairie proposée sont caractérisés par leur flexibilité. A partir de ces différents modèles, nous pouvons concevoir plusieurs modules Multi Chip. La bibliothèque peut être enrichie de nouveaux modèles.
- Ces modèles sont compatibles avec les différentes fonctionnalités d'ADS d'Agilent technologies. Nous avons montré dans ce chapitre que ces modèles sont compatibles avec les options d'optimisation et d'étude de stabilité propre à ADS d'Agilent technologies.

- L'approche proposée est évolutive comme nous le montrerons dans le chapitre suivant. Elle pourra être couplée avec d'autres approches complémentaires de modélisation.

En revanche cette approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée présente certains inconvénients, que nous pouvons résumer par les points suivant :

- Le niveau de précision peut être insuffisant dans certains cas. Comme nous l'avons expliqué précédemment, le nombre de neurones dans la couche de sortie du réseau de neurone dépend du nombre des paramètres (S_{ij}) de la matrice $[S]$ généralisée. Ce dernier nombre dépend aussi du nombre des modes considérés dans les plans de segmentation. Ainsi, si les dimensions de ces plans augmentent alors le nombre de modes à considérer augmente ainsi que le nombre des couches de sortie. Une augmentation de la taille du réseau rend le problème plus compliqué et il sera très difficile d'estimer les valeurs optimales des paramètres du réseau à partir d'une base d'apprentissage modérée. Ainsi nous risquons d'augmenter l'erreur de généralisation calculée sur un ensemble de points non appris par le réseau pendant l'apprentissage.
- Pour résoudre ce problème nous sommes obligés d'augmenter la taille de la base d'apprentissage et par la suite d'augmenter le nombre des simulations EM à faire.
- L'expertise en électromagnétisme est nécessaire pour créer les modèles.
- Le choix de modèles est restreint.

Bibliographie Chapitre II

- [1] E. LARIQUE, S. MONS, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, M. AUBOURG, R. QUERE, P.GUILLON, C. ZANCHI et J. SOMBRIN “Linear and nonlinear FET modelling applying an electromagnetic and electrical hybrid software,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol.47, n°6, pp.915-918, Juin 1999.

- [2] E. BYK, D. LOPEZ, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, R. QUERE, R. SOMMET, P. GUILLON, E. LAPORTE, M. SOULARD “Electrothermal modeling of multi-fingered PHEMTs applying a global approach,” *IEEE MTT-S Dig.*, Seattle (USA), pp. 2085-2088, 2002.

- [3] B. THON, “Intégration de l’analyse électromagnétique dans la mise au point de solutions d’encapsulation – Application à la conception de modules optoelectroniques à 40Gbit/s,” *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, 2003.

- [4] J. BRAS, “Méthode des éléments finis et décomposition de domaines. Application à l’étude de l’interaction électromagnétique onde-composant,” *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, 2002.

- [5] F. BODEREAU, “Aide à la conception de circuits et modules hyperfréquences par une méthode globale couplant lois de l’électromagnétisme et des circuits,” *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, Novembre 2000.

- [6] L. TON, J.J. XU, Q.J. ZHANG, R. SHEFFIELD, H. KNWONG, L.MARCANTI, “Electromagnetic Based Modeling of Embedded Passives Using Neural Networks,” *IPC International Conference on Embedded Passives*, San Jose, CA, June 2004.

- [7] Q.J. ZHANG, L. TON, Y.CAO, Microwave, “Modeling Using Artificial Neural Networks and Applications to Embedded Passive Modeling”, *ICMMT*, Builin, pp. 1-4, Avril 2007.

-
- [8] Q.J. ZHANG, K.C. GUPTA, *Neural Networks for RF and Microwave Design*, Boston, MA, Artech house, 2000.
- [9] P. SHARMA, F.A. MOHAMMADI, M.C.E. YAGOUB, “Neural Design and optimisation of RF/Microwave EM-based MultiChip Modules,” *RF and microwave conference*, Malaysia, pp. 67-71, October 2004.
- [10] S. HAYKIN, “Neural network : A comprehensive foundation”, New York : Macmillan College Publishing Company, 1994.
- [11] Y. HARKOUS, “Application des réseaux de neurones à la modélisation de composants et de dispositifs microondes non linéaire,” *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, 1998.
- [12] G. CYBENKO, “Approximation by Superpositions of a Sigmoidal Function *Mathematics of Control, Signal and Systems*, 2, pp. 303-314, 1989.
- [13] The MathWorks accelerating the pace of engineering and science
<http://www.mathworks.fr/>
- [14] <http://www.scilab.org/>
- [15] http://en.wikipedia.org/wiki/Visual_Basic
- [16] [http://en.wikipedia.org/wiki/Java_\(programming_language\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Java_(programming_language))
- [17] <http://msdn.microsoft.com/en-us/visualc/default.aspx>

CHAPITRE III

Aide à la conception de modules RF.

Etudes de faisabilité

I. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons différentes études de faisabilité dédiées à des méthodologies de conception et d'optimisation de modules RF.

Nous décrivons, en première partie, une méthodologie qui a pour objectifs de faire cohabiter des modèles circuit de ligne quasi TEM établis et implantés dans un logiciel circuit avec des modèles EM de segments génériques. L'idée ici est de pouvoir optimiser les dimensions de lignes de transmission microondes dans leur environnement modulaire. L'analyse électromagnétique est aujourd'hui efficace. Cependant, les temps de calcul ne sont pas compatibles avec l'optimisation des composants. Nous proposons ici une approche hybride, intégrant les modèles "circuit" des composants et lignes, précis et rapides, tout en caractérisant l'environnement de ces lignes et composants par l'électromagnétisme. Cette méthodologie est appliquée à une structure test représentative. Elle est validée par une comparaison avec la méthode hybride (EM/circuit) considérée comme référence.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous abordons la problématique de conception des dispositifs à combinaison spatiale de puissance. Pour ce type d'applications nécessitant de fortes puissances, un grand nombre d'amplificateurs sont combinés sur des plateaux et ces derniers sont placés en parallèle dans un encombrement réduit. Ainsi des phénomènes d'interférence EM résultent entre les éléments hyperfréquences voisins. Pour aider le concepteur dans le design de ces dispositifs, nous proposons une première approche numérique. Cette méthodologie est basée sur la notion de segmentation par accès numériques [1]. La méthode proposée est appliquée sur un dispositif test et elle est validée par comparaison avec l'approche hybride (EM/circuit) globale classique. Nous terminons en proposant une solution afin de réduire les phénomènes d'interférence entre les éléments des plateaux voisins.

La troisième partie de ce chapitre, présente succinctement par quel principe il est possible de modéliser le rayonnement d'un circuit donné, puis de l'introduire dans un environnement modulaire afin d'en considérer les effets.

II. OPTIMISATION DE LIGNES MICROONDES DANS UN ENVIRONNEMENT MODULAIRE

L'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée que nous avons déjà exploitée et validée dans le chapitre précédent nous a permis de caractériser et d'optimiser la géométrie de l'encapsulation des modules multi chip. Cette méthode peut également être appliquée à la paramétrisation des caractéristiques de substrat.

De façon générale, dans un module multi-chip, les effets parasites dûs à de faibles modifications géométriques des lignes quasi-TEM ou des caractéristiques de substrat sont du premier ordre en comparaison avec ceux aux résonances de boîtiers ou autres effets parasites.

Dans cette partie, nous proposons une approche complémentaire à la méthode hybride (EM/circuit/ANN) segmentée. Cette approche hybride originale propose d'optimiser les lignes quasi-TEM et les caractéristiques de substrat dans un environnement modulaire. Ainsi, le but est d'établir des modèles de segments génériques contribuant à une optimisation rapide. Comme nous le verrons cette approche pourrait être couplée à la méthode décrite dans le chapitre précédent.

Cette méthode hybride originale consiste à coupler l'approche EM segmentée (pour sa rigueur dans la prise en compte des couplages EM dans le dispositif) et l'approche circuit (pour la rapidité des calculs), dans le but d'établir des matrices [S] hybrides généralisées (H-MGS) correspondant aux segments génériques. Les coefficients de chaque matrice H-MGS sont définis d'une part à travers les simulations EM qui décrivent la partie passive distribuée et d'autre part à travers les modèles analytiques déjà définis dans les libraires propres du logiciel ADS d'Agilent Technologies pour décrire le comportement de la ligne quasi-TEM.

II.1 Présentation de l'étude

Afin de valider cette approche hybride, nous allons l'appliquer à une structure dite test4. La topologie du dispositif test4 est représentée sur les figures III-1 et III-2. Cette topologie a été choisie de façon à générer dans la bande d'étude de nombreux comportements parasites. Nous considérons ici un cas défavorable d'intégration, mais pertinent pour valider l'approche proposée. Le module est totalement blindé. Il est composé d'un élément actif (dans notre exemple un amplificateur bipolaire) qui sera représenté lors de l'étude

électromagnétique de la partie distribuée du dispositif par un bloc de diélectrique de hauteur 0.1mm, de largeur 2mm de longueur 1.5mm et de permittivité relative égale à 12.9 (AsGa).

L'amplificateur est relié aux accès hyperfréquences du module par des lignes microrubans de 50Ω d'impédance caractéristique (largeur de la ligne égale à 0.248mm), définies sur un substrat de permittivité 9.8 et d'épaisseur 0.254 mm.

Le dispositif comporte deux accès distribués placés en entrée/sortie. Nous considérons que les dimensions des accès distribués en entrée et en sortie de la structure globale sont suffisamment petites ($1 \times 0.381 \text{ mm}^2$) (figure III-3), pour que seul le mode quasi TEM des lignes microrubans soit excité (la fréquence du coupure du mode de guide TE_{10} imposée par les dimensions de l'accès est de 80.66GHz). La bande de fréquence d'étude est comprise entre [10-30]GHz.

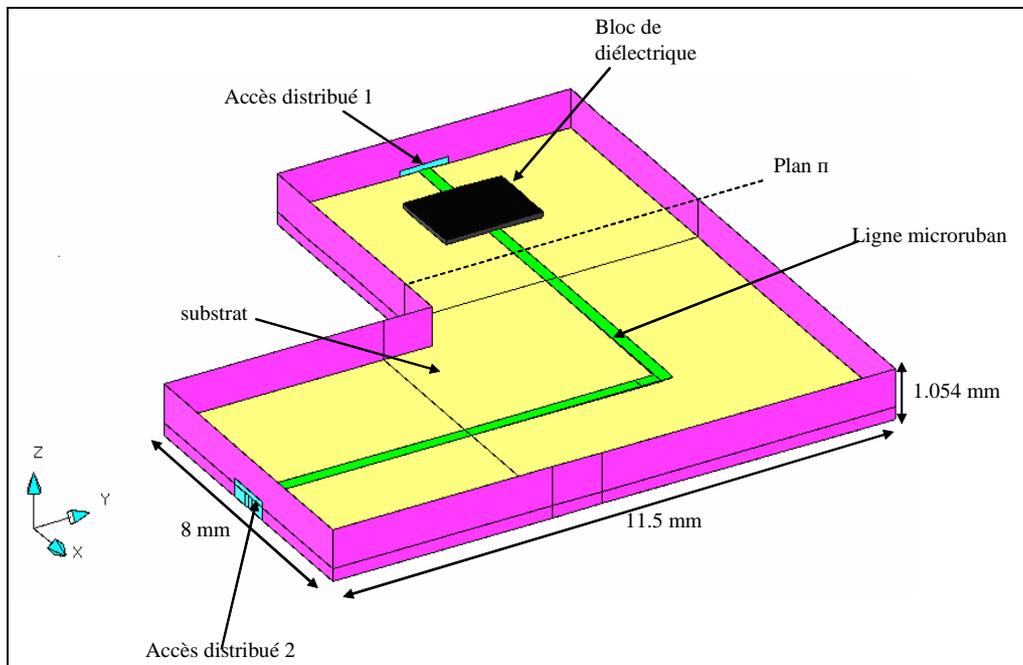


Figure III-1 : Topologie du dispositif test4

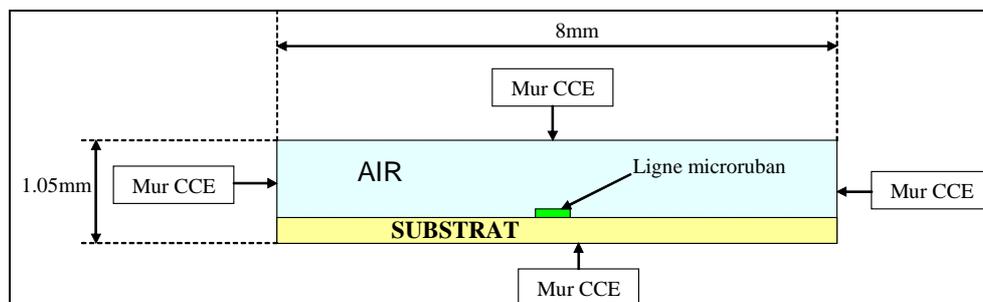


Figure III-2 : Vue du plan pi

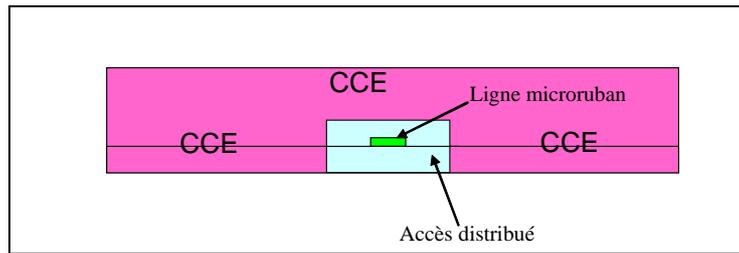


Figure III-3 : Accès distribué 1/2

II.2 Principe et validation de la méthode

La première étape de cette méthode consiste à appliquer l'approche hybride (EM/circuit) segmentée, déjà expliquée et validée dans le chapitre II, sur la structure test4. Le module est alors scindé en trois segments, comme le montre la figure III-4.

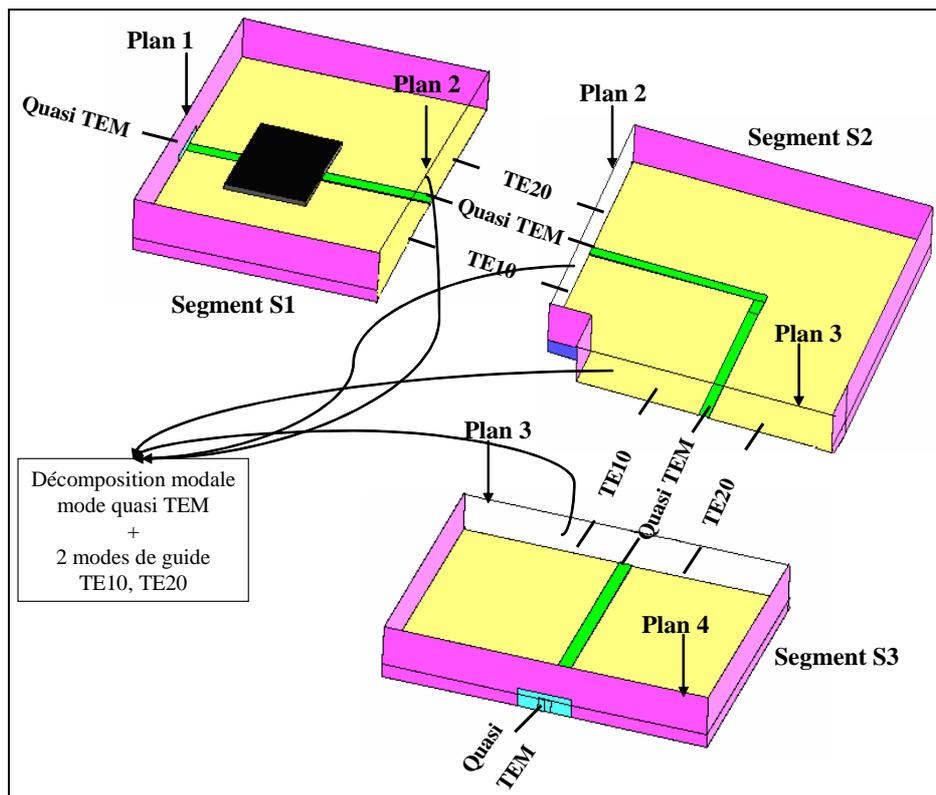


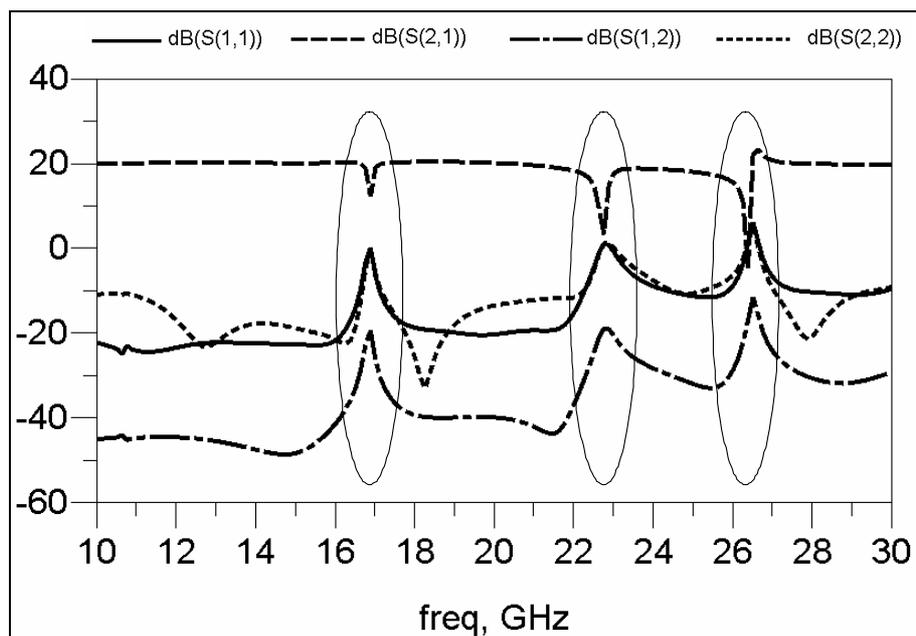
Figure III-4 : Segmentation du module en trois segments

Comme nous l'avons déjà expliqué, dans les plans d'entrée et de sortie du module (plan 1 et 4), nous ne considérons que le mode quasi TEM. Dans les deux plans de segmentation (plan 2 et plan 3), nous considérons le mode quasi-TEM de la ligne et le mode

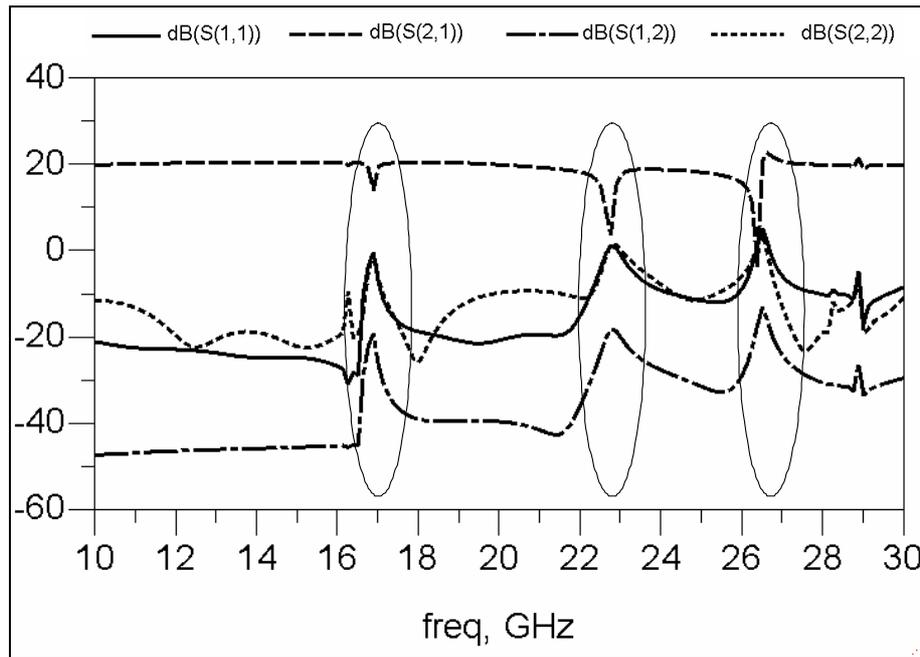
du guide TE₁₀ qui devient propageant à la fréquence 16.52GHz et un mode évanescent dont la fréquence de coupure est égale à 32.71GHz. Une étude de convergence sur le nombre de mode évanescents sera présentée plus tard au §II.3.2.

Un calcul EM en 3D de chacun des trois segments est effectué dans la bande de fréquence de 5 à 30 GHz pour caractériser les domaines distribués. Ainsi, nous obtenons trois matrices [S] généralisées notées MSG_i caractérisant les trois segments.

Avant de continuer la description de cette approche hybride, nous allons valider les trois segments et la distribution modale dans chaque plan de segmentation. Nous chaînons ces segments sous ADS d'Agilent Technologies afin d'obtenir le comportement hyperfréquence du module global. Comme nous le voyons sur les figures III-5a et III-5b, le comportement hyperfréquence du module global obtenu par l'approche hybride (EM/circuit) segmentée est comparée avec celui obtenu par l'approche hybride globale (dans ce cas la partie distribuée est analysée globalement).



(a)

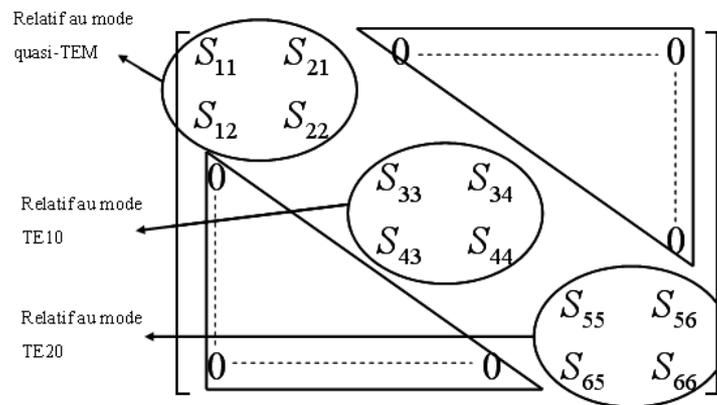


(b)

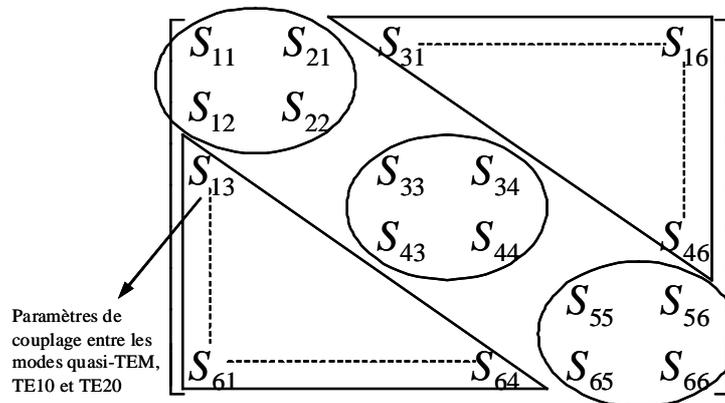
Figure III-5: Réponse de l'analyse hybride globale (a), réponse de l'analyse hybride (EM/circuit) segmentée (b).

Globalement les allures des paramètres (S_{ij}) sont identiques quand nous appliquons l'une ou l'autre des méthodes. Les fréquences d'apparition des phénomènes parasites sur le comportement circuit sont en particulier bien retranscrites dans les deux cas (le comportement purement circuit est donnée au §II.3.2). Ces résultats seront considérés comme référence dans la suite.

Considérons maintenant les matrices MSG_i qui correspondent aux segments S1, S2 et S3. Elles sont établies précédemment en tenant compte des modes quasi-TEM, TE₁₀ et TE₂₀. Comme les segments S1 et S3 ne montrent pas de discontinuités géométriques, alors les paramètres S relatifs aux couplages entre ces trois modes sont nuls. La nomenclature des matrices MSG_1 et MSG_3 relatifs aux segments S1 et S3 est décrite en figures III-6a. On retrouve une matrice diagonale, représentative de segments sans couplage entre modes. Le segment S2 décrit une discontinuité importante représentée par la ligne microruban coudée. Dans ce cas, des couplages électromagnétiques vont apparaître entre les différents modes considérés. La nomenclature de la matrice généralisée MSG_2 associée au segment S₂ est pleine et est décrite sur la figure III-6b.



(a)



(b)

Figure III-6 : $MSG_{1,3}$ des segments S1 et S3 (a), MSG_2 du segment S2 (b).

L'approche proposée consiste à remplacer le modèle EM relatif au mode quasi TEM représenté par les paramètres S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} dans chacune des matrices MSG_i , par le modèle associé implanté dans la bibliothèque d'ADS d'Agilent Technologies. Ces modèles circuits sont paramétrés aux dimensions physiques et géométriques et sont déjà validés. Dans le principe, notre méthode complète ces modèles par la prise en compte de l'environnement EM. Concernant le segment S2, les autres termes de la matrice MSG_2 relatifs aux couplages EM entre modes et aux modes de guide sont conservés (voir figure III-7).

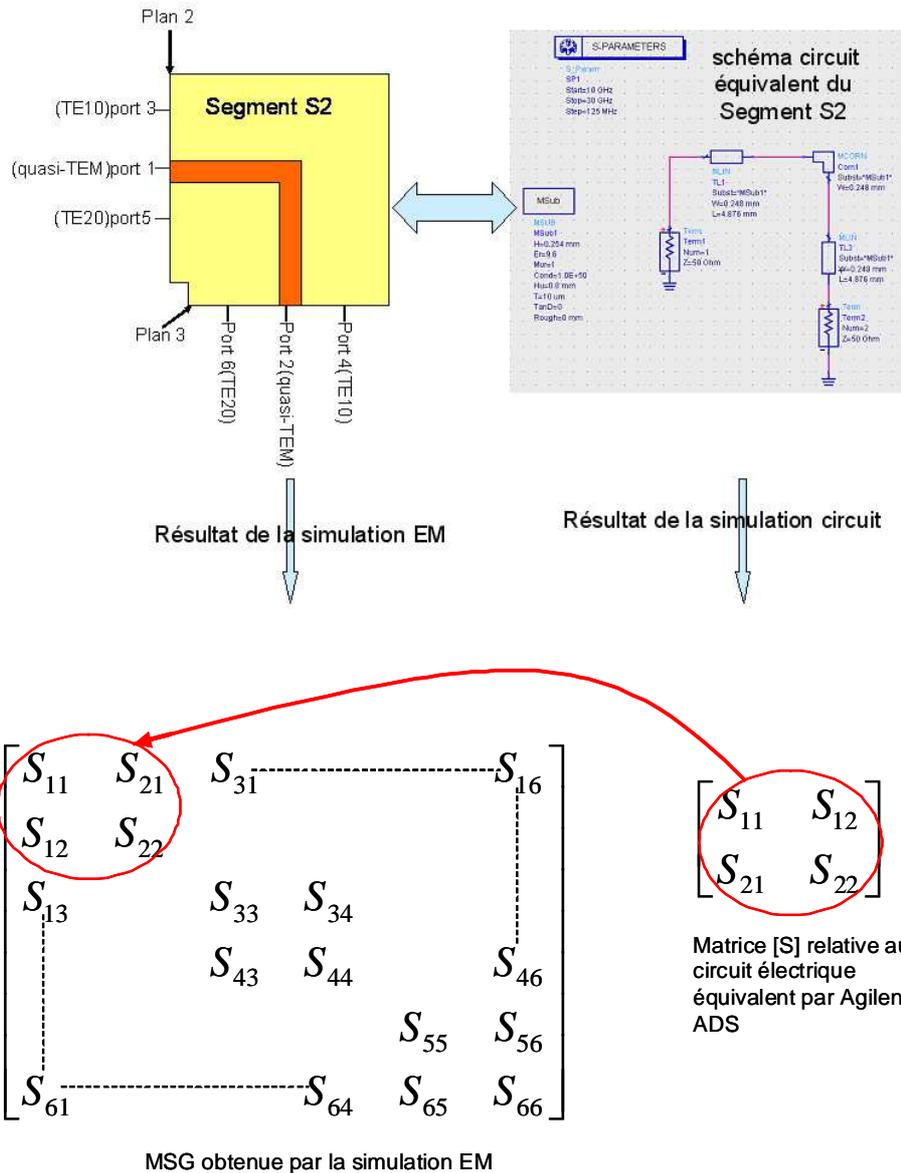


Figure III-7 : Remplacement des coefficients de réflexion et de transmission relatifs au mode quasi-TEM par la modélisation ADS correspondante, alors que les autres termes exprimant les couplages EM sont conservés.

Comme nous le montrons plus tard au §II.3.1, une légère variation de la géométrie de ligne ou des caractéristiques du substrat modifie le comportement quasi-TEM du module à l'ordre 1, mais ces modifications engendrent des effets négligeables (d'ordre 2) sur les autres termes de couplage.

A cette étape, la partie purement circuit du module est calculée et optimisée à travers les modèles circuits paramétrés dans le logiciel circuit ADS d'Agilent Technologies. Les paramètres S relatifs aux modes quasi-TEM sont remplacés automatiquement pour obtenir les

matrices généralisées hybrides $H\text{-MSG}_i$. Les matrices $H\text{-MSG}_{1,2,3}$ sont ensuite chaînées sous le logiciel d'ADS d'Agilent Technologies (le principe de chaînage est présenté sur la figure III-9), et la réponse totale du module test4 peut être obtenue en tenant compte des effets EM sans que le concepteur soit obligé de refaire des calculs EM pour optimiser les caractéristiques de la ligne quasi-TEM. La démarche de cette approche est présentée dans le schéma suivant :

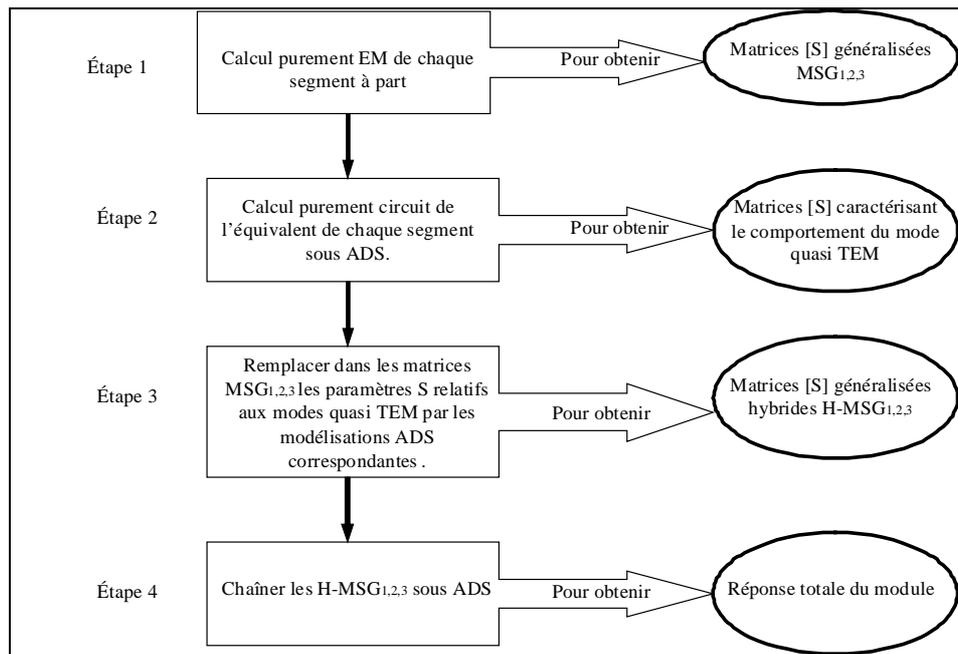


Figure III-8 : Le schéma principe de l'approche hybride proposée

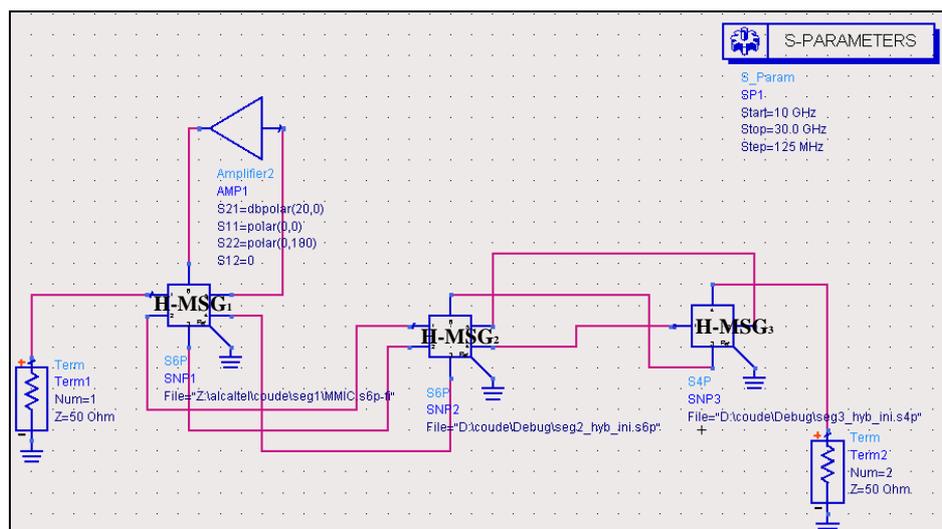
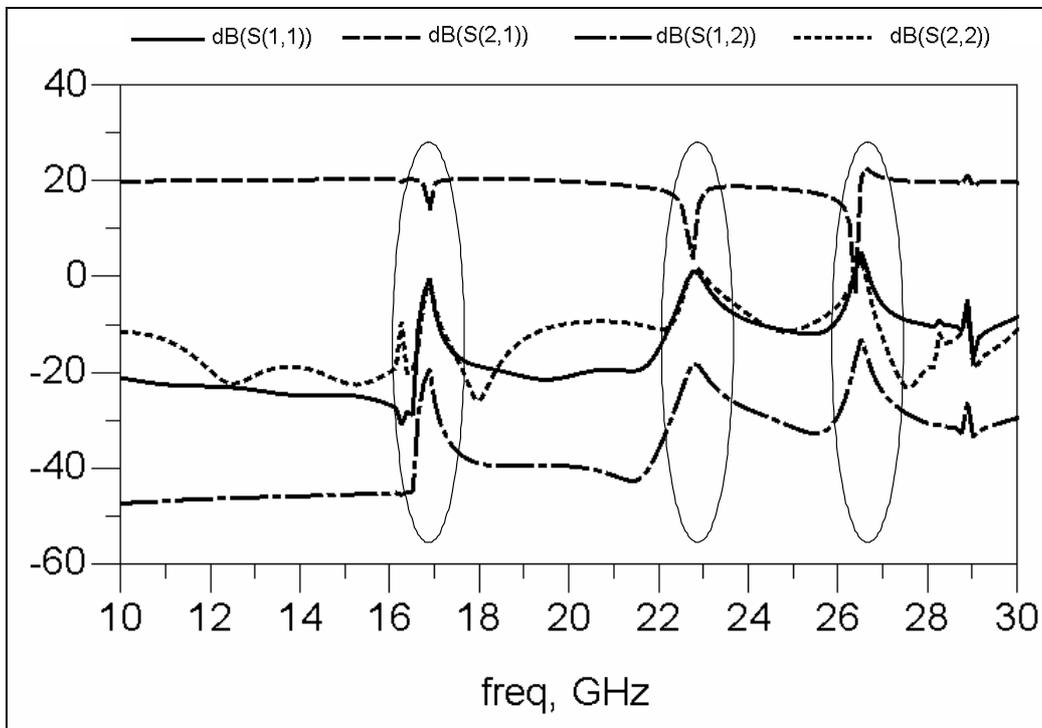
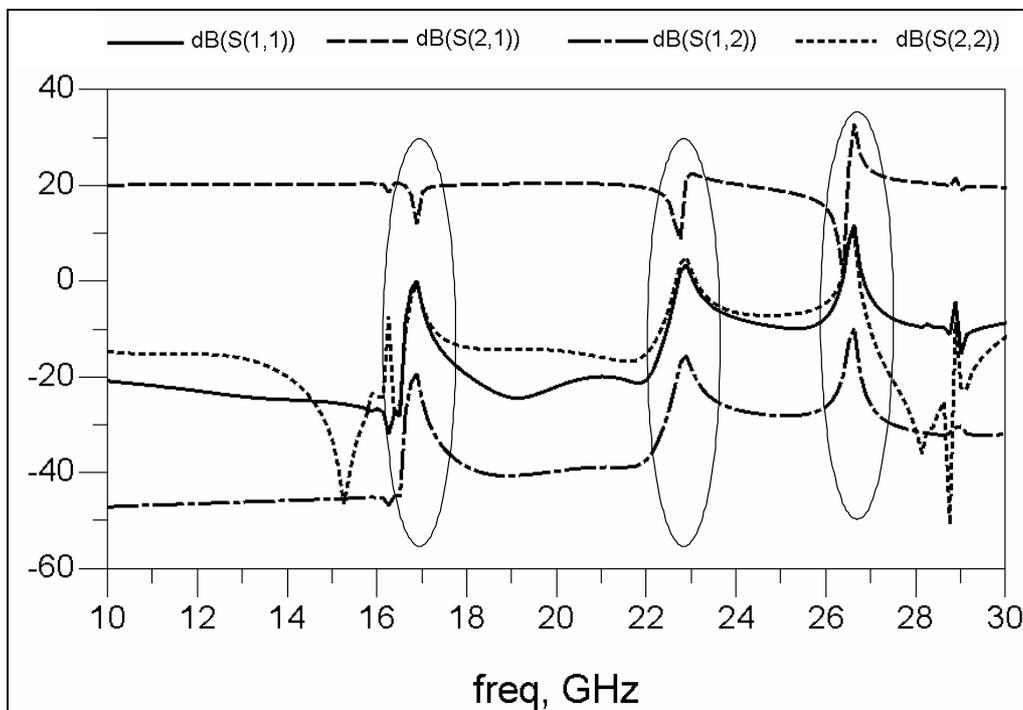


Figure III-9 : Le schéma principe de l'approche hybride proposée

Afin de valider cette étude de faisabilité, les figures III-10 comparent les paramètres (S_{ij}) caractérisant le comportement hyperfréquence du module test4, obtenues par l'approche hybride segmentée déjà validée et notre nouvelle approche.



(a)



(b)

Figure III-10 : Réponse référence (a), réponse hybride avec modèle circuit de ligne(b)

Comme nous le voyons, nous obtenons des comportements proches et surtout l'influence des modes parasites est bien définie par notre nouvelle approche. Nous considérons ainsi qu'elle est validée.

II.3 Intérêts de l'approche hybride proposée

II.3.1 Optimisation rapide des caractéristiques de lignes microondes

A travers l'approche proposée, le concepteur pourra modifier rapidement la forme des lignes quasi-TEM ou les caractéristiques de substrat sans qu'il soit obligé de refaire de nombreux calculs EM. Le concepteur pourra profiter de la souplesse et la rapidité de simulateur circuit tout en tenant compte des effets parasites qui peuvent résulter de l'excitation des modes de cavité.

Nous allons considérer la structure test4 pour modifier la largeur de la ligne microruban en appliquant la méthode proposée. Cependant, avant d'appliquer cette approche, nous allons montrer qu'une légère variation de la géométrie de ligne modifie le comportement quasi-TEM du module, mais son effet est négligeable sur les paramètres (S_{ij}) représentant les couplages entre les trois modes quasi TEM, TE10 et TE20.

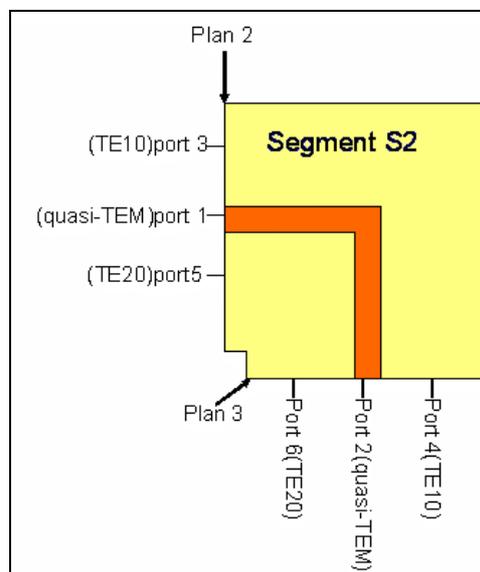


Figure III-11 : Segment S2

Pour cela nous avons choisi une nouvelle valeur arbitraire de la largeur de ligne W_{ligne} (voir figure III-11) égale à 0.4mm (équivalent à une modification de $0.4-0.248 = 0.152$ mm) et

nous présentons sur les figures III-12 et III-13 les valeurs de la variation relative (variation relative (%)) sur chaque paramètre (S_{ij}) de la matrice MSG_2 pour deux valeurs de W_{ligne} : 0.248mm et 0.4mm obtenus par des études EM classiques, et qui suit la règle suivante :

$$\text{Variation relative } S_{ij} (\%) = \left| \frac{(S_{ij}(0.4mm) - S_{ij}(0.248mm))}{S_{ij}(0.4mm)} \right| \times 100 \quad [\text{III-1}]$$

Sur les figures III-12, nous comparons les paramètres S_{31} , S_{41} , S_{51} et S_{61} représentant les couplages entre le mode quasi TEM d'une part et les modes TE_{10} et TE_{20} d'autre part.

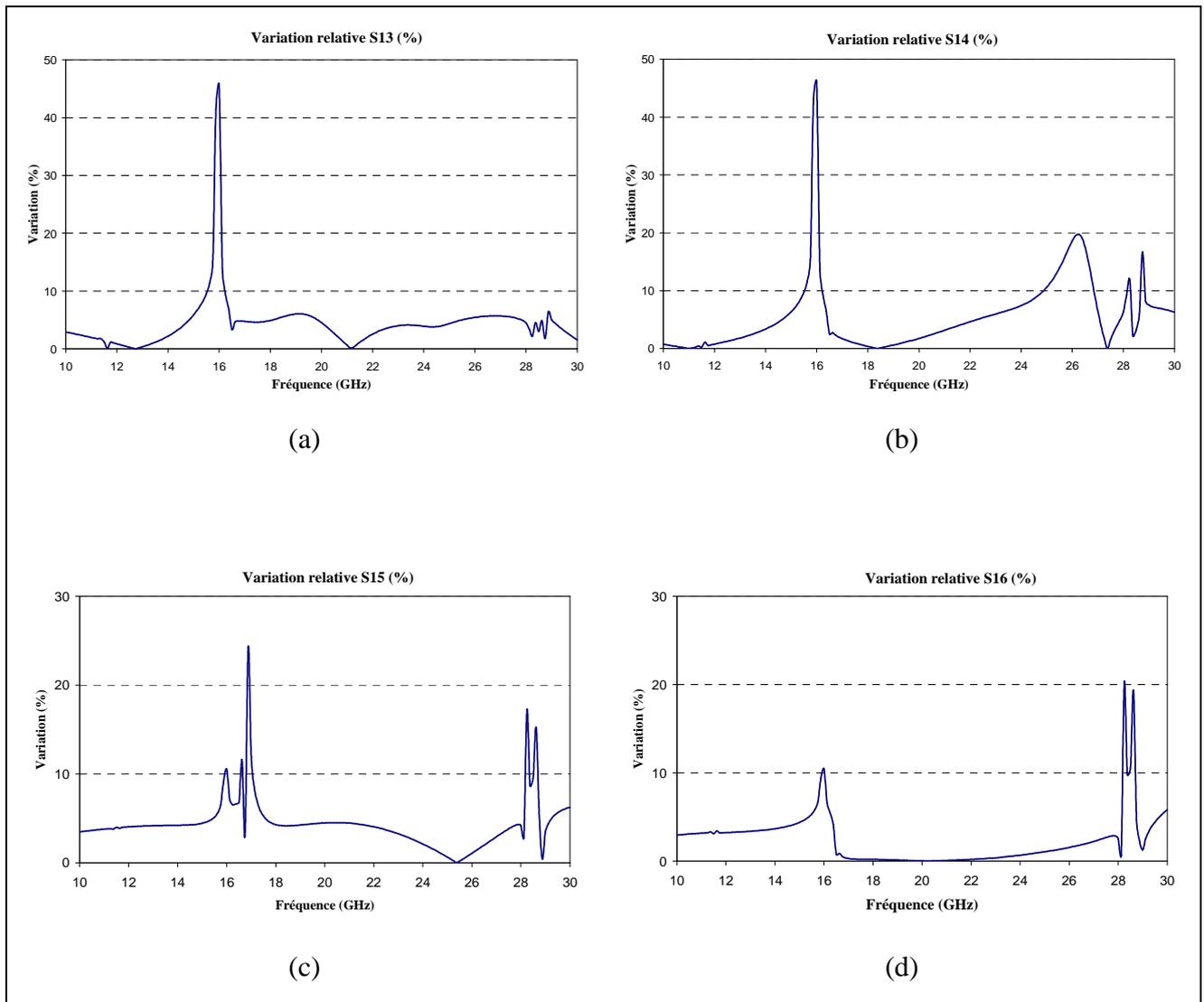


Figure III-12 : Variation relative S_{13} (a), Variation relative S_{14} (b), Variation relative S_{15} (c) et Variation relative S_{16} (c). Analyse EM classique.

Comme nous le constatons sur les figures III-12, les couplages entre le mode quasi TEM d'une part et les modes TE10 et TE20 d'autre part varient légèrement avec la modification de la largeur de ligne, de l'ordre de quelques % compris globalement entre (0 et 20%).

Les figures III-13a et III-13b présentent les valeurs de la variation relative (Variation relative (%)) sur les paramètres S_{11} et S_{21} relatifs à la transmission et à la réflexion du mode quasi TEM obtenu par des études EM classiques pour deux valeurs de W_{ligne} : 0.248mm et 0.4mm.

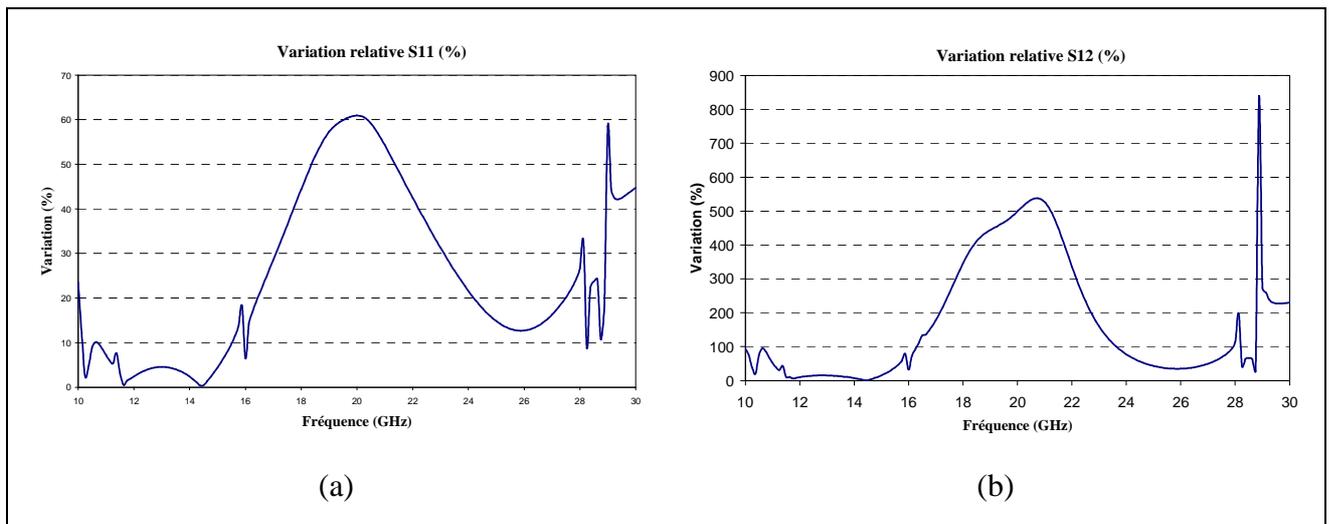


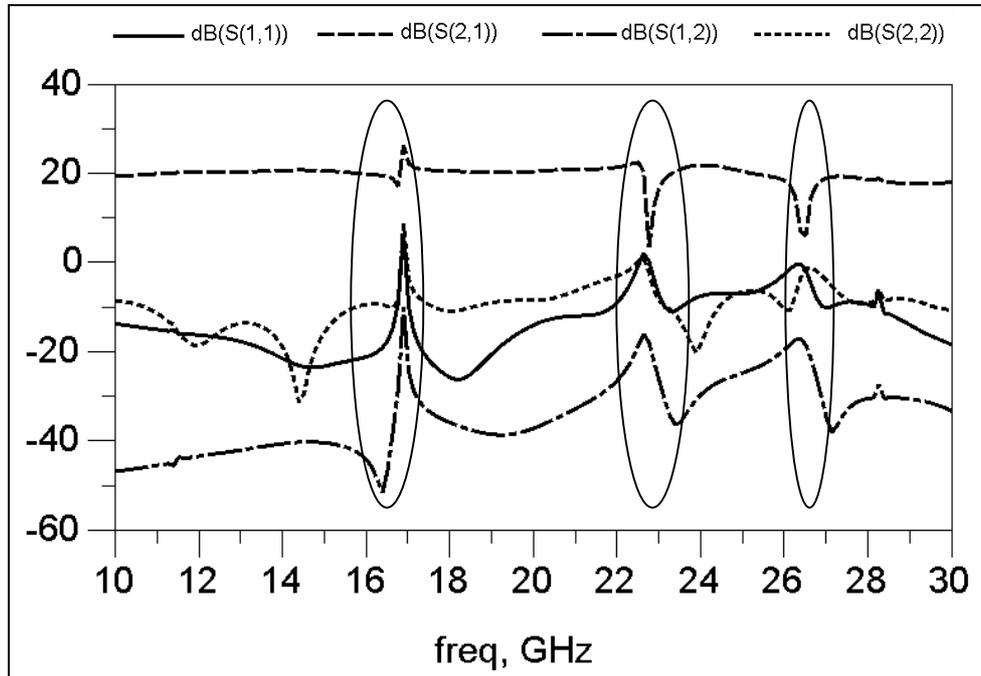
Figure III-13 : Variation relative S_{11} (a), Variation relative S_{12} (b). Analyse EM classique.

Comme nous le constatons, la variation de la géométrie de ligne a évidemment modifié le comportement quasi-TEM du module au travers des paramètres S_{ij} ($i, j = 1, 2$). Les variations relatives de ces paramètres atteignent des valeurs nettement supérieures aux cas traités sur la figure III-12. Compte tenu de ces résultats, et par comparaison on pourra considérer que la variation géométrique de la ligne a un effet négligeable sur les autres paramètres S relatifs aux couplages entre modes autres que S_{ij} (avec $i, j = 1, 2$).

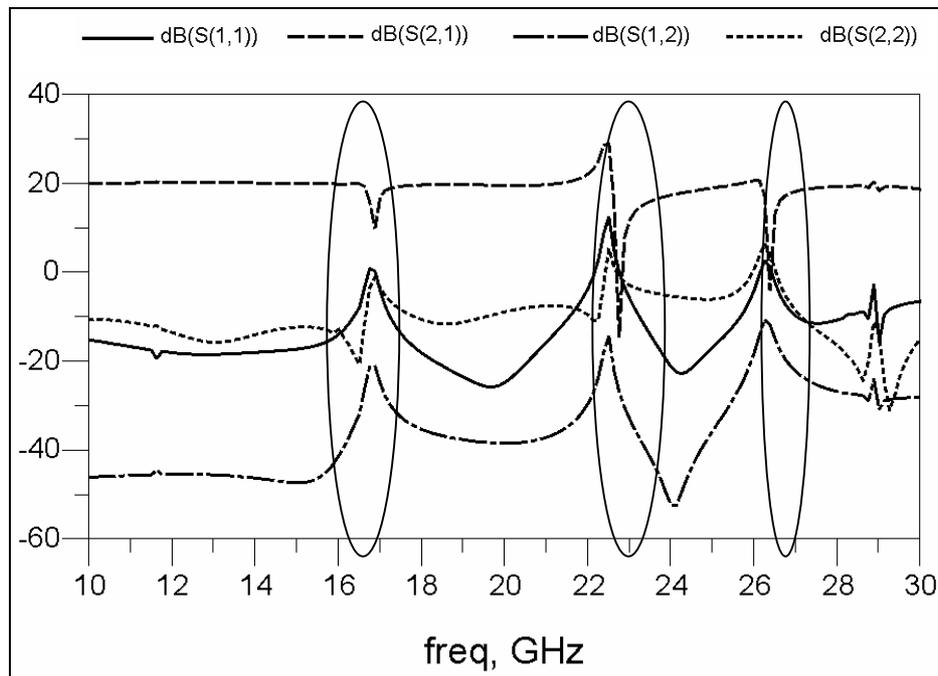
Ainsi, nous allons appliquer l'approche sur le module test4 en modifiant la valeur de W_{ligne} à 0.4mm. Sans refaire des calculs EM, il suffit de modifier le paramètre W_{ligne} dans les modèles circuits équivalents du segment S1, S2 et S3 sous ADS d'Agilent Technologies et les paramètres S relatifs aux modes quasi TEM sont remplacés automatiquement dans les matrices H-MSGi correspondants.

Afin de valider cette étude de faisabilité, les figures III-14a et III-14b comparent les paramètres (S_{ij}) caractérisant le comportement hyperfréquence du module test4, obtenus par

l'approche hybride segmentée déjà validée et notre nouvelle approche après la modification du paramètre W_{ligne} à 0.4mm.



(a)



(b)

Figure III-14 : Réponse référence (a), réponse hybride avec modèle circuit de ligne (b)

Même si nous notons quelques légères différences entre les réponses, nous obtenons des comportements proches et surtout l'influence des modes parasites est bien définie par notre nouvelle approche.

Nous allons maintenant modifier la position de la ligne microruban dans le module test4 comme le montre la figure III-15. Dans les études précédentes la ligne était placée au centre des différents segments.

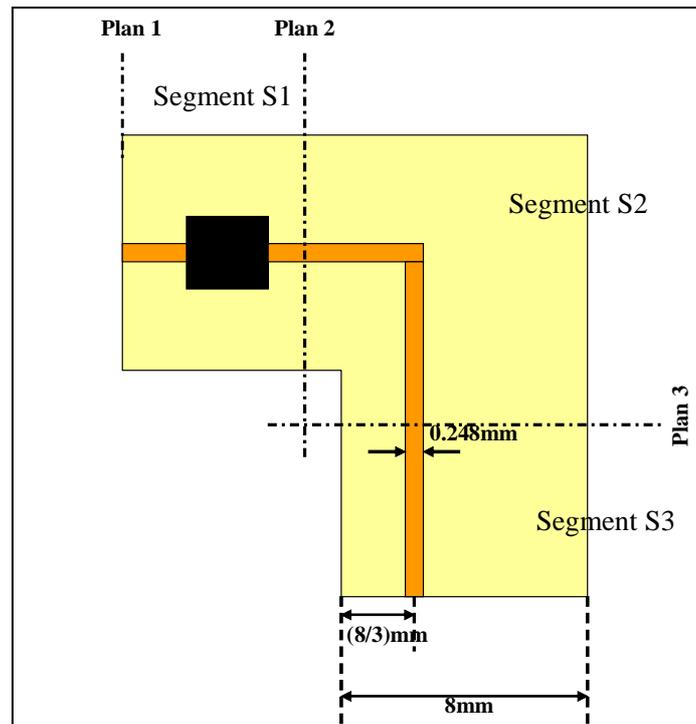
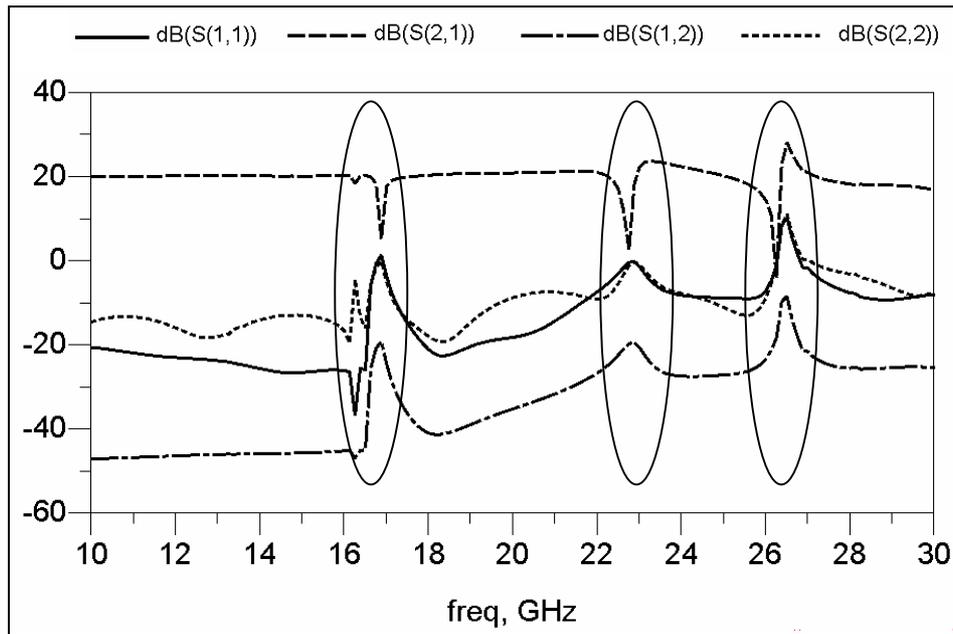


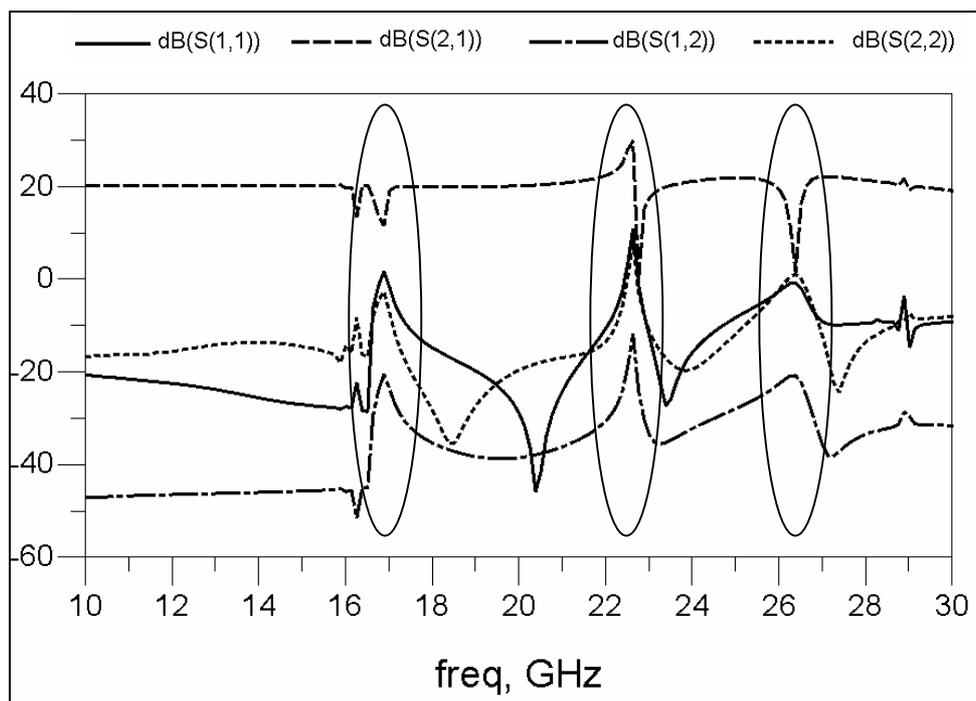
Figure III-15 : Topologie du module test4 après modification de la position de la ligne microruban

Comme nous le constatons sur la figure III-15 seule la partie de la ligne microruban située dans les deux segments S2 et S3 a changé de position. La ligne est placée arbitrairement à un tiers de la largeur de la cavité.

Nous comparons sur les figures III-16a et III-16b les paramètres (S_{ij}) caractérisant le comportement hyperfréquence du module test4, obtenus par une approche hybride segmentée classique et notre nouvelle approche avec modèle circuit des lignes après la modification géométrique décrite précédemment.



(a)



(b)

Figure III-16 : Réponse référence (a), réponse hybride avec modèle circuit de ligne(b)

Là encore, malgré de légères différences, nous obtenons des comportements proches et surtout l'influence des modes parasites est correctement définie. Sur ces deux exemples, nous avons montré que l'approche présentée ici, permet de modéliser rapidement le comportement

des lignes microondes dans un environnement modulaire, en tenant compte de leurs variations géométriques par exemple.

II.3.2 Etude de convergence sur le nombre de mode évanescents

Un autre intérêt de cette approche est que nous pouvons utiliser ces modèles hybrides comme des modèles circuits (ADS) classique. Nous pouvons lier seulement le mode quasi-TEM et nous retrouvons dans ce cas une utilisation classique circuit des modèles paramétrés de la bibliothèque ADS. Si nous voulons l'utiliser comme un modèle EM/circuit, on peut le faire en chaînant les différents modes de guides (notre cas TE_{10} et TE_{20}) en plus du mode quasi-TEM, et ainsi s'assurer du bon fonctionnement du module dans son environnement boîtier. Ainsi c'est au concepteur de choisir le modèle convenable selon ses besoins. Pour montrer cet intérêt, nous allons chaîner les trois matrices $H-MSG_i$ de trois manières différentes :

- **Dans le 1^{er} cas :** Relions les ports relatifs au mode quasi-TEM et isolons les modes TE_{10} et TE_{20} en les adaptant sur des charges de 50Ω dans les plans de segmentations (figure III-17). Nous les adaptons pour que ces deux modes n'aient aucun effet ni de réflexion ni de transmission. Nous obtenons alors une réponse semblable à celle de l'analyse circuit (figure III-18) avec une transmission sans pics parasites.

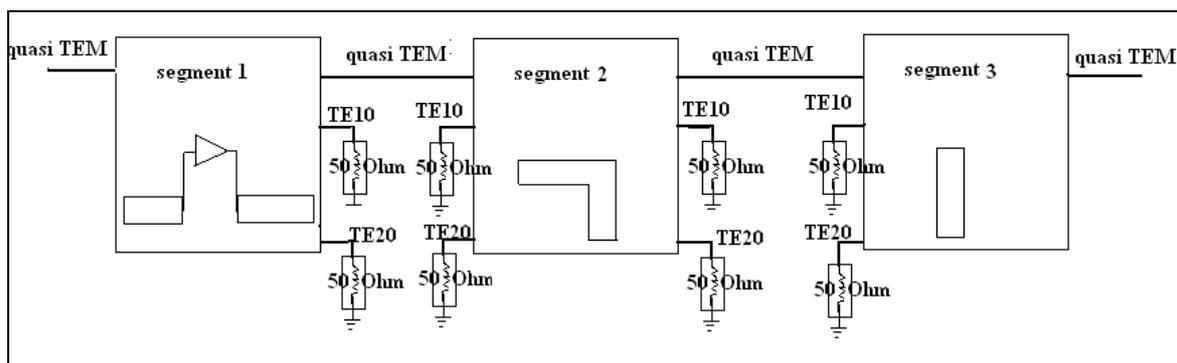


Figure III-17 : Schéma de chaînage entre les matrices $H-MSG_i$ – cas 1.

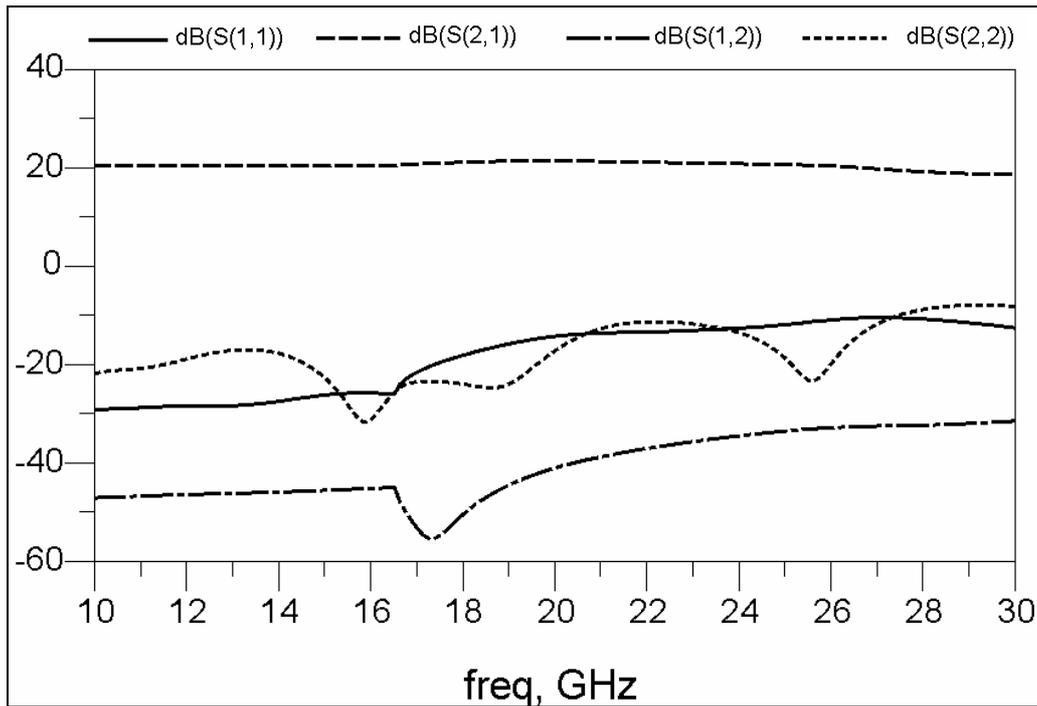


Figure III-18 : Réponse de l'analyse hybride en chaînant seulement le mode quasi TEM
(analyse circuit)

- **Dans le 2^{ème} cas :** Relions les ports relatifs au mode quasi-TEM ainsi que le premier mode TE_{10} , évanescents jusqu'à la fréquence 16.52GHz. Les ports relatifs au mode TE_{20} sont laissés adaptés sur 50 Ohms (figure III-19). Alors les pics parasites réapparaissent. Nous montrons ainsi le rôle primordial du mode TE_{10} dans l'apparition des perturbations, résultant du couplage entre ce mode et le mode quasi-TEM (figure III-20).

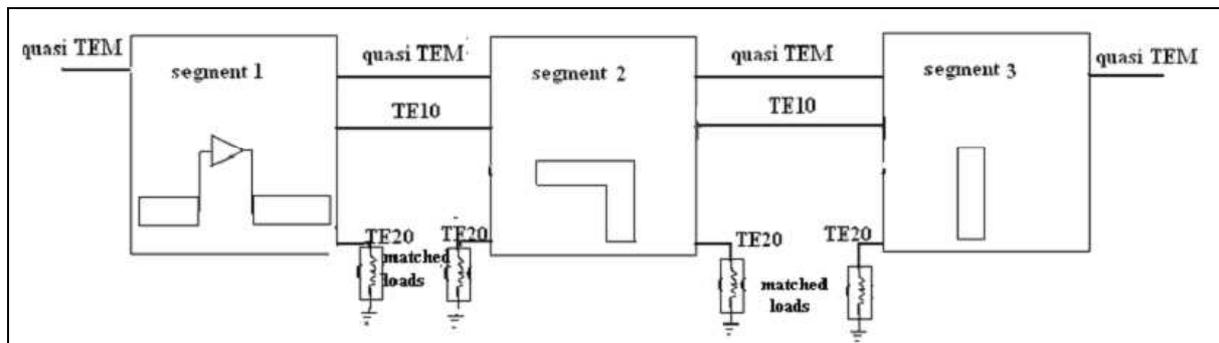


Figure III-19 : Schéma de chaînage entre les matrices H-MSG_i – cas 2.

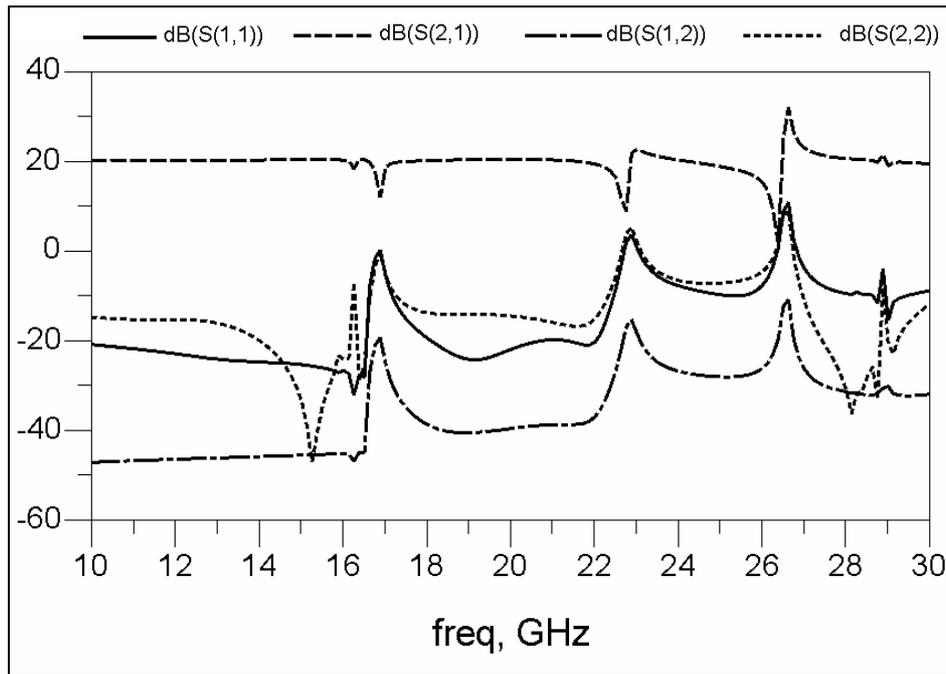


Figure III-20 : Réponse de l'analyse hybride en chaînant les modes quasi TEM et TE10

- **Dans le 3^{ème} cas :** Relions tous les ports, nous obtenons une réponse identique à celle du 2^{ème} cas. Comme la fréquence de coupure du mode TE₂₀ (32.71GHz) est plus grande que la fréquence maximum de notre domaine de fréquence [5-30] GHZ, l'effet parasite de ce mode n'apparaît pas. Ainsi, pour l'application citée, il est inutile de prendre ce mode évanescent TE₂₀ en considération.

Ainsi, nous pouvons conclure sur la validité du modèle hybride (EM/circuit) .

II.3 Conclusion

Cette première partie du chapitre III a été consacrée à l'optimisation des lignes RF dans un environnement modulaire. Il ne s'agit que d'une étude de faisabilité, et de nombreux cas doivent être considérés afin de valider totalement cette approche. Il s'agira notamment d'établir un domaine de validité concernant les variations géométriques autorisées et la non prise en compte des effets de couplages dus aux variations des propriétés des lignes...

De plus la méthode proposée peut être complémentaire à l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée décrite dans le chapitre II. Ainsi, pour les modèles génériques décrits par réseaux de neurones et comportant des lignes quasi-TEM, il sera également

possible d'appliquer cette approche originale sous certaines conditions d'utilisation liées aux couplages entre modes de guide et mode quasi TEM notamment. L'intérêt ici est de répondre aux impératifs de conception des modules MCM (modèles rigoureux, optimisation rapide de packaging, des lignes quasi-TEM et des caractéristiques physique de substrat). De ce point de vue, nos approches sont originales.

III. MODELISATION PAR ACCES NUMERIQUES D'INTERACTIONS ENTRE DOMAINES ACTIFS ET/OU PASSIFS. APPLICATION À UN DISPOSITIF À COMBINAISON SPATIALE DE PUISSANCE

III.1 Introduction

Ces dernières années, les applications liées aux technologies micro-ondes et ondes millimétriques ont été largement développées, en particulier dans le secteur civil (les systèmes de télécommunication par satellite, les radars automobiles et les réseaux locaux sans fils (wi-fi, WLAN,...)). Pour des applications nécessitant de fortes puissances, il est possible de combiner un grand nombre d'amplificateurs pour pallier aux limitations en puissance des technologies à semi-conducteurs. Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre I (§II), le fait de combiner plusieurs amplificateurs dans un encombrement réduit engendre dans bien des cas, des interférences électromagnétiques parasites entre eux qui perturbent le bon fonctionnement du dispositif.

Dans cette partie, nous appliquons une méthode de calcul purement numérique à la conception de dispositifs à combinaison spatiale de puissance et à l'étude de couplage entre ses différents éléments proches mis en parallèle dans un même encombrement. Cette méthode est basée sur la notion d'accès numériques [1]. La théorie de ces accès sera développée au §III.2.2. La validation de cette méthode, appliquée à une structure test, est effectuée par comparaison avec une étude hybride (EM/circuit) global classique. En fin de partie, nous montrons comment cette méthode peut s'appliquer pour apporter des solutions afin de limiter l'interaction entre les éléments actifs proches des dispositifs à combinaison spatiale de puissance.

III.2 Problématique : Conception des dispositifs à combinaison spatiale de puissance

III.2.1 Présentation de l'étude et des objectives

L'étude mise en place en partenariat avec Thales Alenia Space (TAS) concerne la mise en œuvre d'une méthode dédiée d'une part à la conception des dispositifs à combinaison spatiale formés en général d'un guide métallique rectangulaire dans lequel sont implantés plusieurs plateaux en parallèle (voir figure III-21) et d'autre part à l'étude de l'interaction entre les parties actives et passives de deux plateaux placés dans un même environnement modulaire. Sur chaque plateau, figurent un amplificateur de puissance à plusieurs étages et un réseau de lignes microondes contribuant à la recombinaison spatiale de puissance avec le mode de guide.

Sur la figure III-21, nous présentons un dispositif à combinaison spatiale et l'exemple de l'un de ces plateaux.

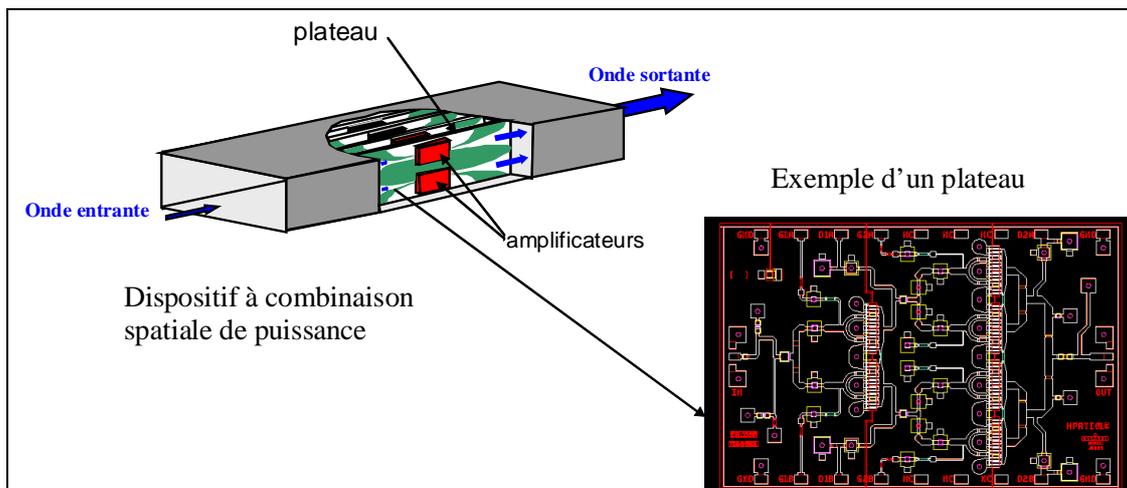


Figure III-21 : Exemple d'un dispositif à combinaison spatiale

Concevoir un tel dispositif contenant plusieurs plateaux complexes et optimiser les distances séparant les différents plateaux à travers des simulations EM classiques semble prohibitif compte tenu des temps de calcul et de la place mémoire nécessaires. Il est donc pertinent de proposer une méthodologie de conception basée sur une méthode de segmentation capable :

- De scinder la structure en plusieurs segments où chacun d’eux enferme un seul plateau.
- De simuler chaque plateau ou même une partie de plateau seul, puis relier les différents plateaux ensemble afin d’obtenir le comportement EM du dispositif entier tout en tenant compte des effets d’interaction entre éléments de deux plateaux en parallèle.

Dans ce cas, il faut décomposer le dispositif selon des sections de coupes parallèles à l’axe de propagation de l’onde, comme le montre la figure III-22.

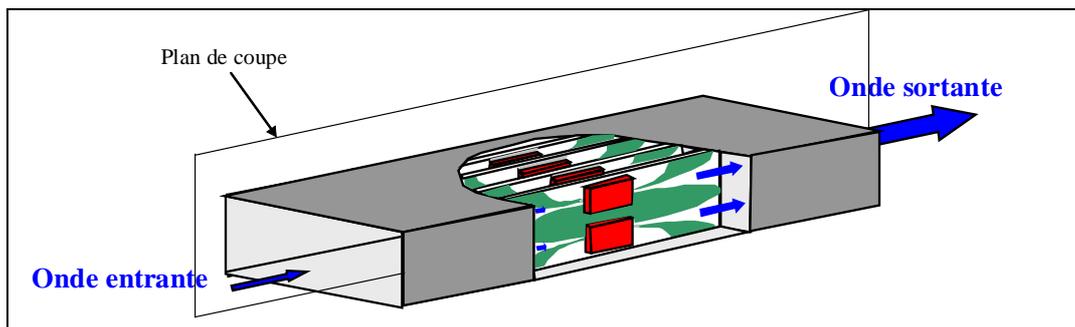


Figure III-22 : présentation du plan de coupe

Les sections de coupe présentées sur la figure III-22, n’autorisent plus l’utilisation de la méthode de segmentation avec accès distribués comme nous l’avons appliquée dans toutes les études précédentes. En effet, suivant leur définition présentée en chapitre I (§ IV.2.1.2), les accès distribués ne sont définis que selon des sections de coupe perpendiculaires à l’axe de propagation de l’onde dans lesquelles la notion de modes de propagation a un sens. Pour remédier à ce problème, nous proposons une méthode basée sur l’utilisation des accès numériques dans le but de :

- Concevoir des dispositifs complexes à combinaison spatiale tout en tenant compte des effets de couplages entre les différents plateaux de ces dispositifs, afin de réduire les coûts de fabrication.
- Etudier le couplage entre deux MMICs placés en parallèle, chacun d’eux sur un plateau.
- Optimiser la distance optimale entre les plateaux sans être obligé de procéder à de nouveaux calculs EM à chaque variation de cette distance.
- Proposer des solutions pour réduire les phénomènes d’interactions entre les éléments des plateaux en parallèle.

Dans le paragraphe suivant nous présentons succinctement la notion d'accès numériques.

III.2.2 Notions sur les accès numériques

La mise en place des accès numériques dans le logiciel EMXD développé au laboratoire de XLIM à limoges, a été effectuée afin de permettre l'étude de structures complexes par la méthode de décomposition de domaine, appelée aussi dans la littérature méthode diakoptique[1]. Cette méthode a été développée d'une manière plus approfondie pour la méthode des différence finies dans le domaine temporel (FDTD) [2][3] afin de diminuer les temps de calcul ainsi que les demandes en espace mémoire.

La méthode diakoptique consiste à décomposer le domaine d'étude en plusieurs sous-domaines, qui sont étudiés indépendamment les uns des autres. Pour ce faire, les frontières créées par cette décomposition deviennent les supports d'excitation purement numériques. Ces accès sont définis sur chaque arête et chaque face du plan de coupe (cf. chapitre I, §IV.2.1.2). Les résultats des études des sous-domaines étant des matrices [S], il suffit de chaîner l'ensemble de ces matrices pour obtenir la réponse globale du système.

La partie purement théorique de ces accès numériques ne sera pas présentée en détail dans ce manuscrit, elle a déjà fait l'objet d'un sujet de thèse [1] au sein du laboratoire XLIM. Nous pouvons résumer cette étude théorique par la description des accès numériques à partir d'un système borné par des murs électrique (notés S_e), des murs magnétique (notés S_m) et un accès numérique (noté A). Ainsi, les équations de Maxwell décrivant ce système étudié s'écrivent sous la forme suivante :

$$\text{rot } \vec{E} = -jk_0\mu_r\vec{H} - \vec{M}_{t_A} \quad \text{[III-2]}$$

$$\text{rot } \vec{H} = jk_0\mu_r\vec{E} + \vec{J}_{t_A} \quad \text{[III-3]}$$

Où : \vec{J}_{t_A} représente la densité de courant électrique tangentiel de l'accès A.

\vec{M}_{t_A} représente la densité de courant magnétique tangentiel de l'accès A.

Afin de résoudre numériquement le système d'équations, la structure étudiée est discrétisée par l'intermédiaire d'un maillage tétraédrique. La résolution des équations de Maxwell décrivant ce système est faite dans le cas de la formulation E (l'étude en formulation H suit la même logique mathématique). Cependant, pour résoudre les équations de Maxwell en formulation E, il faut connaître les champs tangentiels et les courants

électriques sur l'accès A. L'écriture du problème étant effectuée en terme de paramètre de répartition [S], il est indispensable alors de définir une famille d'ondes de références suffisamment complète pour exprimer l'ensemble des champs tangentiels et courants électriques présents sur l'accès numérique A à chaque nœuds de calcul. Chacun des nœuds sur l'accès numérique constitue alors un port d'accès. Une fois que la décomposition du champ électromagnétique de référence est bien définie sur le maillage du système étudié, les équations de Maxwell relatives à la formulation E peuvent être discrétisées et par suite nous pouvons calculer la matrice [S] de répartition. Tous ces calculs seront présentés dans l'annexe 4.

Nous notons que la principale caractéristique des accès numériques par rapport aux accès distribués est leur support qui peut être de géométrie quelconque. Ainsi les sections de coupe pour des accès numériques peuvent être non perpendiculaires à l'axe de propagation de l'onde. La matrice de répartition étant directement liée aux degrés de liberté de la structure, les accès numériques autorisent de grandes libertés à l'utilisateur. Le support d'un accès peut être très proche d'une discontinuité du maillage 3D, sans pour cela perturber la réponse du système.

En conséquence, étant donné que les résultats fournis par ce type d'excitation n'ont aucune réalité physique, les accès numériques peuvent être utilisés au niveau des surfaces de coupe au cours d'une analyse par la méthode de segmentation.

L'approche que nous proposons, adopte cette méthode de segmentation par les accès numériques afin de concevoir les dispositifs à combinaison spatiale en les segmentant en plusieurs sous-domaines. Nous allons valider l'approche proposée en l'appliquant à une structure simplifiée décrite dans le paragraphe suivant.

III.3 Topologie de la structure test5

Comme nous l'avons dit précédemment, le fait de concevoir un dispositif à combinaison spatiale de puissance formé de plusieurs plateaux complexes par une méthode EM globale classique est une tâche compliquée. Pour cela, nous allons appliquer notre approche à une structure simple représentative (la structure test5 présentée sur la figure III-23) afin de comparer la réponse segmentée à une modélisation EM globale classique qui servira de référence.

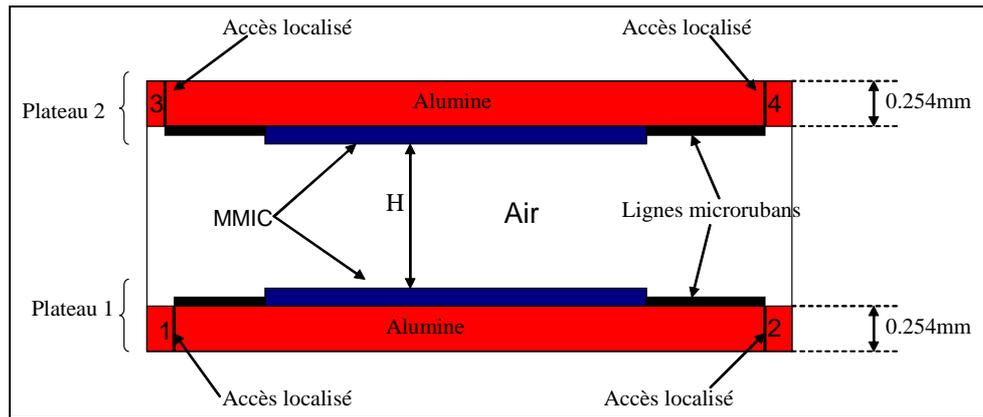


Figure III-23 : topologie de la structure test5

Cette structure est formée de deux plateaux identiques en parallèle distants de H . Sur chaque plateau (cf. figure III-24), nous considérons un amplificateur de puissance idéale ($G = 30$) qui sera représenté dans l'étude électromagnétique de la partie distribuée du dispositif par un bloc diélectrique de dimensions ($3 \times 2 \times 0.1 \text{ mm}^3$) et de permittivité relative égale à 12.9 (AsGa). Il est lié à ses excitations d'entrée et de sortie par deux lignes microrubans adaptées à 50Ω avec une hauteur du substrat 0.254 mm et permittivité relative 9.5 (Alumine). La ligne microruban qui relie le MMIC à la sortie est coudée. Nous avons introduit cette discontinuité afin de favoriser d'éventuels couplages avec des modes de boîtiers, ou favoriser le rayonnement EM conduisant au couplage entre les plateaux. Nous considérons ici un cas défavorable en termes de couplage. Comme nous l'avons déjà noté, notre but est aussi d'étudier ce phénomène de couplage et de proposer des solutions. En pratique, nous trouvons ce type des lignes coudées dans tous les dispositifs à combinaison spatiale de puissance. Si nous revenons à l'exemple du plateau réel présenté sur la figure III-21, nous constatons en effet le grand nombre des lignes coudées utilisés dans ce type du dispositif.

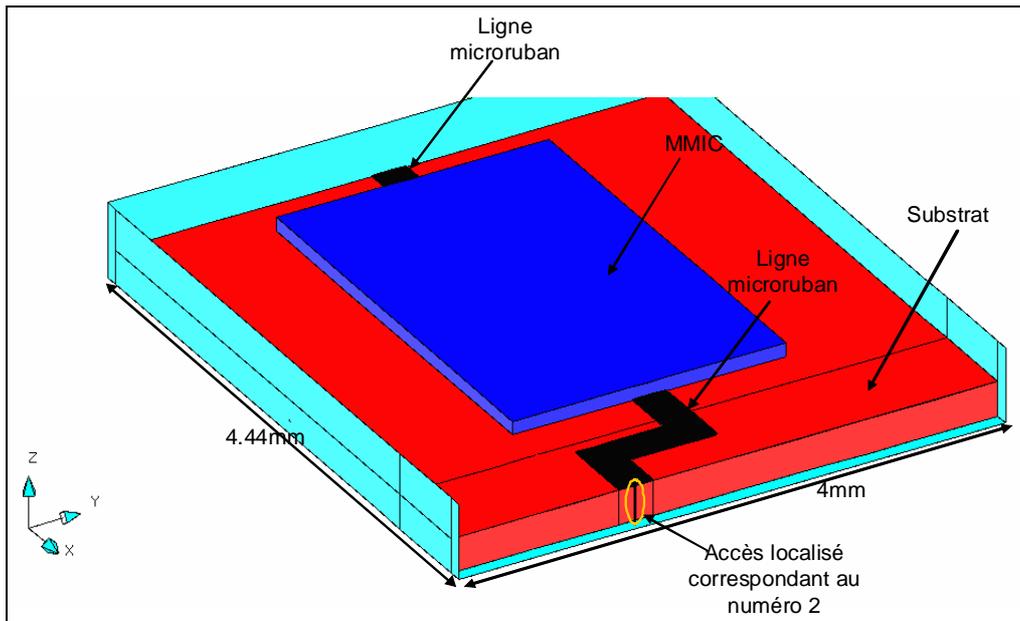


Figure III-24 : Vue d'un plateau

Le mode de ligne TEM est excité en plaçant en bout de chaque ligne un accès localisé d'impédance caractéristique égale à 50Ω . Les accès sont numérotés de 1 à 4 comme le montre la figure III-23.

III.4 Principe de l'approche proposée

L'approche consiste à décomposer la structure test5 en trois segments (Seg1 et deux segments Seg2) par deux accès numériques parallèles aux deux plateaux (cf. figure III-25). Les objectifs de cette décomposition en trois segments sont les suivantes :

- Le segment Seg1 a pour rôle de nous permettre de simuler chacun des plateaux à part. Cette décomposition nous permet ainsi de diviser une structure nécessitant des maillages lourds en des sous-structures à maillages moins lourds qui peuvent être traités en parallèle. Dans le cas de la structure test5, les deux plateaux (1 et 2) ont une géométrie parfaitement équivalente. Il suffit donc de simuler un seul sous-domaine Seg1 contenant l'un des plateaux et de dupliquer ses résultats pour obtenir le second.
- Le segment Seg2 nous permet d'étudier le couplage entre les 2 plateaux en fonction de la valeur de la distance H_a qui les sépare. Ainsi, nous pouvons faire

varier cette valeur H_a en resimulant seulement ce segment sans être obligés de modéliser de nouveau les autres segments.

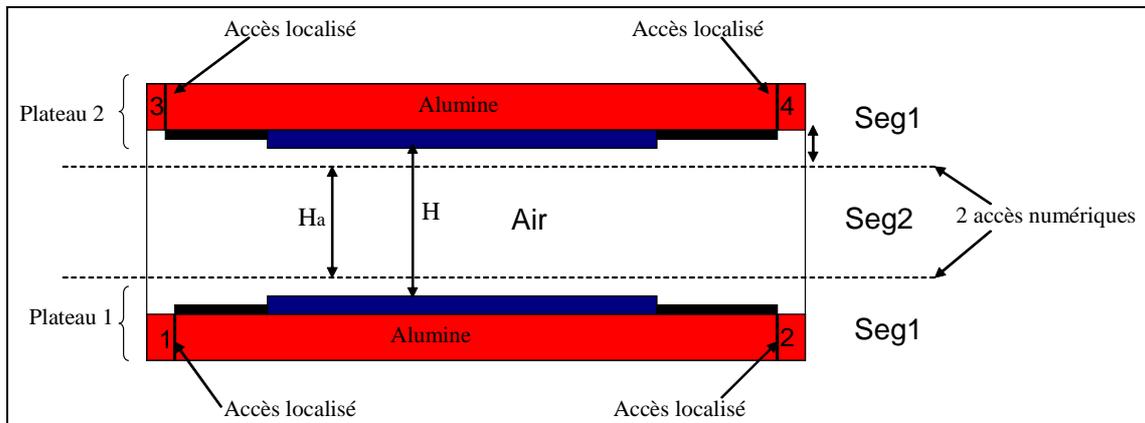


Figure III-25 : Segmentation de la structure test5 par des accès numériques

Pour valider l'approche proposée, la valeur de H_a est fixée arbitrairement à 1mm. La hauteur totale H (présenté dans la figure III-23) qui sépare les deux MMICs est ainsi égale à $H = H_a + 2 \times 0.2 = 1.4\text{mm}$. Une simulation EM en 3D à travers le logiciel EMXD est effectuée pour chaque segment afin d'obtenir la matrice $[S]_{n \times n}$ généralisée associée. L'étude EM des segments est effectuée par la méthode des éléments finis en considérant 2 degrés de liberté sur chaque arête du maillage et sur chaque face de l'accès numérique. Ces degrés de liberté sont définis comme les ports d'accès de la matrice $[S]_{n \times n}$. Ainsi le nombre n de ports de chacun de ces matrices $[S]_{n \times n}$ généralisées dépend du nombre d'arêtes du maillage des accès numériques. Par exemple pour le maillage du segment Seg1 présenté sur la figure III-26, nous obtenons une matrice $[S]_{88 \times 88}$ à 88 ports. Les matrices des différents segments sont chaînées ensemble automatiquement à travers une application informatique pour obtenir le comportement hyperfréquence globale de la structure.

L'application de cette méthode numérique ne nécessite pas de présenter une concordance exacte des maillages des différents segments dans les plans de coupe. Ceci donne alors une certaine souplesse d'utilisation

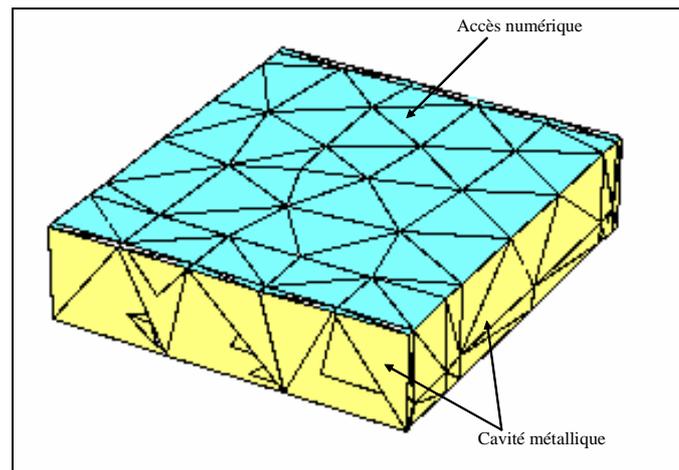


Figure III-26 : Maillage de l'accès numérique

III.5 Validation de l'approche de segmentation par accès numériques

A partir d'une étude hybride (EM/circuit) globale de la structure test5 pour $H_a = 1\text{mm}$, nous obtenons les paramètres (S_{ij}) références nécessaires pour la validation de la modélisation par accès numériques.

Sur les figures suivantes figures III-27, III-28, III-29 et III-30 nous comparons en amplitude et en phase certains paramètres (S_{ij}) obtenus par la méthode de segmentation par accès numériques et la méthode référence, où i correspond à l'accès numéro i et j correspond à l'accès numéro j . Le couplage entre les éléments hyperfréquences des 2 plateaux se traduit par le paramètre (S_{41}) .

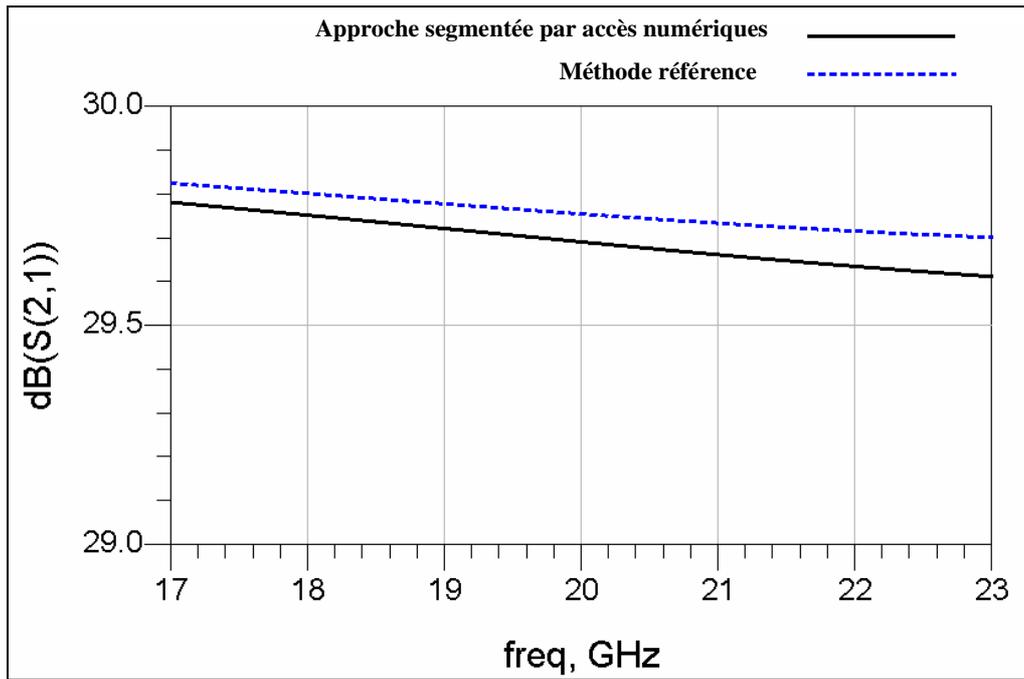


Figure III-27 : Comparaison entre S_{21} obtenue par l'approche proposée et l'approche référence (comparaison en amplitude).

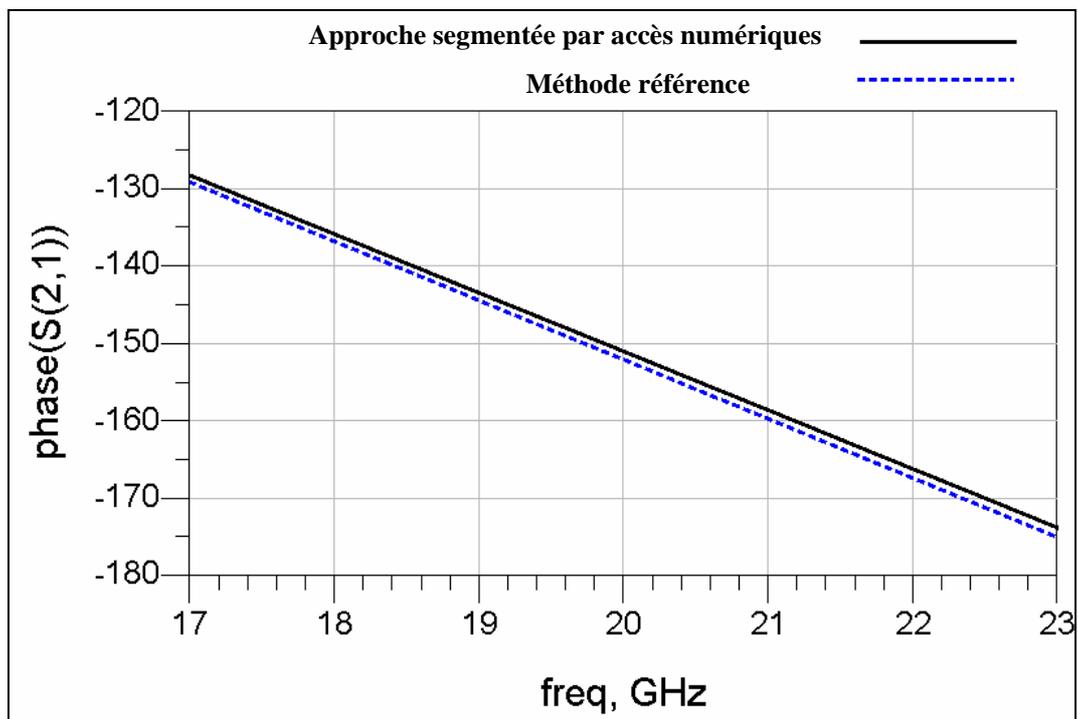


Figure III-28 : Comparaison entre S_{21} obtenue par l'approche proposée et l'approche référence (comparaison en phase).

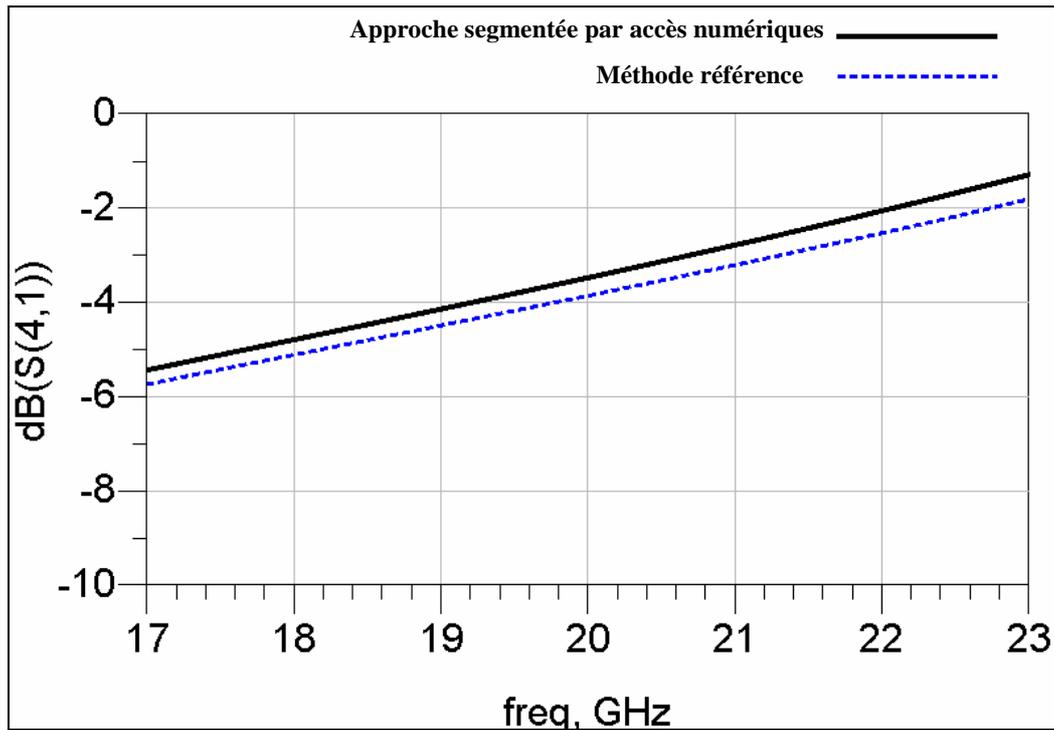


Figure III-29 : Comparaison entre le couplage S_{41} obtenue par l'approche proposée et l'approche référence (comparaison en amplitude)

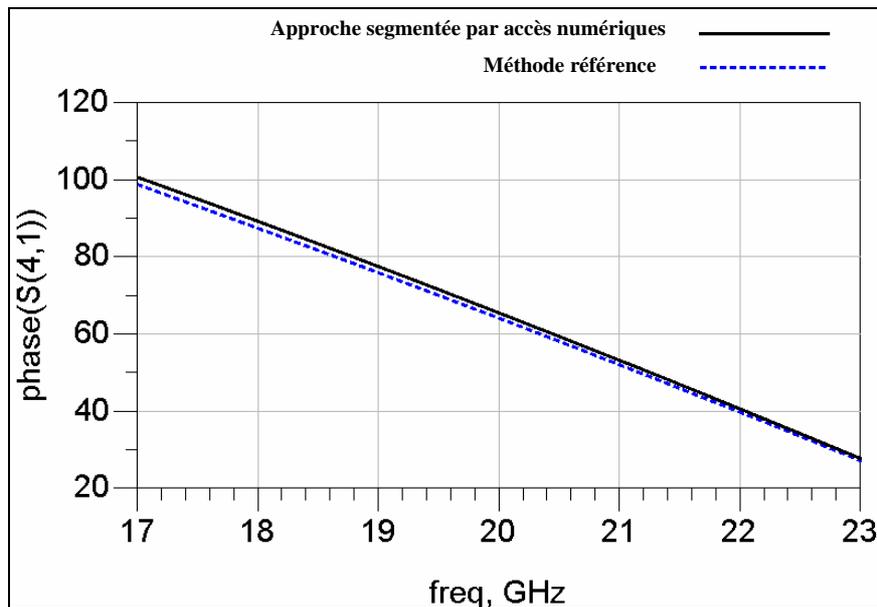


Figure III-30 : Comparaison entre le couplage S_{41} obtenue par l'approche proposée et l'approche référence (comparaison en phase)

En comparant les résultats, nous voyons bien qu'ils sont légèrement différents en amplitude et en phase mais globalement ils convergent. Cette légère différence est due à la différence entre le maillage de la structure considérée dans sa globalité et celui de la structure

segmentée. Si nous prenons les mêmes conditions de maillage dans les deux études, les valeurs des paramètres (S_{ij}) obtenus par l'approche de segmentation par accès numériques et par la méthode référence vont converger rigoureusement comme présenté sur les figures III-31a et III-31b.

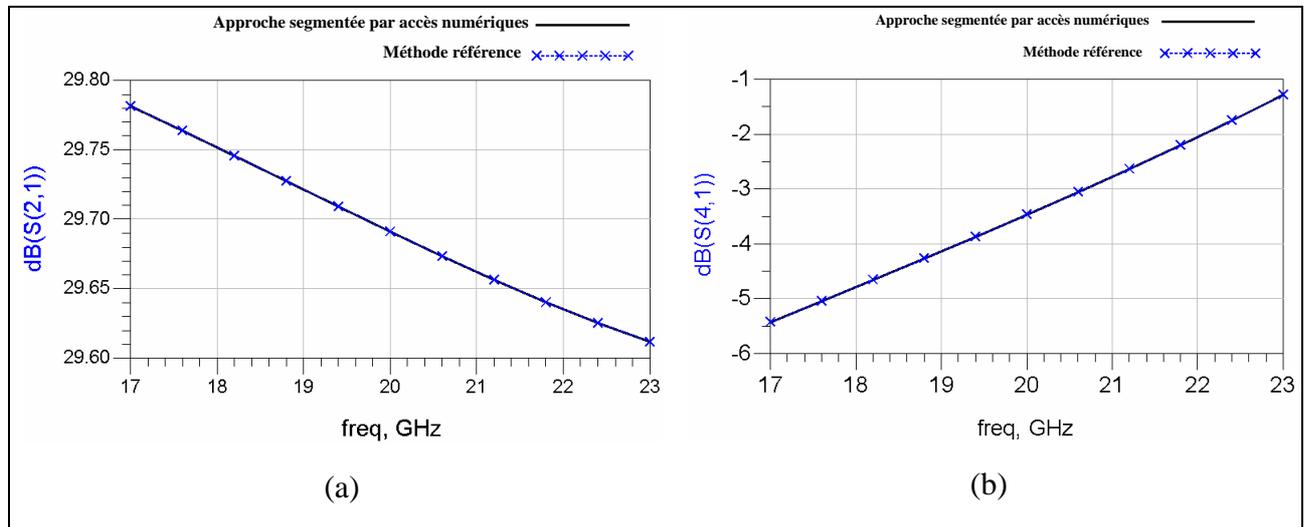


Figure III-31 : Comparaison entre les paramètres obtenues par l'approche proposée et l'approche référence, S_{21} (a), S_{41} (b).

La bonne concordance entre les réponses valide l'approche proposée de segmentation par accès numériques.

Un des intérêts de cette méthode, comme toute méthode de segmentation est de pouvoir densifier le maillage d'un segment (par rapport à une approche globale) pour obtenir une précision des calculs optimum.

III.6 Etude du couplage entre plateaux

Après la validation de l'approche proposée, nous pouvons l'utiliser pour étudier la variation du couplage entre plateaux en fonction du gain des amplificateurs et de H_a .

Dans une première étude, nous fixons H_a à 1mm et nous étudions la variation du couplage S_{41} en fonction du gain G des amplificateurs (en supposant que les deux amplificateurs sont identiques de gain G chacun). Sur la figure III-32, nous vérifions que le couplage entre les éléments de 2 plateaux augmentent lorsque le gain G augmente.

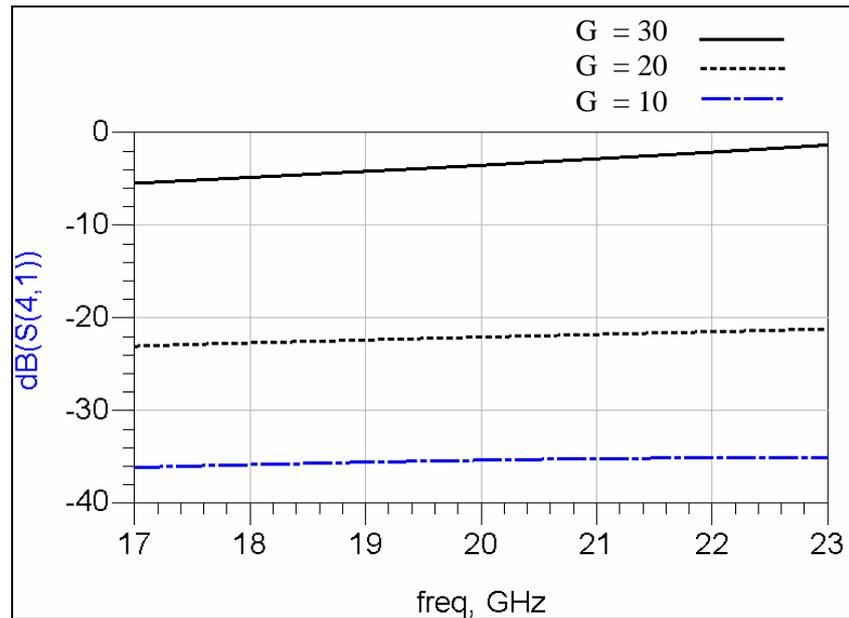


Figure III-32 : Variation du coefficient du couplage S_{41} en fonction du gain G

Dans une deuxième étude, nous fixons G à 30 et nous modifions la valeur de H_a à 0.5mm. Il suffit de refaire le calcul EM du segment Seg2, sans être obligés de simuler de nouveau les autres segments. On peut noter ici le gain de temps pour le concepteur afin d'optimiser cette distance, sans avoir à recourir à un calcul global.

Sur la figure III-33 nous présentons les valeurs du paramètre S_{41} pour deux valeurs de H_a (0.5mm et 1mm).

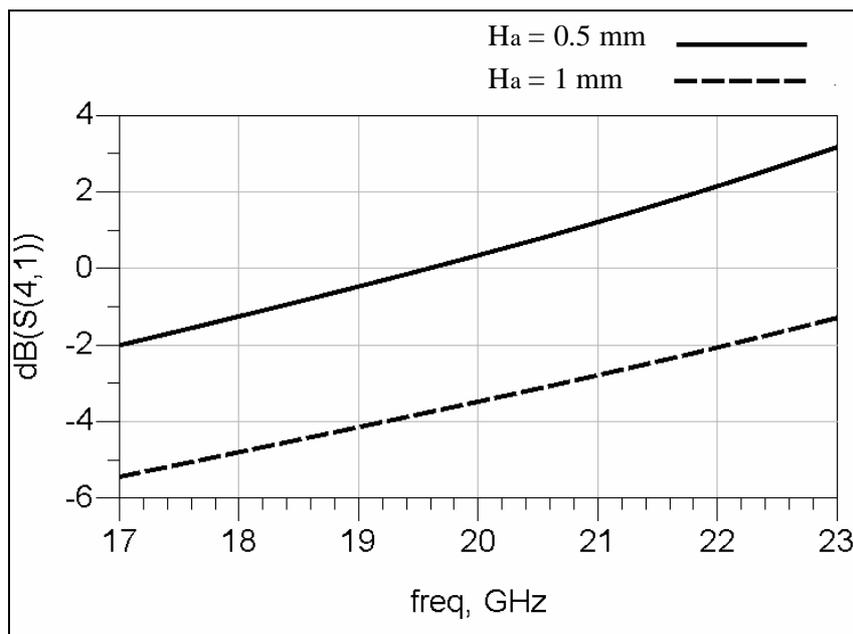


Figure III-33: Variation du coefficient du couplage S_{41} en fonction de H_a

Nous constatons sur la figure III-33 que la valeur du paramètre S_{41} est significative pour les deux valeurs de H_a . De plus, comme nous pouvions nous y attendre, le couplage entre les deux plateaux a augmenté lorsque la distance entre les deux plateaux a diminué. Le couplage entre les éléments des plateaux d'un dispositif à combinaison spatial perturbe le bon comportement électrique du module complet à cause notamment des phénomènes de rétro couplages qu'il peut engendrer. En conséquence les concepteurs doivent non seulement améliorer les performances des circuits, mais également limiter ces couplages tout en favorisant une haute intégration pour limiter l'encombrement. La démarche proposée peut aider à cette optimisation et constituer une première approche précise du fait du couplage purement numérique entre segments.

Pour cela, nous proposons à titre d'exemple dans le paragraphe suivant une solution qui permet de résoudre le problème d'interférence et améliorer les performances. Nous cherchons à montrer ici, la démarche qui peut être suivie pour optimiser le fonctionnement du module. La solution retenue permet d'illustrer nos propos.

III.7 Solution proposée pour réduire l'interférence entre plateaux

Afin de diminuer l'interférence entre les deux plateaux parallèles, nous avons proposé d'insérer une grille métallique à mi-distance entre les deux plateaux, c'est-à-dire au milieu du segment Seg2. Sur la figure III-34 nous présentons la forme générale de cette grille.

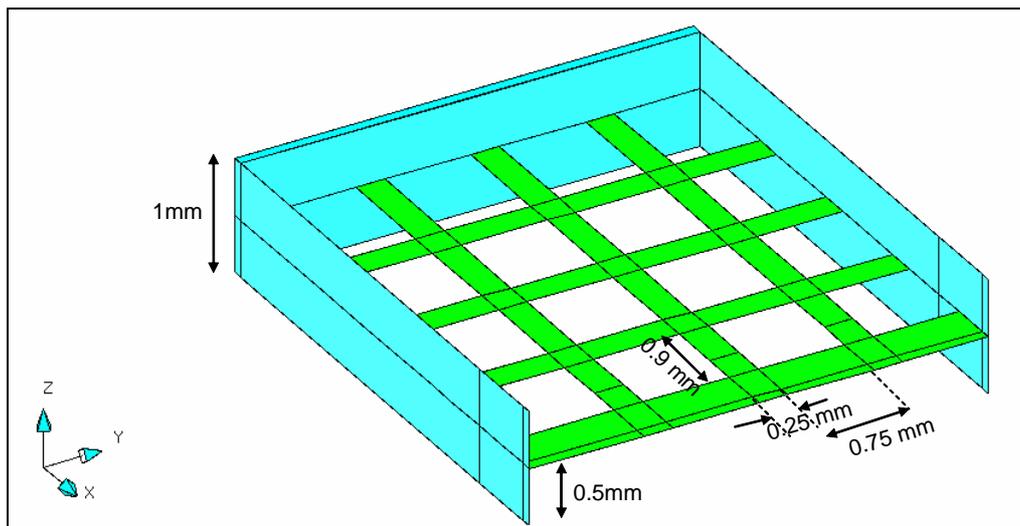


Figure III-34 : La grille métallique insérée au milieu de segment Seg2

L'optimisation des dimensions de la grille s'effectue par itérations sur le segment Seg2. Le comportement global du module test5 est obtenu par chaînage.

Nous présentons sur la figure III-35, la comparaison entre les paramètres S_{41} pour la structure test5, avec et sans grille. Nous avons choisi une valeur arbitraire de H_a égale à 1mm.

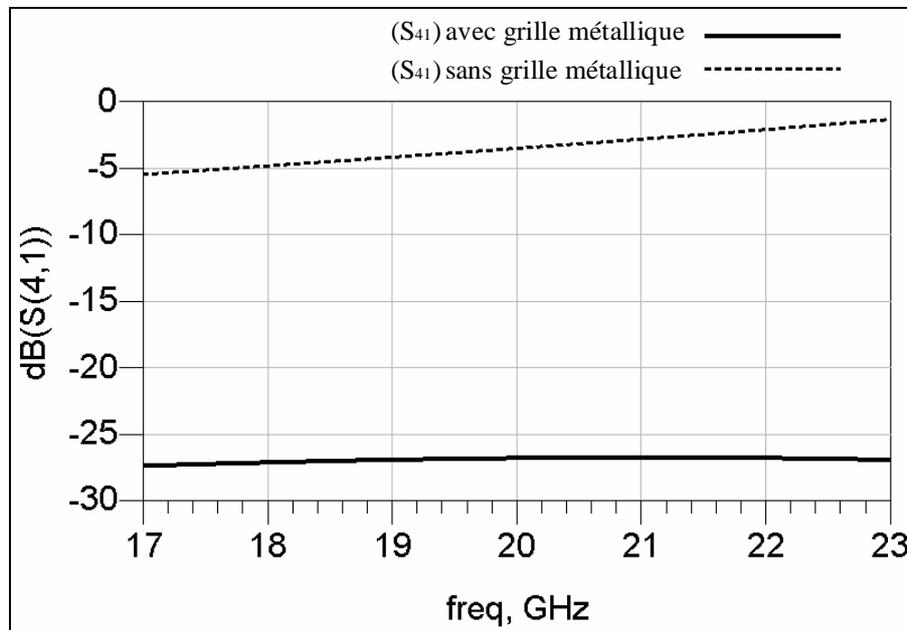


Figure III-35 : Comparaison entre (S_{41}) avec et sans grille métallique

Ainsi, nous constatons d'après cette comparaison, que l'interaction entre les deux plateaux est réduite significativement. Cette solution permet au concepteur des dispositifs à combinaison spatiale de puissance de rapprocher les plateaux en insérant des grilles métalliques afin de réduire les dimensions du boîtier tout en conservant de bonnes performances.

Cet exemple illustre l'utilisation qui peut être faite de la segmentation par accès numériques. Une fois la procédure mise en place, l'optimisation de la structure considérée peut se révéler très rapide.

IV. MODELISATION DU RAYONNEMENT DE COMPOSANTS ELECTRONIQUES DANS UN ENVIRONNEMENT MODULAIRE

IV.1 Introduction

La dernière partie de ce chapitre de thèse est consacrée à une nouvelle étude de faisabilité portant sur la prise en compte du rayonnement d'un circuit comme source d'excitation de l'environnement extérieur. Ce rayonnement peut être modélisé par une approche numérique ou par des mesures.

Ce travail qui s'apparente à de la compatibilité électromagnétique entre le composant et son environnement est une approche complémentaire au travail de thèse présenté en référence [4]. Lors de son doctorat, l'auteur de ce manuscrit a modélisé les émissions rayonnées de composants électroniques par des réseaux de dipôles électriques ou magnétiques équivalents à partir de mesures en champs proches. Comme l'explique l'auteur, par cette approche il est nécessaire de faire un compromis entre la complexité du modèle (nombre de dipôles, condition d'utilisation, ...) et la souplesse d'utilisation (modèle générique, intégration dans les logiciels commerciaux...).

Au cours de notre approche, nous définissons sur une surface, qui s'apparente à une surface de Huygens, les champs EM rayonnés par le circuit considéré. Connaissant ces champs, il est possible de définir des densités surfaciques de courant magnétiques et électriques \vec{J}_M et \vec{J}_E équivalentes à des sources de rayonnement. Nous pouvons alors par un calcul de champs électromagnétiques rayonnés en déduire le couplage EM de ce circuit avec son environnement. Le principe que nous mettons en place ici, est très simple car nous cherchons juste à modéliser le couplage de circuit vers l'extérieur et non l'inverse. Pour cela, on se place dans l'hypothèse que la perturbation de l'environnement sur le circuit considéré est du second ordre (voir négligeable) par rapport à la perturbation du circuit sur l'environnement.

Un application peut être de quantifier le couplage entre un composant d'une chaîne d'émission (perturbateur) et un composant de la chaîne de réception d'un front-end radio.

IV.2 Objectifs et démarche

L'objectif de la méthode que nous proposons est illustré par les figures suivantes :

- Considérons sur la figure III-36, un module RF composé de différents MMICs reliés entre eux par des lignes RF.

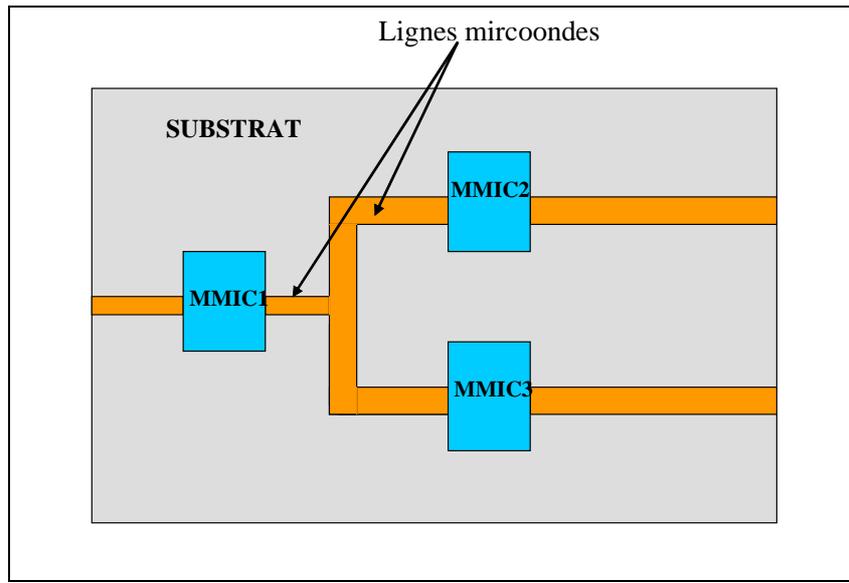


Figure III-36 : Exemple de module MCM

- Si l'on cherche à modéliser le rayonnement du circuit MMIC1 sur son environnement, nous allons tout d'abord modéliser le circuit seul.

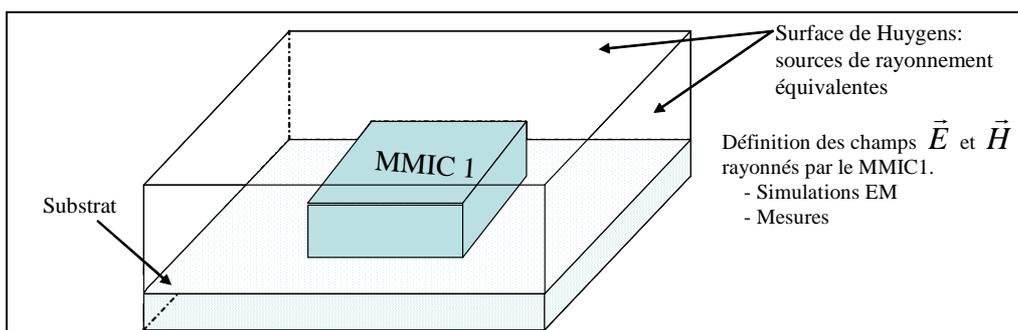


Figure III-37: Modélisation du rayonnement du circuit MMIC1.

- Le MMIC1 est maintenant représenté par cette “boîte de rayonnement” au sein du module RF décrit en figure III-36, ou au sein de tout autre environnement en supposant que celui-ci a des effets négligeables sur le circuit considéré.

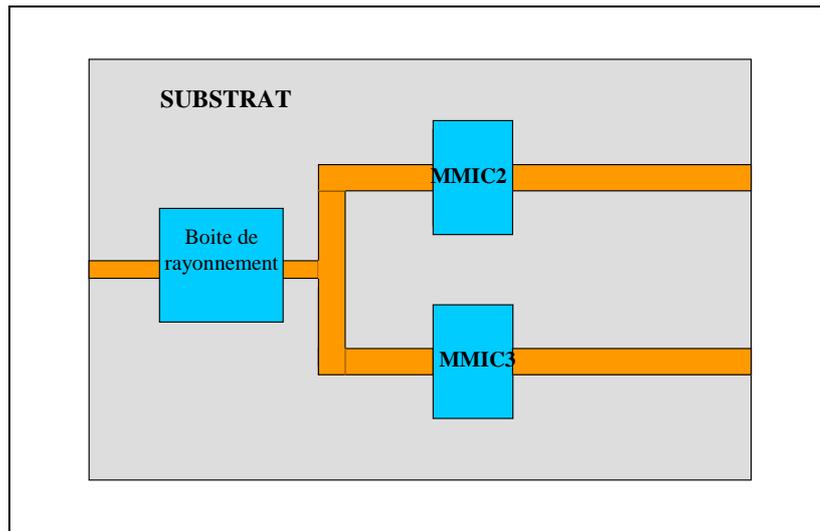


Figure III-38 : Circuit modélisé par sa boite de rayonnement

Il est alors possible d'optimiser la topologie des lignes RF et/ou celle du module en tenant compte de cette influence sans pour autant "dépenser" de lourds efforts numériques en termes de temps de calcul et de place mémoire.

- La même approche peut s'appliquer pour les autres domaines du module pour contribuer à son optimisation.

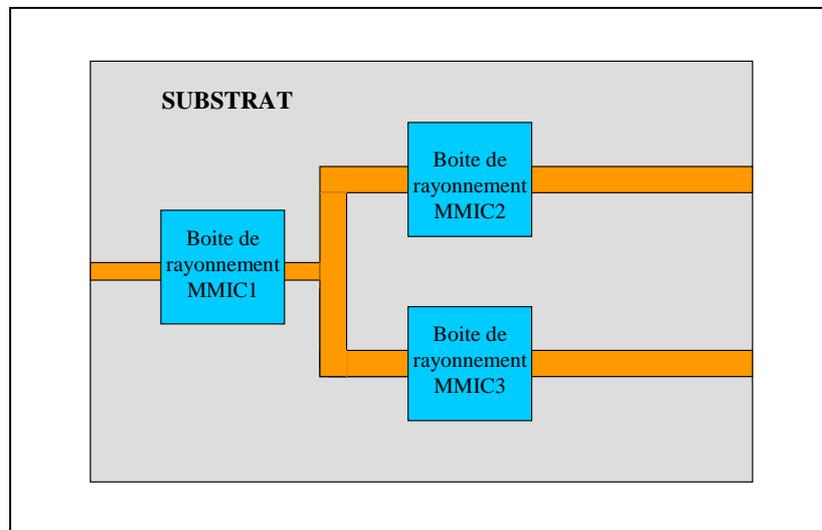


Figure III-39 : Différentes boites de rayonnement

La mise en application de cette approche simple se heurte cependant à des contraintes importantes de simulations électromagnétiques et notamment au niveau de la définition du maillage et donc de la précision des calculs EM, notamment sur la surface de Huygens pour la définition des champs EM.

IV.3 Point critique : le maillage dédié à la simulation EM 3D

A titre d'exemple et pour illustrer nos propos, considérons le coupleur décrit sur la figure III-40. Le rayonnement de ce composant fait l'objet d'étude dans le cadre d'une thèse de l'ESIGELEC de Rouen. Il s'agit d'un coupleur 2×2 voies réalisé sur un substrat de duroïd d'épaisseur h égale à 0,8mm et de permittivité relative ϵ_r égale à 4,4. La fréquence de travail est égale à 960MHz. La puissance injectée est noté P_{in} est égale à 1mW. Les dimensions ainsi que le port d'entrée de ce circuit figurent sur la figure III-40. Les trois autres ports sont adaptés grâce à des impédances de 50Ω .

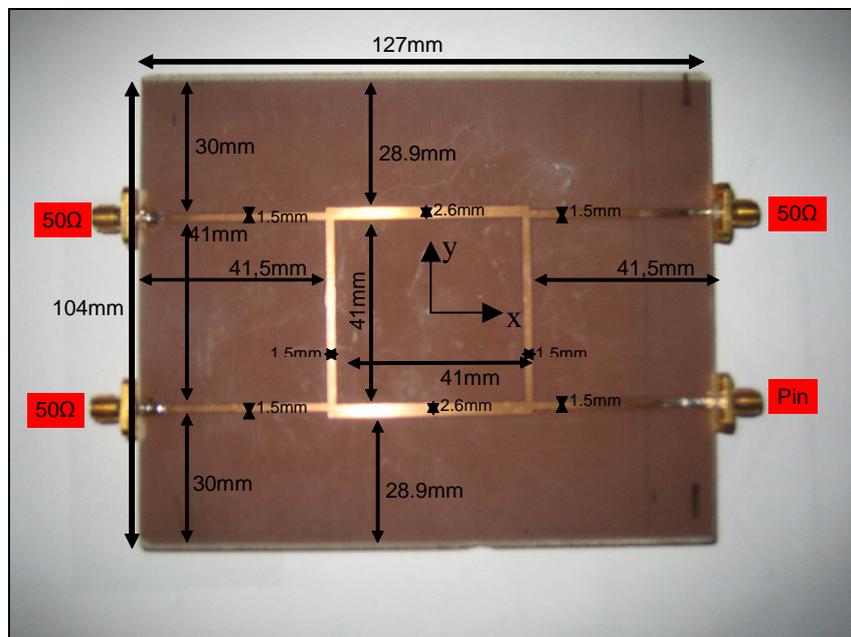


Figure III-40 : Description du coupleur.

Des mesures de rayonnement en champs proches ont été effectuées à Rouen par une sonde sur une surface distante de 2mm au dessus du composant. Cette surface est plus réduite que celle du module entier. Pour cela, l'origine des coordonnées est placée au point central du composant. L'orientation des axes est indiquée sur la figure III-40. Les différentes coordonnées du déplacement de la sonde sont les suivantes :

$$x_{\min} = -35mm \quad x_{\max} = 35mm \quad \text{Nombre de points} = 71.$$

$$y_{\min} = -35mm \quad y_{\max} = 35mm \quad \text{Nombre de points} = 71$$

Le technique de mesure est décrite dans la référence [4], et les mesures sont présentées sur la figure III-41. Celles-ci nous ont été aimablement fournies par M^e Anne Louis de l'ESIGELEC, Rouen.

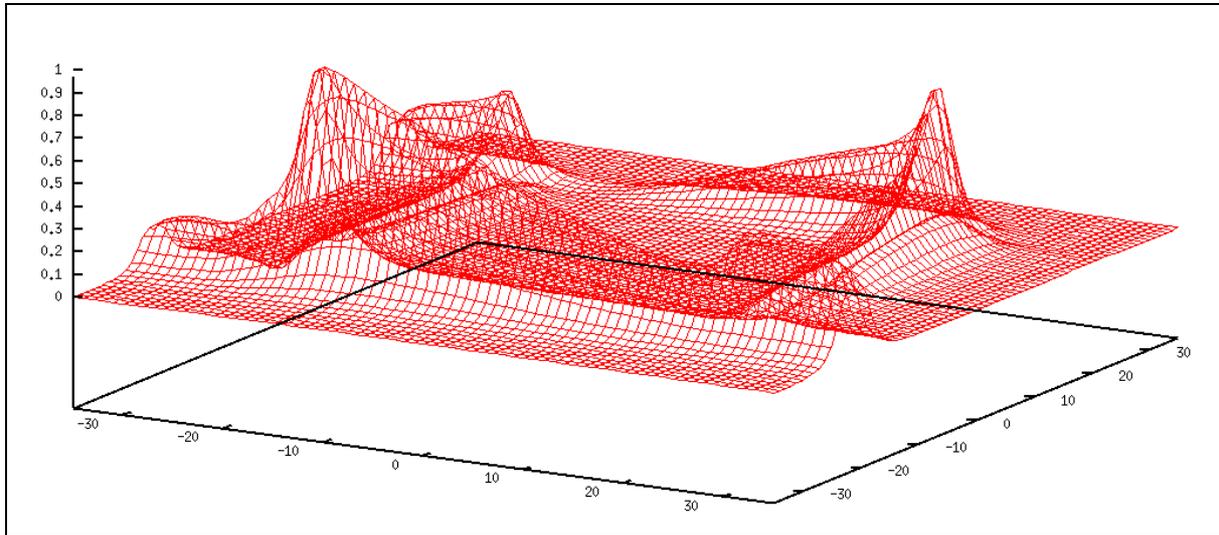


Figure III-41 : Mesure du rayonnement en champs proches. Module du champ \vec{H} .

Nous allons calculer le champ magnétique rayonné H sur la surface de Huygens par le logiciel EMXD. La structure simulée a les mêmes caractéristiques géométriques et physiques que le coupleur réalisé et le quart de cette structure est présenté sur la figure III-42.

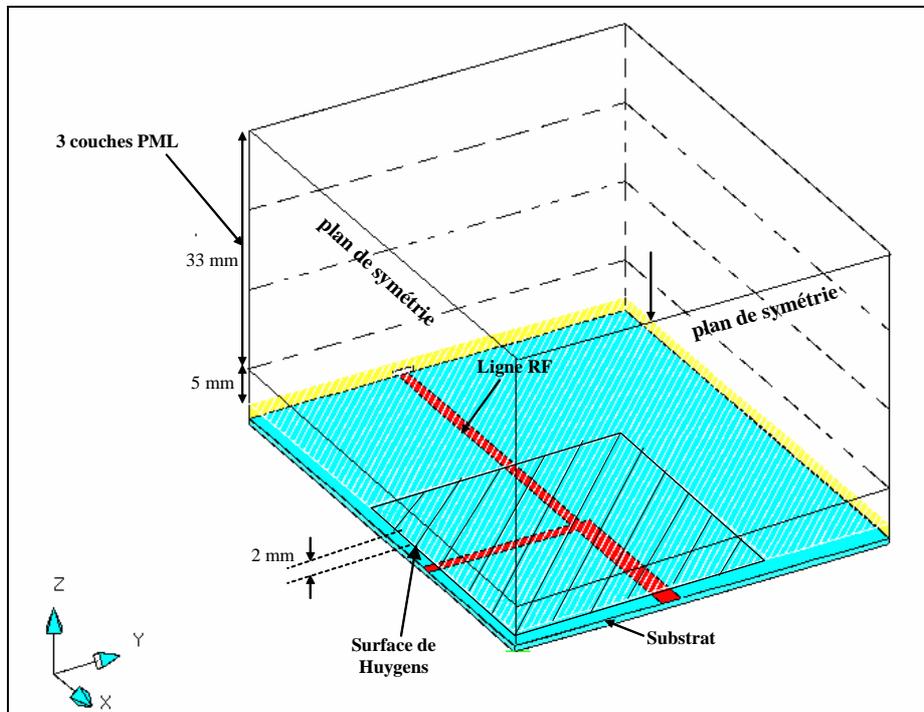


Figure III-42 : Topologie de la structure simulée.

Comme nous l'avons évoqué précédemment l'utilisation dans des conditions optimales d'un logiciel 3D de simulation EM pour établir le champ rayonné, n'est pas trivial. Nous présentons dans les figures III-43 et III-44 deux cas de résultats de simulations différents obtenus pour deux maillages différents. Ainsi nous pouvons constater que même si le maillage est très dense mais non contrôlé, il est extrêmement délicat de modéliser correctement la mesure et les variations des allures des champs sur la surface de Huygens.

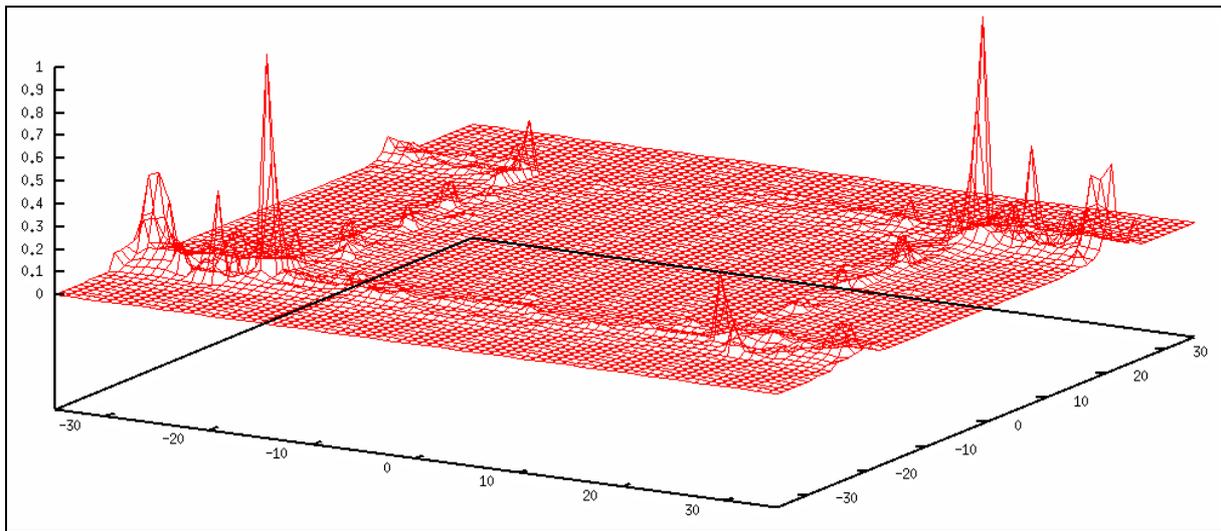


Figure III-43 : Module du champ \vec{H} pour un maillage, cas 1.

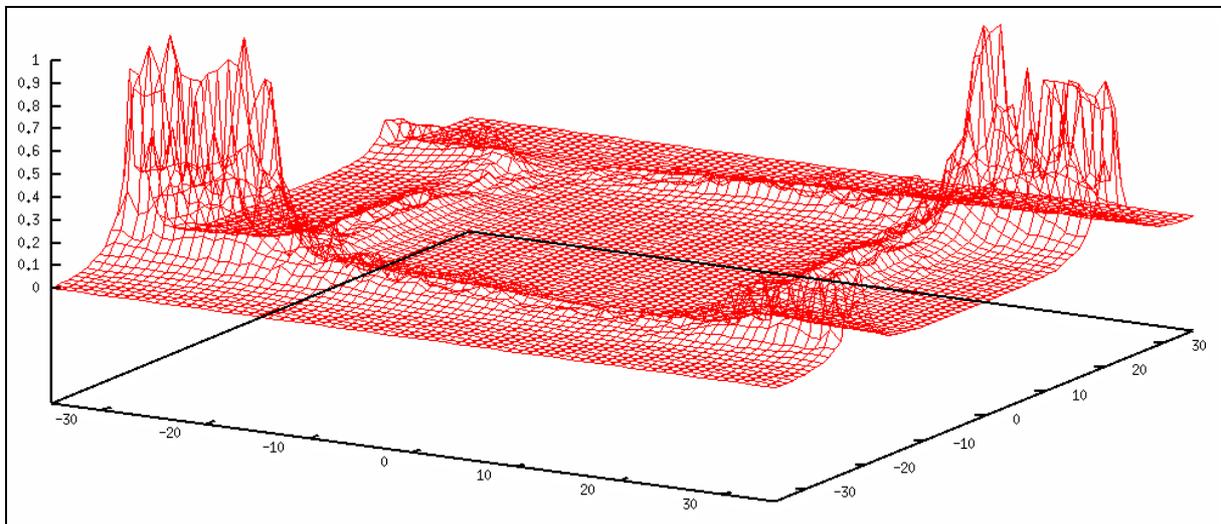


Figure III-44 : Module du champ \vec{H} pour un maillage, cas 2.

Les figures III-45a et III-45b présentent simultanément les maillages de la totalité de la structure et de la surface supérieure de substrat où se trouve la ligne RF. Le maillage de cette surface est très dense mais est non contrôlé par rapport au maillage de la surface de

Huygens. La concordance de maillage entre ces surfaces n'est pas contrôlée. Dans cas 2 ce maillage est plus dense que celui du cas 1.

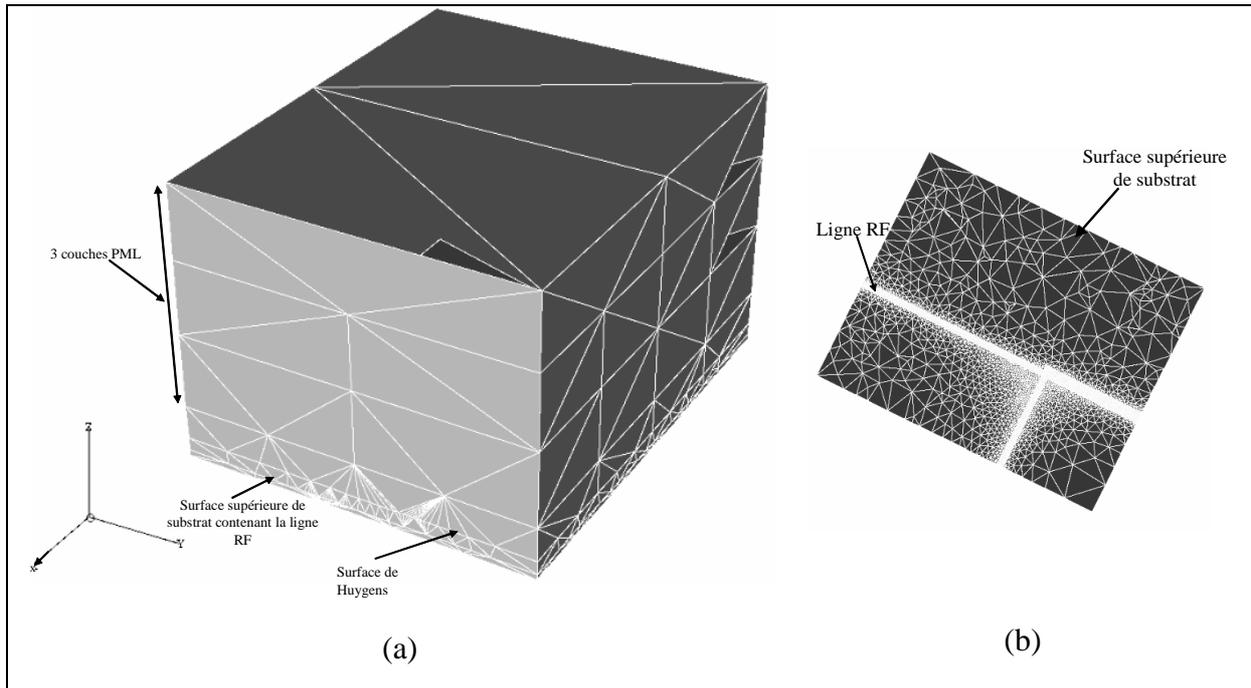


Figure III-45 : Maillage de la structure simulée dans le cas2 (a), Maillage de la surface supérieure du substrat (b).

Les Figures III-46a et III-46b décrivent un maillage régulier de la structure, c'est un maillage en 2D qui est extrudé en 3D. Dans ce cas les maillages de la surface qui décrit la ligne et celui de la surface de Huygens sont parfaitement contrôlés et en accord.

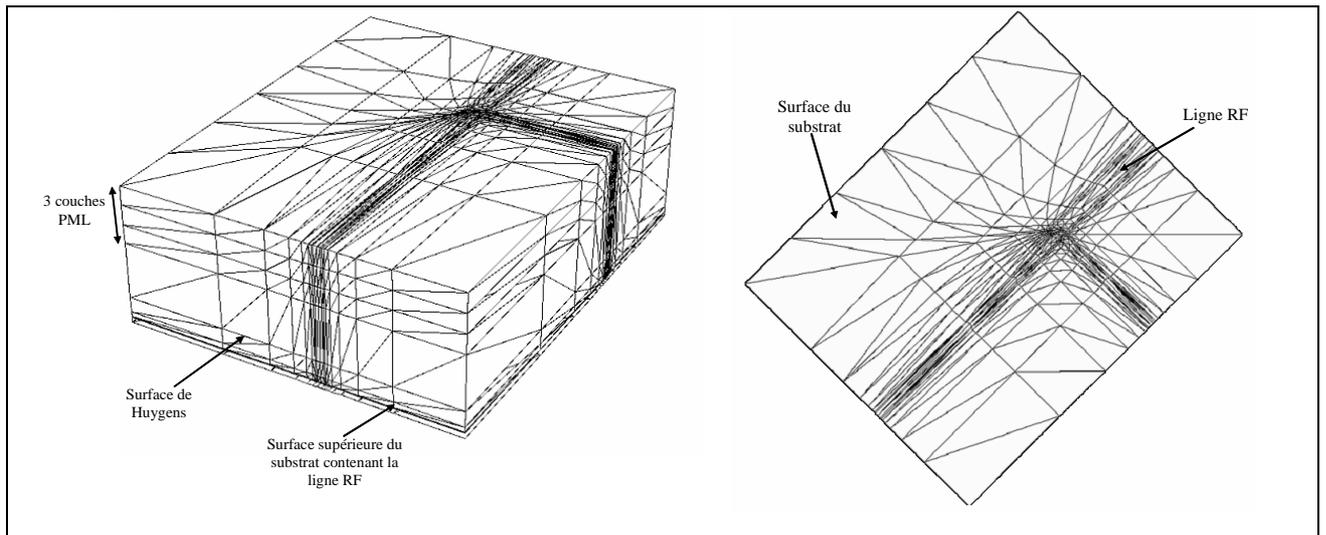


Figure III-46 : Maillage régulier : de la structure simulée (a), de la surface supérieure du substrat (b).

En comparant les résultats des cas 1 et 2 à ceux de la figure III-47 pour laquelle le maillage est contrôlé et régulier, on remarque que seul le maillage régulier permet d'obtenir des allures de champs comparables à celles mesurées. On remarque ainsi que les allures des champs sont moins "chahutées", et que, dans l'ensemble, les variations des amplitudes sur la surface sont mieux respectées. Les quelques différences entre les champs mesurés et ceux calculés par un maillage régulier peuvent être dues à la présence de la sonde de mesure qui n'est pas prise en compte, dans nos calculs.

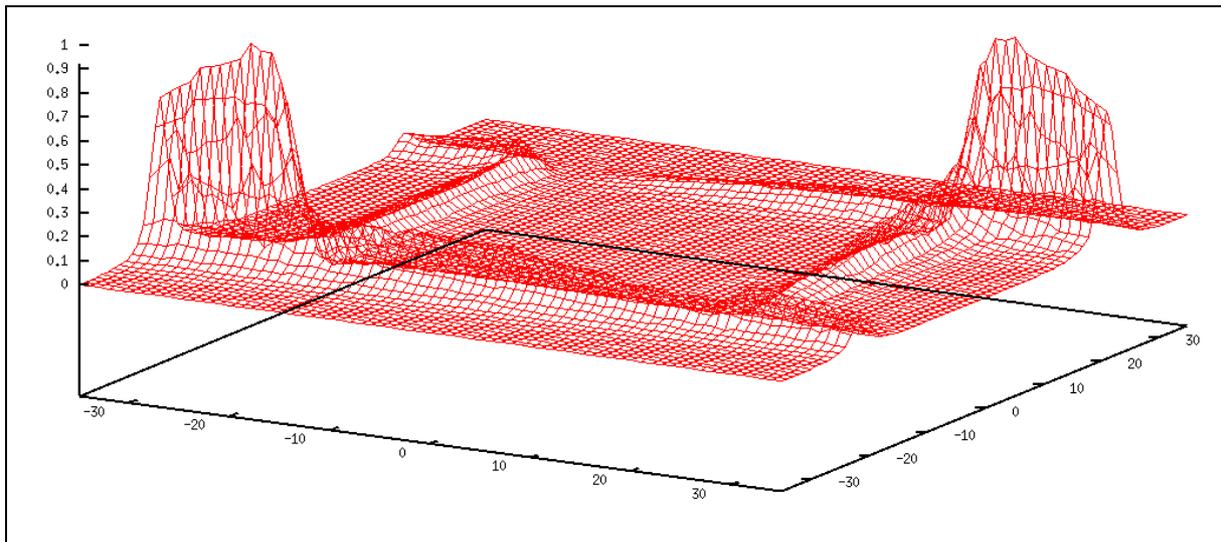


Figure III-47 : Calcul avec maillage régulier. Module du champ \vec{H} .

Sur ces quelques exemples, nous comprenons toute la difficulté à optimiser le maillage qui conduira à une bonne modélisation des champs sur la surface de Huygens et donc à une bonne représentation du rayonnement du MMIC. Dans l'avenir, des analyses de convergence plus poussées devront nous permettre de comprendre et quantifier l'influence du maillage dans ces résultats de calcul.

Par manque de temps, il nous a été impossible de valider le principe de cette approche dans sa globalité. Cependant, compte tenu des performances des simulations EM, des travaux précédemment effectués et si les sources de rayonnement sont correctement définies sur la surface de rayonnement, nous pouvons penser que le couplage entre le MMIC et son environnement sera modélisé correctement.

IV.4 Conclusion

Nous avons décrit succinctement le principe d'une méthode d'analyse et de modélisation du rayonnement de composants électroniques par surface de Huygens équivalentes. Un point particulier relatif au maillage de la structure pour une modélisation EM 3D a été présenté et discuté. Cette étude de faisabilité reste à être validée par de futurs travaux.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons proposé de nouvelles méthodologies dédiées à la conception de composants et modules RF. Dans la première partie nous avons présenté une approche qui couple les lois EM et les simulateurs afin d'optimiser des lignes quasi TEM dans un environnement modulaire. Cette approche a été validée par comparaison avec l'approche hybride (EM/circuit) globale considérée comme référence et elle peut être couplée avec l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée présentée dans le chapitre II.

Dans la deuxième partie, nous avons montré l'efficacité des accès numériques dans la conception et l'optimisation de modules RF en l'illustrant par une étude succincte sur les dispositifs à combinaison spatiales de puissance. Ces dispositifs contiennent un certain nombre de plateaux sur lesquels sont implantés un grand nombre d'amplificateurs de puissance. La présence de tous ces éléments hyperfréquences dans un encombrement réduit, cause des problèmes d'interférence entre éléments rayonnants qui perturbent le bon fonctionnement des modules. La conception et l'optimisation de la géométrie de ces modules complexes par des simulations EM classiques demandent des maillages et un espace mémoire importants. Ainsi, nous avons montré comment nous pouvons scinder ce genre de dispositif en plusieurs sous-domaines à travers les accès numériques afin de simuler chaque sous-domaine (ou segment) à part. Cette méthode de segmentation nous permet de réduire les maillages des modules complexes et réduire le temps de conception. Cette méthodologie proposée a été validée par comparaison avec une étude EM classique et appliquée à titre indicatif à l'optimisation du comportement global.

Enfin, dans une dernière partie, nous avons posé les bases d'une modélisation du rayonnement de MMIC par surface de rayonnement équivalente. Les principes de la méthode

ont été décrits, un point particulier concernant l'influence des maillages de la structure à modéliser a été discuté.

Bibliographie Chapitre III

- [1] J. BRAS, “Méthode des éléments finis et décomposition de domaines. Application à l’étude de l’interaction électromagnétique onde-composant,” *Thèse de doctorat de l’université de Limoges*, 2002.

- [2] P. MEZZANOTE, M. MONGLARDO, L. ROSELLI, R. SORRENTINO , W. HEINRICH, “Analysis of packaged microwave integrated circuit by FDTD,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.42, n. 9, pp. 1796-1801, 1994.

- [3] H. ROGIER, F. OLYSLAGER, D. DE ZUTTER, “ A new hybrid FDTD-BIE approach to model electromagnetic scattering problems, ” *IEEE Transactions on Microwave and Guided Wave Letters*, vol.8, n. 3, pp. 138-140, 1998.

- [4] Y.V. GILABERT, “Modélisation des émissions rayonnées de composants électroniques,” *Thèse de doctorat à l’université de ROUEN*, 2008.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Nous avons présenté au cours de ce travail de recherche de nouvelles approches hybrides consacrées à la conception et à l'optimisation des composants et modules hyperfréquences.

La première approche, la méthode hybride (EM/circuit/ANN) segmentée, consiste à décomposer une structure complexe, de type Multi Chip Module par exemple, en plusieurs segments génériques, et à modéliser les paramètres (S_{ij}) des matrices $[S]$ généralisées associées par des réseaux de neurones artificiels. Ainsi une librairie de modèles génériques a été créée et implantée dans un logiciel de type circuit ADS d'Agilent Technologies. Cela a permis au concepteur de profiter de la rapidité et des fonctionnalités du logiciel tout en considérant les phénomènes EM agissant sur le comportement global du module.

La deuxième approche présentée dans ce manuscrit consiste à coupler l'approche EM segmentée et l'approche circuit afin de faire cohabiter des modèles circuit de ligne quasi TEM établis et installés dans un logiciel circuit avec des modèles EM de segments génériques. Ainsi cette méthode permet d'aider le concepteur à optimiser rapidement les dimensions de ligne de transmission microonde dans un environnement modulaire donné.

La troisième méthode est basée sur la décomposition en segments d'une structure complexe par accès numériques. Cette approche permet de réduire les maillages complexes et le temps de calcul, et d'étudier les phénomènes d'interaction entre les différents éléments voisins d'un même module. Des solutions permettant de remédier aux problèmes rencontrés pourront découler de cette approche.

Enfin, une dernière étude de faisabilité partant sur la représentation d'un composant et/ou circuit donné par son rayonnement dans un environnement modulaire donné est présentée. La problématique du maillage nécessaire à la simulation numérique EM 3D est évoquée.

Le premier chapitre a tout d'abord décrit la technologie d'interconnexion de modules hyperfréquence MCM (Multi Chip Module). Cette technologie est très innovante et conduit à de fortes intégrations et complexités pour des fréquences d'opération relativement élevées. Nous avons montré que ces derniers facteurs sont susceptibles de générer des effets parasites que le concepteur doit pouvoir prendre en compte dès la phase de conception. Nous avons présenté ensuite les différents types de simulations consacrées à la conception. Les

simulations de type circuit permettent d'évaluer rapidement les performances des dispositifs mais elles ne prévoient pas les effets perturbateurs de type électromagnétique. Les simulations électromagnétiques globales sont rigoureuses et permettent de mettre en évidence ces phénomènes parasites, mais elles demandent un espace mémoire et des temps de calcul importants qui ne sont plus compatibles avec les impératifs de conception. La solution que nous avons proposée est une méthode hybride (EM/circuit/ANN) segmentée. Enfin, dans ce contexte, une partie du chapitre I est consacrée à une étude bibliographique sur les réseaux de neurones.

Le second chapitre décrit en détail les buts, le principe et les avantages de l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée mise en place en partenariat avec Thales Alenia Space et appliquée au module Ka-band MCM amplificateur. Dans une première partie, nous avons présenté la problématique de la conception de ce module. Ensuite nous avons exploité la méthode hybride (EM/circuit) globale en montrant sa capacité à prendre en compte les effets électromagnétiques parasites et en l'appliquant à une structure test que nous avons considérée comme référence. La méthode hybride (EM/circuit) segmentée basée sur une décomposition modale dans des plans de segmentation est ensuite présentée et appliquée à la même structure test afin d'être validée par comparaison avec l'approche référence. Cette méthode conduit à la création d'une librairie de modèles génériques paramétrés géométriquement et en fréquence. Les résultats ont montré l'efficacité de la méthode dans la prise en compte des pics parasites et dans la réduction des temps de calcul. Par la suite, cette méthode de segmentation est considérée comme référence pour valider l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée.

La dernière partie de ce chapitre est dédiée à la présentation de l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée. Nous avons utilisé les réseaux de neurones de type MLP afin de créer la bibliothèque de modèles génériques paramétrés en géométrie et en fréquence. Nous avons montré ensuite comment implanter cette librairie dans le logiciel circuit ADS d'Agilent Technologies. L'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée proposée est appliquée à plusieurs structures et est validée en comparaison avec l'approche hybride (EM/circuit) segmentée référence. Nous avons également montré la compatibilité de la bibliothèque des modèles génériques avec les différentes fonctionnalités du logiciel ADS d'Agilent Technologies. Dans ce même contexte, des études d'optimisation du packaging à travers les modèles génériques de notre librairie et les outils dédiés d'ADS sont aussi présentées. Ainsi la méthode hybride (EM/circuit/ANN) permet de réduire les temps de

conception des modules multi chip (MCM), de développer une librairie de modèles génériques flexibles qui sont des outils simples et conviviaux pour l'utilisateur. De plus, cette approche est évolutive puisqu'elle peut être couplée avec d'autres approches de modélisation complémentaires présentées dans le chapitre suivant.

Le troisième chapitre de ce manuscrit est consacré à la présentation de différentes études de faisabilité dédiées à la mise au point de méthodologies de conception et d'optimisation de composants et modules RF. Nous avons décrit en première partie du chapitre, le principe de la méthode hybride dédiée à l'optimisation des lignes RF dans un environnement modulaire. Cette méthode est appliquée à une structure test et validée par comparaison avec une approche hybride (EM/circuit) segmentée référence. Nous avons montré comment le concepteur peut modifier rapidement la géométrie des lignes quasi-TEM ou les caractéristiques de substrat sans être obligé de procéder à de nouveaux les calculs EM, tout en tenant compte des effets parasites qui peuvent résulter de l'excitation des modes de cavité. De plus la méthode proposée peut être complémentaire à l'approche hybride (EM/circuit/ANN) segmentée. Ainsi, pour les modèles génériques décrits par réseaux de neurones et comportant des lignes quasi-TEM, il sera également possible d'appliquer cette approche originale sous certaines conditions d'utilisation liées aux couplages entre modes de guide et mode quasi TEM notamment.

Nous avons détaillé dans la deuxième partie de ce chapitre une modélisation des structures complexes par accès numériques. Cette approche nous permet de prendre en compte tous types d'interactions entre différents domaines et segments actifs et/ou passifs, sans avoir recours à la notion de décomposition modale dans des plans de segmentation. A titre d'illustration nous avons appliqué cette méthode à l'analyse d'un dispositif à combinaison spatiale de puissance. Le principe de segmentation à travers les accès numériques est présenté et la méthode est validée par comparaison avec une étude EM classique en l'appliquant à une structure test. Les potentialités de cette méthode de segmentation sont démontrées. Elles ouvrent des perspectives intéressantes pour la mise en point de méthodologies de conception de structures très complexes.

Ce travail de thèse ouvre à de nombreuses **perspectives** de développement et recherche autour des méthodologies de conceptions de composants et modules RF.

Concernant la modélisation de segments génériques par réseaux de neurones nous comptons améliorer notre approche. En effet, parmi l'ensemble des nouveaux concepts qui ont vu le jour ces dix dernières années, les réseaux de neurones sont assurément l'un des plus grand succès, comme le prouve le grand nombre de travaux réalisés en outre dans notre domaine. Notre méthode hybride (EM/circuit/ANN) segmentée est basée sur les modèles neuronaux de type MLP entraînée par GBP améliorée à travers un outil que nous avons développé permettant de construire des modèles neuronaux performants. Même si les résultats obtenus par cette méthodologie sont en général corrects, nous pensons améliorer le comportement des modèles paramétrés en développant l'outil informatique utilisé. Ainsi, l'une de nos perspectives est de rendre cet outil capable de traiter d'autres types de réseaux de neuronaux (comme les réseaux ondelettes) et d'algorithmes d'apprentissage afin d'apporter plus de précision aux modèles paramétrés et augmenter le nombre des paramètres à optimiser.

Les études de faisabilité décrite au cours chapitre III doivent être approfondies. Ainsi, l'utilisation des accès numériques se révèle être un outil puissant qui doit contribuer efficacement à la conception de dispositifs complexes. Même si le traitement informatique peut paraître lourd (par la taille des matrices à considérer), l'évolution des outils et puissance de calcul doit remédier, à terme, à cet inconvénient. Charge à nous à rendre cette approche conviviale et utilisable par tous.

De façon complémentaire, la représentation d'un composant et/ou circuit par son rayonnement peut contribuer à améliorer l'intégration et le packaging des futurs modules. Cette représentation peut être effectuée soit par modélisation numérique, soit à partir de mesures en champs proches. Nous devons explorer cette voie et proposer aux concepteurs de nouveaux modèles intégrant ces propriétés de rayonnement (surface de Huygens, dipôles équivalents,...), tout en maintenant les phases d'analyse et d'optimisation compatibles avec les contraintes de temps et de coût.

Récemment des outils d'optimisation de forme 2D et 3D ont été développés notamment dans le cadre de projet ANR (OTOP 01/2006 à 03/2008 et DOPROCOF 01/2007 à 12/2009). Ces projets mettent en évidence les potentialités de ces méthodes. Aujourd'hui nous pouvons imaginer coupler ces outils d'optimisation aux approches évoquées précédemment (accès numériques, modélisation des circuits par rayonnement...).

Le dispositif à recombinaison spatiale de puissance est un exemple représentatif :

- Les plateaux peuvent être décrits indépendamment les uns des autres, la recombinaison s’effectuant par accès numériques.
- Sur chaque plateau les circuits sont modélisés par leur rayonnement et leur comportement actif. Cette prise en compte contribue à optimiser (par des outils d’optimisation dédiés) la géométrie des lignes microondes de recombinaison de puissance.
- A l’intérieur de chaque circuit la même approche peut s’appliquer, notamment pour les amplificateurs de puissance à plusieurs étages dont le rayonnement des lignes de sortie peut engendrer des rétro-couplages sources de disfonctionnement.

Cet exemple met en évidence la complémentarité des outils et approches de modélisation.

Dans les années à venir, ces méthodologies de conception multi échelle et à outils d’analyse couplés s’avéreront indispensables du fait des densités d’intégration, des fréquences de travail et des puissances mises en jeu. Continuer à développer cet axe de recherche semble ainsi des plus pertinents.

*BIBLIOGRAPHIE
PERSONNELLE*

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

- **EL ZOGHBI M., BAILLARGEAT D., BILA S., VERDEYME S., “A Co-modeling (EM-Circuit-ANN) Approach for RF Module Design”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, volume 18, issue 1, pages 21-31, Janvier 2008.**
- **EL ZOGHBI M., BAILLARGEAT D., BILA S., VERDEYME S., VILLEMAZET J.F., “Neural Network Approach for comodeling Design of Multichip Module”, *Microwave and optical technology letters*, volume 50, numéro 7, pages 1770-1774, Juillet 2008.**
- **EL ZOGHBI M., BAILLARGEAT D., BILA S., VERDEYME S., BODEREAU F., VILLEMAZET J. F., “Approche hybride (EM-CIRCUIT-ANN) pour la conception de modules RF”, 15èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2007, Toulouse.**
- **EL ZOGHBI M., ASSADI-HAGHI A., KHALIL H., BAILLARGEAT D., BILA S., DUROUSSEAU C., AUBOURG M., VERDEYME S., “Méthodes avancées de conception par l’analyse et l’optimisation”, Workshop Simulation Global (WSG 2007), Mai 2007, Lille.**
- **EL ZOGHBI M., BAILLARGEAT D., BILA S., VERDEYME S., VILLEMAZET J. F., “Application de réseaux de neurones dans la conception de modules Multi Chip”, GDR ondes, Novembre 2007, Bordeaux.**

ANNEXES

ANNEXE 1

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DU LOGICIEL EMXD

Le simulateur EMXD basé sur la méthode des éléments finis dans le domaine temporel a été développé au sein de l'XLIM par Michel Aubourg. EMXD ne réalise pas le maillage, il sert uniquement à la résolution des équations de Maxwell pour un domaine pré-discretisée.

Chaque structure à l'étude est désignée par un nom, appelé *nom du projet*, et qui sera indiqué ici tout simplement par *projet*. La création du maillage relatif à *projet* est extérieur à EMXD; il est représenté sous la forme de la structure de données de type *NOPO* de la bibliothèque *MODULEF* et doit être disponible dans un fichier de nom *projet.nopo*.

Deux types de calcul peuvent être effectués:

- Calcul en oscillations libres (modes propres, fréquences de résonance).
- Calcul en oscillations forcées (matrice [S] de répartition).

Dans la résolution d'un système en oscillations forcées, des accès d'excitation du dispositif doivent être considérés. Elle permet la détermination des paramètres [S] généralisés dans les différents accès pour une fréquence de fonctionnement donnée. Une structure quelconque peut être excitée de deux manières. On utilise soit des accès à section plane de guide ou de ligne microondes appelés « accès distribués », soit des accès localisés linéiques.

En oscillations libres, les accès d'excitation sont court-circuités. Ce calcul permet d'accéder à la fréquence de résonance d'un dispositif totalement blindé, à son facteur de qualité et des cartographies des champs dans le volume d'étude.

Les milieux sont caractérisés par des permittivités, perméabilité et conductivité éventuellement tensorielles.

Les conditions sur la frontière peuvent être de type mur électrique ou magnétique, impédance de surface (tensorielle), condition de frontière transparente, plan de section droite de guide ou ligne de propagation.

Les résultats sont enregistrés dans des fichiers suffisamment commentés (par exemple la matrice [S] généralisée est rangée dans le fichier `projet.sca`) permettant de visualiser les champs par l'intermédiaire des post-processeurs de *gnuplot*, *MODULEF* ainsi que par ADS d'Agilent Technologies.

ANNEXE 2

DERIVATION DE LA RETRO-PROPAGATION DU GRADIENT

Ici, on va démontrer la règle d'apprentissage de GBP, donnée par :

$$\Delta w_{ij} = \eta \delta_i o_j \quad [1]$$

Où o_j est la sortie de neurone j .

$$\text{On a : } \Delta w_{ij} = -\eta \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} \text{ avec } E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q (y_i^k - s_i^k)^2 \quad [2]$$

On distingue 2 cas :

1. Si le neurone i appartient à la couche de sortie :

$$\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} = \frac{\partial E_k}{\partial o_i} \frac{\partial o_i}{\partial A_i} \frac{\partial A_i}{\partial w_{ij}} \quad [3]$$

$$E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q (y_i^k - s_i^k)^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q (o_i - s_i)^2 \Rightarrow \frac{\partial E_k}{\partial o_i} = o_i - s_i \quad [4]$$

$$\frac{\partial o_i}{\partial A_i} = f'_i(A_i) \text{ et } \frac{\partial A_i}{\partial w_{ij}} = o_j \quad [5]$$

Alors :

$$\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} = -(s_i - o_i) f'_i(A_i) o_j = -\delta_i o_j \quad [6]$$

Où l'erreur locale :

$$\delta_i = (s_i - o_i) f'_i(A_i) = (s_i - y_i) f'_i(A_i) \quad [7]$$

De la même façon, on peut démontrer que :

$$\frac{\partial E_k}{\partial \theta_i} = \frac{\partial E_k}{\partial o_i} \frac{\partial o_i}{\partial A_i} \frac{\partial A_i}{\partial \theta_i} = -\delta_i \quad [8]$$

$$\text{car } \frac{\partial A_i}{\partial \theta_i} = 1$$

2. Si le neurone i appartient à la couche cachée CC :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}} &= \sum_{l=1}^q \frac{\partial E_k}{\partial o_l} \frac{\partial o_l}{\partial A_l} \frac{\partial A_l}{\partial o_i} \frac{\partial o_i}{\partial A_i} \frac{\partial A_i}{\partial w_{ij}} \\
 &= \sum_{l=1}^q -(s_l - o_l) f_l'(A_l) w_{li} f_i'(A_i) o_j \\
 &= -\sum_{l=1}^q (s_l - o_l) f_l'(A_l) w_{li} f_i'(A_i) o_j = -\delta_i o_j \quad [9]
 \end{aligned}$$

Où l'erreur local :

$$\delta_i = f_i'(A_i) \sum_{l=1}^q w_{li} \delta_l \quad \text{et} \quad \delta_l = (s_l - y_l) f_l'(A_l) \quad [10]$$

De la même façon, on peut démontrer que :

$$\frac{\partial E_k}{\partial \theta_i} = \sum_{l=1}^q \frac{\partial E_k}{\partial o_l} \frac{\partial o_l}{\partial A_l} \frac{\partial A_l}{\partial o_i} \frac{\partial o_i}{\partial A_i} \frac{\partial A_i}{\partial \theta_i} = -\delta_i \quad [8]$$

l représente la couche de sortie CS.

ANNEXE 3

**DERIVATION DE LA RETRO-PROPAGATION DU GRADIENT A
CONVERGENCE ACCELERE PAR L'ADAPTATION DU
COEFFICIENT D'APPRENTISSAGE**

L'erreur quadratique est définie par l'équation suivante:

$$E(n) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^q [y_i(n) - s_i(n)]^2 \quad [1]$$

Soit η_{ij} le coefficient d'apprentissage associé au poids w_{ij} à l'itération n , on peut écrire :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial \eta_{ij}(n)} = \frac{\partial E(n)}{\partial y_i(n)} \frac{\partial y_i(n)}{\partial A_i(n)} \frac{\partial A_i(n)}{\partial \eta_{ij}(n)} \quad [2]$$

On a :

$$A_i(n) = \sum_j w_{ij}(n) y_j(n) \quad [3]$$

$$w_{ij}(n) = w_{ij}(n-1) - \eta_{ij}(n) \frac{\partial E(n-1)}{\partial w_{ij}(n-1)} \quad [4]$$

Remplaçons cette dernière équation dans celle qui est avant :

$$\Rightarrow A_i(n) = \sum_j y_j(n) \left[w_{ij}(n-1) - \eta_{ij}(n) \frac{\partial E(n-1)}{\partial w_{ij}(n-1)} \right] \quad [5]$$

Donc :

$$\frac{\partial A_i(n)}{\partial \eta_{ij}(n)} = -y_j(n) \frac{\partial E(n-1)}{\partial w_{ij}(n-1)} \quad [6]$$

On a :

$$\frac{\partial y_j(n)}{\partial A_i(n)} = f_i'(A_i(n)) \quad [7]$$

$$\frac{\partial E(n)}{\partial y_i(n)} = -[y_i(n) - s_i(n)] = -e_i(n) \quad [8]$$

Avec $e_i(n)$ est l'erreur signal.

Et par suite, on obtient :

$$\frac{\partial E(n)}{\partial \eta_{ij}(n)} = -f'_i(A_i(n))e_i(n)y_j(n) \left[-\frac{\partial E(n-1)}{\partial w_{ij}(n-1)} \right] \quad [9]$$

$$\text{Or, on a: } \frac{\partial E(n)}{\partial w_{ij}(n)} = -f'_i(A_i(n))e_i(n)y_j(n) \quad [10]$$

$$\Rightarrow \frac{\partial E(n)}{\partial \eta_{ij}(n)} = -\frac{\partial E(n)}{\partial w_{ij}(n)} \frac{\partial E(n-1)}{\partial w_{ij}(n-1)} \quad [11]$$

On définit :

$$\Delta \eta_{ij}(n+1) = -\gamma \frac{\partial E(n)}{\partial \eta_{ij}(n)} = \gamma \frac{\partial E(n)}{\partial w_{ij}(n)} \frac{\partial E(n-1)}{\partial w_{ij}(n-1)} \quad [12]$$

Avec γ est un constant positif.

De cette équation, on peut conclure :

1. Lorsque la dérivée partielle de l'erreur par rapport au poids w_{ij} conserve le même signe pendant deux itérations consécutives, alors $\Delta \eta_{ij}(n+1)$ a une valeur positive. Et par suite, on fait augmenter le coefficient d'apprentissage correspondant à w_{ij} .
2. lorsque la dérivée partielle de l'erreur par rapport au poids w_{ij} change de signe pendant deux itérations consécutives, alors $\Delta \eta_{ij}(n+1)$ a un valeur négatif. Et par suite, on fait diminuer le coefficient d'apprentissage correspondant à w_{ij} .

ANNEXE 4

NOTION SUR LES ACCES NUMERIQUES

En tenant compte de définitions notées dans le chapitre III en paragraphe III.2.2, les équations de Maxwell décrivant le système étudié s'écrivent sous la forme :

$$\text{rot} \vec{E} = -jk_0 \mu_r \vec{H} - \vec{M}_{t_A} \quad [1]$$

$$\text{rot} \vec{H} = jk_0 \mu_r \vec{E} + \vec{J}_{t_A} \quad [2]$$

Nous résolvons les équations de Maxwell relatives au système précédemment décrit dans le cas de la formulation E ; l'étude en formulation H découlant de la même logique mathématique.

D'après la relation existant entre le rotationnel de E au sens des fonctions et celui au sens des distributions, le développement de l'équation [1] conduit à :

$$\text{rot} \vec{E} = -jk_0 \mu_r \vec{H} \quad [3]$$

$$(\vec{E} \wedge \vec{n}_e) \delta_{S_e} = \vec{0} \quad [4]$$

$$(\vec{E} \wedge \vec{n}_A) \delta_{S_A} = \vec{M}_{t_A} \quad [5]$$

En insérant la valeur de \vec{H} provenant de l'équation [3] dans l'équation [2], on obtient la relation de la formulation E, ne faisant intervenir que le champ \vec{E} , c'est-à-dire :

$$\text{rot} \left[\mu_r^{-1} \{ \text{rot} \vec{E} \} \right] - k_0^2 \epsilon_r \vec{E} = -jk_0 \vec{J}_{t_A} \quad [6]$$

Nous notons que :

$$\langle a \delta_i, b \rangle = \int_i (a \cdot b) d_i$$

a et b pouvant être scalaire ou vectoriel.

i pouvant être linéique, surfacique ou volumique.

En tenant compte de ces notations, le problème s'écrit :

Chercher $\vec{E} \in U_e$ tel que, $\forall \vec{\phi}_e \in U_e$

Où : U_e est l'ensemble de fonctions tests de U dont les composantes tangentielles son nulles sur les murs électriques.

$$\langle \mu_r^{-1} \{rot\} \vec{E} \delta \Omega, \{rot\} \vec{\phi}_e \rangle - k_0^2 \langle \epsilon_r \vec{E} \delta \Omega, \vec{\phi}_e \rangle = -jk_0 \langle \vec{J}_{t_A} \delta A, \vec{\phi}_e \rangle \quad [7.a]$$

$$\vec{E}_{\tan g} \Big|_A = \vec{E}_{t_A} \text{ sur l'accès A.} \quad [7.b]$$

Afin de résoudre numériquement le système d'équation [7], la structure étudiée est discrétisée par l'intermédiaire d'un maillage tétraédrique. Il en résulte que les fonctions test $\vec{\phi}$ de l'ensemble U, présentes dans le système [7], sont remplacées par les fonctions de base \vec{W}_l , l représentant de l'indice de chaque degré de liberté du maillage. On note I l'ensemble de ces indices. Pour un souci de sauvegarde du caractère induit des courants sur les murs électriques et magnétiques, on définit les ensembles I_e et I_m . I_e (et respectivement I_m) est l'ensemble des degrés de liberté du maillage ne comprenant pas les degrés de liberté présents sur les murs électriques (et respectivement magnétiques).

. On note aussi :

- I_A : ensemble des degrés de liberté de l'accès numérique A.
- I_{Ae} : ensemble des degrés de liberté de l'accès A n'appartenant pas aux murs électriques.
- I_{Am} : ensemble des degrés de liberté de l'accès A n'appartenant pas aux murs magnétiques.

Pour résoudre les équations de Maxwell en formulation E, il faut connaître les champs tangentiels et les courants électriques sur l'accès A. L'écriture du problème étant effectuée en terme de paramètre de répartition [S], il est indispensable de définir une famille d'ondes de références suffisamment complète pour exprimer l'ensemble des champs tangentiels et courants électriques présents sur l'accès numérique A.

Cette condition est trivialement réalisée en utilisant la famille des fonctions de base $\{\vec{W}_i\}_{i \in I_{Ae}}$ pour le champ électrique tangentiel et la famille duale des degrés de liberté (forme linéaire) $\{\vec{d}_i\}_{i \in I_{Ae}}$ pour les courants. On note que :

$$\langle \vec{d}_i, \vec{W}_j \rangle = \delta_{ij} \text{ avec } \begin{cases} \delta_{ij} = 1 & \text{si } i = j \\ \delta_{ij} = 0 & \text{si ailleurs} \end{cases}$$

Les ondes de références de l'accès numérique A sont donc constituées par les couples :

$$(\vec{W}_i, -\vec{d}_i) \text{ avec } i \in I_{A_e}^2$$

Le champ électromagnétique de référence étant maintenant fixé, la composante tangentielle du champ électrique et le courant sur l'accès numérique A s'écrivent alors simplement :

$$\vec{E}_{t_A} = \sum_{i \in I_{A_e}} (a_i + b_i) \vec{W}_i \quad [8.a]$$

$$\vec{J}_{t_A} = \sum_{i \in I_{A_e}} (a_i - b_i) (-\vec{d}_i) = \vec{W}_i \sum_{i \in I_{A_e}} (b_i - a_i) \vec{d}_i \quad [8.b]$$

La décomposition du champ électromagnétique de référence étant maintenant définie sur le maillage du système étudié, les équations [7] peuvent être discrétisées sous la forme :

$$\langle (\mu_r^{-1} \{rot\} \vec{E}) \delta \Omega, \{rot\} \vec{W}_e \rangle - k_0^2 \langle (\epsilon_r \vec{E}) \delta \Omega, \vec{W}_e \rangle = -jk_0 \sum_{i \in I_{A_e}} (b_i - a_i) \langle \vec{d}_i \delta A_i, \vec{W}_e \rangle = -jk_0 \sum_{i \in I_{A_e}} (b_i - a_i) \delta_{ie} \quad [9.a]$$

$$\langle \vec{E} \delta A, \vec{J}_{t_A} \rangle = \langle \vec{E}_{t_A} \delta A, \vec{J}_{t_A} \rangle \quad [9.b]$$

La résolution du système [9] est effectuée comme dans le cas général : la recherche des solutions élémentaires $\vec{\psi}_i$ du système grâce à l'équation [9.a] et de la matrice de répartition [S] par l'intermédiaire de l'équation [9.b]. La matrice de répartition du système est définie après calcul comme suit :

$$[S] = \{jk_0 [\psi] + [1]\}^{-1} \{jk_0 [\psi] - [1]\} \quad [10]$$