PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Caractérisation et modélisation d'un réacteur de pyrolyse micro-ondes en vue de son contrôle en temps-réel
Auteur: Author:	Issam Dourid
Date:	2022
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Dourid, I. (2022). Caractérisation et modélisation d'un réacteur de pyrolyse micro-ondes en vue de son contrôle en temps-réel [Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/10731/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/10731/
Directeurs de recherche: Advisors:	Tarek Ould-Bachir, & Jamal Chaouki
Programme: Program:	Génie informatique

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal

https://publications.polymtl.ca

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
affiliée à l'Université de Montréal

Caractérisation et modélisation d'un réacteur de pyrolyse micro-ondes en vue de son contrôle en temps-réel

ISSAM DOURID
Département de génie informatique et génie logiciel

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
Génie informatique

Décembre 2022

© Issam Dourid, 2022.

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
affiliée à l'Université de Montréal

Ce mémoire intitulé :

Caractérisation et modélisation d'un réacteur de pyrolyse micro-ondes en vue de son contrôle en temps-réel

présenté par **Issam DOURID**
en vue de l'obtention du diplôme de *Maîtrise ès sciences appliquées*
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

Bruno BLAIS, président
Tarek OULD-BACHIR, membre et directeur de recherche
Jamal CHAOUKI, membre et codirecteur de recherche
Keyhan SHESHYEKANI, membre

DÉDICACE

Je dédie cet ouvrage

À ma maman, ma source de vie, d'amour et d'affection, qui m'a soutenu et encouragé durant toute ma vie.

Qu'elle trouve ici le témoignage de ma profonde reconnaissance. Je t'aime maman !

À ma Oncle, ma source de force, de détermination et d'inspiration, qui m'a soutenu rationnellement et émotionnellement dès mon jeune âge. Merci d'être pour moi le meilleur des pères, mon repère et mon guide de bonheur. C'est grâce à toi et pour toi que j'essaye d'être tout les jours la meilleure version de moi même. Ton enfant t'aime !

À ma grands-parents, ma source de tendresse et de douceur, qui ont partagé avec moi tous les moments d'émotions lors de la réalisation de ce travail et dans ma vie. Ils m'ont chaleureusement encouragé tout au long de mon parcours. Je vous aime !

À ma soeur, ma source de de joie, qui n'a pas cessé de me soutenir et de m'écouter. Je te souhaite tout le bonheur du monde. Je t'aime !

À mes amis, qui m'ont épaulé le long de mon chemin et avec qui j'ai mes meilleurs souvenirs. Je vous remercie !

À ma compagne, ma source de sérénité et de bonheur, qui m'a envahi d'amour, de vivacité et d'encouragements pour accomplir ce travail. Je t'aime !

À vous chers lecteurs.

REMERCIEMENTS

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma gratitude.

En premier lieu, j'aimerai remercier le professeur Tarek Ould-Bachir. Je le remercie d'abord d'avoir eu confiance en moi, de m'avoir beaucoup aidé pour mener à terme ce mémoire, et de m'avoir si bien épaulé tout au long de mes années d'étude. Ce fut un plaisir d'être sous la direction d'une personne talentueuse sur le plan professionnel autant que personnel.

J'aimerais également remercier le professeur Jamal Chaouki. Son support, ses encouragements, son attention et ses critiques ont été des plus appréciés tout au long de ce parcours d'études. Il a co-dirigé ce travail avec complémentarité et une grande rigueur scientifique. Un grand merci pour sa disponibilité, sa bienveillance et sa sympathie.

J'exprime aussi mes vifs remerciements aux membres du jury, les professeurs Bruno Blais et Keyhan Sheshyekani pour l'intérêt qu'ils ont porté à ma recherche en acceptant d'examiner et d'évaluer mon travail et de l'enrichir par leurs remarques et commentaires.

Je remercie particulièrement M. Saad Chidami pour sa contribution au projet, de m'avoir mis en contact avec les bonnes personnes au début de ma maîtrise, pour son implication, son soutien et ses précieux conseils. C'est grâce à lui que j'ai eu l'opportunité d'effectuer cette maîtrise. Qu'il trouve ici l'expression de mes vifs remerciements.

J'aimerais particulièrement remercier aussi mes collègues Pablo Emilio et Abdelrahman Hussein. Leur disponibilité, la bienveillance dont ils ont fait preuve à mon égard et l'assistance qu'ils m'ont apportée tout au long de ce travail sont grandement appréciées. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma sincère gratitude.

RÉSUMÉ

Dans une perspective de transition énergétique vers des technologies à faible empreinte carbone, les micro-ondes introduisent de nouvelles possibilités de traitement aux réactions chimiques industrielles nécessitant un apport de chaleur. La possibilité de traitements sélectifs et volumétriques est parmi les apports de cette nouvelle perspective industrielle. Le contrôle des micro-ondes pose de nombreux défis. Ainsi, la réflexion des ondes au niveau de la source est un des principaux problèmes limitant l'adoption de cette technologie. L'utilisation d'un triple accordeur électromagnétique apparaît dans la pratique comme une façon de résoudre le problème. Cependant, son opération demeure manuelle et repose sur l'expérience pratique de l'opérateur, et tend à générer des manoeuvres hasardeuses, voire destructrices.

Ce mémoire présente un travail portant sur la problématique de la réflexion des ondes dans le cadre des procédés chimiques susdécrits. Le travail de recherche vise à développer des connaissances sur le fonctionnement du triple accordeur électromagnétique dans le but de réaliser un contrôle automatique de ce dernier. Pour ce faire, deux grandes étapes sont considérées. Dans un premier temps, une étude du fonctionnement du procédé d'un point de vue électrique est proposée. Cette étude permet de mieux cerner les défis de transmission de l'énergie. Dans un second temps, l'introduction d'outils et de méthodes permettant le contrôle de l'accordeur afin de réduire la réflexion des ondes est proposée.

Pour réaliser une bonne transmission d'énergie, le travail est réparti sur plusieurs volets : d'abord un travail de simulation a été développé pour les parties principales du système. Ensuite, un modèle abstrait a été conçu pour adresser le problème de la réflexion en particulier. Cette étape a nécessité l'introduction des principales variables et outils pour caractériser la problématique. Enfin, une méthode d'adaptation est proposée pour générer une consigne de contrôle adaptée à l'accordeur. Un travail expérimental sur le dispositif physique a été mené pour valider puis corriger les résultats théoriques.

Les consignes de contrôle ont été élaborées en boucle ouverte. Ce choix fait partie d'une perspective de contrôle en boucle fermée plus large qui permet un meilleur contrôle d'autres variables et phénomènes. La température, la résonance, la fréquence et le type de signal sont parmi les paramètres de contrôles possibles et envisagés pour ces procédés.

ABSTRACT

In a perspective of energy transition towards low carbon footprint technologies, microwaves applied to industrial chemical reactions requiring a heat input introduce new treatment possibilities. The possibility of selective and volumetric treatments are among the contributions of this new industrial perspective to improve the performance of this type of process.

Microwave control poses many challenges to transfer energy efficiently. Wave reflection is one of the main issues limiting this technology.

This thesis presents a work on the problem of wave reflection in two main steps: First, the study of the process from an electrical point of view. This has allowed to better understand the energy transmission concerns present by this method. Then, the introduction of tools and methods adapted to reduce the level of reflected waves. The goal is to integrate these solutions into a control logic using a triple electromagnetic tuner.

In order to achieve a good power transmission, the work was divided into several parts: First a simulation work was developed for the main parts of the system. Then, an abstract model was designed to address the reflection problem in particular. This step required the introduction of the main variables and tools to characterize the problem. Finally, an adaptation method is proposed to generate a control instruction adapted to the tuner. An experimental work was then carried out to correct and validate the obtained results.

The control instructions were developed in an open loop. This choice is part of a broader closed-loop control perspective that allows better control of other variables and phenomena. Temperature, resonance, frequency and signal type are among the possible control parameters considered for these processes.

This dissertation establishes a new way to approach the energy problem of microwave heating systems and proposes adaptive methods to improve the performance and efficiency of such processes.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE iii

REMERCIEMENTS iv

RÉSUMÉ v

ABSTRACT vi

TABLE DES MATIÈRES vii

LISTE DES TABLEAUX x

LISTE DES FIGURES xi

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS xiv

CHAPITRE 1 INTRODUCTION 1

1.1 Définitions et concepts de base 1

1.1.1 Mise en contexte 1

1.2 Éléments de la problématique 3

1.2.1 L'adaptation d'impédance 5

1.2.2 Le triple accordeur électromagnétique 6

1.3 Objectifs de recherche 7

1.4 Organisation du mémoire 8

CHAPITRE 2 PRÉSENTATION GÉNÉRALE DU SYSTÈME ET DES OUTILS DE TRAVAIL 9

2.1 Mise en contexte 9

2.2 Composants du système 9

2.2.1 Le magnétron 9

2.2.2 La cavité 12

2.2.3 Le guide d'onde 15

2.2.4 Le triple accordeur électromagnétique 17

2.3 Paramètres et outils 18

2.3.1 L'abaque de Smith 18

2.3.2 Les paramètres S 23

2.3.3 Le coefficient de réflexion 26
2.3.4 Le taux d'onde stationnaire : vswr 27
2.4 Méthodes de mesure 30
2.4.1 Coupleurs directionnels 30
2.4.2 Sondes électromagnétiques 31
2.4.3 Démodulation des signaux incidents et réfléchis 31
2.5 Conclusion 32

CHAPITRE 3 REVUE DE LITTÉRATURE 34
3.1 Mise en contexte 34
3.2 Micro-ondes 34
3.2.1 Chauffage par micro-ondes 35
3.2.2 Avantages et applications 36
3.2.3 Propriétés et paramètres diélectriques 37
3.3 La source d'énergie 39
3.4 La charge 42
3.5 La ligne de transmission 44
3.6 Conclusion 44

CHAPITRE 4 SIMULATION ET ADAPTATION D'IMPÉDANCE 45
4.1 Mise en contexte 45
4.2 Méthodes et outils 46
4.2.1 Méthodes 46
4.2.2 Outils 46
4.3 Modélisation numérique 47
4.3.1 Géométrie et abstractions 47
4.3.2 Critères et validation 53
4.4 Résultats et discussions 56
4.4.1 Simulation du guide d'onde 57
4.5 Adaptation d'impédance : Consigne de commande 59
4.5.1 Cascade de sous-systèmes 60
4.6 Résultats et discussions 70
4.7 Conclusion 73

CHAPITRE 5 IMPLÉMENTATION ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX 74
5.1 Mise en contexte 74
5.2 Matériel et méthodes 75

5.2.1 Matériel 75
5.2.2 Méthodes 78
5.3 Application de la méthode de la cascade 81
5.3.1 De-embedding des paramètres S 81
5.3.2 Résultats et discussions 83
5.4 Logique de la consigne 91
5.5 Conclusion 95

CHAPITRE 6 CONCLUSION 96
6.1 Synthèse des travaux 96
6.2 Limitations de la solution proposée 97
6.3 Améliorations futures 98

RÉFÉRENCES 99

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 Propriétés diélectriques du PS et du SiC 39
Tableau 4.1 Propriétés diélectriques des matériaux utilisés pour le modèle numérique 53
Tableau 4.2 Réponse fréquentielle en S_{11} du modèle du guide d'onde 58
Tableau 4.3 Réponse fréquentielle en S_{21} du modèle du guide d'onde 59
Tableau 4.4 Réponse fréquentielle en S_{11} et S_{21} du premier sous-modèle du triple accordeur électromagnétique 64
Tableau 4.5 Réponse fréquentielle en S_{11} et S_{21} du deuxième sous-modèle du triple accordeur électromagnétique 65
Tableau 4.6 Réponse fréquentielle en S_{11} et S_{21} du troisième sous-modèle du triple accordeur électromagnétique 66
Tableau 5.1 Paramètres du *de-embedding* des paramètres S pour la subdivision du système 83
Tableau 5.2 Comparaison de la calibration TRL entre simulation et mesure pour le mode de ligne de transmission 85
Tableau 5.3 Réponse fréquentielle en S_{11} du modèle du guide d'onde 95
Tableau 5.4 Réponse fréquentielle en S_{11} du modèle du guide d'onde 95

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	cycle d'utilisation et de traitement des déchets plastiques	2
Figure 1.2	Le problème de la réflexion d'ondes et l'approche du triple accordeur électromagnétique d'un point de vue électrique	5
Figure 1.3	Le triple accordeur électromagnétique AG340M3	6
Figure 2.1	Magnétron utilisé dans les laboratoires de génie chimique à Polytechnique Montréal	10
Figure 2.2	Générateur de puissance utilisé pour le magnétron déployé aux laboratoires de génie chimique à Polytechnique Montréal	10
Figure 2.3	Schéma interne simplifié d'un magnétron	11
Figure 2.4	Applicateur cylindrique employé dans les laboratoires de Polytechnique Montréal	13
Figure 2.5	Schéma de deux applicateurs résonants	15
Figure 2.6	Guide d'onde WR340 et ses modes de propagations en TE	17
Figure 2.7	Les trois cylindres métalliques du triple accordeur électromagnétique vus depuis la section du guide d'onde	17
Figure 2.8	Les trois cylindres métalliques du triple accordeur électromagnétique vus de l'intérieur	19
Figure 2.9	Schéma du système de chauffage par micro-onde appliqué à la pyrolyse	19
Figure 2.10	Abaque de Smith simplifié	20
Figure 2.11	Représentation rectangulaire et polaire du coefficient de réflexion ρ	21
Figure 2.12	Représentation des effets capacitifs et inductifs sur l'abaque de Smith	22
Figure 2.13	Réseau à 2 ports (DUT)	24
Figure 2.14	Représentation matricielle d'un réseau à 2 ports	25
Figure 2.15	L'onde stationnaire pour $Z_l = +\infty$	28
Figure 2.16	L'onde stationnaire pour $Z_l = 0$	29
Figure 2.17	L'onde stationnaire pour $Z_l = Z_0$	29
Figure 2.18	Dispositif expérimental de mesure du module du coefficient de réflexion par un coupleur directionnel	31
Figure 2.19	Dispositif expérimental de mesure du coefficient de réflexion par des sondes électromagnétiques	32
Figure 2.20	Problème d'ambiguïté de phase dans la méthode de démodulation	32
Figure 3.1	Schématisation du champ électrique des micro-ondes.	34
Figure 3.2	Schématisation du chauffage volumétrique des micro-ondes sur la matière.	36

Figure 3.3 Technique de verrouillage par injection 41
Figure 4.1 Description simplifiée de la procédure de chauffage électromagnétique par la méthode FEM 47
Figure 4.2 Modélisation 3D du guide d'onde sur COMSOL 48
Figure 4.3 Modélisation 3D du triple accordeur électromagnétique sur COMSOL 49
Figure 4.4 Dimensions du triple accordeur électromagnétique 50
Figure 4.5 Modèles adoptés pour la cavité sur COMSOL 51
Figure 4.6 Modèle d'excitation adopté pour modéliser le magnétron sur COMSOL 52
Figure 4.7 Modèle du système adopté sur COMSOL 53
Figure 4.8 Le guide d'onde considéré comme un système à deux ports 55
Figure 4.9 Fréquence de coupure calculée pour le modèle du guide d'onde sur COMSOL 57
Figure 4.10 Propagation des micro-ondes dans le guide d'onde sur COMSOL . . . 58
Figure 4.11 S_{11} en dB du guide d'onde sur COMSOL entre 2.2GHz et 3.2GHz . . 58
Figure 4.12 S_{21} en dB du guide d'onde sur COMSOL entre 2.2GHz et 3.2GHz . . 59
Figure 4.13 Subdivision du triple accordeur électromagnétique en 3 sous-modèles 61
Figure 4.14 Module en dB de S_{11} du premier sous-modèle en fonction de H_1 . . . 62
Figure 4.15 Module en dB de S_{21} du premier sous-modèle en fonction de H_1 . . . 62
Figure 4.16 Phase en degré de S_{11} du premier sous-modèle en fonction de H_1 . . . 63
Figure 4.17 Phase en degré de S_{21} du premier sous-modèle en fonction de H_1 . . . 63
Figure 4.18 Interpolation linéaire du module de S_{11} en fonction de H_1 pour le premier sous-modèle 68
Figure 4.19 Interpolation linéaire de la phase de S_{11} en fonction de H_1 pour le premier sous-modèle 68
Figure 4.20 Interpolation linéaire du module de S_{21} en fonction de H_1 pour le premier sous-modèle 69
Figure 4.21 Interpolation linéaire de la phase de S_{21} en fonction de H_1 pour le premier sous-modèle 69
Figure 4.22 Comparaison entre la prédiction par cascade et la simulation directe sur COMSOL du module de S_{11} pour le cas 6 71
Figure 4.23 Comparaison entre la prédiction par cascade et la simulation directe sur COMSOL de l'argument de S_{11} pour le cas 6 72
Figure 4.24 Comparaison entre la prédiction par cascade et la simulation directe sur COMSOL du module de S_{21} pour le cas 6 72
Figure 4.25 Comparaison entre la prédiction par cascade et la simulation directe sur COMSOL de l'argument de S_{21} pour le cas 6 73

Figure 5.1 VNA utilisé pour la mesure des paramètres S 76
Figure 5.2 Vue d'extérieur et d'intérieur du triple accordeur électromagnétique . 76
Figure 5.3 Adaptateur câble coaxial/guide d'onde de type CPR-340G au niveau des deux ports 77
Figure 5.4 Kit de calibration SOLT manuel et digital utilisé pour le VNA 78
Figure 5.5 Kit de calibration TRL utilisé pour le VNA : "Line" et "Reflect" . . . 79
Figure 5.6 Dispositif expérimental pour la calibration TRL : Étape de la réflexion (Reflect) 80
Figure 5.7 Dispositif expérimental pour la calibration TRL : Étape de la ligne de transmission (Line) 80
Figure 5.8 Dispositif expérimental de la mesure après calibration 80
Figure 5.9 De-embedding du port 2 pour obtenir le premier sous-modèle 82
Figure 5.10 De-embedding du port 1 et 2 pour obtenir le deuxième sous-modèle . 82
Figure 5.11 De-embedding du port 1 pour obtenir le troisième sous-modèle 83
Figure 5.12 Mesure de la réponse fréquentielle des adaptateurs en mode ligne de transmission 84
Figure 5.13 Simulation de la réponse fréquentielle des adaptateurs en mode ligne de transmission 84
Figure 5.14 Mesure des paramètres S pour le cas de H_1=H_2=H_3=0mm 85
Figure 5.15 Simulation des paramètres S pour le cas de H_1=H_2=H_3=0mm 86
Figure 5.16 Paramètres S avant et après le *de-embedding* pour le premier sous-système 87
Figure 5.17 Interpolation linéaire pour les paramètres S après *de-embedding* du premier sous-modèle 88
Figure 5.18 Comparaison de la prédiction et la mesure des paramètres S du premier cas ($H_1 \in$ [0,26]mm, H_2=0, H_3=0) 89
Figure 5.19 Comparaison de la prédiction et la mesure des paramètres S du deuxième cas (H_1=0, $H_2 \in$ [0,26]mm, H_3=0) 89
Figure 5.20 Comparaison de la prédiction et la mesure des paramètres S du septième cas ($H_1 \in$ [0,26] mm, H_2 =5 mm et H_3=3) 90
Figure 5.21 Schéma du système de la pyrolyse caractérisé par les coefficients de réflexion 91

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ρ,Γ	Coefficient de réflexion
ϵ^*	Permittivité complexe
μ^*	Perméabilité complexe
$\epsilon^{'}$	Constante diélectrique
$\epsilon^{''}$	Facteur de pertes diélectriques
$\mu^{'}$	Perméabilité magnétique
$\mu^{''}$	Facteur de pertes magnétiques
λ	Longueur d'onde
C	Vitesse de la lumière
C	Vitesse de la lumière
f	Fréquence
Z	Impédance
R	Résistance
X	Réactance
S	Paramètre de diffusion
E	Champ électrique
P	Puissance
RF	Radio-fréquence
VNA	Analyseur vectoriel de réseau
DUT	Dispositif sous test
STUBS	Triple accordeur électromagnétique
TRL	Calibration en mode Transmission,réflexion et ligne de transmission
SOLT	Calibration en mode court-circuit, circuit ouvert et charge nominale
SiC	Carbure de Silicum
TE	Transverse électrique
VSWR,TOS	Taux d'onde stationnaire
FDTD	Calcul de différences finies
FEM	Calcul des éléments finis
CW	Mode continu

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Définitions et concepts de base

L'apport de la chaleur est essentiel au fonctionnement de nombreux procédés industriels. Un gradient de température est nécessaire pour initier ou faire évoluer une réaction chimique sous des conditions désirées. Les façons d'apporter et de contrôler l'énergie thermique constituent un des axes importants dans la recherche appliquée au domaine des procédés industriels. Chaque procédé demande un profile de température unique dans le temps et dans l'espace. Parmi les technologies disponibles, on compte les micro-ondes comme moyen de chauffage par rayonnement. Elles offrent une flexibilité d'utilisation et de traitement qui apportent plus d'avantages que le chauffage conventionnel, en matière de qualité et d'efficacité.

Dans ce mémoire, on s'intéresse aux micro-ondes appliquées aux procédés industriels, et aux soucis qu'elles présentent au niveau de leurs contrôles. La dépolymérisation du polystyrène par pyrolyse micro-onde est une application concrète de l'utilisation de cette énergie, et sera l'objet d'étude de ce mémoire.

1.1.1 Mise en contexte

La pyrolyse est une conversion chimique qui permet de décomposer la matière en plusieurs produits. Les produits obtenus sont très variés. Que ce soient des solides, liquides ou gaz, la pyrolyse permet l'obtention des produits chimiques à haute valeur ajoutée [1–3]. La pyrolyse se produit dans une atmosphère privée d'oxygène à des températures élevées. À l'échelle industrielle, c'est une décomposition thermique convective dans la plupart des cas qui est employée pour la pyrolyse.

Dans ce contexte, la pyrolyse pourrait être intéressante pour produire les molécules qui composent l'élément en traitement. Elle permettrait de recycler les déchets et de récupérer la valeur énergétique et chimique à partir du processus. Ceci est notamment le cas pour plusieurs types de déchets : médicaux [4], électriques [5], automobiles [6] et autres. Les déchets plastiques en particulier ont suscité l'intérêt dans les dernières décennies. La pyrolyse des déchets plastiques permet de récupérer des composants de valeur et participer à leurs recyclages [7–9].

Le polystyrène fait partie des catégories de plastiques difficilement biodégradables et ayant un impact environnemental important. C'est dans ce sens que le recyclage chimique intervient. La pyrolyse du polystyrène permet de briser ses longues chaînes en plusieurs produits

solides, liquides, et gazeux. Le styrène fait partie des monomères produits par la pyrolyse, et possède une importante valeur industrielle [10]. C'est cette production de monomères qui rend la pyrolyse du polystyrène, non seulement bénéfique pour l'environnement, mais aussi intéressante et avantageuse pour l'industrie chimique. Ceci a motivé le besoin de développer de technologies pour optimiser la pyrolyse du polystyrène et d'augmenter le rendement du procédé.

La Figure 1.1 présente le cycle de vie du recyclage des déchets plastiques en général par la réaction de la pyrolyse. Les déchets plastiques sont traités par le processus de la pyrolyse. Ce traitement permet de produire des gaz à haute valeur industrielle. Ces gaz sont ensuite traités pour récupérer les monomères. Ce sont ces monomères qui, après le processus de polymérisation, deviennent des produits plastiques.

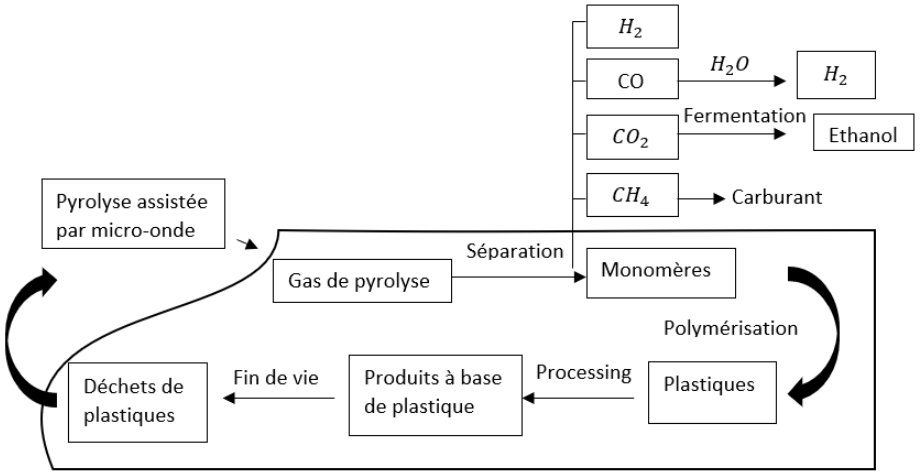

FIGURE 1.1 cycle d'utilisation et de traitement des déchets plastiques

Il existe plusieurs technologies de la pyrolyse du polystyrène dans la littérature. La plupart des technologies développées reposent sur une pyrolyse conventionnelle avec des sources de chaleur classiques, mais avec différentes configurations et technologies de réacteurs. Les différentes technologies dépendent des caractéristiques de la réaction, des produits désirés, et du temps de réaction souhaitée [11]. Parmi ces technologies, on compte le réacteur fermé sous atmosphère inerte d'azote, un réacteur à chute libre sous vide, un réacteur à lit fluidisé et un réacteur cylindrique rotatif [12–15].

Depuis les années 2000, la recherche s'est beaucoup intéressée au type de chauffage appliqué à la pyrolyse. C'est ainsi que les micro-ondes sont devenus l'une des technologies les plus étudiées et appliquées pour la dépolymérisation du polystyrène. La technologie s'intitule

“pyrolyse micro-onde assistée”, .tant donnée la nécessité d’ajouter un récepteur micro-onde, le polystyrène étant transparent aux micro-ondes. Parmi les avantages de l’utilisation des micro-ondes, on retrouve un chauffage volumétrique, une sélectivité par rapport aux produits désirés et un temps de réaction réduit [16–18].

Le rayonnement électromagnétique interagit différemment avec la matière comparée au chauffage conventionnel, ce qui permet de nouvelles possibilités de traitement. Généralement, ce sont des particules à permittivité électrique élevée qui absorbent les ondes par des mécanismes de polarisation [19]. Dans ce sens, les caractéristiques diélectriques de la matière sont d’une importance majeure. Dans le cas de la pyrolyse du polystyrène, ce sont les particules du carbure de silicium (SiC) qui interagissent avec les ondes. Le chauffage est conséquence de l’interaction des particules avec le champ électrique des micro-ondes.

Un autre aspect en particulier justifie l’utilisation des micro-ondes dans le cas de la pyrolyse du polystyrène : La formation du styrène, l’un des dix (10) composants chimiques de base en chimie [3, 10], est améliorée grâce à la transparence du polystyrène aux micro-ondes. Ce dernier reste vrai à basse température à l’état liquide, favorisant ainsi la formation des gaz, dont le styrène fait partie. Outre les avantages chimiques, l’utilisation des micro-ondes ouvre la porte vers l’intégration de plus de solutions de contrôle et d’automatisation avancées. L’électrification du procédé devient ainsi importante dans le contexte de la pyrolyse du polystyrène.

La section suivante introduit l’un des importants soucis que présente l’utilisation des micro-ondes dans le contexte de la pyrolyse du polystyrène. Le déploiement de cette technologie présente un défi au niveau du transfert d’énergie. Plus précisément, c’est la problématique des ondes réfléchies qui sera étudiée dans ce mémoire.

1.2 Éléments de la problématique

L’utilisation des micro-ondes pour des applications en procédés chimiques est pour le moment largement limitée aux expérimentations en laboratoire. Les problèmes d’efficacité de cette méthode, et le manque de compréhension des phénomènes physicochimiques qu’elle fait intervenir limitent encore son utilisation à l’échelle industrielle.

Un des problèmes majeurs de la pyrolyse micro-onde assistée du polystyrène est la réflexion des ondes vers la source [20]. Cela se traduit par une perte d’énergie fournie à la réaction, particulièrement à puissance élevée. Pour résoudre ce problème, il fait pouvoir contrôler le niveau d’énergie réfléchie en assurant un transfert maximal des ondes de la source vers le milieu réactionnel (qu’on appellera la charge, dans la suite du texte).

D'un point de vue électrique, la réflexion des ondes a essentiellement deux causes :

— Une réflexion qui provient de la ligne de transmission [21, 22]. Cette réflexion est due à la discordance entre l'impédance variable de la charge au cours de la pyrolyse, et l'impédance fixe du guide d'onde agissant comme ligne de transmission. Ce travail traite principalement de ce type de réflexion. Par conséquent, une ellipse dans le texte fera qu'on référera à ce type de réflexion en la désignant simplement de réflexion d'onde ;

— Une réflexion qui provient du milieu réactionnel [23, 24]. Cette réflexion est due à la configuration multimode des ondes dans la charge, qui établit un mode de résonance spécifique, et qui n'est pas nécessairement le mode de fréquence du processus de fonctionnement. Ce type de réflexion n'est pas traité dans ce travail.

Ainsi, le problème de la réflexion des ondes peut être abordé électriquement de deux manières : un problème d'adaptation d'impédance ou un problème d'adaptation du mode résonnant. Dans le premier cas, la solution consiste à utiliser un système d'adaptation d'impédance appelé "triple accordeur électromagnétique" [25,26]. Il s'agit d'un composant utilisé au niveau de la ligne de transmission qui permet d'en faire varier l'impédance apparente, de sorte à accorder l'impédance de la ligne avec l'impédance variable du milieu réactionnel. Dans le second cas, la solution consiste à établir un contrôle sur la fréquence des ondes aux alentours de 2,45 GHz, de sorte à accorder la fréquence de la source avec la fréquence de résonance du milieu réactionnel [27]. Il a été rapporte également que le contrôle sur la fréquence permet d'améliorer la qualité du chauffage des matériaux [28].

La problématique de l'adaptation d'impédance étudiée ici provient précisément de l'utilisation du triple accordeur électromagnétique. Son fonctionnement consiste à insérer 3 cylindres métalliques en longueur dans le guide d'onde, pour changer les caractéristiques de la ligne de transmission [25]. Dans le contexte de la pyrolyse du polystyrène, cette opération est réalisée manuellement par un opérateur, qui se fie à son expérience pour choisir la bonne combinaison des longueurs des tiges permettant de minimiser la réflexion des ondes durant la réaction. Une telle façon de procéder ne peut garantir une transmission optimale de l'énergie transmise pour effectuer la réaction, ce qui affecte considérablement le rendement du procédé.

La réflexion d'onde traitée dans ce travail est ainsi une conséquence directe d'une mauvaise transmission d'énergie entre le magnétron, souvent utilisé comme source d'énergie, et la charge, qui représente la cavité du milieu réactionnel.

Les sections suivantes détaillent les éléments de la réflexion des ondes étudiée dans ce système.

1.2.1 L'adaptation d'impédance

L'impédance peut être définie comme la résistance à l'électricité. Ainsi, on peut définir l'impédance comme la quantité physique qui relie la différence de potentiel d'un dipôle, au courant qui le traverse. Par analogie, l'impédance dans le contexte électromagnétique peut être définie comme la quantité physique qui relie le champ électrique de l'onde à son excitation magnétique.

Dans la théorie des lignes de transmission, un transfert maximal d'énergie suppose une égalité d'impédance entre l'impédance caractéristique de la ligne et l'impédance de la charge. L'impédance caractéristique détermine l'impédance du milieu de transmission, notamment le guide d'onde dans le cas de la pyrolyse du polystyrène, alors que l'impédance de la charge caractérise l'impédance du récepteur, notamment le milieu réactionnel où la pyrolyse s'effectue.

Comme mentionné précédemment, la réflexion d'ondes tire son origine de la variation de l'impédance de la charge au cours de la pyrolyse : Il a été rapporté dans la littérature que durant la pyrolyse, plusieurs conditions opératoires varient comme la température, la pression, la vitesse d'agitation, etc [29] [30] [31]. Le changement de ses conditions mène à un changement des propriétés diélectriques des récepteurs des micro-ondes, ce qui affecte l'absorption électromagnétique [20].

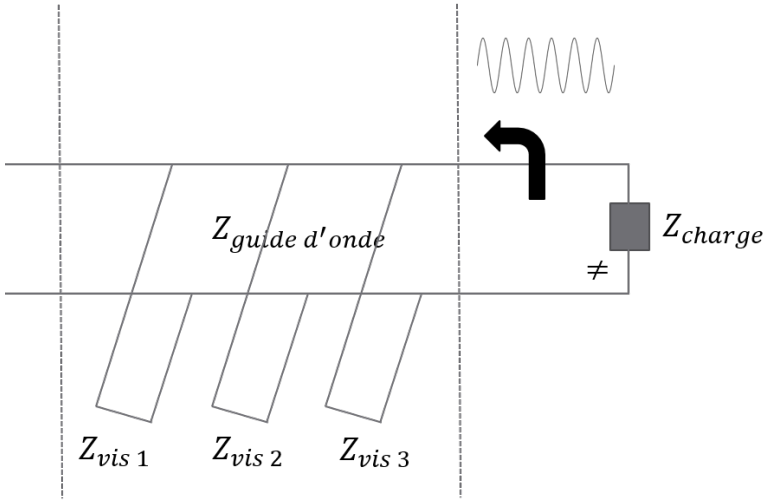

FIGURE 1.2 Le problème de la réflexion d'ondes et l'approche du triple accordeur électromagnétique d'un point de vue électrique

Cette situation se traduit électriquement par une variation de l'impédance de la charge durant la pyrolyse, ce qui mène à un défaut de transmission d'énergie, donnant ainsi naissance à des ondes réfléchies.

L'adaptation d'impédance est une procédure qui cherche à avoir en tout temps une égalité d'impédance entre la ligne de transmission et la charge. Étant donné que l'impédance du milieu réactionnel est incontrôlable, et peut être affectée par plusieurs paramètres comme les conditions opératoires, les types de particules utilisées pour absorber les micro-ondes, etc., l'adaptation d'impédance doit s'effectuer au niveau du guide d'onde.

Le triple accordeur électromagnétique intervient donc pour permettre de suivre la variation de la pyrolyse au niveau électrique. L'adaptation s'effectue en contrôlant les 3 paramètres de l'accordeur. La Figure 1.2 illustre le problème de la réflexion des ondes d'un point de vue électrique et l'approche du triple accordeur électromagnétique dans le contexte de la pyrolyse du polystyrène par micro-ondes.

1.2.2 Le triple accordeur électromagnétique

Le triple accordeur électromagnétique est un dispositif qui permet d'adapter la différence d'impédance entre la ligne et la charge dans le contexte électromagnétique. C'est l'ensemble de trois (3) vis métalliques de géométrie cylindriques insérées dans le guide d'onde.

En pratique, on procède à remplacer le guide d'onde de base par cet instrument. Le triple accordeur électromagnétique agit comme un simple guide d'onde quand les insertions des vis sont égales à 0 mm. La Figure 1.3 montre le modèle utilisé dans le cadre de ce travail.

FIGURE 1.3 Le triple accordeur électromagnétique AG340M3

Chaque vis est insérée d'une certaine longueur. Cela permet de varier la réponse du guide d'onde au champ électrique, ce qui se traduit par une variation de l'impédance caractéristique de ce dernier. L'impédance d'entrée d'une vis est purement réactive, c'est-à-dire soit capacitive, soit inductive, selon la longueur choisie. Le triple accordeur électromagnétique peut donc fonctionner comme des condensateurs ou des inductances montées en parallèle du guide d'onde [25].

Le problème d'adaptation de l'impédance consiste à trouver les combinaisons des profondeurs des vis qui assurent un niveau de réflexion acceptable durant la pyrolyse. Ainsi, le processus d'adaptation de l'impédance peut être interprété comme un problème d'optimisation : c'est-à-dire l'optimisation des longueurs des vis pour avoir un minimum de réflexion. Ce travail cherche à développer une logique de contrôle qui peut être appliquée à cet instrument de manière continue, automatique et en temps réel afin d'adapter l'impédance du guide d'ondes à la charge.

1.3 Objectifs de recherche

Ce mémoire traite du problème de la réflexion d'onde dans le contexte de la pyrolyse du polystyrène assistée par micro-onde. L'objectif général de ce projet de recherche est de développer un modèle numérique de ce système en vue de son contrôle pour minimiser la réflexion d'onde. Cet objectif principal mène aux objectifs spécifiques suivants :

- Caractériser et évaluer électriquement le fonctionnement de chaque composant du système ;
- Développer un modèle de simulation numérique pour le système qui permet d'identifier les facteurs influençant la réflexion d'ondes ;
- Développer une méthode pour générer une consigne de contrôle de la réflexion à partir du problème inverse : élaborer les longueurs des cylindres métalliques minimisant la réflexion à partir d'une impédance de charge donnée ;
- Élaborer une méthode expérimentale qui permet de mesurer la réflexion d'ondes et de vérifier la méthode de contrôle proposée.

Ces objectifs, entre autres, vont permettre d'établir un pas considérable vers une boucle de contrôle permettant de réduire substantiellement l'énergie perdue dans le système et d'éviter sa destruction durant son opération.

1.4 Organisation du mémoire

Ce mémoire s'organise de la manière suivante : le Chapitre 2 est consacré à la présentation des composants du système, ainsi que les outils et les paramètres qui seront utiles pour la réalisation des objectifs de la recherche. Le Chapitre 3 s'intéresse à l'état d'art des travaux réalisés au niveau de chaque partie du système pour le contrôle de la réflexion. Le Chapitre 4 présente le développement du modèle numérique et de la consigne de contrôle en évaluant et interprétant les résultats obtenus. Le Chapitre 5 fait l'état de la méthode expérimentale proposée et de ces résultats, en faisant le lien avec les résultats numériques obtenus via simulation.

CHAPITRE 2 PRÉSENTATION GÉNÉRALE DU SYSTÈME ET DES OUTILS DE TRAVAIL

2.1 Mise en contexte

Ce chapitre traite trois grandes parties. La première partie se voit une introduction aux composants du système de chauffage par micro-ondes et à leurs fonctionnements. La deuxième partie introduit les principaux paramètres et outils qui permettent de mesurer et d'évaluer la réflexion d'onde. La troisième partie présente les méthodes de mesures de réflexion employées dans ce type de système.

2.2 Composants du système

2.2.1 Le magnétron

L'utilisation des micro-ondes dans le domaine industriel repose sur une source d'énergie continue, puissante, robuste, à coût faible et à efficacité élevée. En effet, la qualité des micro-ondes n'est pas critique. C'est plutôt la robustesse et le faible coût qui sont cherchés pour permettre un chauffage rapide en grande quantité. C'est dans ce sens que le magnétron est l'instrument le plus utilisé pour générer les micro-ondes dans la fréquence de 2.45 GHz [32,33].

Le magnétron a été développé pour la première fois en 1921. Depuis, plusieurs améliorations lui ont été apportées pour optimiser sa performance et son efficacité. Il permet de générer des micro-ondes en mode continus ou pulsés dans des échelles de puissances allant jusqu'à des MW, avec une efficacité aux alentours de 80% [34, 35]. Le choix du magnétron à cavité par rapport à d'autres équipements comme le Klystron, est principalement dû à son bas coût par rapport à sa durée de vie, et à la simplicité de sa conception et de son contrôle [32]. La Figure 2.1 et la Figure 2.2 montrent respectivement le magnétron et son unité de contrôle utilisés dans le cadre du chauffage par micro-ondes dans les laboratoires de génie chimique à Polytechnique Montréal.

Les magnétrons à cavité sont les équipements utilisés dans les fours à micro-ondes domestiques, où ils sont responsables de la production de micro-ondes de forte puissance. Si on voulait simplifier le fonctionnement des magnétrons à cavité, on pourrait dire qu'ils fonctionnent sur le simple principe de l'oscillation LC [33]. Ce type d'oscillations se produit lorsqu'un condensateur chargé est placé le long d'une inductance. Ce circuit simple crée un mouvement alternatif des électrons, et lorsqu'une antenne est attachée à l'inductance du

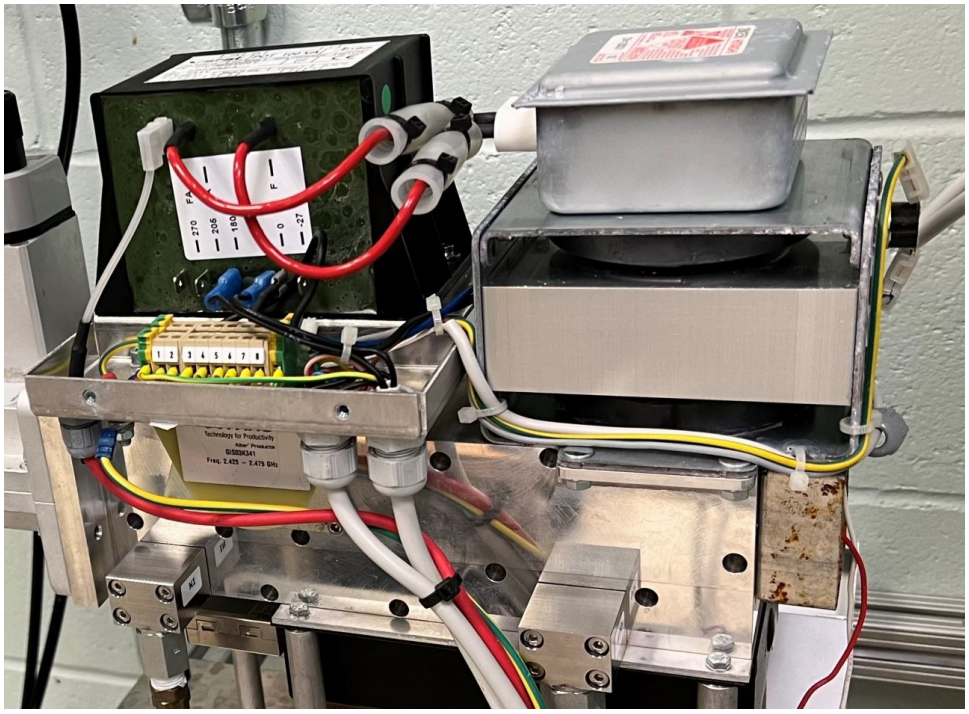

FIGURE 2.1 Magnétron utilisé dans les laboratoires de génie chimique à Polytechnique Montréal

FIGURE 2.2 Générateur de puissance utilisé pour le magnétron déployé aux laboratoires de génie chimique à Polytechnique Montréal

circuit, cette dernière émet des ondes électromagnétiques.

Dans les faits, le fonctionnement du magnétron est plus compliqué. On compte une cathode et un filament au cœur de la cavité. Il y a un courant qui circule dans le filament et chauffe la cathode, donnant ainsi une émission d'électrons. Ce phénomène est connu sous le nom

d'émission thermoionique. Autour de la cathode, on compte un nombre d'anodes sous forme de cavités à potentiel positif appelées résonateurs. Les électrons émis s'accélèrent en suivant une trajectoire courbée grâce à un aimant permanent dans la cavité. Lorsque la charge négative passe à proximité de la cavité, les surfaces de la cavité agissent comme des plaques de condensateur. Ceci mène à une accumulation de charges positives et négatives sur les surfaces de la cavité. Puisque la surface incurvée de la cavité agit comme un inducteur, cela signifie que les charges accumulées vont se diriger vers une oscillation LC simultanée. À l'aide d'une boucle métallique et d'une antenne, cette oscillation est extraite et convertie en ondes électromagnétiques [32, 36]. Ces oscillations seront maintenues dans le magnétron, puisque les électrons circulent continuellement de l'anode à la cathode et transfèrent leur énergie. La Figure 2.3 montre un schéma simplifié de l'architecture interne du magnétron.

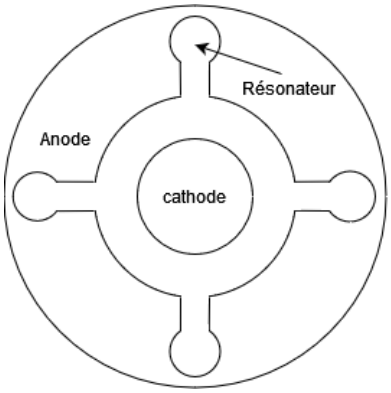

FIGURE 2.3 Schéma interne simplifié d'un magnétron

L'utilisation des magnétrons à cavité présente cependant plusieurs soucis et défis quand on cherche à contrôler leurs paramètres pour des applications industrielles spécifiques. Dans la plupart des cas, le magnétron fonctionne en mode libre, ce qui pourrait être un problème pour les applications de chauffage par micro-ondes. Comme le magnétron est équivalent un un oscillateur non contrôlé, la stabilité de la puissance générée et de la fréquence de fonctionnement, l'absence du contrôle statique sur la phase et dynamique sur la fréquence des ondes, la surchauffe du magnétron menant à un mode binaire d'opération ente marche et arrêt, sont parmi autres les problèmes que rencontrent les magnétrons aujourd'hui face aux besoins de contrôle d'un nombre d'applications industrielles [37]. Ces contraintes rendent le magnétron limité en termes de contrôle des ondes, ce qui n'est en fait pas adapté à de nombreuses applications de chauffage.

On peut résumer les principaux problèmes d'un magnétron à fonctionnement libre dans un contexte de chauffage comme suit [37, 38] :

— Les applications de chauffage par micro-ondes reposent sur un contrôle de la puissance en allumant et éteignant le magnétron sur des périodes de plusieurs secondes pour éviter sa surchauffe, ce qui entraîne un chauffage non uniforme , et dégrade la qualité de la chaleur ;
— Le magnétron représente un oscillateur non contrôlé. Il n'y pas de mécanisme de rétroaction pour surveiller ou régler la fréquence et la phase des ondes générées ;
— Le magnétron délivre moins de puissance et devient moins stable sur de longues périodes de fonctionnement.

Pour ce qui est de la réflexion d'ondes, généralement les magnétrons sont montés avec un circulateur isolateur pour empêcher l'onde inverse de revenir sur le magnétron. Le circulateur permet d'envoyer les ondes réfléchies sur une charge secondaire, souvent de l'eau.

Dans les installations pratiques de micro-ondes de haute puissance, le magnétron est toujours considéré adapté à la ligne de transmission. Cela signifie qu'il ne réfléchit pas l'onde externe qui lui est incidente. Ainsi son coefficient de réflexion vaut zéro. Nous allons considérer que les générateurs en général sont adaptés pour tout ce qui suit.

Les différents défis de contrôle et d'amélioration du chauffage par micro-ondes a poussé la recherche à reconsidérer le fonctionnement traditionnel du magnétron. La partie suivante présente l'état d'art des améliorations effectuées et des alternatives proposées au niveau de la source d'énergie des micro-ondes pour rendre le contrôle plus flexible et stable.

2.2.2 La cavité

L'analyse des paramètres affectant le chauffage micro-onde nécessite d'étudier l'effet de chaque partie de la chaîne de transmission. Outre la source d'énergie, on compte la cavité micro-onde comme élément important à la qualité et l'efficacité du chauffage. Étant que l'énergie micro-ondes pour le chauffage trouve de nombreuses applications dans plusieurs environnements, de nombreux types et modèles d'applicateurs de micro-ondes ont été développés au fil des ans.

On désigne par cavité ou applicateur l'espace ou le volume dans lequel l'énergie micro-ondes est appliquée. C'est la structure métallique dont les dimensions sont égales ou supérieures à la longueur d'onde. Elle représente la charge d'un point de vue électrique où la puissance est absorbée pour chauffer les matériaux et les particules.

La Figure 2.4 montre la cavité utilisée dans les expériences micro-ondes menées dans les laboratoires de génie chimique à Polytechnique Montréal.

On compte diffèrent types d'applicateurs. Ceux-ci peuvent être classés en deux grandes fa-

FIGURE 2.4 Applicateur cylindrique employé dans les laboratoires de Polytechnique Montréal

milles comme suit [39, 40] :

— Des applicateurs non résonnants : Comme les guides d'ondes, les applicateurs à ondes progressives, les applicateurs à ondes lentes ;
— Des applicateurs résonnants : Comme les cavités monomodes et multimodes.

La différence entre les deux types repose sur le type d'application et de transfert d'énergie souhaitée. Généralement, les applicateurs non résonnants travaillent avec des ondes progressives, et donc sont principalement utilisés pour le traitement en continu. Alors que les applicateurs résonnants travaillent avec des ondes stationnaires, et sont donc principalement utilisés pour le traitement par lots.

Les cavités résonnantes sont les plus utilisées dans l'industrie. Elles permettent d'avoir une intensité élevée du champ électrique, condition opératoire nécessaire dans la plupart des procédés de chauffage par micro-ondes [41]. Le four à micro-ondes domestique en est un exemple.

Les applicateurs monomode se caractérisent par leurs capacités à focaliser l'énergie micro-onde directement sur le matériau diélectrique. C'est l'excitation monomode et l'adaptation de la cavité qui permettent de concentrer le chauffage sur une partie spécifique. Cette méthode de couplage de l'énergie électromagnétique est populaire [42] et utilisée dans plusieurs applications comme pour les sources de plasma ioniques, à l'échelle du laboratoire d'assemblages

céramiques, les matériaux minces, et les moteurs électrothermiques [43, 44].

Ce type d'applicateur est conçu pour supporter et permettre un seul mode de résonance, raison pour laquelle le chauffage est localisé. Cependant, il est également est très sensible aux variables géométriques et physiques comme la fréquence d'onde. Une analyse du matériau, de la géométrie de la cavité et des conditions opératoires est nécessaire pour permettre une résonance monomode. Les applicateurs monomodes sont très efficaces, mais ils ne sont pas capables de chauffer d'une façon uniforme de grands échantillons.

L'excitation multimodale est avantageuse par rapport à l'excitation monomode dans sa capacité à réduire la sensibilité du couplage aux paramètres géométriques et physiques mentionnés précédemment. Dans cette excitation , ce sont plusieurs modes qui partagent le chauffage. La distribution du champ électromagnétique résulte de la somme de tous les modes excités à une fréquence spécifique. Ceci est convenable pour les réactions chimiques où les propriétés diélectriques changent, parce qu'il y aura un mode qui prenne le relais pour créer la distribution électromagnétique du champ en chaque moment. C'est pour cette raison que les applicateurs multimodes sont largement utilisés dans l'industrie de chauffage [39, 45].

Les applicateurs multimodes s'adaptent donc à plusieurs types de charges de matériaux [46]. Leurs conceptions sont plus simples que les cavités monomodes. Cependant, l'utilisation ce genre de cavités augmente les pertes électriques, vu la structure de la cavité et du couplage électromagnétique. Les cavités multimodes ne sont pas généralement conçues pour achever un transfert précis et maximal de puissance à la charge. Plusieurs recherches se sont focalisées sur la conception et la modélisation des cavités multimodes dans la littérature [47–49].

La Figure 2.5 schématise l'exemple de deux applicateurs résonants : une cavité rectangulaire multimode et une cavité cylindrique monomode.

Un avantage des cavités monomodes est qu'elles sont très sensibles. Cela signifie qu'une petite quantité d'énergie injectée peut générer un très grand champ électrique dans le volume de champ effectif de la cavité pour un traitement à faible perte du matériau. Cependant, un inconvénient des cavités monomodes est que la fréquence de résonance de la cavité doit correspondre à la fréquence de la source, ce qui peut poser des problèmes de robustesse de fonctionnement. Les résonateurs multimodes, en revanche, sont très robustes en raison de leur abondance de modes. Cela signifie qu'une source hyperfréquence peut toujours se coupler dans au moins un ou plusieurs des modes disponibles.

La conception d'une cavité est une tâche compliquée. Cela se justifie par l'analyse qu'il faut mener pour chaque type d'application pour avoir une distribution optimale de l'énergie micro-onde. Ceci devient encore plus compliqué quand le transfert d'énergie maximale devient une

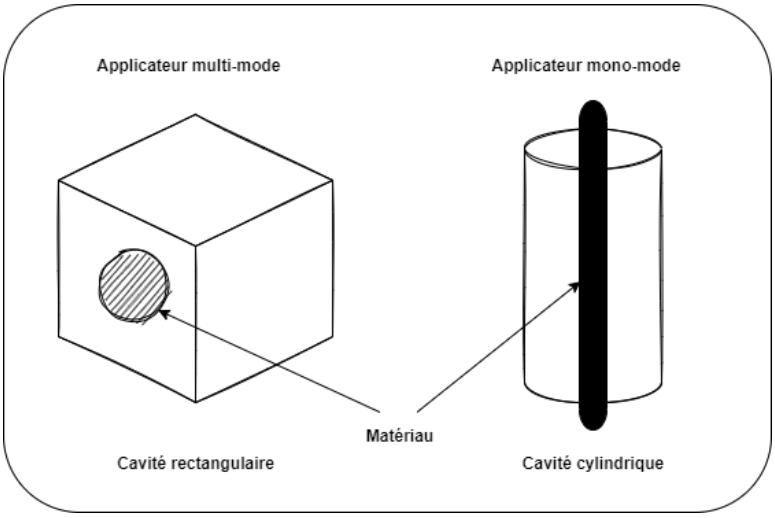

FIGURE 2.5 Schéma de deux applicateurs résonants

fonction de nombreux paramètres qui varient pendant le traitement.

La cavité devient un facteur important dans le cas de la pyrolyse en particulier [48]. Lorsque les particules de carbure de silicium sont chauffées, les constantes diélectriques peuvent varier avec la réaction chimique, et souvent présente une hystérésis en fonction de la température, l'intensité du champ électrique et l'état de phase du milieu. Ainsi, la dépendance à la composition chimique, au champ électrique et à la température fait changer les parties réelles et imaginaires de la permittivité complexe ϵ^* dans pas mal d'applications industrielles [39]. C'est pourquoi la cavité, étant responsable de la distribution du champ électrique, et de la température par conséquent, joue un rôle important dans l'efficacité du chauffage.

En effet, le profile de la distribution électromagnétique dépend de plusieurs paramètres : la taille et la forme de l'applicateur, la taille et la forme du matériau à chauffer, de sa position dans l'applicateur et de sa géométrie relativement a la géométrie de l'applicateur du matériau et de l'applicateur.

La section suivante introduit les travaux réalisés pour la modélisation et la conception des applicateurs, ainsi que les améliorations proposées pour améliorer le chauffage par micro-ondes.

2.2.3 Le guide d'onde

La ligne de transmission est le moyen par lequel les ondes se propagent de la source vers la charge. Elle peut être typiquement un guide d'ondes ou une ligne TEM, telle qu'une ligne coaxiale. Les principales caractéristiques sont l'impédance caractéristique, la longueur

d'onde du guide , et la longueur de l'onde. Nous négligerons l'atténuation de la ligne. Nous supposerons également que seul le mode dominant des ondes électromagnétiques peut se propager dans la ligne.

La ligne de transmission est la partie essentielle dans l'adaptation d'impédance. Un bon transfert d'énergie stipule une ligne de transmission adaptée du côté de la source et de la charge. Cette partie traite les moyens utilisés pour transférer l'énergie et la maximiser.

La ligne de transmission utilisée dans le cadre de la pyrolyse est un guide d'onde métallique creux de section rectangulaire de type WR340. Ce guide d'onde possède un seul conducteur, et donc il ne propage que les ondes électromagnétiques.

On compte deux types de propagations micro-ondes possibles dans les guides d'ondes : Un mode transverse électrique (TE) et un mode transverse magnétique (TM). Les ondes TE et TM sont des ondes électromagnétiques pour lesquelles le champ électrique ou le champ magnétique, respectivement, sont normaux à la direction de propagation définie par l'axe du guide [45]. Cela signifie que pour les modes TE, l'intensité du champ électrique dans la direction de propagation est nulle, et que pour le mode TM, l'intensité du champ magnétique dans la direction de propagation est nulle. Pour chacun des deux modes, il existe plusieurs modes de propagation qui dépendent de la fréquence des ondes. On nomme le premier mode le mode fondamental de propagation, et les autres modes les harmoniques de propagation. On définit également la fréquence de coupure f_c comme la fréquence à partir de laquelle un mode commence à se propager. Chaque mode est indexé par un indice qui indique le nombre de maximum et minimum de chaque champ dans le guide d'onde.

Pour le chauffage par micro-ondes, c'est le mode TE qui est responsable d'interagir avec les matériaux diélectriques. Les dimensions du guide d'onde WR340 permettent de faire propager les micro-ondes à la fréquence 2.45 Ghz dans le mode fondamental TE_{10}. La Figure 2.6 schématise le guide d'onde WR340 et les premiers modes de propagation en mode TE qui peuvent se propager.

On exprime la fréquence de coupure des différents modes TE_{mn} comme suit :

$$f_c = \frac{c}{2}\sqrt{(\frac{m}{a})^2 + (\frac{n}{b})^2} \tag{2.1}$$

a et b étant les dimensions de la section rectangulaire du guide d'onde, et c étant la vitesse de la lumière.

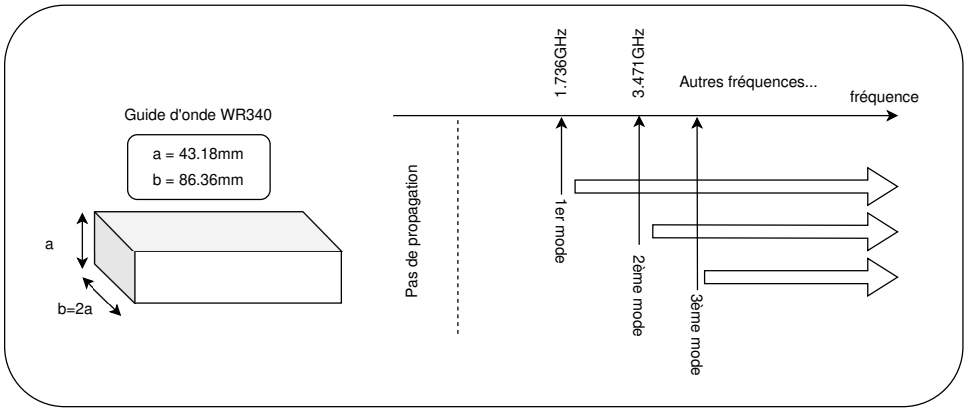

FIGURE 2.6 Guide d'onde WR340 et ses modes de propagations en TE

2.2.4 Le triple accordeur électromagnétique

Le deuxième composant présent dans la ligne de transmission dans le procédé de la pyrolyse est le triple accordeur électromagnétique, aussi appelé "Stubs". Cet instrument permet l'adaptation d'impédance entre la ligne et la charge.

Le triple accordeur électromagnétique est une extension d'un guide d'onde rectangulaire ayant trois tiges ou tubes métalliques cylindriques qui s'insèrent dans le guide d'onde [50]. Son fonctionnement consiste à faire bouger les trois tiges d'une façon à réaliser l'adaptation d'impédance. Les Figures 2.7 montrent les trois cylindres métalliques vus à partir de la section rectangulaire d'entrée du guide d'onde.

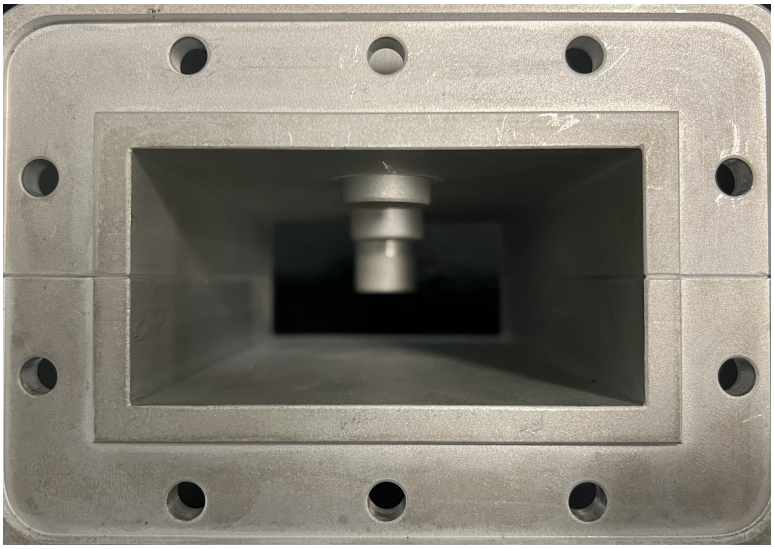

FIGURE 2.7 Les trois cylindres métalliques du triple accordeur électromagnétique vus depuis la section du guide d'onde

Chaque tige peut avoir une valeur comprise entre 0 mm et 26 mm. Les tiges ajoutent une composante capacitive au guide d'onde, permettant de faire changer l'impédance apparente de la ligne de transmission pour l'adapter à l'impédance de la charge [51]. L'autre avantage avec le triple accordeur électromagnétique est que toute l'adaptation se fait en dehors de la cavité.

Le triple accordeur électromagnétique peut être manuel ou automatique. La version manuelle est composée du guide d'onde avec les trois tubes cylindriques contrôlés par l'utilisateur. La version automatique est plus complète et propose un nombre de fonctionnalités facilitant le contrôle et la supervision du fonctionnement de l'équipement. Un triple accordeur électromagnétique automatique peut être décomposé comme suit :

— La partie motorisée : Généralement composée de moteurs pas à pas pour faire bouger les tiges cylindriques dans le guide d'onde ;
— La partie de mesure : Généralement composée d'instruments de mesure pour estimer des paramètres comme le coefficient de réflexion, la puissance incidente,la fréquence et la température interne ;
— La partie de contrôle et de supervision : Cette partie se charge du contrôle de l'instrument, de sauvegarder les données de mesures, et de communiquer avec les dispositifs externes d'affichage et supervision.

La figure 2.8 montre les trois tiges cylindriques à l'intérieur du guide d'onde. Le choix entre la version automatique et manuelle dépend de la fréquence du changement de la charge. Si la charge ne varie qu'occasionnellement ou rarement, la version manuelle dans ce cas est adéquate. Il suffit que l'opérateur trouve les bonnes commandes par essais et erreurs jusqu'à ce qu'une correspondance acceptable soit atteinte. Sinon, si la charge varie souvent ou d'une façon continue, il faut adopter un dispositif automatique d'adaptation d'impédance.

La Figure 2.9 schématise tous les composants du système de la pyrolyse du polystyrène par micro-ondes.

2.3 Paramètres et outils

2.3.1 L'abaque de Smith

L'abaque de Smith, illustré à la Figure 2.10 est un outil graphique qui permet de mieux comprendre les problèmes des lignes de transmission. Cet outil a été présenté pour la première fois par [52] pour faciliter la résolution des problèmes des lignes pour éviter les calculs mathématiques complexes. L'abaque consiste à représenter les impédances ou les admittances complexes normalisées, en permettant de lire et de comprendre d'une façon intuitive plusieurs

FIGURE 2.8 Les trois cylindres métalliques du triple accordeur électromagnétique vus de l'intérieur

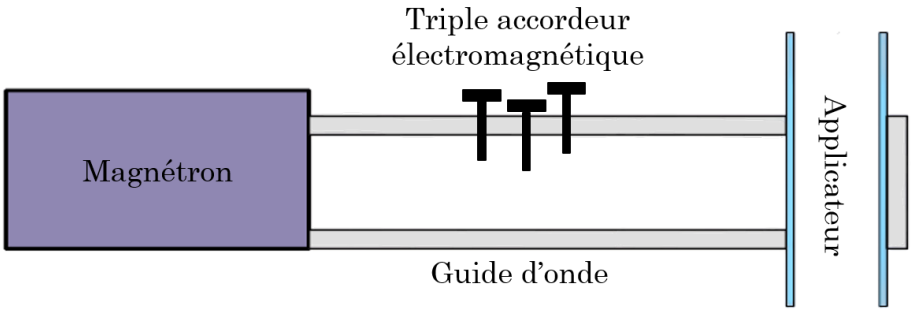

FIGURE 2.9 Schéma du système de chauffage par micro-onde appliqué à la pyrolyse

paramètres. L'utilisation de l'abaque permet de trouver une solution géométrique pour résoudre les problèmes de lignes de transmission ou de guide d'ondes, en occurrence l'adaptation d'impédance.

Les impédances ou les admittances sont représentées en coordonnées polaires, et peuvent prendre toutes les valeurs possibles. La représentation se base sur la dualité module et phase. L'abaque permet également de lire le coefficient de réflexion et le *vswr*, deux quantités physiques qui seront présentées plus tard dans ce chapitre.

L'abaque se compose principalement d'axes et de cercles. Le cercle extérieur modélise à la

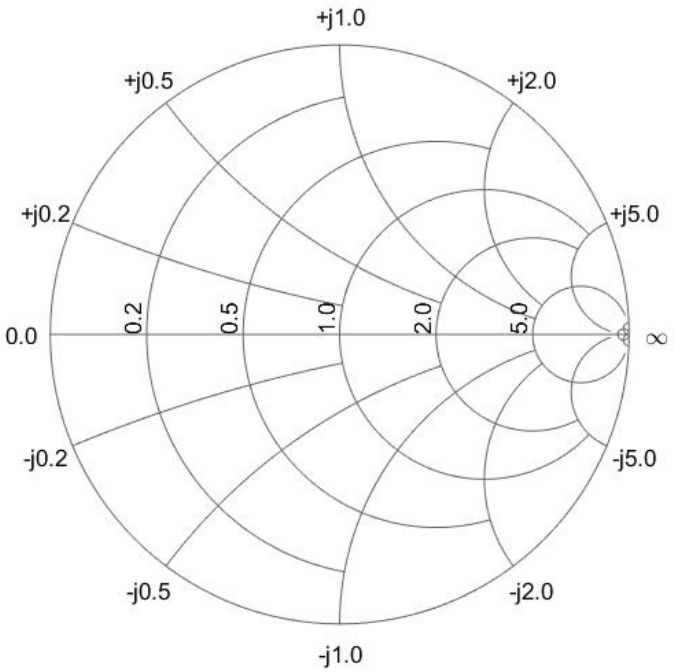

FIGURE 2.10 Abaque de Smith simplifié

fois la distance depuis le générateur ou la source d'un point sur l'abaque, mais aussi l'angle du coefficient de réflexion en ce point. L'axe réel latéral balaye les valeurs dans l'intervalle $[0,+\infty)$ avec la valeur unité centrée au milieu de l'abaque. Cette valeur en particulier est importante pour l'adaptation d'impédance, et sera développée par la suite. Il existe 2 types de cercles : des arcs de cercle qui commencent de l'extrémité droite de l'axe réel, représentant les parties imaginaires, et des cercles entiers qui sont centrés sur le milieu de l'axe réel, représentant les parties réelles [53].

Chaque déplacement correspond à une longueur d'onde de sorte qu'un cercle complet correspond à une distance de $\lambda/2$ sur la ligne de transmission. On distingue deux modes de déplacements dans l'abaque :

— Un déplacement sur le cercle extérieur dans le sens des aiguilles de la montre. Cela correspond à un déplacement vers le générateur le long de la ligne de transmission ;
— Un déplacement sur le cercle extérieur dans le sens inverse des aiguilles de la montre. Cela correspond à un déplacement vers la charge le long de la ligne de transmission.

L'abaque permet d'identifier un nombre de paramètres essentiels a la conception et la compréhension de la ligne de transmission. La partie suivante met en avant quelques paramètres utiles dans le cas des à système à micro-ondes.

L'abaque de Smith : Paramètres

On va s'intéresser aux deux (2) grandeurs complexes Z et ρ. On peut ainsi exprimer l'impédance et le coefficient de réflexion comme suit :

$$Z = R + jX \tag{2.2}$$

$$\rho = \rho_r + j\rho_i \tag{2.3}$$

Z Étant l'impédance, et ρ étant le coefficient de réflexion. R et X représentent les parties résistives et réactives de l'impédance, et ρ_r et ρ_i représentent les parties réelles et imaginaires du coefficient de réflexion. Ainsi on peut représenter les deux quantités en coordonnées polaires par module et phase, comme en coordonnées rectangulaires par partie réelle et imaginaire. La figure 2.11 montre les deux représentations pour le coefficient de réflexion.

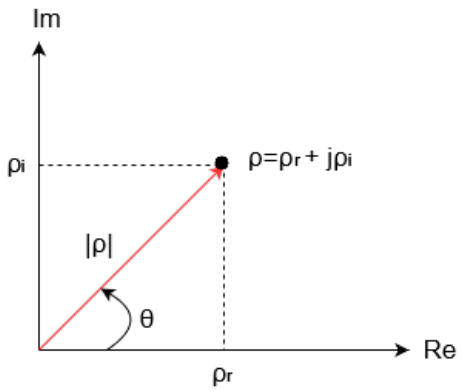

FIGURE 2.11 Représentation rectangulaire et polaire du coefficient de réflexion ρ

Le plan complexe doit s'étendre entre 2 bornes différentes pour les quantités physiques. Pour l'impédance, il faut balayer de -∞ a +∞ dans les parties réelles et imaginaires. Alors que pour le coefficient de réflexion, les valeurs possibles doivent être entre -1 et +1 dans les parties réelle et imaginaire.

Un autre avantage de l'abaque, c'est qu'il permet de représenter les paramètres de dispersion, appeler aussi les paramètres S. Cela permet de caractériser directement les réponses des matériaux à plusieurs ports et les prendre en comptes avec toutes les considérations de la ligne de transmission. Les paramètres de dispersion seront détaillés par la suite dans ce

chapitre.

Pour tout ce qui suit, on nommera l'impédance de la source Z_s, l'impédance de la ligne Z_0 et l'impédance de la charge Z_l. On va considérer également que l'impédance de référence est égale à l'impédance caractéristique de la ligne Z_0. On nommera également la longueur d'onde λ.

Un transfert d'énergie maximal suppose une égalité entre Z_0 et Z_l [54]. L'impédance Z_0 étant l'impédance caractéristique de la ligne, est située au milieu de l'abaque.

L'abaque de Smith : Propriétés

L'adaptation d'impédance passe par ajouter des composants capacitifs ou inductifs à la ligne de transmission. Cette partie introduit l'effet induit par ces composants dans la représentation d'impédance sur l'abaque de Smith.

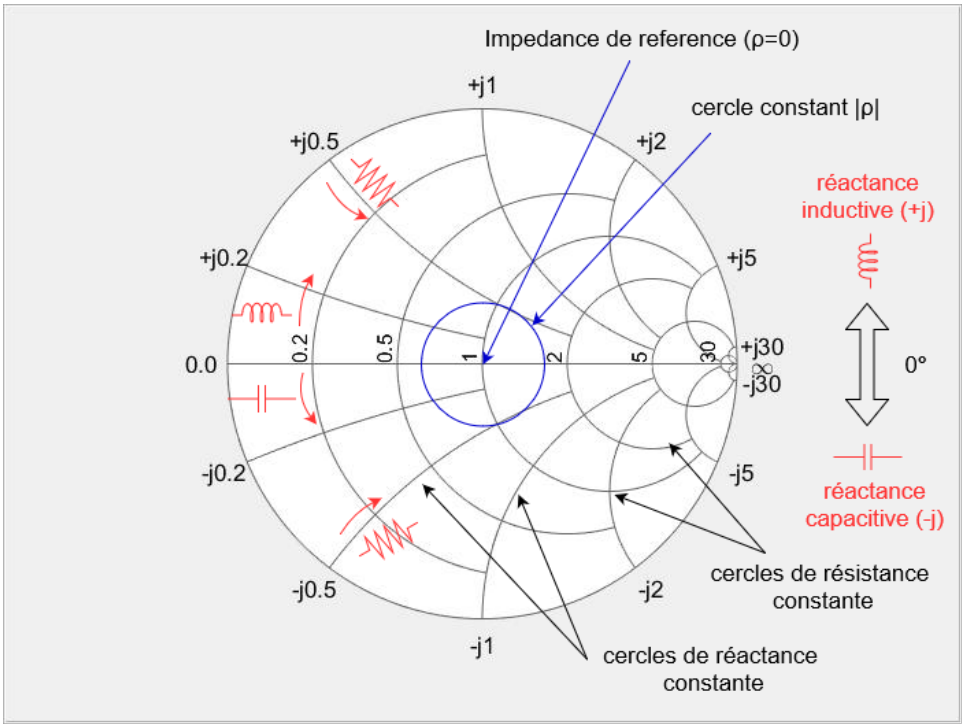

FIGURE 2.12 Représentation des effets capacitifs et inductifs sur l'abaque de Smith

— Un tour complet sur l'abaque de Smith représente un équivalent de longueur dans la ligne de $\lambda/4$;
— La moitié inférieure de l'abaque caractérise une réactance capacitive et la moitié supérieure de l'abaque caractérise une réactance inductive ;

— Si une quelconque admittance de charge est combinée avec un composant inductif, la représentation sur l'abaque se voit déplacer dans le sens inverse des aiguilles d'une montre sur les cercles de résistances constantes. ;
— Si une quelconque admittance de charge est combinée avec un composant capacitif, la représentation sur l'abaque se voit déplacer dans le sens des aiguilles d'une montre sur les cercles de résistances constantes.

Dans le contexte des systèmes à micro-ondes, l'abaque de Smith servira à représenter et mieux comprendre la réflexion vue du côté du magnétron, et aidera à concevoir et mieux contrôler le triple accordeur électromagnétique [55].

2.3.2 Les paramètres S

Les paramètres de dispersion sont utilisés pour mesurer les réseaux dans le domaine de la radiofréquence [56, 57]. Un réseau est tout système qui a un seul port ou plus. Chaque port peut absorber, passer ou réfléchir l'énergie. Un exemple de ces systèmes serait les antennes, les filtres, les amplificateurs ou encore les mixeurs ou les coupleurs directionnels. L'analyse de ces systèmes passe par envoyer de l'énergie dans un port, et puis la mesurer dans les autres ports, le port source en fait partie. Généralement, on envoie qu'un seul signal dans un port à la fois, et la mesure s'effectue sur un intervalle de fréquence, celui du fonctionnement du système dans la plupart des cas.

La mesure s'effectue souvent par un analyseur vectoriel de réseau appelé VNA. Le fonctionnement de cet instrument et son utilisation sera détaillé dans le Chapitre 5. Ainsi, la mesure se voit représentée par des quantités qu'on appelle les paramètres de dispersion ou les paramètres S. La lettre S signifie "Scattering" en anglais. Ces paramètres offrent plus de commodité à traiter les systèmes RF, et simplifient la compréhension et la caractérisation des comportements des réseaux.

Chaque paramètre commence par la lettre S, et suivi d'une paire de chiffres qui précise le sens d'énergie par rapport aux ports que le système possède. Le premier chiffre mentionne le port de sortie de l'énergie, alors que le deuxième signifie le port d'entrée de l'énergie. Ainsi, pour un système à 2 ports, on obtient 4 paramètres de dispersion modélisant tous les sens d'énergie entre les deux ports. Ces paramètres donnent une idée sur la mesure de la puissance absorbée,transmise et réfléchie dans chacun des ports [57].

Les paramètres de dispersion sont des paramètres complexes, et donc décrits par un module et une phase. Les paramètres qui décrivent la réflexion peuvent être représentés sur l'abaque de Smith. Cela permet de voir intuitivement le comportement fréquentiel d'un réseau, et

facilite la conception des systèmes d'adaptation d'impédance, tel est le cas pour le triple accordeur électromagnétique.

Les paramètres S : Réseau à 2 ports

Dans ce travail, le triple accordeur électromagnétique est un réseau à deux ports.d'un point de vue électrique, ce réseau peut être modélisé comme l'illustre la Figure 2.13.

Dans cette perspective, on considère le réseau, ou plus souvent appeler le dispositif à tester (DUT) comme une boîte noire. Cela veut dire que la composition et le fonctionnement interne du triple accordeur électromagnétique n'a pas autant d'intérêt que sa réponse au niveau de ses 2 ports. C'est cette réponse qui permettra de le caractériser et mieux comprendre son fonctionnement d'un point de vu de transmission, d'absorption et de réflexion.

Dans tout ce qui suit, on va considérer que l'impédance de référence est égale à l'impédance caractéristique de la ligne Z_0.

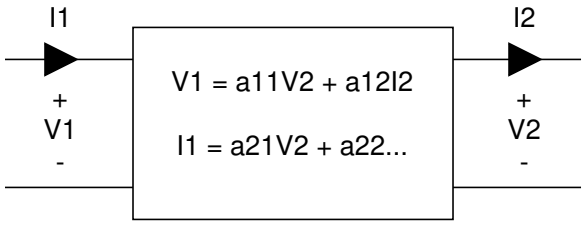

FIGURE 2.13 Réseau à 2 ports (DUT)

Par convention, chaque port est représenté par deux nœuds. Ces deux nœuds représentent la superposition de deux ondes qui se propagent dans des directions opposées dans chacun des ports. C'est ainsi que la quantité a_i représente l'onde incidente au port i, et la variable b_j représente l'onde réfléchie au port j.

Le module des quantités a_i et b_j représente des variables de type tension normalisées. C'est pourquoi ces quantités modélisent également les puissances incidentes et réfléchies, puisque le carré de ces modules est égal au niveau de puissance de l'onde [57].

Comme mentionne précédemment, la notation des paramètres de dispersion suit la forme suivante : $S_{\text{port de sortie,port d'entrée}}$. Ainsi, pour le triple accordeur électromagnétique, S_{21} par exemple désigne la réponse au port 2 excitée par un signal du port 1.

Nous pouvons définir les quatre paramètres S du triple accordeur électromagnétique comme suit :

$$S_{11} = b_1/a_1 \tag{2.4}$$

$$S_{12} = b_1/a_2 \tag{2.5}$$

$$S_{21} = b_2/a_1 \tag{2.6}$$

$$S_{22} = b_2/a_2 \tag{2.7}$$

Ce sont les valeurs de S_{11} et S_{21} qui modélisent la réflexion et l'absorption, et qui seront le plus étudiées pour le problème d'adaptation d'impédance. On peut maintenant modéliser le triple accordeur électromagnétique par une représentation algébrique matricielle des paramètres S, comme le montre la Figure 2.14.

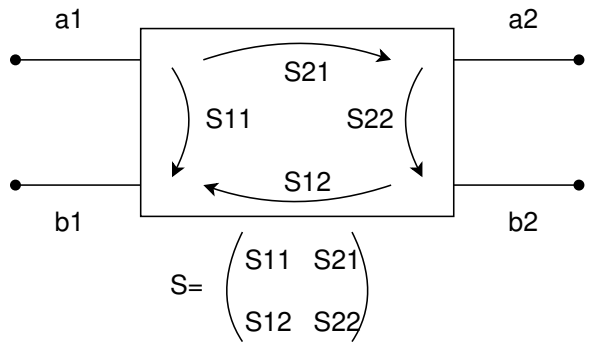

FIGURE 2.14 Représentation matricielle d'un réseau à 2 ports

Les paramètres S : La réflexion

L'adaptation d'impédance peut être analysée par les paramètres S. Souvent on associe S_{11} au coefficient de réflexion ρ. Un port adapté possède un coefficient de réflexion égal à zéro. Un réseau est adapté quand tous les ports possèdent des coefficients de réflexion égaux à zéro. Ceci se traduit par l'équation en S suivante :

$$\forall i, j \; S_{ij} = 0 \tag{2.8}$$

Si ρ égale à zéro, cela signifie qu'il n'y a pas d'onde réfléchie au noeud b_j au niveau de ce port. Cela veut dire également que l'impédance d'entrée Z_{in} au niveau du port a la même valeur que l'impédance de référence ou caractéristique du port Z_{0i}.

En pratique, il est presque impossible de faire une correspondre parfaite. C'est pourquoi on cherche à maintenir les réflexions en dessous d'une certaine limite, en fonction de l'application du système. Généralement, on peut considérer les limites typiques suivantes pour le paramètre S_{11} :

— $S_{11} \leq -20dB$: Cela signifie qu'il existe 1% de puissance réfléchie ;
— $S_{11} \leq -10dB$, Cela signifie qu'il existe 10% de puissance réfléchie ;
— $S_{11} \leq -6dB$, Cela signifie qu'il existe 25% de puissance réfléchie.

Dans le contexte de la pyrolyse, une réflexion de moins de 10% est souhaitable.

Deux autres cas de figure sont importants quand on travaille avec S_{11} : Une charge ouverte et une charge court-circuitée.

Quand un port est terminé par un circuit ouvert, on pourra écrire que :

$$\forall i, j \; S_{ij} = 1 \tag{2.9}$$

Et quand un port est terminé par un court-circuit, on pourra écrire que :

$$\forall i, j \; S_{ij} = -1 \tag{2.10}$$

Comme guise de conclusion, on considère ainsi dans le cadre de notre système à micro-ondes, que le coefficient S_{11} représente la réflexion l'entrée du système, et que le coefficient S_{21} représente la transmission de l'entrée vers la sortie. Ces 2 grandeurs permettent de bien caractériser la réponse de la charge et d'établir par la suite une logique d'adaptation adéquate.

En conclusion, dans le cadre de ce travail, on va considère le coefficients S_{11} pour représenter la réflexion à l'entrée du système, et le coefficient S_{21} pour représenter la transmission à travers le système. Ces deux quantités vont nous permettre de caractériser la réponse de la charge et du triple accordeur électromagnétique pour concevoir une logique d'adaptation appropriée.

2.3.3 Le coefficient de réflexion

Outre les paramètres S, on compte le coefficient de réflexion comme paramètre important pour mesurer la réflexion d'un système. La diversité des paramètres de mesure est essentielle pour diagnostiquer l'efficacité des systèmes RF. L'analyse des caractéristiques des lignes de transmission et des différents paramètres de mesures a été réalisée par [58].

Le coefficient de réflexion est défini comme étant la valeur qui quantifie la quantité d'ondes réfléchies par un saut d'impédance dans la ligne de transmission. Analytiquement, il est égal au rapport des amplitudes des ondes réfléchies et incidentes comme le montre l'équation suivante.

$$\rho = E_{réfléchie}/E_{incidente} \tag{2.11}$$

Le coefficient ρ est un nombre complexe. Sa représentation polaire s'exprime par :

$$\rho = |\rho|e^{j\theta} \tag{2.12}$$

Le module $|\rho|$ représente le rapport des amplitudes entre les ondes réfléchies et incidentes. La phase θ représente la différence de phase entre l'onde réfléchie et l'onde incidente.

Il est également possible d'exprimer le coefficient de réflexion en fonction des impédances de charge et de ligne comme suit :

$$\rho = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \tag{2.13}$$

De manière similaire aux paramètres S, on peut exprimer le coefficient de réflexion en fonction des puissances incidentes et réfléchies comme suit :

$$\rho = \sqrt{\frac{P_r}{P_i}} \tag{2.14}$$

Notons bien que la différence est subtile entre S_{11} et ρ. Les 2 quantités expriment la même chose et sont synonymes dans la plupart des cas. On peut considérer que le coefficient de réflexion de la ligne de transmission comme la moyenne de S_{11} pour une ligne de transmission courte.

Le coefficient ρ varie entre -1 pour une charge en court-circuit à +1 pour une charge ouverte. La valeur 0 signifie une charge adaptée.

2.3.4 Le taux d'onde stationnaire : vswr

Le rapport d'ondes stationnaires de tension, appelé le *vswr*, est la valeur qui caractérise les ondes stationnaires de tension formées dans les lignes de transmission. Le *vswr* est un paramètre important dans les systèmes où l'onde stationnaire est indésirable ou incontrôlable. Avant d'introduire ce paramètre, il est important de comprendre la notion d'onde stationnaire.

L'onde stationnaire

Dans les systèmes désadaptés, l'onde stationnaire est caractérisée par l'interférence des ondes incidentes et réfléchies. Ce phénomène est considéré comme un modèle vibratoire créé qu'à certaines fréquences vibratoires. Le mot stationnaire décrit le fait qu'un point particulier du milieu semble stationnaire [59].

Dans un guide d'onde désadaptée fonctionnant dans le mode fondamental TE_{10}, l'interférence des ondes incidentes et réfléchies forme un troisième type d'onde dite stationnaire. Dans certains points, les deux ondes incidentes et réfléchies sont en phase, et donc s'additionnent pour produire une tension maximale . En d'autres points, les deux ondes sont en opposition de phase, et donc se soustraient pour produire une tension minimale. Ce profil produit une onde stationnaire, de telle sorte que la différence entre les valeurs maximales et minimales augmente en fonction de la désadaptation de l'impédance de charge Z_l avec l'impédance caractéristique de la ligne Z_0. Dans le cas particulier où les impédances sont les mêmes, le système est adapté et il n'y a pas d'onde stationnaire.

Ainsi, l'allure de l'onde stationnaire dépend du niveau de la désadaptation du système. On note les séquences de minima, des nœuds, et les séquences de maxima, des ventres.

La Figure 2.15 montre la forme de l'onde stationnaire dans le cas d'une charge terminée par un circuit ouvert. Non seulement la tension est maximale au niveau de la charge à la fin de la ligne, mais elle est maximale aussi tous les $\lambda/2$ respectivement. Ces points correspondent à des courts-circuits le long de la ligne de transmission. On remarque également que les noeuds sont quasiment nuls.

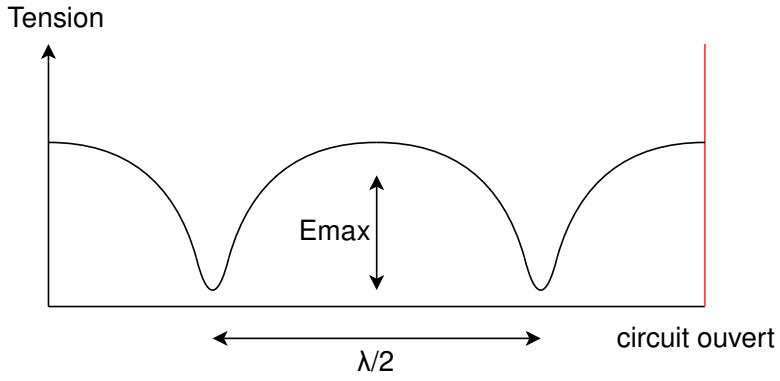

FIGURE 2.15 L'onde stationnaire pour $Z_l = +\infty$

La Figure 2.16 montre l'allure de l'onde stationnaire dans le cas d'une charge terminée par un court-circuit. Les conclusions sont identiques au cas précédent. Les ventres sont plus marqués, et les nœuds sont quasiment nuls.

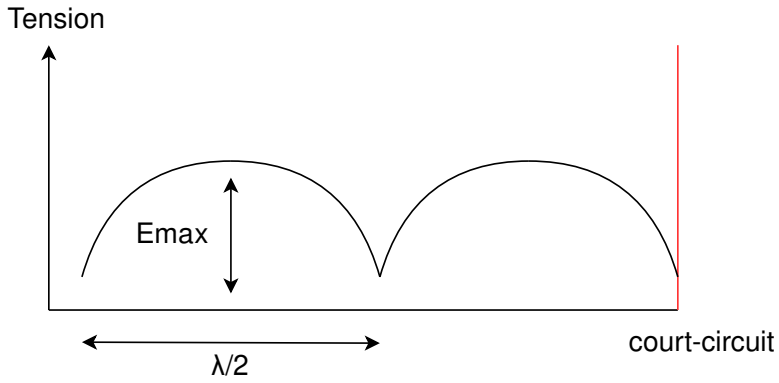

FIGURE 2.16 L'onde stationnaire pour $Z_l = 0$

La Figure 2.17 montre l'allure de l'onde stationnaire dans le cas d'un système adapté. L'amplitude de la tension est constante. En effet, il y a que l'onde incidente qui se propage et il ne peut donc pas y avoir d'interférence.

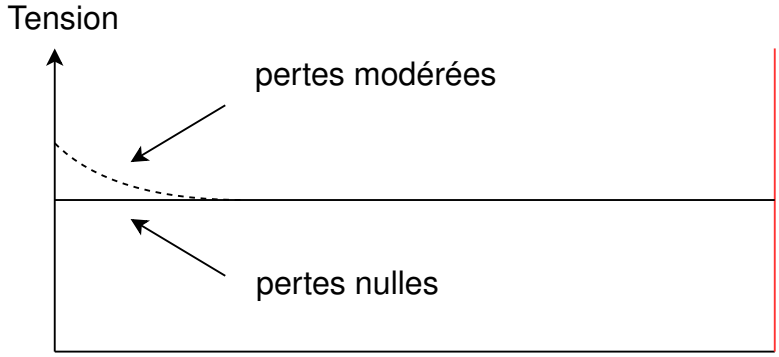

FIGURE 2.17 L'onde stationnaire pour $Z_l = Z_0$

Le taux d'onde stationnaire *vswr* est défini ainsi comme le rapport des champs électriques maximal et minimal de l'onde stationnaire. On peut l'exprimer comme suit :

$$vswr = TOS = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{|E_i| + |E_r}{|E_i| - |E_r} \tag{2.15}$$

À l'instar des paramètres S et du coefficient de réflexion, on peut exprimer le *vswr* en d'autres manières :

$$vswr = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \tag{2.16}$$

Le *vswr* quantifie ainsi la réflexion. Sa valeur varie entre l'unité et l'infini. On peut résumer

l'interprétation du $vswr$ comme suit :

- $vswr \gg 1$: Ce cas signifie que le taux de réflexion est important. L'onde est très stationnaire suite à la grande différence entre l'amplitude maximale et l'amplitude minimale de la tension. Cela revient à l'écart élevé entre les impédances de charge et de ligne ;
- $vswr \approx 1$: Ce cas signifie que l'onde stationnaire est presque inexistante. Le système est adapté.

Notons bien la différence entre ρ et le $vswr$. Le coefficient de réflexion est un nombre qui quantifie le niveau de la réflexion de l'onde incidente, tandis que le $vswr$ examine le rapport des niveaux de tension ou de courant maximal et minimal dans la ligne de transmission, provenant de la puissance incidente et réfléchie à la fois.

2.4 Méthodes de mesure

Il est important de savoir mesurer tous les paramètres introduits dans les sections précédentes. Il existe différentes techniques qui dépendent de plusieurs paramètres et aspects comme les valeurs de l'impédance de la charge, la compacité, l'intégration, la synchronisation avec le système de contrôle et le coût.

Cette section introduit les principales méthodes expérimentales utilisées pour évaluer les paramètres caractérisant la réflexion d'ondes.

2.4.1 Coupleurs directionnels

L'utilisation des coupleurs directionnels s'avère être l'une des solutions les plus utilisées pour la mesure des signaux incidents et réfléchis. L'évaluation consiste à connecter deux wattmètres à impulsions à grande vitesse aux deux ports d'un coupleur bidirectionnel (DCD) attaché au système, ou d'utiliser un analyseur de spectre (SA) pour caractériser la différence entre les deux signaux [60]. Cette méthode permet à la tension de sortie de chaque détecteur de puissance d'être envoyée directement au contrôleur. Notons bien que cette méthode est limitée au calcul de l'amplitude du coefficient de réflexion. Elle nécessite un équipement coûteux et n'est pas largement utilisée pour une utilisation continue à long terme. La Figure 2.18 montre un schéma de la configuration expérimentale possible pour la mesure.

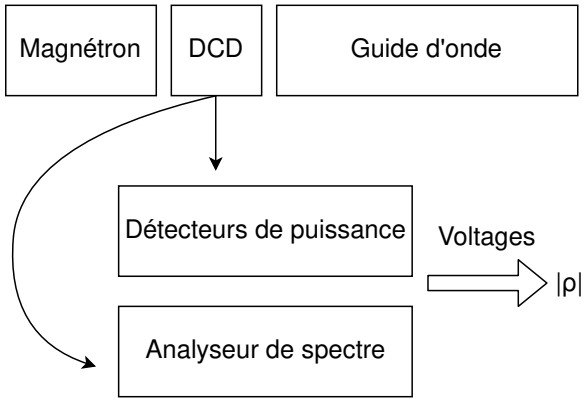

FIGURE 2.18 Dispositif expérimental de mesure du module du coefficient de réflexion par un coupleur directionnel

2.4.2 Sondes électromagnétiques

L'utilisation des sondes électromagnétiques est une méthode également très utilisée dans la mesure des paramètres électriques d'une ligne de transmission .L'insertion d'une sonde de champ électrique dans le guide d'onde permet de détecter la relation entre les signaux incidents et les signaux réfléchis à travers les champs électriques [61]. Les sondes effectuent la mesure grâce à leurs détecteurs de puissance. Cela permet également de déduire d'autres paramètres comme le $vswr$. Contrairement à la première méthode, l'information de mesure est plus complète puisqu'on peut évaluer la phase des signaux. Cependant, les sondes ajoutent des interférences aux systèmes, et mènent souvent à des erreurs de calcul. Il est également pas toujours facile d'insérer les sondes dans tout type de système, a ce que cela nécessite de modifier le matériel. En somme, l'utilisation des sondes de champ électrique suppose un espace de $\lambda/8$ entre chaque sonde dans la direction longitudinale de la ligne de transmission, en choisissant l'insertion optimale pour minimiser les interférences. La Figure 2.19 montre schématiquement la configuration de test créée pour cette méthode.

2.4.3 Démodulation des signaux incidents et réfléchis

La troisième technique est basée sur la démodulation des signaux incidents et réfléchis en phase et quadrature (IQ).En effet, les signaux sont convertis en bande de base et séparés chacun en deux composantes (I et Q) [62]. Le coefficient de réflexion ρ est donc calculé à partir des quatre valeurs de la bande de base I et Q correspondant aux ondes incidentes et réfléchies. Grâce au traitement du signal en bande de base, il n'est pas nécessaire de recourir à aucune méthode de calcul. La mise en œuvre de cette technique de mesure implique une variété de modules matériels et d'éléments de guide d'ondes, ce qui rend son utilisation plutôt

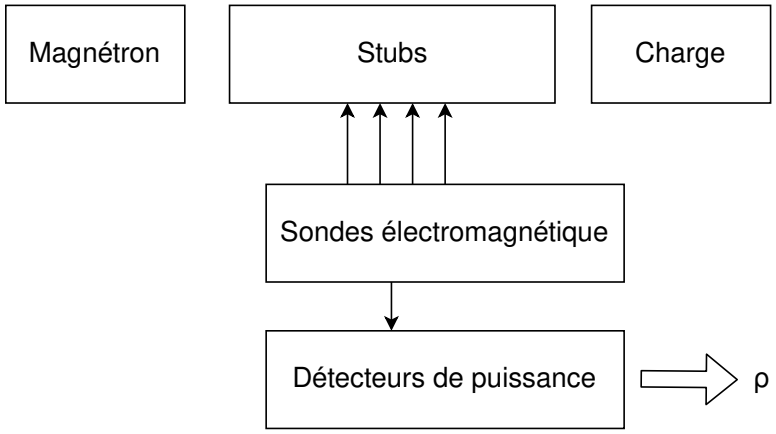

FIGURE 2.19 Dispositif expérimental de mesure du coefficient de réflexion par des sondes électromagnétiques

compliquée. Il existe encore le problème d'ambiguïté de phase décrit dans la Figure 2.20. Cela rend le calcul du module plus précis que le calcul de la phase.

Il est intéressant de noter qu'une version améliorée de cette technique a été proposée. Elle consiste à utiliser les coupleurs bidirectionnels [62] : les signaux d'entrée et réfléchis sont séparés et envoyés à deux circuits d'amplification et de détection de phase. La différence avec la version de base consiste dans la plage de phase qu'ils couvrent. Elle s'étend de 0 à 180, contrairement aux démodulateurs IQ qui couvrent de 0 à 360, nécessitant l'utilisation de deux circuits au lieu d'un seul. En fait, le signal d'entrée est identique dans les deux circuits, mais le signal réfléchi est décalé dans un circuit. Par conséquent, nous pouvons résoudre l'ambiguïté de phase présente dans la version de base de cette technique.

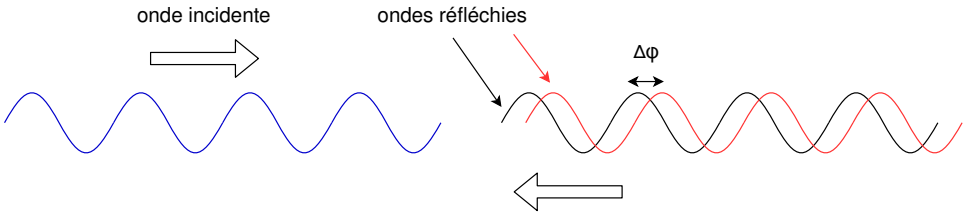

FIGURE 2.20 Problème d'ambiguïté de phase dans la méthode de démodulation

2.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté les principaux composants du système et leur fonctionnement. Chaque composant peut avoir un rôle essentiel dans la réflexion d'onde et possède le potentiel d'agir comme actionneur pour le contrôle des ondes. Le chapitre a également introduit les para-

mètres qui permettent de mesurer et d'évaluer la réflexion d'onde. Le coefficient de réflexion ρ et le paramètre S_{11} figurent parmi les quantités essentielles pour mesurer le niveau de réflexion, tandis que le *vswr* donne une idée sur l'onde stationnaire qui en résulte. Ce chapitre a également introduit l'abaque de Smith. Cet outil graphique permet de mieux visualiser et comprendre les soucis des lignes de transmissions. Enfin, le chapitre a introduit quelques instruments de mesure qui permettent d'évaluer les quantités physiques discutées.

Le chapitre suivant présentera l'état d'art pour le problème de la réflexion d'ondes au niveau de chaque partie du système.

CHAPITRE 3 REVUE DE LITTÉRATURE

3.1 Mise en contexte

Ce chapitre se présente comme un survol de la littérature des travaux réalisés au niveau du contrôle de la réflexion. D'abord, les micro-ondes au sens large seront présentés. Ensuite, les travaux réalisés au niveau de chaque composant seront présentés. Chaque partie introduit les techniques et les solutions proposées pour améliorer la transmission d'énergie.

Avant d'entamer chacune des parties, un survol sur la théorie des micro-ondes, leurs mécanismes de chauffage et leurs avantages seront présentés.

3.2 Micro-ondes

Les micro-ondes sont des ondes électromagnétiques d'un spectre spécifique. Comme tout champ électromagnétique, elles présentent des oscillations de champs électriques et magnétiques [19]. Cette oscillation peut être observée en suivant l'amplitude de l'onde sur une plage spécifique. Généralement, la fréquence des micro-ondes se situe entre 300 MHz et 300 GHz. La Figure 3.1 montre la schématisation du champ électrique des micro-ondes.

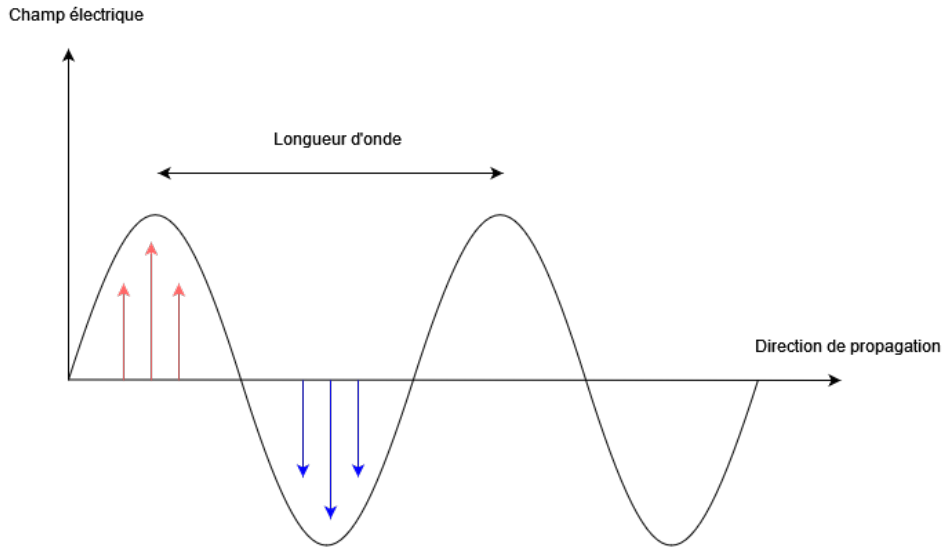

FIGURE 3.1 Schématisation du champ électrique des micro-ondes.

Les fréquences adaptées pour les milieux industriels sont 915MHz et 2.45GHz [19]. Les autres

fréquences sont utilisées dans d'autres domaines tels que le domaine militaire, médical ou spatial. L'utilisation des micro-ondes dans le génie chimique a révolutionné le domaine, et s'est vue appliquée à un nombre de procédés avec moins d'impact sur l'environnement et les humains [63].

Pour la pyrolyse, la fréquence utilisée est 2.45GHz. Cela correspond à une longueur d'onde λ_0 qui vaut :

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = 12.23cm \tag{3.1}$$

3.2.1 Chauffage par micro-ondes

Les micro-ondes agissent sur les matériaux d'une façon à permettre de convertir l'énergie électromagnétique en une énergie thermique. Puisque le champ électromagnétique des micro-ondes possède deux composantes, chacun des deux interagit d'une façon différente avec la matière et permet le générer la chaleur grâce à différents mécanismes qui dépendent des propriétés du champ et des caractéristiques de la matière [64].

Ainsi, on distingue deux types de chauffages. Un chauffage électrique et un chauffage magnétique. Pour le chauffage dû au champ magnétique, il a été peu abordé dans la littérature. Il a été rapporté que le chauffage magnétique a plus d'avantages sur le chauffage électrique pour quelques matériaux et type d'applications [65–67]. À ce jour, l'efficacité du champ magnétique sur le champ électrique revient principalement aux mécanismes et phénomènes de pertes par courants de Foucault [66, 68], les pertes par hystérésis [69, 70] et les pertes par résonance magnétique [71, 72]. Le chauffage magnétique suscite davantage l'intérêt des chercheurs et s'est vu de plus en plus étudié.

L'autre type de chauffage est le chauffage électrique. Ce chauffage est du principalement aux pertes diélectriques dues à l'interaction avec la matière. En fait, la matière interagit à un niveau moléculaire avec le champ électromagnétique grâce aux phénomènes de polarisation [19]. La polarisation signifie qu'un dipôle essaiera de s'aligner parallèlement par rotation avec le champ qui lui est appliquée.

On distingue de types de polarisation moléculaire pour le champ électrique : la polarisation dipolaire et électronique [3, 73]. La polarisation dipolaire s'effectue quand les molécules ont un dipôle permanent. Aussitôt qu'un champ électrique est appliqué, les molécules essayent de s'aligner avec le champ. Ce phénomène induit un déphasage de réponse quand le champ est à haute fréquence. L'effort de l'alignement et la friction entre les dipôles excités dissipent de l'énergie ce qui permet de générer la chaleur. Pour la polarisation électronique, il en résulte

une redistribution de charge. Les déplacements des électrons et des charges pour s'aligner créent des courants électriques. Ces courants induisent le chauffage grâce aux résistances causées par les collisions avec les autres molécules et charges. Dans les deux cas, c'est l'effort de l'alignement et la friction causée par les collisions entre les dipôles qui génèrent la chaleur. Les deux mécanismes sont souvent inséparables et sont les deux responsables du chauffage.

Le chauffage est qualifié de volumétrique, puisque la chaleur est générée à partir du volume de la matière [74,75]. Ceci permet de chauffer la matière de l'intérieur vers l'extérieur, évitant ainsi de chauffer le milieu pour transmettre l'énergie. La Figure 3.2 schématise le chauffage volumétrique de l'intérieur vers l'extérieur de la matière sous effet des micro-ondes.

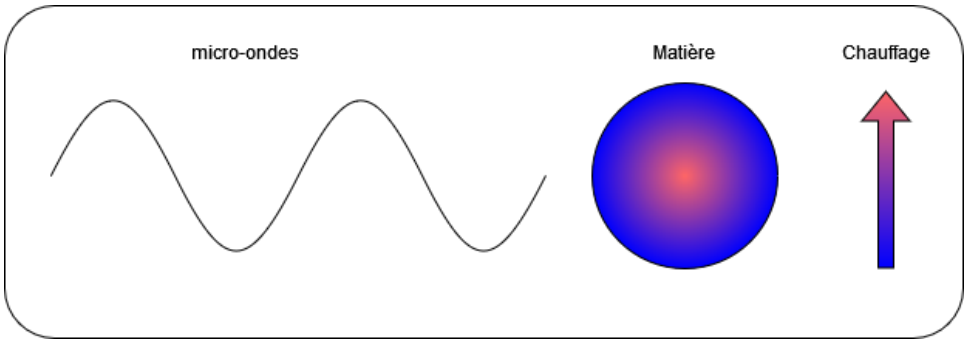

FIGURE 3.2 Schématisation du chauffage volumétrique des micro-ondes sur la matière.

3.2.2 Avantages et applications

L'application des micro-ondes présente plusieurs avantages par rapport au chauffage conventionnel [3, 16, 73, 76]. On peut les résumer comme suit :

- Un chauffage sélectif ;
- Un chauffage rapide ;
- Un chauffage sans contact ;
- Un chauffage volumétrique ;
- Une technologie contrôlable ;
- Une technologie réduite en termes d'équipements ;

Vu ces avantages, les micro-ondes sont appliquées dans plusieurs domaines physiques et chimiques ces dernières années [77–82] : les processus de séchage, le traitement par plasma, les processus de pyrolyse, le traitement des déchets, le traitement des matières contaminées, la préparation de matériaux, la caractérisation des matériaux et de nombreux autres domaines.

3.2.3 Propriétés et paramètres diélectriques

Il existe un nombre de paramètres qui sont importants à prendre en considération dans le chauffage par micro-ondes. Ils permettent de caractériser la réponse de la matière au champ électromagnétique et de décrire le potentiel d'absorption. Elles interviennent dans plusieurs domaines comme les semi-conducteurs et l'optique.

La permittivité électrique complexe ϵ^* et la quantité physique qui caractérise le potentiel d'un matériau diélectrique à absorber l'énergie électrique [83]. Elle est composée de deux constantes : la constante diélectrique $\epsilon^{'}$ aussi appelé la constante diélectrique relative, et le facteur de pertes diélectriques $\epsilon^{''}$ aussi appelée le facteur de pertes relatives. La permittivité complexe s'écrit donc comme suit :

$$\epsilon^* = \epsilon^{'} - j\epsilon^{''} \tag{3.2}$$

La partie imaginaire est liée à l'absorption du champ électromagnétique par le matériau. Elle mesure l'efficacité du matériau à convertir le rayonnement en énergie thermique. Alors que la partie réelle représente la capacité du matériau à emmagasiner l'énergie électromagnétique.

D'une façon similaire, on peut définir la perméabilité complexe μ^* pour le champ magnétique. Sa partie réelle $\mu^{'}$ mesure la capacité du matériau à accumuler l'énergie magnétique, et sa partie imaginaire $\mu^{''}$ mesure l'efficacité à convertir cette énergie emmagasinée en chaleur. On écrit ainsi la perméabilité complexe comme suit :

$$\mu^* = \mu^{'} - j\mu^{''} \tag{3.3}$$

On définit la permittivité complexe et la perméabilité complexe du vide comme étant les constantes de références. Cela revient à ce que le vide est un milieu linéaire, isotrope et homogène avec une réponse instantanée. Ainsi on nomme ϵ_0 et μ_0 les deux constantes diélectriques de références, ayant les valeurs suivantes :

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} \times 10^{-9} \tag{3.4}$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \tag{3.5}$$

Les 2 constantes diélectriques de références sont liées par la vitesse de la lumière c comme suit :

$$c = \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \tag{3.6}$$

Ainsi, on définit les permittivités et perméabilités relatives en fonction des constantes de références. Chacune se compose d'une constante diélectrique relative $\epsilon_r^{'}$ et $\mu_r^{'}$ et d'un facteur de pertes relatives $\epsilon_r^{''}$ et $\mu_r^{''}$. On pourra écrire ainsi :

$$\epsilon^* = \epsilon_0 \epsilon_r = \epsilon_0 (\epsilon_r^{'} - j\epsilon_r^{''}) \tag{3.7}$$

$$\mu^* = \mu_0 \mu_r = \mu_0 (\mu_r^{'} - j\mu_r^{''}) \tag{3.8}$$

Une autre constante permet de représenter à la fois les deux parties de la permittivité complexe est le facteur de dissipation. Il représente donc une quantité permettant d'évaluer simultanément l'habilite du matériau à emmagasiner l'énergie et la convertir en chaleur. Plus le facteur de dissipation est élevé, plus le matériau est convenable pour être récepteur du champ électrique. L'expression du facteur de dissipation est la suivante :

$$\tan \epsilon = \frac{\epsilon^{''}}{\epsilon^{'}} \tag{3.9}$$

La distance de pénétration est également un autre paramètre qui caractérise la distance jusqu'à laquelle l'onde pénètre la matière. Elle définit étant comme la distance de la surface du matériau jusqu'à l'emplacement où la force du champ se réduit d'un facteur de e^{-1}=0.368 de sa valeur à la surface [83]. On définit ainsi la distance de pénétration $d(m)$ en mètre comme suit :

$$d = \left(2\pi f \sqrt{\frac{\epsilon_0 \mu_0 \epsilon^{'} \mu^{'}}{2} \left(\sqrt{1 + (\frac{\epsilon^{''}}{\epsilon^{'}})^2} - 1 \right)} \right)^{-1} \tag{3.10}$$

À une fréquence fixe, si le matériau est un excellent absorbeur, ses facteurs de pertes sont élevés et sa distance de pénétration est faible. Ceci signifie qu'un matériau transparent aux ondes possède des facteurs de pertes faibles et une grande distance de pénétration.

Toutes ces constantes varient en fonction de chaque matériau, de la température du milieu, de la fréquence des ondes et de l'état physique et la phase du matériau [19]. Pour la pyrolyse du polystyrène, le récepteur micro-ondes utilisé est le carbure de silicium. Le tableau 3.1 liste les propriétés diélectriques du carbure de silicium et du polystyrène à la fréquence de

2.45GHz et à la température ambiante de 20°.

Tableau 3.1 Propriétés diélectriques du PS et du SiC

Matériaux	$\epsilon^{'}$	ϵ''	$\tan\epsilon$	d
Polystyrène (PS)	2.55	0.0008	0.00031	77.74
Carbure de silicium (SiC)	30	11	0.3667	0.0194

On remarque ainsi que le polystyrène est transparent aux micro-ondes alors que le carbure de silicium en est un absorbant. La différence entre les valeurs des facteurs de dissipation des 2 matériaux se manifeste au niveau de leurs distances de pénétration.

Comme l'interaction avec les micro-ondes dans le cadre de la pyrolyse du polystyrène se réduit au champ électrique, les effets magnétiques seront négligés dans tout ce travail. Cela se traduit par les 2 équations suivantes :

$$\mu_r^{''} = 0 \tag{3.11}$$

$$\mu_r^{'} = 1 \tag{3.12}$$

Ainsi, on peut écrire que :

$$\mu^* = \mu^{'} = \mu_0 \mu_r^{'} = \mu_0 \tag{3.13}$$

Comme mentionne au début de ce chapitre, les procédés industriels utilisant les micro-ondes sont disponibles dans les deux fréquences de 915 MHz et de 2,45 GHz. Les micro-ondes de 915 MHz ont l'avantage d'avoir d'une profondeur de pénétration plus élevé que celles de 2,45 GHz. Cependant, c'est la fréquence de 2,45 GHz qui est de plus en plus utilisée dans le chauffage par micro-ondes. Ceci revient au fait que les micro-ondes domestiques peuvent aussi être modifiés pour des applications de chauffage, rendant cette fréquence plus intéressante d'un point de vue de recherche et développement.

3.3 La source d'énergie

On a vu que le magnétron est l'instrument le plus efficace pour générer les micro-ondes à haute puissance dans l'industrie depuis les dernières décennies. Au 21e siècle, plusieurs travaux ont porté sur l'amélioration de sa performance. Cette partie présente l'état d'art

sur les techniques d'amélioration des magnétrons industriels et les nouvelles perspectives aperçues au niveau de leurs contrôles.

Les magnétrons traditionnels présentent plusieurs défis, principalement en ce qui concerne l'instabilité du fonctionnement et de la fréquence, la dégradation de l'efficacité, le bruit et l'absence du contrôle sur la phase des ondes [84].

D'abord il faut distinguer entre 2 types de magnétrons : les magnétrons qui fonctionnent en mode continu (CW), et les magnétrons qui fonctionnent en mode pulsé. Un magnétron CW consiste en une onde continue avec une amplitude et une fréquence constantes. Généralement c'est une onde sinusoïdale qui est utilisée pour les applications industrielles. Un nombre d'autres applications nécessite un mode de fonctionnement avec une puissance utilisant des longueurs d'onde courtes. Ces applications se retrouvent principalement dans le domaine médical, militaire et spatial [85]. Dans ce travail, on s'intéressera au fonctionnement des magnétrons en mode continu (CW).

Les premières améliorations se sont concentrées sur l'amélioration du fonctionnement interne du magnétron. C'est au niveau de la topologie et du fonctionnement de l'anode et de la cathode que les recherches ont été menées depuis les années 1939.

La cathode étant l'élément responsable d'émettre les électrons, travailler sur parfaire sa conception et son fonctionnement signifie l'amélioration de l'efficacité du magnétron et l'augmentation de sa puissance. Il a été démontré que l'utilisation d'une large cathode couverte d'un oxyde augmente considérablement l'efficacité du magnétron [86]. Il a été démontré également que l'utilisation d'un moyen de chauffage non conventionnel et indirect de la cathode permet de mieux gérer la température du magnétron et le rendre plus stable [87]. Cela passe par utiliser une cathode recouverte d'un oxyde et d'une bobine interne qui est chauffée sans contact physique avec la cathode. Ce type de cathode est appelée une cathode froide [87]. La plupart des autres recherches menées dans ce sens se sont concentrées sur l'amélioration du contrôle de la température des cathodes en utilisant différents matériaux et techniques d'émission d'électrons [88, 89].

L'anode étant la partie résonante du système, les recherches se sont focalisées sur la géométrie et la configuration des chambres résonantes [86,90,91]. Les améliorations portent sur l'analyse et le choix des géométries optimales des cavités, sur le couplage de différentes configurations et l'analyse de nouvelles cavités comme les tubes.

Les récentes améliorations se sont focalisées plutôt sur le couplage des magnétrons avec d'autres systèmes et l'intégration de nouveaux composants dans l'architecture pour améliorer le contrôle sur d'autres paramètres du magnétron. Parmi les avancées technologiques réalisées,

on compte les systèmes de verrouillage de phase, l'ajustement de la fréquence des magnétrons, et les circuits de couplage.

Pour atteindre des puissances très élevées pour quelques applications dans l'industrie, la conception d'une source à grande capacité ou le couplage de plusieurs sources avec la même phase sont parmi les approches développées dans la littérature [33,35,92,93]. Les techniques de verrouillage par injection permettent de contrôler la phase et la fréquence des ondes générées par la cavité du magnétron, notamment dans le cas de la cascade de plusieurs magnétrons. Cette technique consiste à injecter un signal de verrouillage externe directement dans le port de sortie du magnétron pour verrouiller le phase et la fréquence des ondes. Ceci permet de synchroniser les deux paramètres et de réduire le bruit et les signaux parasites. L'architecture du circuit de verrouillage le plus utilisé a été développée dans [27]. La Figure 3.3 schématise le fonctionnement de la technique. L'utilisation du circulateur permet de protéger le générateur de signaux de verrouillage de la puissance de sortie du magnétron.

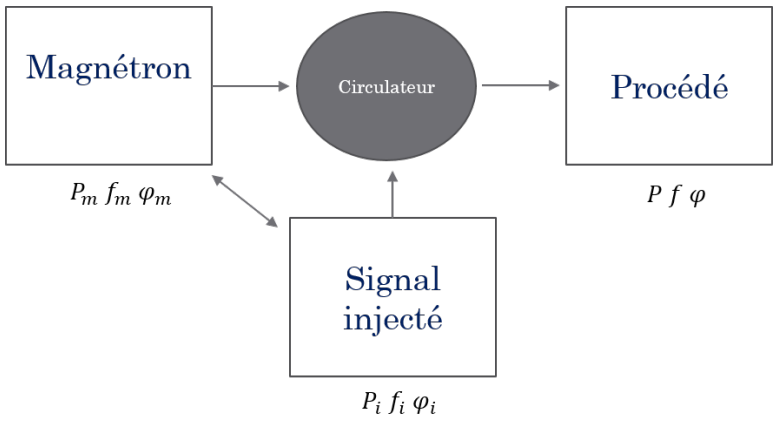

FIGURE 3.3 Technique de verrouillage par injection

Cette technique permet également de contrôler relativement la fréquence et la phase du magnétron sur une bande réduite. Cela permet d'avoir un contrôle sur les 2 paramètres qui pourrait être utile pour le problème de la réflexion d'onde. Le contrôle sur la phase permet de contrôler l'onde stationnaire et améliorer le chauffage en distribuant les points chauds et les points froids selon le profile de température souhaitée par l'application [27, 94]. Alors que le contrôle de la fréquence permet d'améliorer la qualité du chauffage et d'améliorer l'absorption de l'énergie, puisque le spectre de fréquence de résonance de la charge agit comme un filtre passe-bande sur le spectre de fréquence de fonctionnement [27,95]. Ainsi, un contrôle sur une bande étroite de fréquence permettra d'atteindre le mode de résonance en chaque moment de l'évolution du procédé, et introduit une nouvelle manière de s'adapter dynamiquement à la variation des propriétés diélectriques de la charge.

Dans le cadre de la pyrolyse, la réaction suggère différentes fréquences de résonance et différents profils d'ondes stationnaires pendant le temps de réaction. Ainsi, la possibilité de générer différentes fréquences et états de phase pour le processus de chauffage permettra de répartir la puissance de la manière la plus optimale pour chauffer, et de contrôler le modèle de l'onde stationnaire dans le réacteur en contrôlant la cartographie de la température [96]. Cette liberté de contrôle peut donner lieu à différents profils de chauffage, en fonction de l'état de l'application et des besoins dans le temps ce qui peut être implémenté par un algorithme ou une stratégie de chauffage adaptative, actuellement indisponibles avec les magnétrons conventionnels fonctionnant en mode libre.

Potentiellement, l'un des soucis qui empêchent le contrôle efficace de la température a été le manque de contrôle spatial sur le chauffage maximal et minimal. Une distribution hétérogène en température en particulier est nécessaire dans plusieurs applications.

L'objectif du contrôle sur la puissance, la fréquence et la phase est de les adapter à une tâche spécifique, donnant ainsi des millions d'états qui peuvent être intégrés dans des séquences complexes pour chauffer différents matériaux.

3.4 La charge

Prédire et résoudre la distribution du champ électrique dans la cavité à une fréquence spécifique nécessite de caractériser toutes les interactions entre les matériaux diélectriques et la structure de l'applicateur. La connaissance du comportement des paramètres physiques et électriques de la charge dans la cavité fait partie intégrante de la recherche sur le chauffage par micro-ondes et aide dans la conception des applicateurs. Ainsi, il est souvent question de réaliser des modélisations et des analyses exactes au niveau de la cavité pour chaque type de procédés.

Il a été rapporté dans [97] dans que de légers changements dans la hauteur de la cavité modifiaient la distribution du champ électromagnétique et les paramètres de chauffage. Le travail consistait a modéliser et concevoir une cavité micro-ondes à grande échelle pour le chauffage uniforme et efficace du plastique. Les résultats ont montré une amélioration d'efficacité de 22% par rapport aux applicateurs monomode. Dans [98] , Une étude et analyse de l'influence de plusieurs paramètres, comme le volume de la cavité et l'emplacement des matériaux, sur l'efficacité de chauffage ont été menées. Une bonne compréhension de variables est nécessaire pour optimiser le processus de chauffage par micro-ondes.

Un prototype optimisé d'une cavité monomode visant à focaliser davantage l'énergie micro-onde a été développé et analysé par [98]. Les résultats ont montré une efficacité entre 70%

et 95% selon le type de matériau. D'autres études ont porté sur l'utilisation des cavités multimodes excitées par plusieurs ports incidents de micro-ondes [48]. Dans [40], il a été démontré que l'utilisation d'un modèle d'applicateur multimode à double entrée pour coupler deux sources d'énergie dans la chambre de l'applicateur améliore l'uniformité du champ et augmente l'efficacité du chauffage.

D'autres techniques ont permis de mieux gérer la distribution du champ électromagnétique dans les cavités multimodes. La rotation du matériau ou l'utilisation d'un agitateur métallique peut améliorer l'uniformité du champ électrique [64]. Les conditions de résonance de la cavité changent avec la rotation, permettant de focaliser l'énergie dans différents modèles de champ. Dans la même perspective de rendre le chauffage plus uniforme, une technique appelée commutation de mode a été développée [99]. Cette technique permet à plusieurs modes avec des modèles de chauffage complémentaires d'être activés en séquence durant le chauffage. Il y a deux méthodes pour réaliser la commutation de mode : soit en changeant la longueur de la cavité mécaniquement, soit en variant la fréquence des ondes incidentes. Dans le cas de plusieurs ports incidents pour une cavité multimode, la commutation de mode peut être achevée en faisant varier la puissance délivrée à chaque port durant la réaction [48].

La forme rectangulaire est parmi les formes les plus utilisées pour les cavités multimodes [100]. Cela revient à la facilité de fabrication et d'analyse mathématique de cette géométrie [53] [101]. D'autres formes géométriques ont été abordées dans la littérature. Dans [102] , les auteurs ont développé une nouvelle cavité micro-ondes multimode à section hexagonale pour les plastiques renforcés de fibres de carbone. La cavité peut achever un chauffage plus uniforme qu'une cavité rectangulaire.

Les structures d'applicateurs cylindriques à section circulaires ont aussi été largement étudiées dans la littérature [103–105]. Les cavités cylindriques sont également convenables pour la mesure des paramètres diélectriques. Leurs configurations sont relativement simples et sont adaptées pour les processus de chauffage et de séchage. La caractérisation et l'analyse de la cavité cylindrique s'effectuent généralement par la méthode de résonance transversale (TRM) [106].

Quand les applicateurs possèdent des géométries complexes et des structures contenant plusieurs charges diélectriques, l'analyse devient compliquée. Les techniques de calcul électromagnétique par modélisation numérique deviennent un outil important dans ce cas [107]. Elles permettent de modéliser le système et de le rendre plus optimal. La force de ces techniques réside dans le pouvoir de voir ce qui se passe à l'intérieur de la cavité, et d'avoir une idée sur plusieurs paramètres comme l'intensité du champ, la puissance dissipée et le niveau de réflexion. Parmi les méthodes les plus utilisées, on compte le calcul par éléments finis

FDTD [108] et la matrice de lignes de transmission [109]. Ces techniques ont été utilisées dans plusieurs applications de modélisation et conception dans l'industrie [110–112].

On compte aussi l'utilisation des réseaux de neurones comme alternative aux approches traditionnelles dans le domaine du chauffage par micro-ondes [108]. L'apprentissage permet un calcul plus rapide et plus précis pour trouver les fréquences de résonance et permet de bien modéliser et choisir les dimensions de la cavité. Plusieurs architectures de réseaux de neurones ont été adaptées dans ce sens, comme le MLP [108], le HEN [113] et le KBN [114].

3.5 La ligne de transmission

Concernant le guide d'onde, c'est le moyen de transmission par excellence pour les micro-ondes. On rapporte quelques modifications effectuées dans littérature pour avoir plus de flexibilité de propagation pour des applications spécifiques. Dans [115], pour permettre une distribution de température prédéfinie pour des charges spécifiques, un guide d'onde modifié a été adopté en utilisant un nombre discret de fentes d'émission de champ découpées sur le côté large du guide d'onde. Dans [116], les auteurs ont adopté un guide d'onde coaxial pour le chauffage par micro-ondes de substances liquides et de mélanges réactionnels.

Pour le triple accordeur électromagnétique, plusieurs travaux ont été menés pour optimiser son fonctionnement et le contrôler. Dans [117], un système de détection de réflexion utilisant un réflectomètre à 6 ports a été ajouté pour superviser le niveau de la réflexion dans le plan de l'accordeur. Il a été démontré également que le triple accordeur électromagnétique peut suivre une charge à réflexion élevée et dont la phase varie continuellement [118].

Dans la perspective d'adaptation d'impédance, un système de contrôle a été développé par [119] basé sur des calculs de capacité et d'inductance dans l'abaque de Smith. D'autres travaux ont adressé l'utilisation d'algorithmes de recherche comme la recherche de gradient [21] et l'application des réseaux de neurones [120]. Un autre algorithme d'adaptation a été réalisé en utilisant une technique séquentielle de cartographie spatiale agressive [121].

3.6 Conclusion

Ce chapitre a introduit les principaux travaux réalisés dans la littérature pour résoudre le problème de la réflexion d'ondes. Des solutions ont été proposées dans différentes parties du système pour optimiser le fonctionnement du système sur le plan du transfert d'énergie.

Le chapitre suivant présentera le travail de modélisation numérique développé pour simuler le système et proposer un contrôle adapté à la problématique.

CHAPITRE 4 SIMULATION ET ADAPTATION D'IMPÉDANCE

4.1 Mise en contexte

Ce chapitre présente le travail de modélisation effectuée pour le système de la pyrolyse par micro-ondes. Les simulations menées ont permis de comprendre davantage le système d'un point de vue électrique, et de proposer des méthodes pour adapter l'impédance. Plusieurs outils de simulation et de traitement ont été utilisés pour mettre en lumière les effets de la propagation électromagnétique.

Une méthode d'adaptation est proposée à la fin de ce chapitre. On supposera pour tout ce qui suit que l'impédance de la charge est connue. Il est question de trouver les trois consignes du triple accordeur électromagnétique en boucle ouverte, qui permettront d'adapter le système pour n'importe quelle valeur de charge.

La modélisation numérique du chauffage par micro-ondes a été largement adressée dans la littérature. Que ce soit pour les réactions chimiques [122–124], le bois [125,126], l'eau [122,127] ou des matériaux chimiques [128–130], la simulation numérique en utilisant la méthode de calcul de différences finies ($FDTD$) et la méthode des éléments finis (FEM) , sont les méthodes les plus populaire pour modéliser et investiguer les effets des systèmes assistés par micro-ondes.

L'analyse numérique consiste souvent à modéliser des physiques couplées. Généralement, ce sont les équations du champ électromagnétique et les équations de transfert de chaleur qui sont décrites pour modéliser l'interaction des micro-ondes avec le milieu réactionnel. D'autres physiques modélisant les spécificités de la réaction sont également décrits pour une analyse complète du système, comme la mécanique des fluides [131, 132]. Cela permet de mieux comprendre l'interaction des micro-ondes avec les matériaux, d'identifier les paramètres qui affectent les systèmes et de mieux optimiser et contrôler le processus.

La simulation numérique a également adressé les problèmes de la réflexion d'onde et de la distribution de la température. Dans [133], une modélisation 3D du triple accordeur électromagnétique a été réalisée sur COMSOL. Dans [134], l'analyse numérique a permis d'identifier les limites du fonctionnement du triple accordeur électromagnétique et les cas critiques de réflexion qui peuvent se présenter. Dans [132], la simulation numérique a permis de développer un modèle montrant le profile de la température dans les liquides chauffés par micro-ondes.

4.2 Méthodes et outils

4.2.1 Méthodes

La méthode utilisée dans ce travail pour modéliser et analyser la pyrolyse assistée par micro-ondes est la méthode des éléments finis en utilisant les logiciels de simulation (*FEM*).

La modélisation effectuée dans ce travail adressera principalement la physique de la propagation électromagnétique, en couplant les équations du transfert des chaleurs pour quelques aspects pour analyser l'optimisation du transfert d'énergie dans d'autres parties du système autre le triple accordeur électromagnétique.

La méthode des éléments finis (*FEM*) permet de résoudre les équations aux dérivées partielles numériquement [135, 136]. La méthode consiste à convertir les équations de la physique en question en des problèmes de minimisation répartis sur un système dimensionnel compact et fini. La flexibilité de la géométrie du système et le domaine de résolution sont parmi les avantages de cette méthode. Comme toutes les méthodes numériques, la discrétisation du système pour approcher une solution aux équations aux dérivées partielles introduit les soucis d'existence et d'unicité de solution, de la convergence, et de la mesure d'erreur entre le système initial et le système discrétisé.

La Figure 4.1 montre un exemple simplifié de la procédure d'une simulation couplée entre la propagation électromagnétique et le transfert de chaleur en utilisant la méthode des éléments finis sur COMSOL. La méthode consiste à résoudre d'abord les équations du champ, pour déduire la température tout en assurant la mise à jour des paramètres communs entre les deux physiques dans le temps de simulation sélectionné.

4.2.2 Outils

Parmi les logiciels utilisés pour la simulation numérique (*FEM*), on compte COMSOL, ANSYS et CST. Ces logiciels permettent de simplifier la modélisation des systèmes physiques, tout en offrant des outils de traitement et d'analyses avancées.

Dans le cadre de la modélisation des micro-ondes pour la réflexion d'onde, les libraires et les outils de ces logiciels permettent d'effectuer un nombre d'opérations intéressantes : Visualiser les impédances sur l'abaque de Smith, mesurer les paramètres S, représenter les intensités du champ électrique et afficher le profil de l'onde stationnaire sont parmi les options disponibles.

Le choix de ces 3 logiciels repose sur leurs popularités et la documentation détaillée qu'ils proposent. Dans ce travail, les simulations effectuées sont principalement effectuées par COMSOL et Ansys HFSS. MATLAB sera également utilisé pour traiter les données de la simulation et

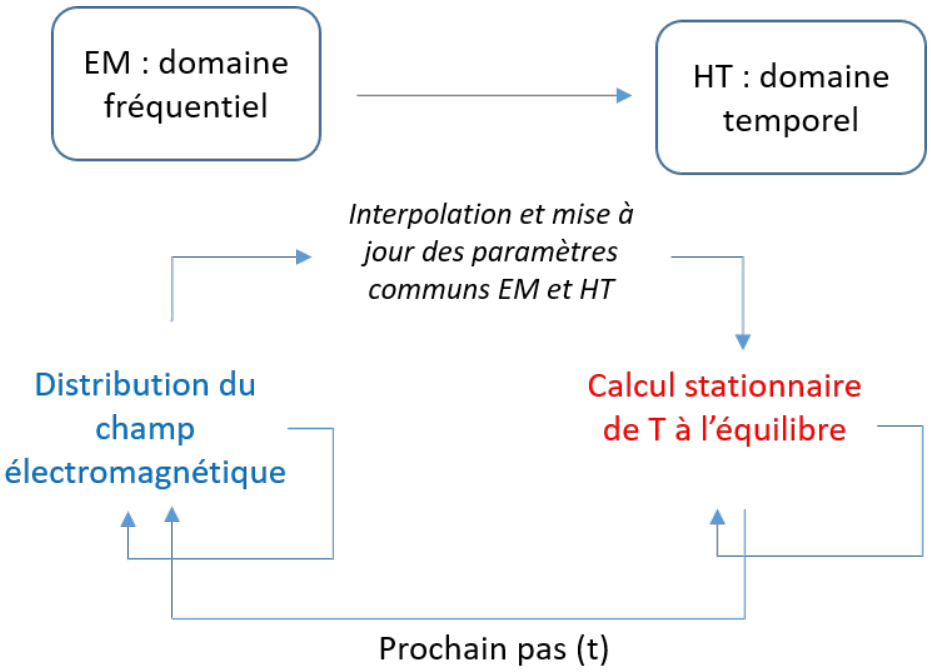

FIGURE 4.1 Description simplifiée de la procédure de chauffage électromagnétique par la méthode FEM

vérifier les méthodes d'adaptations d'impédances qui seront proposées par la suite.

4.3 Modélisation numérique

Cette partie introduit le travail effectué pour modéliser les différentes parties du système. Elle se voit comme un survol des options et paramètres choisis pour modéliser au plus proche le fonctionnement du système dans le domaine fréquentiel et temporel.

La première partie introduit les abstractions adoptées concernant la géométrie et le fonctionnement de chaque composant du système. La deuxième partie introduit la procédure de simulation et le type d'analyse effectuée pour adresser la problématique.

4.3.1 Géométrie et abstractions

La géométrie du système est importante pour avoir des résultats numériques proches des résultats expérimentaux. Comme expliqué dans le Chapitre 2, la géométrie à un rôle important pour définir le champ électrique soit dans le guide d'onde, la cavité ou le triple accordeur électromagnétique. Rappelons-nous que le changement des hauteurs des tiges métalliques de l'accordeur permet de contrôler la réflexion d'onde dans le réacteur.

La modélisation se fera au moyen de COMSOL et HFSS en 3 dimensions (3D) en essayant de :

- Chercher à abstraire et simplifier la géométrie des parties complexes des composants sans que cela affecte leurs fonctionnements nominal ;
- Chercher à rester fidèle au niveau des dimensions des parties critiques des composants entre simulation et expérience.

Les sous-sections suivantes introduisent le modèle choisi pour chacune des parties du système.

Le guide d'onde

La Figure 4.2 montre le modèle du guide d'onde développé sur COMSOL.

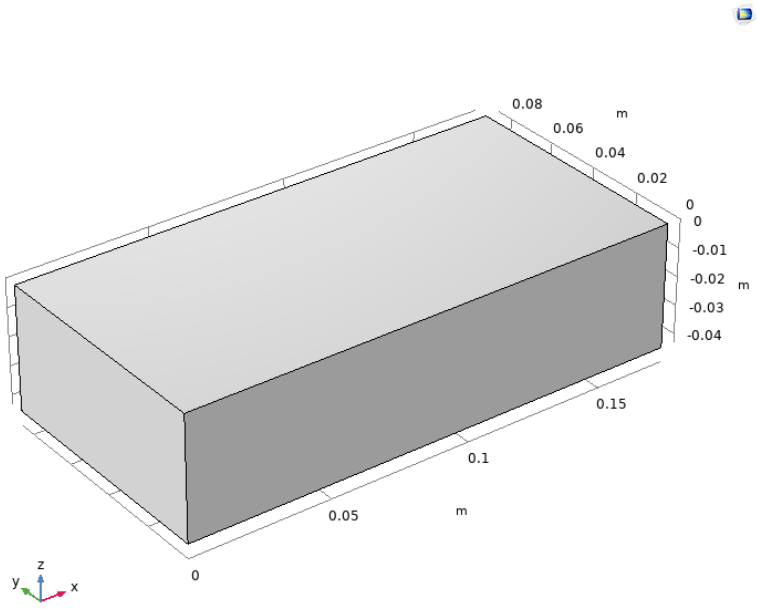

FIGURE 4.2 Modélisation 3D du guide d'onde sur COMSOL

C'est un guide d'onde rectangulaire ayant les dimensions de section d'un guide d'onde de type WR340. Sa longueur L est égale à la longueur réelle du guide d'onde employé dans les laboratoires de génie chimique à Polytechnique Montréal.

Le guide est supposé de fonctionner à la fréquence 2.45GHz dans le mode fondamental TE_{10}. Ces critères n'ont permis aucune simplification ou abstraction par rapport à sa géométrie en utilisant COMSOL ou HFSS.

Le triple accordeur électromagnétique

La Figure 4.3 montre le modèle du triple accordeur électromagnétique développé sur COMSOL.

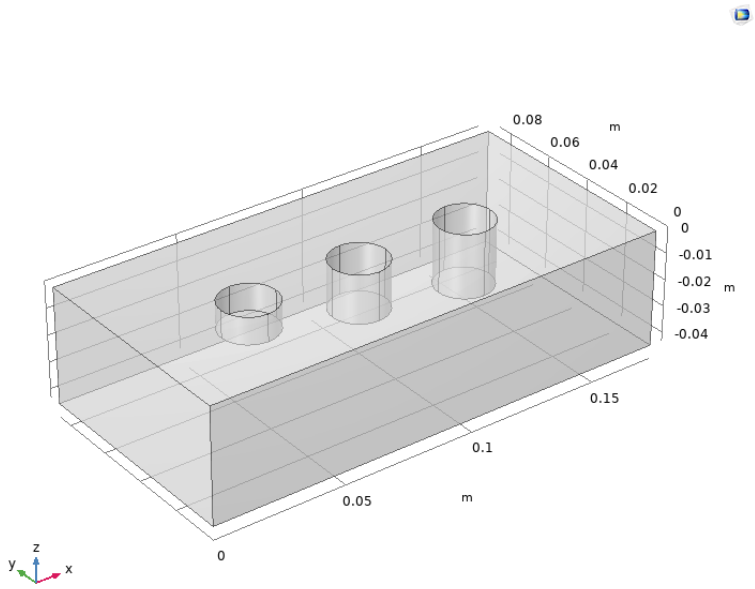

FIGURE 4.3 Modélisation 3D du triple accordeur électromagnétique sur COMSOL

Comme mentionné dans le Chapitre 1, le triple accordeur électromagnétique fonctionne comme un guide d'onde quand les longueurs des tiges sont égales à zéro. Les réactions chimiques assistées par micro-onde utilisent donc le triple accordeur à la fois comme moyen de transmission et comme composant de contrôle sur la réflexion. Ainsi, au niveau de la géométrie, la modélisation de la ligne de transmission s'est basée sur le modèle de guide d'onde développé en dessus.

Le triple accordeur électromagnétique utilisé dans les laboratoires de génie chimique à Polytechnique Montréal se compose de 3 tiges métalliques distanciées de $3\lambda/4$ et qui peuvent varier en longueur entre 0 mm et 26 mm, intervalle qui introduit une composante capacitive au champ électrique dans le guide d'onde. Le pas d'insertion pour contrôler la longueur de chaque tige est dans l'ordre des millimètres.

Toutes les dimensions ont été mesurées avec un pied à coulisse numérique. Ces dimensions ont été prises comme dimensions de simulation sur COMSOL. La Figure 4.4 montre les principales dimensions du triple accordeur électromagnétique.

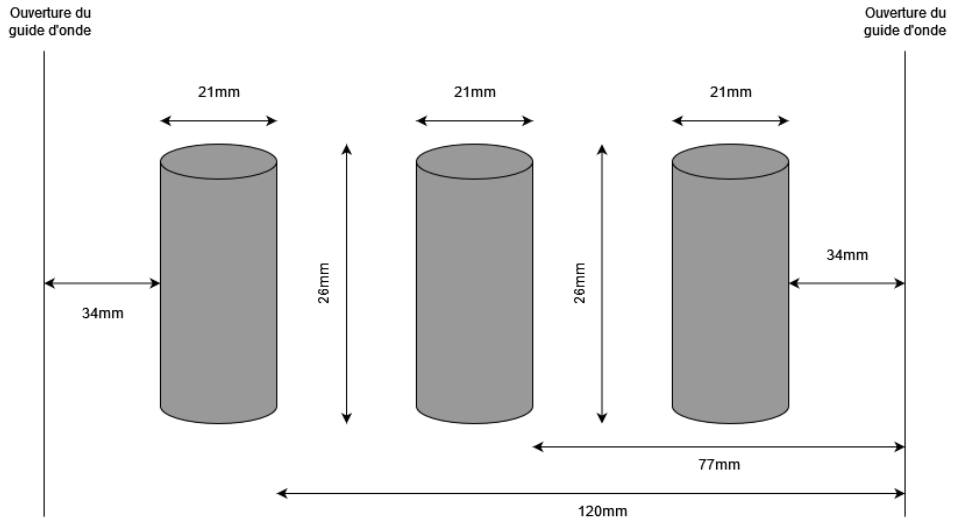

FIGURE 4.4 Dimensions du triple accordeur électromagnétique

La cavité

Pour simplifier le travail de simulation, il a été choisi de travailler avec un modèle abstrait et simplifié de la charge. Le développement d'un modèle qui reflète la charge réelle suppose le couplage de 3 physiques, la réalisation des conditions d'opérations de la réaction, et la mise à jour temporelle des paramètres et des phénomènes chimiques durant le temps de la réaction. Pour le problème de la réflexion, il suffit d'avoir un modèle qui présente une absorption et une réflexion des micro-ondes. Ceci se traduit par une charge ayant une impédance variable.

Étant que la variation de l'impédance est temporelle pour le système, mais que l'adaptation se fait plutôt au niveau électrique et fréquentiel, il suffit d'avoir un modèle de charge ayant une impédance fixe à chaque simulation effectuée. Cela veut dire que la solution proposée doit être capable de générer la combinaison des tiges métalliques pour n'importe quelle impédance. La contrainte temporelle concerne plutôt la rapidité d'application des combinaisons amenant à l'adaptation, et donc se traite au niveau du contrôleur et des actionneurs.

La géométrie de la cavité peut jouer un rôle d'un court-circuit, d'un circuit ouvert ou d'un volume résonant selon la fréquence et la puissance d'onde, et le type de la réaction chimique. Dans cette optique également, il est intéressant de simplifier le modèle de la cavité à des modèles reflétant ces caractéristiques. Cela permettra de mieux comprendre l'effet de l'impédance de la charge sur la distribution d'onde, et sur la réflexion en conséquence.

La Figure 4.5 montre les 4 types de cavités développées dans le cadre de ce travail. Les cavités sont présentées de gauche à droite selon la description suivante :

— Une cavité modélisant une charge d'impédance nulle. Cela se traduit par un court-circuit ;
— Une cavité modélisant une charge d'impédance infinie. Cela se traduit par un circuit ouvert ;
— Une cavité modélisant une charge d'impédance finie. Cela se traduit par une charge partiellement adaptée ;
— Une cavité modélisant une charge d'impédance égale à l'impédance caractéristique de la ligne. Cela se traduit par une charge adaptée.

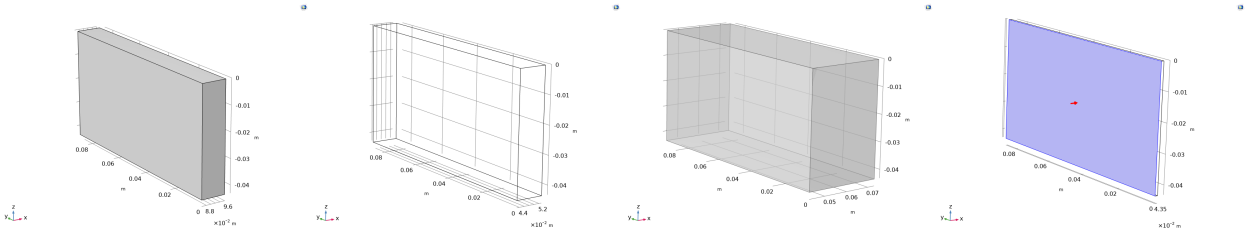

FIGURE 4.5 Modèles adoptés pour la cavité sur COMSOL

Le magnétron

La modélisation d'un magnétron sur COMSOL revient à modéliser une source à ondes continues à la fréquence 2.45GHz et à une puissance assez élevée. Pour simplifier la modélisation, une abstraction du magnétron a été réalisée en utilisant les outils que COMSOL offre pour les sources d'ondes électromagnétiques.

COMSOL offre des modules permettant d'exciter l'entrée du guide d'onde avec des ondes continues à n'importe quelle fréquence et puissance, en le considérant comme un système à deux ports. L'excitation se fait au niveau de la surface rectangulaire d'entrée du guide d'onde. Cela permet de simplifier considérablement la modélisation tout en assurant d'avoir les caractéristiques des micro-ondes générées par le magnétron.

Ainsi, la modélisation du magnétron se simplifie à une simple excitation rectangulaire au port d'entrée du triple accordeur électromagnétique en spécifiant le profile d'onde souhaitée. La Figure 4.6 montre l'excitation adoptée sur COMSOL pour modéliser les micro-ondes générées par le magnétron.

La Figure 4.6 montre l'excitation adoptée sur COMSOL pour modéliser les micro-ondes générées par le magnétron.

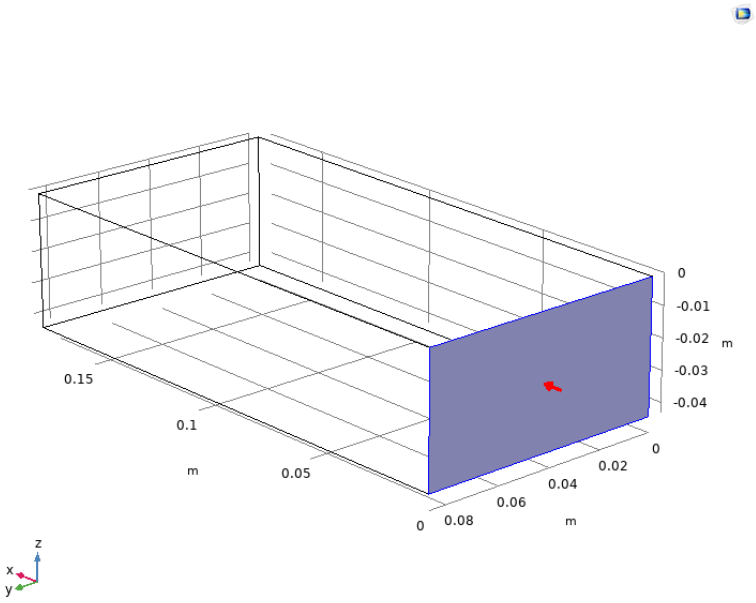

FIGURE 4.6 Modèle d'excitation adopté pour modéliser le magnétron sur COMSOL

Modèle adopté

Le modèle final adopté pour la simulation regroupe les 4 parties principales discutées dans les parties précédentes. La Figure 4.7 montre l'excitation adoptée sur COMSOL pour modéliser les micro-ondes générées par le magnétron.

L'excitation qui modélise le magnétron génère l'onde avec une puissance et une fréquence définie. Le triple accordeur électromagnétique à insertion nulle joule le rôle du guide d'onde qui transmet l'énergie vers la cavité. La cavité modélise une charge à différentes impédances selon le modèle choisi. Quand le système est désadapté, les tiges métalliques du triple accordeur électromagnétique sont insérées en profondeur pour adapter l'impédance de la ligne de transmission avec la charge.

Ces modèles géométriques constituent ensemble un modèle fidèle pouvant décrire avec fidélité le fonctionnement réel du système au niveau électrique. La géométrie de chaque composant est importante. La moindre variation perturbe la distribution du champ électrique, et affecte en conséquence l'adaptation d'impédance autant que le chauffage des matériaux dans la cavité.

La partie suivante introduit les caractéristiques physiques appliquées au niveau de chaque composant du modèle, et les études et analyses choisies pour bien modéliser la propagation électromagnétique et la réflexion d'onde.

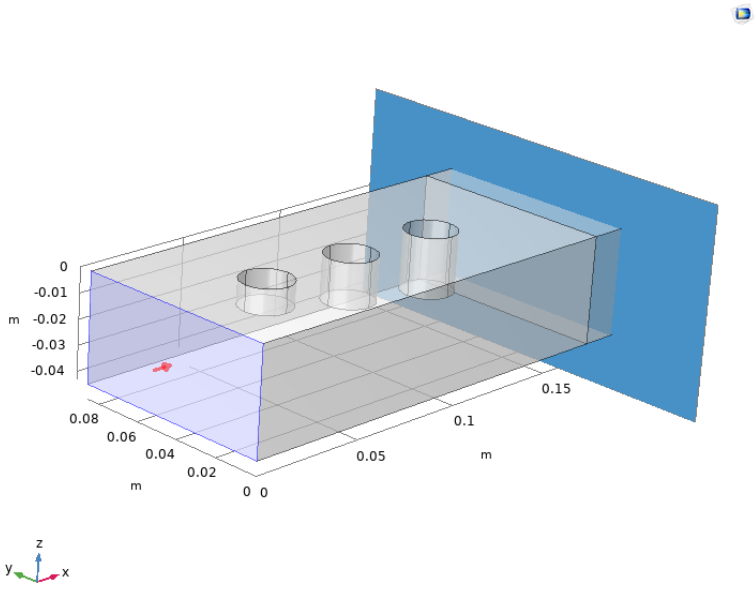

FIGURE 4.7 Modèle du système adopté sur COMSOL

4.3.2 Critères et validation

Cette partie introduit tous les autres aspects de la modélisation numérique adoptée : les matériaux utilisés, les études fréquentielles et temporelles choisies, les particularités de la simulation et les conditions de résolutions des physiques du système.

Matériaux

Le tableau suivant liste les principaux matériaux utilisés pour les différentes surfaces du système modélisé 4.1 :

TABLEAU 4.1 Propriétés diélectriques des matériaux utilisés pour le modèle numérique

Matériaux	ϵ_r	μ_r	$\sigma(S/m)$
Air (Vacum)	1	1	0
Aluminium	1	1	3.774e7
Cuivre	1	1	5.998e7

Les paramètres intéressants pour la propagation électromagnétique sont la permittivité et la perméabilité relatives, ainsi que la conductivité électrique. Généralement, les matériaux utilisés pour les guides d'ondes sont des matériaux avec faible résistivité électrique et haute conductivité électrique. L'air est utilisé comme domaine pour le guide d'onde. L'aluminium

et le cuivre servent comme matériaux aux surfaces et parois du guide d'onde, de la cavité et des tiges cylindriques.

Cela minimise la pénétration du courant dans les parois intérieures du matériau et assure une réflexion presque parfaite des ondes sur la surface intérieure.

Conditions aux limites

L'option "Impedancre boundary condition" permet de bien simuler l'effet de pénétration que présente l'onde aux interfaces limites du guide d'onde. Dans un guide d'onde rectangulaire, l'onde ne pénètre qu'une courte distance aux parois intérieures du guide d'onde vers l'extérieur. Cette caractéristique permet de simplifier la simulation sur COMSOL, en évitant l'effort d'introduire un nouveau domaine dans le modèle où l'onde va devoir diminuer au fur et à mesure qu'elle traverse les parois vers l'extérieur.

Après la définition du matériau des parois, cette caractéristique simule l'effet de peau. L'effet de peau comme explique dans le Chapitre 2, est un phénomène physique décrivant la diminution du champ électromagnétique le long d'une distance dite distance de peau, qui n'est fonction que de la permittivité, la perméabilité et la conductivité du matériau aux conditions limites.

Un autre aspect important à modéliser et le contact avec l'atmosphère. Les guides d'ondes entrent souvent en contact avec l'air ambiant. Un flux de convection a lieu et permet aux murs de maintenir une température normale pendant la propagation des ondes. Un coefficient de convection h a donc été affecté aux parois du modèle ayant la valeur suivante :

$$h = 5\ W/(m^2K) \tag{4.1}$$

Le système en entier est défini comme un système à deux ports comme présenté dans le Chapitre 3. Le port d'entrée est défini comme étant la surface d'excitation des ondes, et le port de sortie est défini en un plan choisi en fonction de l'analyse souhaitée et sur quel niveau il est intéressant de voir la réflexion d'onde.

La Figure 4.8 est un exemple de l'un des systèmes à deux ports choisis pour le modèle. Le port d'entrée étant l'entrée du guide d'onde, le port de sortie étant la sortie du guide d'onde. Cet exemple permet de caractériser la réponse du guide d'onde seul en matière de réflexion et d'absorption.

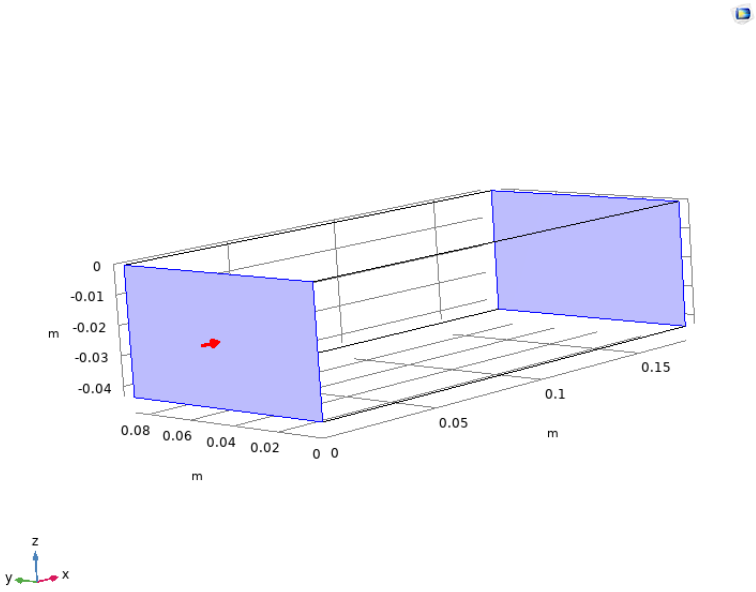

FIGURE 4.8 Le guide d'onde considéré comme un système à deux ports

Étude fréquentielle

L'interface Radiofréquence, Ondes électromagnétiques, Domaine fréquentiel a été utilisée pour calculer la distribution des champs électromagnétiques harmoniques dans le temps. Elle résout les équations d'ondes harmoniques temporelles des champs électriques.

Cette interface physique prend en charge les types d'études dans le domaine fréquentiel, les fréquences naturelles, l'analyse modale et l'analyse modale extrême. Le type d'étude dans le domaine fréquentiel est utilisé pour la simulation pilotée par la source d'une seule fréquence ou d'un ensemble de fréquences. Il existe d'autres études permettant de trouver les fréquences propres et les modes propres associés dans une cavité résonnante.

D'un point de vue électrique, cette interface représente la physique électromagnétique convenable pour bien approcher la propagation d'onde dans le système, et concevoir une solution à la réflexion d'onde.

L'étude de base choisie pour cette interface est l'étude fréquentielle. Cette étude permet de caractériser la propagation d'un point de vue fréquentiel en présentant tous les paramètres de propagation du champ. L'étude peut être menée à une fréquence fixe ou dans une plage de fréquence , en couplant l'étude à un balayage de fréquence selon n'importe quelle fonction désirée.

L'étude fréquentielle sera l'étude principale adoptée pour le problème de réflexion d'onde. La

partie suivante introduit l'étude temporelle menée pour vérifier quelques aspects du modèle comme la température du guide d'onde lors de son fonctionnement.

Étude temporelle

L'interface multiphysique de chauffage par micro-ondes est utilisée pour modéliser le chauffage électromagnétique. Cette interface combine l'interface de propagation mentionnée ci-dessus et l'interface de transfert de chaleur. Ce couplage permet de lier les propriétés des matériaux électromagnétiques avec la température.

L'étude transitoire de fréquence est l'étude utilisée pour calculer les variations de température et les distributions de champ électromagnétique dans le temps dans le domaine fréquentiel. COMSOL offre la possibilité de faire un nombre d'analyses dans les deux domaines fréquentiel et temporel.

La théorie du transfert de chaleur permettra de mieux comprendre la variabilité de l'impédance de la charge et les facteurs qui l'affectent. Cela suppose de bien modéliser la réaction chimique et son évolution. Comme expliqué dans les parties précédentes, il est plutôt pratique de se limiter a une seule physique en modélisant la réaction avec une impédance électrique variable.

Solveur et discrétisation

La taille maximale des éléments de maillage doit correspondre à une fraction de longueur d'onde en respectant le critère de Nyquist [137]. Le domaine de calcul a été maillé à l'aide d'une grille tétraédrique sur COMSOL.

Sur la base des propriétés du matériau et du critère de Nyquist, la taille de maille utilisée dans ce modèle était de 0,03 m pour le guide d'ondes et la cavité et de 0,001 m pour les tiges cylindriques. Pour ANSYS, ce sont les éléments tétraédriques HF119 qui ont été utilisés pour le modèle électromagnétique.

4.4 Résultats et discussions

Cette partie introduit les résultats préliminaires de la simulation du modèle du système. Plusieurs analyses ont été menées pour valider la convergence de la simulation et le degré de précision du modèle. Ces résultats seront par la suite compares aux résultats expérimentaux dans le Chapitre 5.

4.4.1 Simulation du guide d'onde

La Figure 4.9 montre la fréquence de coupure calculée par COMSOL pour le modèle du guide d'onde.

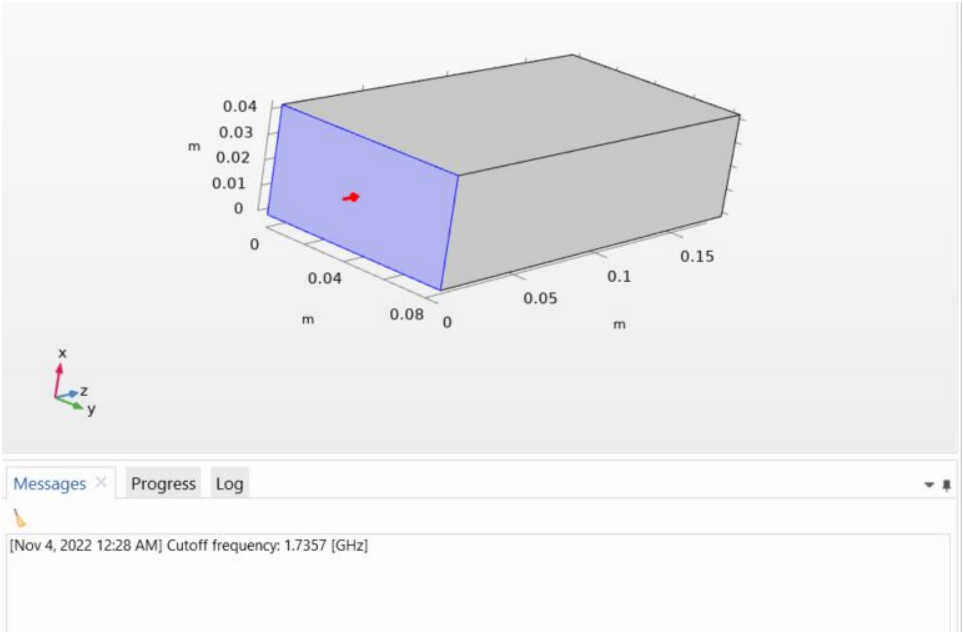

FIGURE 4.9 Fréquence de coupure calculée pour le modèle du guide d'onde sur COMSOL

Cette fréquence correspond à la fréquence de coupure analytique présentée dans le Chapitre 2. La propagation électromagnétique s'effectuera donc sous la dominance du mode TE_{10} à la fréquence d'opération de 2.45GHz.

La Figure 4.10 montre le résultat de la simulation de la propagation électromagnétique. La figure montre la norme du champ électrique dans la direction transverse E_x à la direction de propagation.

On remarque bien que la distribution électromagnétique est celle attendue dans la propagation des ondes dans un guide d'onde. le champ électrique se déplace le long de l'axe de propagation en alternant entre ses valeurs maximales et minimales. Les flèches indiquent les directions du champ selon son intensité.

Les Figures 4.11 et 4.12 montrent la réponse fréquentielle du modèle du guide d'onde sur COMSOL. L'analyse s'est effectuée en considérant le modèle comme un réseau a deux ports dans l'intervalle de fréquence [2.2 , 3.2] GHz. La première figure représente la réponse en dB du paramètre S_{11}. La deuxième figure représente la réponse en dB du paramètre S_{21}

Les Tableaux 4.2 et 4.3 présentent la réponse en S_{11} et S_{21} a la fréquence de 2.45 GHz du

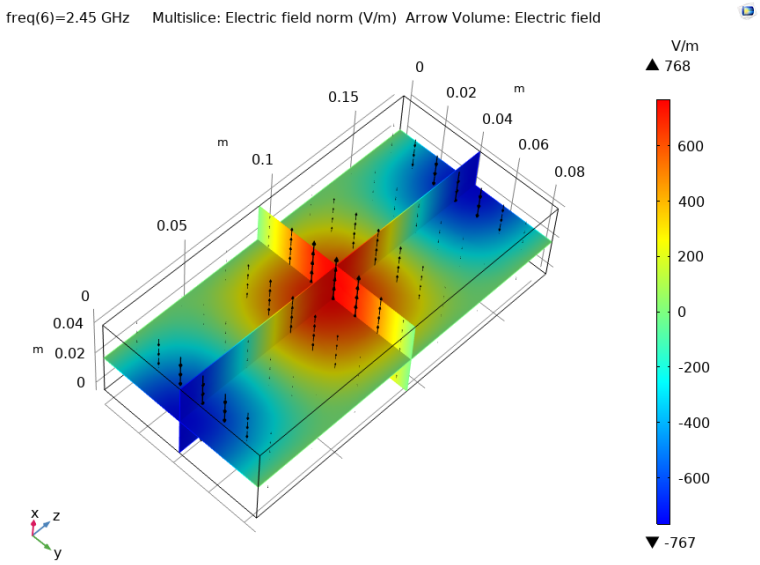

FIGURE 4.10 Propagation des micro-ondes dans le guide d'onde sur COMSOL

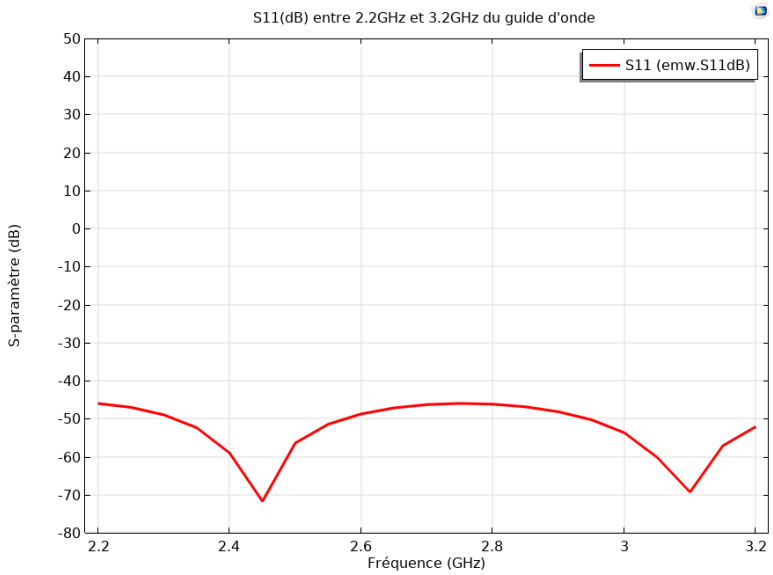

FIGURE 4.11 S_{11} en dB du guide d'onde sur COMSOL entre 2.2GHz et 3.2GHz

modèle du guide d'onde sur COMSOL sous différents formats.

TABLEAU 4.2 Réponse fréquentielle en S_{11} du modèle du guide d'onde

Fréquence(GHz)	$S_{11}(dB)$	S_{11}	$abs(S_{11})$	$arg(S_{11})$
2.45	-71.722	0.00011984 - 0.00023001j	0.00025935	-62.479

Ces résultats montrent que la transmission de système est parfaite. La valeur de S_{11} en dB

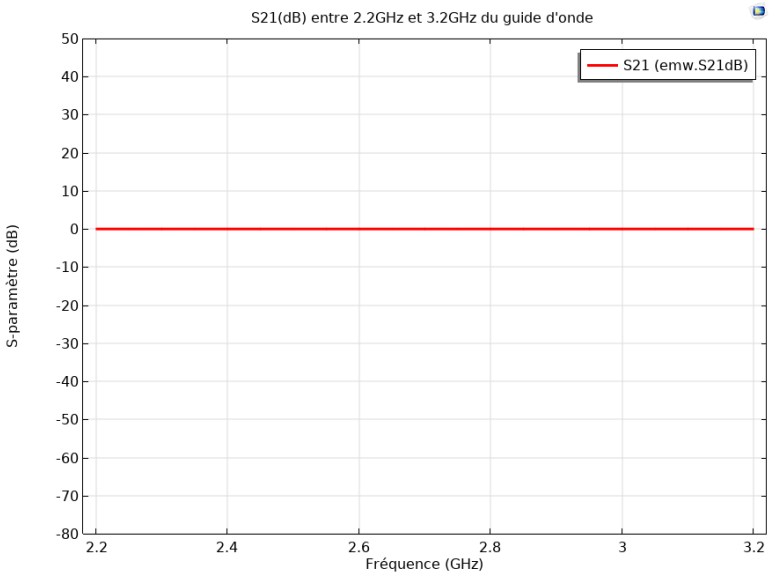

FIGURE 4.12 S_{21} en dB du guide d'onde sur COMSOL entre 2.2GHz et 3.2GHz

TABLEAU 4.3 Réponse fréquentielle en S_{21} du modèle du guide d'onde

Fréquence(GHz)	$S_{21}(dB)$	S_{21}	$abs(S_{21})$	$arg(S_{21})$
2.45	-0.000066135	0.99830 - 0.058162j	0.99999	-3.3343

montre qu'il n'y a quasiment pas de réflexion dans le système. Cela correspond à la transmission du guide d'onde qui est censée être parfaite. Les parois sont des parfaits réflecteurs et l'onde est transmise entre les deux ports sans pertes.

Ceci correspond également aux valeurs de S_{21}. À 2.45 GHz, la valeur en dB est quasiment nulle. Cela signifie que les ondes se propagent sans pertes entre les deux ports et que toute l'énergie est transmise.

La valeur obtenue du VSWR vaut 1.0005. La représentation sur l'abaque de Smith est centrée au milieu de l'abaque. Ces résultats viennent confirmer la bonne modélisation du modèle du guide d'onde sur COMSOL.

4.5 Adaptation d'impédance : Consigne de commande

Cette section introduit le travail mené en simulation pour développer une technique d'adaptation d'impédance dans le cas du système de la pyrolyse. La technique repose sur la considération du triple accordeur électromagnétique comme un réseau à deux ports et essayer de prédire sa réponse fréquentielle en fonction des paramètres S.

La motivation derrière cette méthode est de pouvoir prédire la réponse du triple accordeur électromagnétique à partir d'un ensemble fini de combinaisons. La précision du triple accordeur électromagnétique est de l'ordre des micromètres pour chaque cylindre métallique. Cela donne un nombre élevé de réponses fréquentielles pour chaque combinaison de longueurs.

Le but de ce travail est de caractériser toutes les combinaisons possibles des trois tiges cylindriques. Cela permettra de générer par la suite les combinaisons permettons de minimiser la réflexion.

4.5.1 Cascade de sous-systèmes

Les paramètres S représentent un outil fondamental pour caractériser les équipements à haute fréquence. Ils permettent l'analyse et la conception des réseaux pour maîtriser leurs comportements. Étant donné que de nombreux systèmes sont composés de plusieurs éléments actifs et passifs, ils peuvent être vus comme une cascade de sous-systèmes. L'intérêt de cascader repose sur la possibilité d'inclure directement les paramètres S des sous-systèmes en fonction des paramètres S du système en entier.

Cela peut être appliqué dans le cas du triple accordeur électromagnétique : vu que chaque cylindre représente une capacité insérée en parallèle au guide d'onde, le système peut être divisé en trois sous-systèmes, chacun contenant un seul cylindre. La cascade des trois cylindres forme ainsi le triple accordeur électromagnétique. Chaque sous-système est considéré comme un réseau à deux ports isolés.

Cette division permet de limiter les combinaisons possibles pour chaque sous-système : Chaque cylindre peut balayer l'intervalle [0,26] mm , ainsi l'effort numérique se limitera a la simulation de 78 combinaisons pour une précision choisie de 1mm.

Dans [138], l'article présente le calcul de la cascade de trois et quatre sous-systèmes a deux ports. Les formules développées permettent de lier la matrice S du système complet aux paramètres S des sous-systèmes. Dans le cas du triple accordeur électromagnétique, les paramètres S du système pour une combinaison de trois longueurs vont dépendre des paramètres S de chaque sous-système selon la longueur choisie pour chacun d'eux. On notant les longueurs des trois cylindres respectivement H_1,H_2 et H_3, et f la fonction reliant les paramètres S des sous-systèmes et du système, la prédiction du comportent final du système se traduit par l'équation suivante :

$$S_{système}(H_1, H_2, H_3) = f(S_{sous-système_1}(H_1), S_{sous-système_2}(H_2), S_{sous-système_3}(H_3)) \qquad (4.2)$$

Cette équation établie en général dans [138] pour n'importe quelle cascade de sous-systèmes a deux ports sera appliquée au triple accordeur électromagnétique pour prédire son comportement final.

Subdivision du système : Simulation et résultats

Le modèle du triple accordeur électromagnétique a été divisé en 3 sous-modèles chacun contenant un seul cylindre métallique. La figure 4.13 montre les trois sous-modèles formant le triple accordeur électromagnétique.

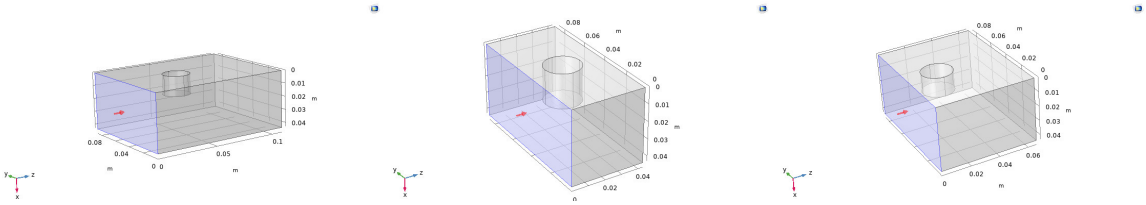

FIGURE 4.13 Subdivision du triple accordeur électromagnétique en 3 sous-modèles

Les dimensions du guide d'onde et la disposition des trois cylindres ne permettent pas d'avoir une subdivision uniforme en dimensions. Les sous-modèles du premier et du deuxième cylindre sont opposés par rapport à l'emplacement du cylindre au port d'entrée. Le sous-modèle du deuxième cylindre est plus petit par rapport aux deux autres sous-modèles. Théoriquement, il n'y a aucune restriction sur la façon de subdiviser le modèle. La seule condition dans le cas de ce modèle est d'avoir une subdivision ou se trouve un seul cylindre par sous-modèle.

La simulation menée pour chaque sous-modèle consiste a effectuer une étude fréquentielle entre 2.2 GHz et 3.2 GHz pour générer les paramètres S en balayant le cylindre concerné de 1 a 26mm avec une précision de 1 mm. Cela donne un ensemble de 26 matrices S pour chaque sous-modèle, chacune correspondante a une longueur du cylindre. La fréquence d'intérêt étant 2.45 GHz, il sera question ensuite d'effectuer le tracé des paramètres S pour chaque sous-modèle en fonction de la longueur du cylindre.

Pour le problème de la réflexion, on s'intéressera aux quantités S_{11} et S_{21} pour quantifier la réflexion d'onde et sa transmission. Chacune des deux quantités sera exprimée en module et en phase. Le module sera exprimé en décibels et la phase en degré. La simulation de la réponse fréquentielle du premier sous-modèle en fonction de la longueur du premier cylindre est présentée dans les Figures 4.14, 4.15, 4.16 et 4.17.

On remarque que l'insertion du premier cylindre jusqu'à sa limite induite plus de réflexion et moins de transmission. La réflexion reste acceptable quand l'insertion est inférieure a 7 mm et

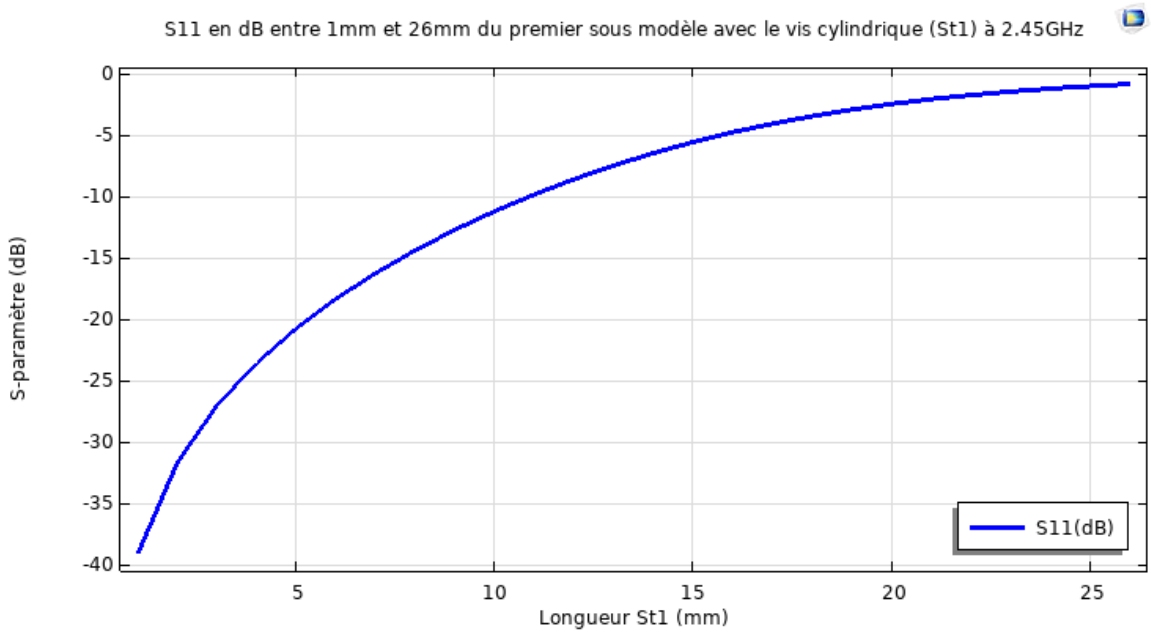

FIGURE 4.14 Module en dB de S_{11} du premier sous-modèle en fonction de H_1

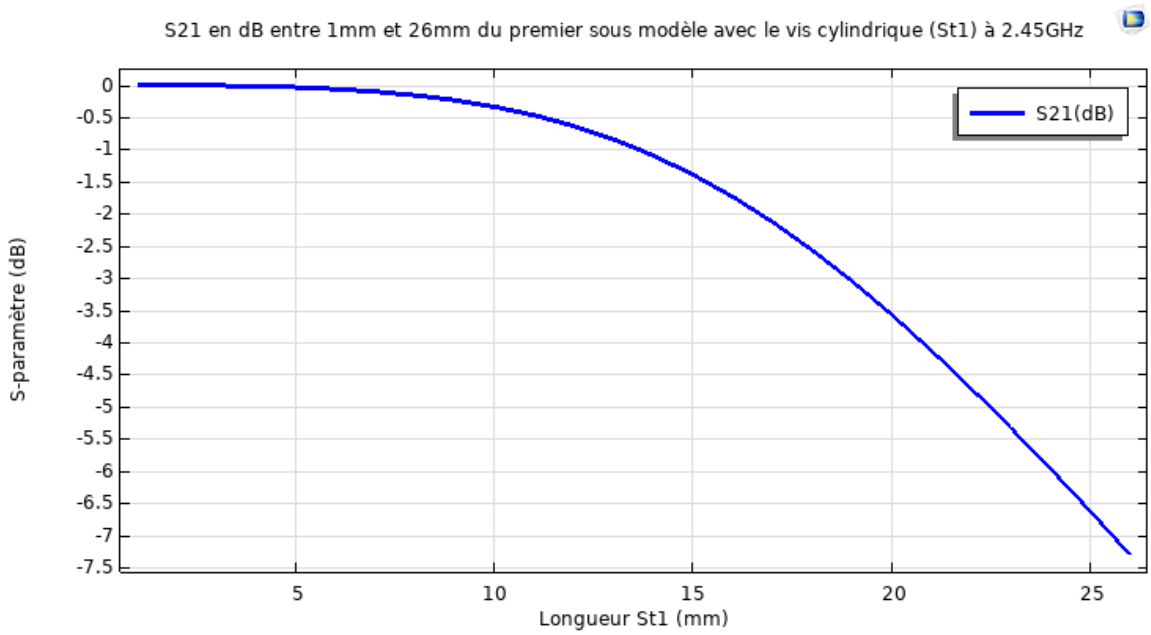

FIGURE 4.15 Module en dB de S_{21} du premier sous-modèle en fonction de H_1

devient de plus en plus importante en dépassant cette valeur. Cela est remarquable également en analysant la transmission. La transmission se détériore en dépassant une insertion de 10mm approximativement.

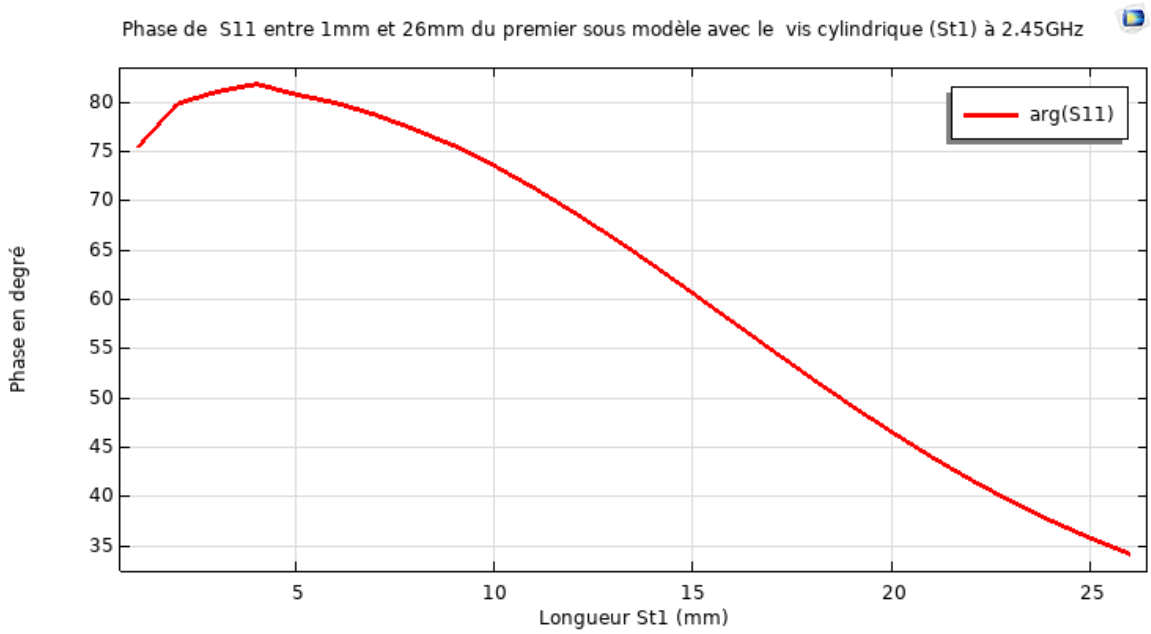

FIGURE 4.16 Phase en degré de S_{11} du premier sous-modèle en fonction de H_1

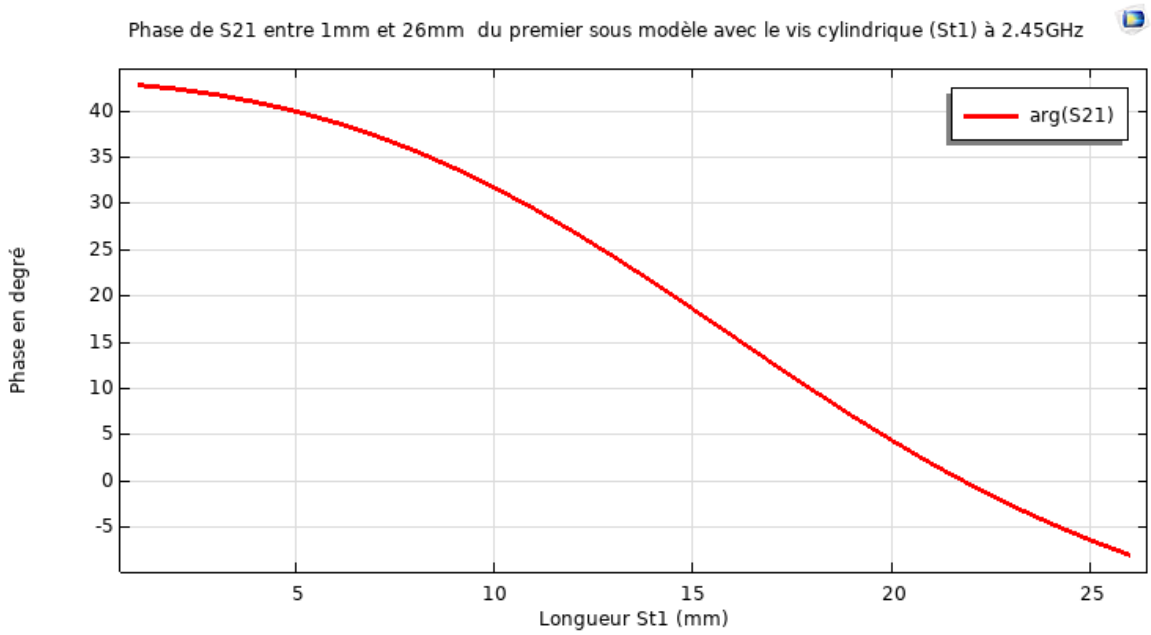

FIGURE 4.17 Phase en degré de S_{21} du premier sous-modèle en fonction de H_1

L'analyse de la phase est également importante pour avoir une information complète sur les paramètres S. La phase de S_{11} est positif et tend a diminuer le long de l'insertion du cylindre. Ceci est le même comportement pour la phase de S_{21}.

Notons bien que le cas d'une insertion nulle correspond à un tronçon du guide d'onde : Il n'y a aucun cylindre dans le long de la ligne de transmission dans ce cas. La simulation pour une insertion nulle pour les trois sous-modèles est effectuée individuellement et d'une façon séparée de la simulation avec des cylindres. Cela évite le souci de devoir annuler entièrement une géométrie dans le sous-modèle durant la résolution du domaine pour chaque maillage sur COMSOL.

Toutes les données sont groupées en un seul tableau pour l'application de la formule de la cascade dans la partie suivante. Pour le premier sous-modèle, les données de S_{11} et S_{21} sont présentées dans le Tableau 4.4 comme suit :

TABLEAU 4.4 Réponse fréquentielle en S_{11} et S_{21} du premier sous-modèle du triple accordeur électromagnétique

f(GHz)	$H_1(mm)$	$S_{11}(dB)$	$abs(S_{11})$	$arg(S_{11})$	$S_{21}(dB)$	$abs(S_{21})$	$arg(S_{21})$
2.45	0	-45.4	0.00	134.2	-0.00	0.99	42.96
2.45	1	-38.2	0.01	95.7	-0.00	0.99	42.69
2.45	2	-31.2	0.02	89.8	-0.00	0.99	42.23
2.45	3	-26.8	0.04	86.8	-0.00	0.99	41.61
2.45	4	-23.3	0.06	84.9	-0.02	0.99	40.79
2.45	5	-20.5	0.09	83.1	-0.03	0.99	39.77
2.45	6	-18.2	0.12	81.3	-0.06	0.99	38.52
2.45	7	-16.1	0.15	79.5	-0.10	0.98	37.06
2.45	8	-14.2	0.19	77.5	-0.16	0.98	35.35
2.45	9	-12.5	0.23	75.1	-0.24	0.97	33.39
2.45	10	-11.0	0.28	72.8	-0.35	0.95	31.19
2.45	11	-9.6	0.32	70.2	-0.49	0.94	28.78
2.45	12	-8.4	0.38	67.4	-0.67	0.92	26.15
2.45	13	-7.2	0.43	64.5	-0.89	0.90	23.34
2.45	14	-6.2	0.48	61.4	-1.17	0.87	20.38
2.45	15	-5.3	0.53	58.3	-1.49	0.84	17.36
2.45	16	-4.5	0.59	55.1	-1.86	0.80	14.28
2.45	17	-3.8	0.64	52.0	-2.29	0.76	11.20
2.45	18	-3.2	0.68	49.0	-2.76	0.72	8.23
2.45	19	-2.7	0.72	46.0	-3.28	0.68	5.35
2.45	20	-2.3	0.76	43.3	-3.83	0.64	2.63
2.45	21	-1.9	0.79	40.7	-4.43	0.60	0.09
2.45	22	-1.6	0.82	38.3	-5.05	0.55	-2.27
2.45	23	-1.3	0.85	36.2	-5.70	0.51	-4.42
2.45	24	-1.1	0.87	34.3	-6.36	0.48	-6.36
2.45	25	-0.9	0.89	32.5	-7.05	0.44	-8.11
2.45	26	-0.7	0.91	31.0	-7.75	0.40	-9.65

La même approche a été effectuée pour les deux autres sous-modèles faisant intervenir le deuxième et le troisième cylindre. Les résultats sont présentés respectivement dans les Tableaux 4.5 et 4.6.

TABLEAU 4.5 Réponse fréquentielle en S_{11} et S_{21} du deuxième sous-modèle du triple accordeur électromagnétique

f(GHz)	$H_2(mm)$	$S_{11}(dB)$	$abs(S_{11})$	$arg(S_{11})$	$S_{21}(dB)$	$abs(S_{21})$	$arg(S_{21})$
2.45	0	-41,7	0,00	-178,9	-0.00	0.99	90.72
2.45	1	-37,5	0,01	-179,4	-0.00	0.99	90.44
2.45	2	-30,8	0,02	-179,9	-0,00	0.99	89.98
2.45	3	-26,5	0,04	179,3	-0,00	0.99	89.35
2.45	4	-23,2	0,06	178,5	-0,02	0.99	88.52
2.45	5	-20,4	0,09	177,4	-0,03	0.99	87.48
2.45	6	-18,0	0,12	176,2	-0,06	0.99	86.21
2.45	7	-15,9	0,15	174,6	-0,11	0.98	84.70
2.45	8	-14,0	0,19	172,9	-0,17	0.98	82.94
2.45	9	-12,4	0,23	170,9	-0,25	0.97	80.92
2.45	10	-10,8	0,28	168,6	-0,37	0.95	78.65
2.45	11	-9,4	0,33	166,1	-0,51	0.94	76.13
2.45	12	-8,2	0,38	163,3	-0,70	0.92	73.39
2.45	13	-7,0	0,44	160,4	-0,94	0.89	70.46
2.45	14	-6,0	0,49	157,3	-1,22	0.86	67.39
2.45	15	-5,1	0,55	154,2	-1,57	0.83	64.23
2.45	16	-4,3	0,60	151,0	-1,96	0.79	61.05
2.45	17	-3,7	0,65	147,8	-2,41	0.75	57.88
2.45	18	-3,1	0,69	144,8	-2,91	0.71	54.80
2.45	19	-2,6	0,74	141,8	-3,45	0.67	51.86
2.45	20	-2,1	0,77	139,1	-4,04	0.62	49.11
2.45	21	-1,8	0,81	136,5	-4,65	0.58	46.54
2.45	22	-1,5	0,83	134,1	-5,30	0.54	44.19
2.45	23	-1,2	0,86	132,0	-5,96	0.50	42.07
2.45	24	-1,0	0,88	130,1	-6,64	0.46	40.17
2.45	25	-0,8	0,90	128,4	-7,34	0.42	38.48
2.45	26	-0,7	0,91	126,9	-8,05	0.39	36.99

Les résultats du deuxième sous-modèle en module montrent une attitude similaire à celui du premier sous-modèle. La principale différence réside dans les valeurs de la phase pour S_{11} et S_{21}. On a le même comportement descendant de la phase de S_{11} et S_{21} pour les deux sous-modèles.

On remarque aussi une discontinuité de phase de -180 à 180 degrés est présente entre l'insertion de valeur 2mm et l'insertion a 3 mm pour S_{11} pour le deuxième sous-modèle.

TABLEAU 4.6 Réponse fréquentielle en S_{11} et S_{21} du troisième sous-modèle du triple accordeur électromagnétique

f(GHz)	$H_3(mm)$	$S_{11}(dB)$	$abs(S_{11})$	$arg(S_{11})$	$S_{21}(dB)$	$abs(S_{21})$	$arg(S_{21})$
2.45	0	-45.4	0.00	134.2	-0.00	0.99	42.9
2.45	1	-38.1	0.01	169.5	-0.00	0.99	42.6
2.45	2	-31.3	0.02	174.6	-0.00	0.99	42.2
2.45	3	-26.8	0.04	176.4	-0.00	0.99	41.6
2.45	4	-23.3	0.06	176.6	-0.01	0.99	40.7
2.45	5	-20.5	0.09	176.4	-0.03	0.99	39.7
2.45	6	-18.2	0.12	175.7	-0.06	0.99	38.5
2.45	7	-16.1	0.15	174.6	-0.10	0.98	37.0
2.45	8	-14.2	0.19	173.2	-0.16	0.98	35.3
2.45	9	-12.5	0.23	171.6	-0.24	0.97	33.3
2.45	10	-11.0	0.28	169.6	-0.35	0.95	31.1
2.45	11	-9.6	0.32	167.3	-0.49	0.94	28.7
2.45	12	-8.4	0.38	164.8	-0.67	0.92	26.1
2.45	13	-7.2	0.43	162.1	-0.89	0.90	23.3
2.45	14	-6.2	0.48	159.3	-1.17	0.87	20.3
2.45	15	-5.3	0.53	156.3	-1.49	0.84	17.3
2.45	16	-4.5	0.59	153.3	-1.86	0.80	14.2
2.45	17	-3.8	0.64	150.3	-2.29	0.76	11.2
2.45	18	-3.2	0.68	147.4	-2.76	0.72	8.2
2.45	19	-2.7	0.72	144.6	-3.28	0.68	5.3
2.45	20	-2.3	0.76	141.9	-3.83	0.64	2.6
2.45	21	-1.9	0.79	139.3	-4.43	0.60	0.0
2.45	22	-1.6	0.82	137.0	-5.05	0.55	-2.2
2.45	23	-1.3	0.85	134.9	-5.70	0.51	-4.4
2.45	24	-1.1	0.87	132.9	-6.36	0.48	-6.3
2.45	25	-0.9	0.89	131.3	-7.05	0.44	-8.1
2.45	26	-0.7	0.91	129.6	-7.74	0.40	-9.6

Les résultats du troisième sous-modèle sont également similaires aux premier et deuxième sous-modèles en module. Au niveau de la phase, le troisième sous-modèle a un comportement identique au premier sous-modèle. La phase tend à diminuer en fonction de l'insertion du 3ème cylindre métallique.

Subdivision du système : Traitement des résultats et prédiction

Les données obtenues de la simulation des trois sous-modèles serviront pour obtenir la réponse fréquentielle du modèle entier en formulant la cascade de trois réseaux à deux ports. Le travail de traitement et prédiction est effectué sur MATLAB en se basant sur les données simulées

de chaque sous-modèle sur COMSOL. Un code MATLAB a été développé pour arranger les données et appliquer la théorie de la cascade.

Le traitement commence par la récupération des données sous forme de module et phase de chaque sous-modèle simulé sur COMSOL. Ensuite, une interpolation linéaire est effectuée sur les données pour avoir une fonction qui approximative le comportement fréquentiel de chaque sous-modèle en fonction de l'insertion de chaque cylindre. Le module et la phase permettent d'obtenir l'information complète sur les paramètres de diffusion. Le but de cette étape est d'avoir une fonction qui lie les paramètres S de chaque sous-modèle a l'insertion de leurs cylindres respective. Les équations suivantes montrent respectivement les fonctions interpolées recherchées pour chaque sous-modèle. Pour simplifier, on note les trois sous-modèles (*sm1*), (*sm2*) et (*sm3*) respectivement.

$$S_{paramètres,sm1} = f_1(H_1) = |S_{paramètres,sm1}(H_1)| \exp(j \arg(S_{paramètres,sm1}(H_1))) \tag{4.3}$$

$$S_{paramètres,sm2} = f_2(H_2) = |S_{paramètres,sm2}(H_2)| \exp(j \arg(S_{paramètres,sm2}(H_2))) \tag{4.4}$$

$$S_{paramètres,sm3} = f_3(H_3) = |S_{paramètres,sm3}(H_3)| \exp(j \arg(S_{paramètres,sm3}(H_3))) \tag{4.5}$$

En prenant le premier sous-modèle comme exemple, l'interpolation linéaire des données de COMSOL donne les résultats présents dans les Figures 4.18, 4.19, 4.20 et 4.21. S_{11} et S_{21} sont toujours pris comme référence pour la caractérisation fréquentielle des systèmes.

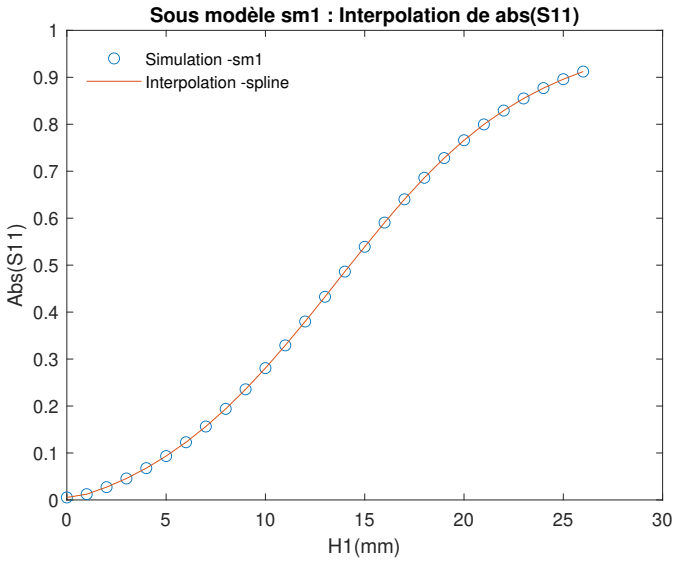

FIGURE 4.18 Interpolation linéaire du module de S_{11} en fonction de H_1 pour le premier sous-modèle

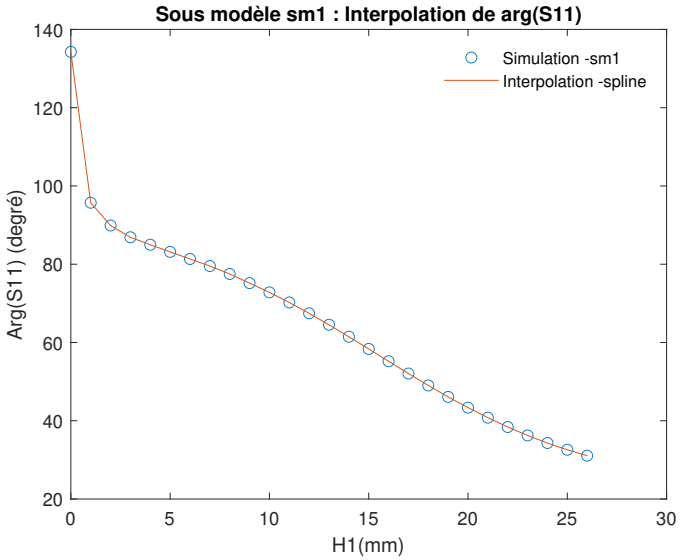

FIGURE 4.19 Interpolation linéaire de la phase de S_{11} en fonction de H_1 pour le premier sous-modèle

Ayant les interpolations pour les trois sous-modèles pour tous les paramètres de diffusion, on peut appliquer les formules de cascade développées dans [138]. Pour toutes les parties qui restent, le travail met en avant les deux paramètres S_{11} et S_{21} qui caractérisent la réflexion et la transmission des ondes dans le triple accordeur électromagnétique.

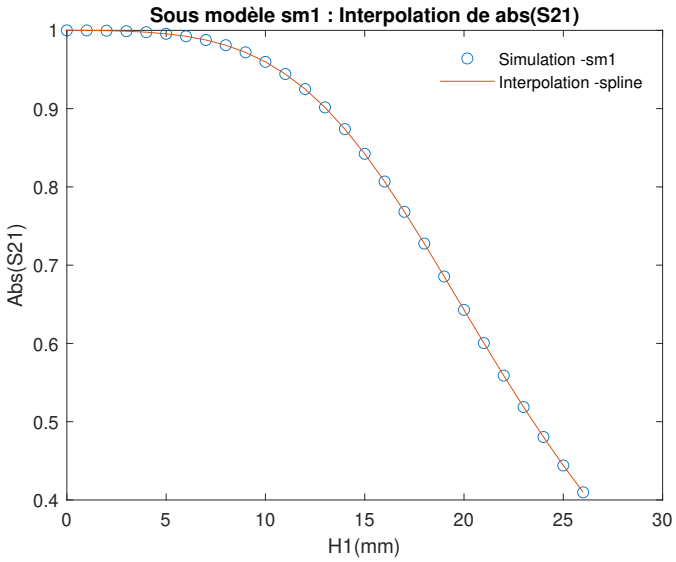

FIGURE 4.20 Interpolation linéaire du module de S_{21} en fonction de H_1 pour le premier sous-modèle

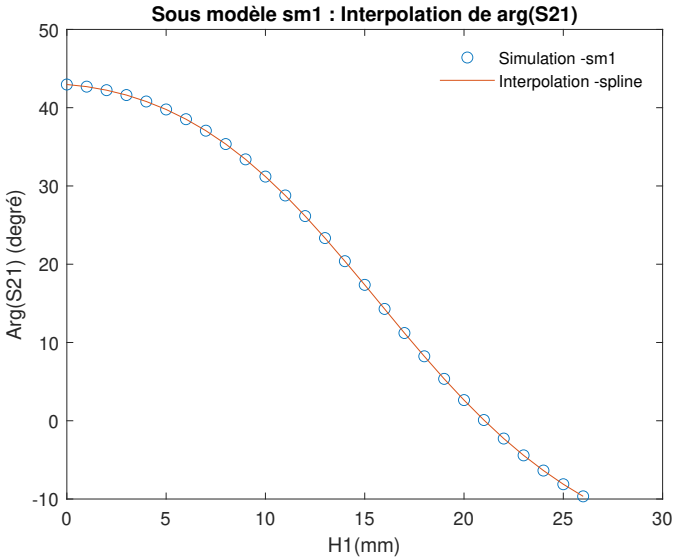

FIGURE 4.21 Interpolation linéaire de la phase de S_{21} en fonction de H_1 pour le premier sous-modèle

Les formules de S_{11} et S_{21} telles développés et adaptées aux sous-modèles sur COMSOL peuvent être exprimées en fonction des trois insertions des cylindres H_1,H_2 et H_3 comme le montrent les équations suivantes :

$$S_{11,système}(H_1, H_2, H_3) = S_{11,sm1}(H_1) - \frac{A}{B} \tag{4.6}$$

où

$$\begin{aligned} A = & S_{12,sm1}(H_1) \times S_{21,sm1}(H_1) \times S_{11,sm1}(H_2) \quad + \\ & S_{12,sm1}(H_1) \times S_{21,sm1}(H_1) \times S_{11,sm3}(H_3) \quad \times \\ & (S_{12,sm2}(H_2) \times S_{21,sm2}(H_2) - S_{11,sm2}(H_2) \times S_{22,sm2}(H_2)) \end{aligned} \tag{4.7}$$

et

$$\begin{aligned} B = & S_{11,sm3}(H_3) \times S_{22,sm2}(H_2) + S_{22,sm1}(H_1) \times S_{11,sm2}(H_2) \quad + \\ & S_{11,sm3}(H_3) \times S_{22,sm1}(H_1) \quad \times \\ & (S_{12,sm2}(H_2) \times S_{21,sm2}(H_2) - S_{11,sm2}(H_2) \times S_{22,sm2}(H_2)) - 1 \end{aligned} \tag{4.8}$$

La prédiction du comportement de S_{11} et S_{21} du modèle final fait intervenir tous les paramètres S des sous-modèles. Ces expressions permettent de relier les paramètres S du triple accordeur électromagnétique aux longueurs d'insertions de ses trois cylindres. Ainsi, à partir d'un ensemble fini de combinaison d'insertions, il est possible de prédire une large gamme de combinaisons en se basant sur l'interpolation.

$$S_{21,système}(H_1, H_2, H_3) = \frac{C}{B} \tag{4.9}$$

où

$$C = - S_{21,sm1}(H_1) \times S_{21,sm3}(H_3) \times S_{21,sm2}(H_2) \tag{4.10}$$

L'exactitude de la cascade sera vérifiée en comparant la simulation de plusieurs combinaisons du système complet sans subdivision sur COMSOL avec les résultats de la cascade des trois sous-modèles simulés sur COMOSL également.

4.6 Résultats et discussions

Pour vérifier et valider l'application de la cascade avec la subdivision effectuée, un nombre de simulations a été effectué sur le système complet du triple accordeur électromagnétique avec les trois cylindres.

On note les longueurs d'insertion des trois cylindres H_1,H_2 et H_3 respectivement. Les com-

binaisons de comparaison représentative choisîtes sont les suivantes :

— Cas 1 : $H_1 \in [0,26]$ mm, $H_2 = H_3 = 0$ mm ;
— Cas 2 : $H_2 \in [0,26]$ mm, $H_1 = H_3 = 0$ mm ;
— Cas 3 : $H_3 \in [0,26]$ mm, $H_1 = H_2 = 0$ mm ;
— Cas 4 : $H_3 \in [0,26]$ mm, H_1 =6 mm et H_2 =24 mm ;
— Cas 5 : $H_2 \in [0,26]$ mm, H_1 =18 mm et H_3 =8 mm ;
— Cas 6 : $H_1 \in [0,26]$ mm, H_2 =13 mm et H_3 =20 mm ;
— Cas 7 : $H_1 \in [0,26]$ mm, H_2 =5 mm et H_3 =3 mm.

Notons bien que ces cas de figure ne couvrent et ne représentent pas l'ensemble des combinaisons possibles. Ils permettent de comparer la réponse de la cascade des sous-modèles au modèle complet dans des cas assez différents et globaux.

Les résultats obtenus en appliquant la théorie de la cascade en simulation permettent de prédire avec fidélité le comportement du modèle complet. D'autres combinaisons ont été testées aux valeurs limites et d'une façon aléatoire.

Prenons l'exemple du cas numéro 6. Les Figures 4.22, 4.23, 4.24 et 4.25 montre les résultats obtenus sur COMSOL du modèle entier simulé, et de la prédiction effectuée par cascade de sous-modèles.

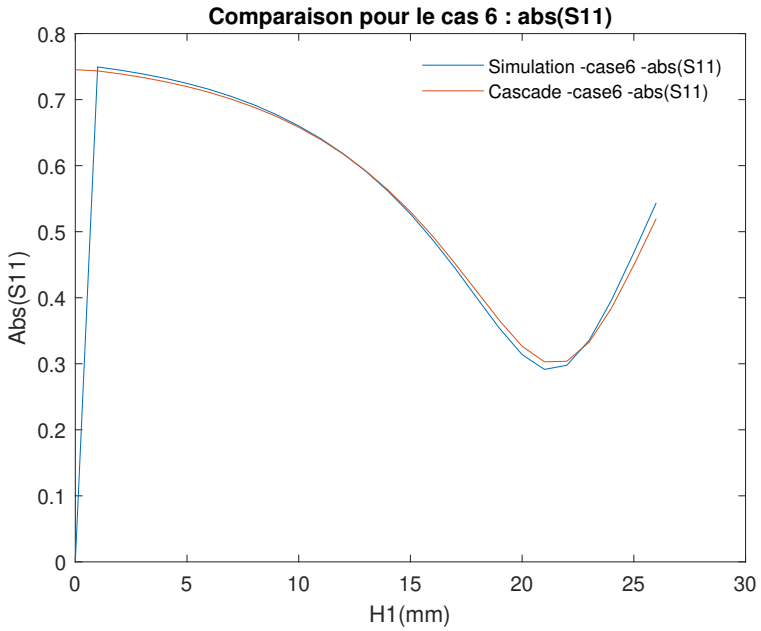

FIGURE 4.22 Comparaison entre la prédiction par cascade et la simulation directe sur COMSOL du module de S_{11} pour le cas 6

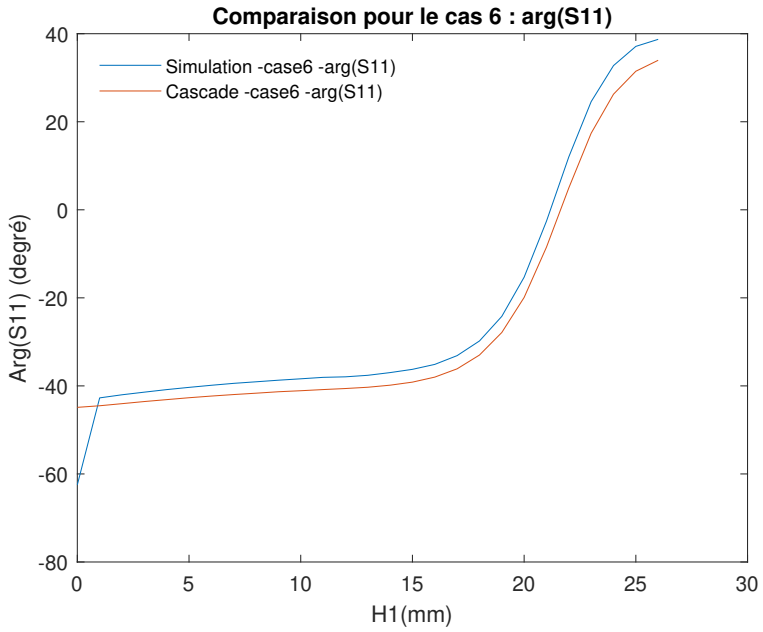

FIGURE 4.23 Comparaison entre la prédiction par cascade et la simulation directe sur COMSOL de l'argument de S_{11} pour le cas 6

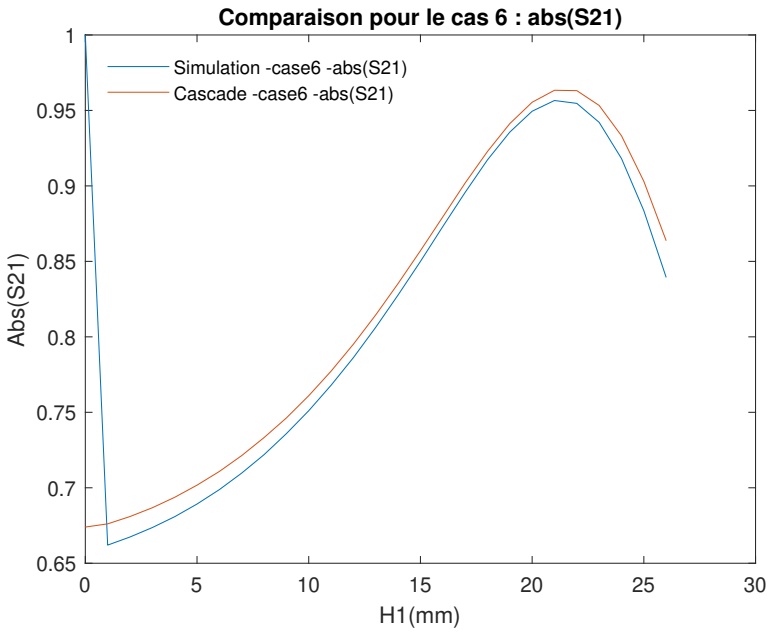

FIGURE 4.24 Comparaison entre la prédiction par cascade et la simulation directe sur COMSOL du module de S_{21} pour le cas 6

Tous les cas de figure ont un comportement identique entre le modèle complet simule et la prédiction par cascade. La subdivision du système en trois sous-modèles ayant chacun un cy-

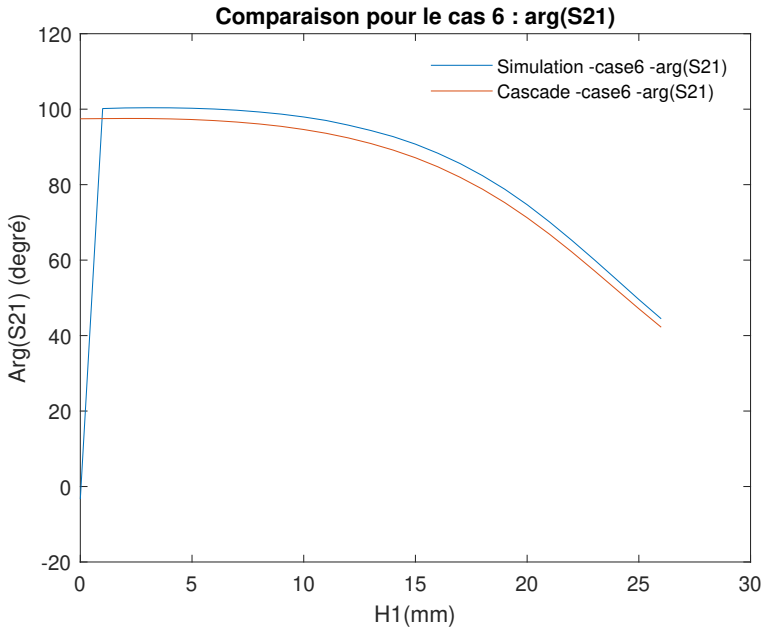

FIGURE 4.25 Comparaison entre la prédiction par cascade et la simulation directe sur COMSOL de l'argument de S_{21} pour le cas 6

lindre métallique permet de prédire le comportement du triple accordeur électromagnétique. Ceci permettra d'adapter l'impédance en se basant sur le coefficient de réflexion exprimé en fonction des paramètres de diffusion.

4.7 Conclusion

Cette partie a introduit le travail en simulation effectué pour caractériser la réponse fréquentielle du triple accordeur électromagnétique. La méthode de subdivision du système et sa cascade ont permis de prédire le comportement du modèle en se basant sur un ensemble réduit des combinaisons d'insertion des tiges métalliques.

La partie suivante va introduire l'application de cette méthode sur le dispositif réel, et traitera la façon d'adapter le système en utilisant cette caractérisation pour réduire la réflexion d'onde.

CHAPITRE 5 IMPLÉMENTATION ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

5.1 Mise en contexte

Ce chapitre introduit le travail expérimental réalisé pour corriger et valider les résultats théoriques et de simulation obtenue dans le Chapitre 4. La réalisation des expériences a permis une meilleure compréhension du système, et une meilleure adaptation des modèles de simulation et des méthodes de résolution de la consigne de contrôle pour l'accordeur électromagnétique. Les expériences reprennent un nombre de résultats obtenus par simulation, principalement en mesurant les paramètres S de plusieurs configurations de guide d'onde, à l'aide de dispositifs électromagnétiques et méthodes de mesures en radiofréquence.

Il sera objet dans ce chapitre de présenter le matériel et les méthodes utilisées, les résultats obtenus, et de discuter sur la convergence et les défis des méthodes choisies pour la problématique de la réflexion d'onde. Dans le domaine des micro-ondes, il existe un nombre de méthodes et dispositifs expérimentaux qui permettent de mesurer les paramètres électromagnétiques en jeu et de tester différentes conditions d'utilisations.

Concernant la mesure, l'utilisation d'un VNA reste le meilleur choix pour mesurer les paramètres S en module et en phase pour plusieurs types d'expériences. Le VNA permet de distinguer les ondes incidentes et réfléchies grâce aux coupleurs directionnels. Il est utilisé pour tester et valider le comportement des composants RF, et détecter les anomalies possibles dans des systèmes plus complexes.

La mesure des paramètres S des composants RF constitue l'une des mesures fondamentales pour analyser et assurer leurs fonctionnements. Ces mesures permettent également de déduire d'autres caractéristiques intrinsèques du composant, et de développer des modèles et des méthodes pour résoudre d'autres problématiques reliées. Dans [139] , la mesure et l'analyse des paramètres S a permis de présenter des modèles de circuits électriques équivalents pour les guides d'ondes à N ports fonctionnant en différents modes de propagation. La mesure de ces paramètres permet également de caractériser les propriétés diélectriques des matériaux et de caractériser les effets de couplages que peut avoir plusieurs composants RF. L'importance de ces mesures a induit d'autres recherches [140, 141] visant a améliorer la méthodologie de mesure et sa précision pour les systèmes RF.

Pour les applications de chauffage par micro-ondes, la mesure des paramètres S est utilisée principalement pour caractériser la réflexion d'onde. Elle est encore utilisée pour caractériser l'effet des adaptateurs et accordeurs électromagnétiques, en vue de mieux comprendre leurs

fonctionnements et leurs utilisations. Les travaux expérimentaux présentés dans ce mémoire reposent principalement sur ce type de mesures en utilisant un VNA. La section suivante introduit les dispositifs expérimentaux utilisés dans le contexte des applications de chauffage, et la méthodologie suivie pour obtenir des mesures précises reflétant la réponse des composants avec le moins possible d'erreur.

5.2 Matériel et méthodes

Cette section introduit les principaux outils et méthodes utilisés pour mener les expériences de mesures sur le guide d'onde WR340 et le triple accordeur électromagnétique. Les caractéristiques de ces deux composants constituant la ligne de transmission permettront de mieux comprendre et traiter le problème de réflexion d'onde.

5.2.1 Matériel

VNA

Le *vector network analyzer* (VNA) est un instrument qui permet de mesurer les caractéristiques électriques des composants et systèmes RF. il forme un circuit fermé et isolé avec le composant en test, aussi appelé DUT. Le VNA génère des signaux prédéfinis pour stimuler le DUT, et les reçoit via des récepteurs pour déterminer les variations obtenues. En effet, le VNA mesure le signal réfléchi à l'entrée et le signal transmis a la sortie du DUT, compare les résultats au signal de base et déduit la réponse du DUT.

Pour un VNA à un seul port, seul le signal réfléchi peut être mesuré (S11). Pour un VNA à deux ports, les signaux réfléchis et transmis peuvent être mesurés (S11 et S21). La Figure 5.1 montre le VNA utilisé pour mesurer les paramètres S dans le contexte du chauffage par micro-ondes.

Le guide d'onde

Le guide d'onde WR340 est le moyen de transmission d'ondes à la fréquence 2.45 GHz pour les applications de chauffage par micro-ondes. Le mode de propagation par défaut est le mode TE10. Les dimensions du guide d'onde sont les mêmes que le modèle de simulation développé dans le chapitre 3. Le triple accordeur électromagnétique joue le rôle du guide d'onde quand les trois longueurs d'insertions des cylindres métalliques sont nulles.

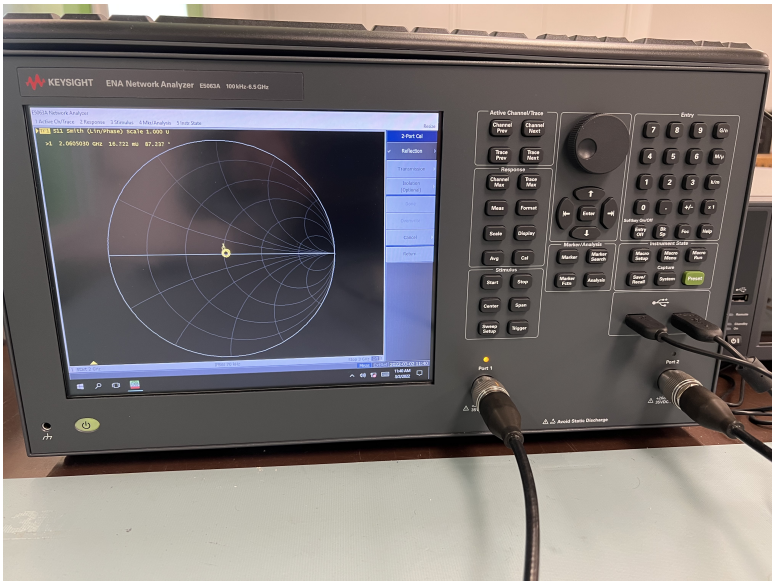

FIGURE 5.1 VNA utilisé pour la mesure des paramètres S

Le triple accordeur électromagnétique

Le triple accordeur électromagnétique est l'instrument utilisé pour minimiser et contrôler la réflexion d'onde dans le système. Grâce aux cylindres métalliques, il est possible d'agir sur l'impédance de la ligne pour qu'elle soit égale à l'impédance de la charge à tous moment. Les dimensions de ce dispositif sont les mêmes que le modèle de simulation développé dans le chapitre 3. Le modèle utilisé est le AG340M3 de la compagnie MKS. La Figure 5.2 montre des vues extérieures et d'intérieurs du triple accordeur électromagnétique utilisé.

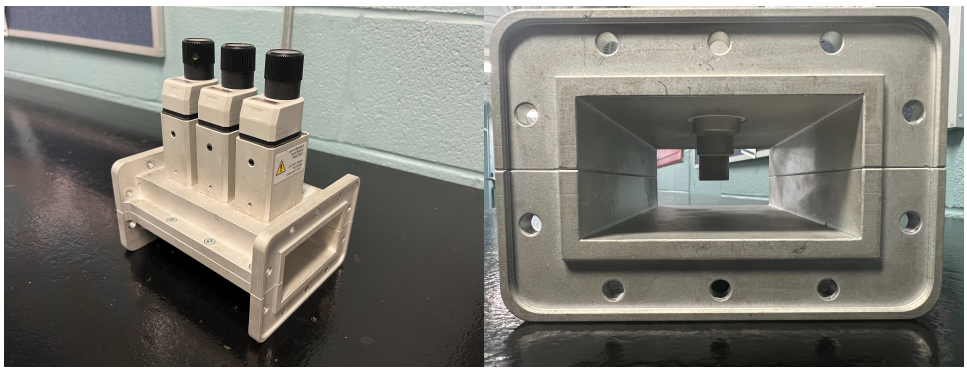

FIGURE 5.2 Vue d'extérieur et d'intérieur du triple accordeur électromagnétique

Adaptateurs du guide d'onde

L'adaptateur électromagnétique est l'instrument qui permet de connecter le guide d'onde ou l'accordeur au VNA. il permet de faire la transition d'un guide d'onde WR340 a une sortie coaxiale femelle de type N. L'interface de la transition est de type CPR-340G , adaptée au guide d'onde présenté dans la partie précédente. Il opère entre les fréquences 2.2 GHz et 3.3 GHz. Cet adaptateur est essentiel pour pouvoir connecter le guide d'onde au VNA pour effectuer les mesurer des paramètres S.

Le modèle utilisé est le :"WR-340 CPR-340G Grooved Flange to N Female Waveguide to Coax Adapter" de Pasternack. La Figure 5.3 montre les adaptateurs branchés aux deux ports du triple accordeur électromagnétique.

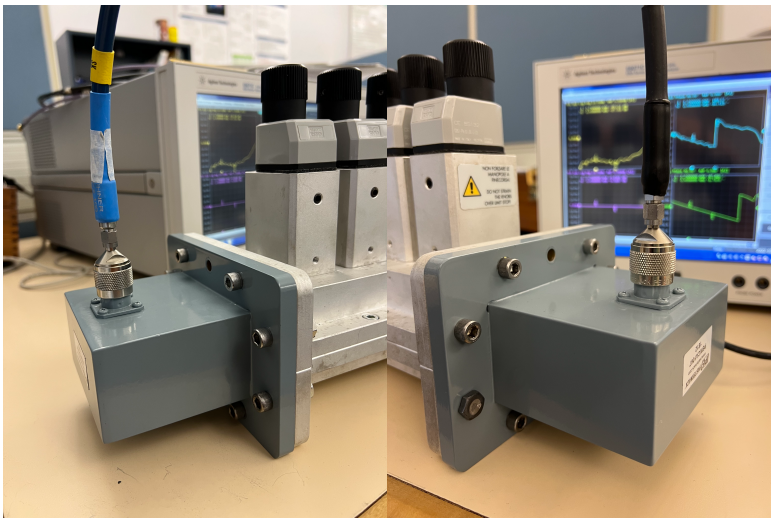

FIGURE 5.3 Adaptateur câble coaxial/guide d'onde de type CPR-340G au niveau des deux ports

Kit de calibration

L'intérêt de la calibration réside dans l'élimination des effets des parties indésirables lors de la mesure d'un équipement. Cela peut être les fils qui connectent le VNA à l'équipement ou d'autres parties de l'équipement. La calibration change le plan de mesure pour cibler l'équipement d'intérêt et caractériser sa réponse fréquentielle sans tenir en compte les autres parties du système sous mesure.

Dans le cadre de ce travail, deux types de calibration ont été effectués. La première est une calibration SOLT : C'est la calibration la plus directe utilisée pour calibrer le VNA. Le standard consiste à utiliser des charges de type court-circuit, circuit ouvert, charge nominale

de 50 Ω et un mode en transmission. Cette calibration est utilisée soit par un kit de calibration manuel en utilisant des charges adaptées, soit par un kit digital qui permet d'obtenir toutes les calibrations en un seul équipement. La calibration SOLT a été surtout utilisée pour maîtriser la manipulation du VNA et de pouvoir éliminer l'effet des câbles coaxiaux liant le VNA aux deux adaptateurs du guide d'ondes. Elle est adaptée à des terminaisons coaxiales et non pour des éléments ayant d'autres types de terminaisons comme le guide d'onde.

La Figure 5.4 montre les kits de calibration SOLT manuels et digitaux utilisés pour calibrer le VNA.

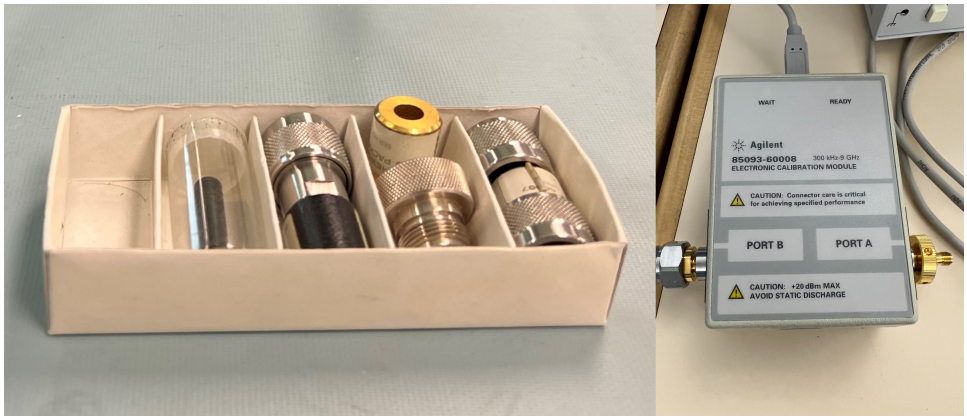

FIGURE 5.4 Kit de calibration SOLT manuel et digital utilisé pour le VNA

La deuxième calibration menée dans le travail expérimental est la calibration TRL : C'est une calibration menée quand les équipements présents ne sont pas coaxiaux. L'abréviation signifie une calibration de type transmission, réflexion et ligne de transmission. Elle consiste a utiliser des équipements conçus pour le système sous mesure qui permettent d'avoir les caractéristiques de charges cites au-dessous. Cette calibration permet d'éliminer des transitions ou des parties du système pour caractériser précisément sa réponse fréquentielle. Dans le cas du triple accordeur électromagnétique, un tronçon du guide d'onde a été conçu pour être utilisé en mode ligne de transmission, et un une paroi réfléchissante a été également conçu pour être utilisé en mode réflexion durant la calibration.

La Figure 5.5 montre les kits de calibration TRL utilisés pour calibrer le VNA.

5.2.2 Méthodes

Les mesures effectuées sur le triple accordeur électromagnétique ont pour but de caractériser sa réponse fréquentielle par les paramètres de diffusion. En suivant le même principe effectué en simulation sur COMSOL, le VNA mesure les paramètres S pour chaque combinaison

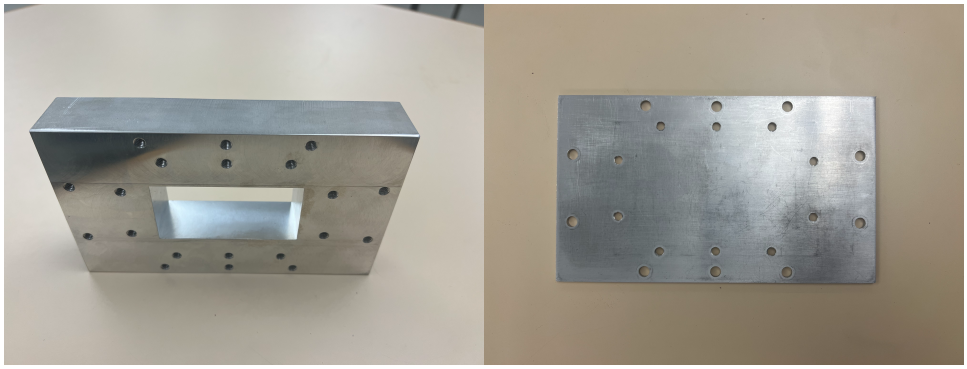

FIGURE 5.5 Kit de calibration TRL utilisé pour le VNA : "Line" et "Reflect"

d'insertions de cylindres.

Le VNA effectue un balayage de fréquence entre 2.2 GHz et 3.2 GHz et excite à la fois les deux ports d'entrée et de sortie pour obtenir la matrice S. Le VNA a été calibre par la méthode TRL pour éliminer a la fois les effets des câbles coaxiaux et des adaptateurs du guide d'onde.

La calibration TRL a été menée donc sur les adaptateurs du guide d'onde et les câbles coaxiaux en suivant les trois étapes suivantes :

- Une calibration en mode transmission (*Through*) : Le VNA est connecté aux deux adaptateurs. Les deux adaptateurs sont reliés directement formant un petit tronçon de guide d'onde. L'excitation générée par le VNA traverse les deux adaptateurs des deux ports à la fois.
- Une calibration en mode réflexion (*Reflect*) : Le VNA est connecté aux deux adaptateurs. Les deux adaptateurs sont reliés par une paroi métallique. Une réflexion totale a lieu. L'excitation générée par le VNA est réfléchie au niveau de la paroi pour les deux ports à la fois.
- Une calibration en mode ligne (*Line*) : Le VNA est connecté aux 2 adaptateurs. Les deux adaptateurs sont reliés par une extension du guide d'onde de longueur $\lambda/4$. L'excitation générée par le VNA traverse les deux adaptateurs des deux ports à la fois.

Les Figures 5.6 et 5.7 montrent les deux dernières étapes de la calibration effectuées sur le VNA et les adaptateurs en utilisant le tronçon de $\lambda/4$ et la paroi métallique.

Après la calibration, le triple accordeur électromagnétique est monté entre les deux adaptateurs. Les mesures effectuées ainsi représentent sa réponse fréquentielle. L'effet des circuits du VNA, des câbles coaxiaux et de la transition coaxiale guide d'onde est donc éliminé.

La Figure 5.8 montre l'étape de la mesure finale après la calibration TRL. La précision

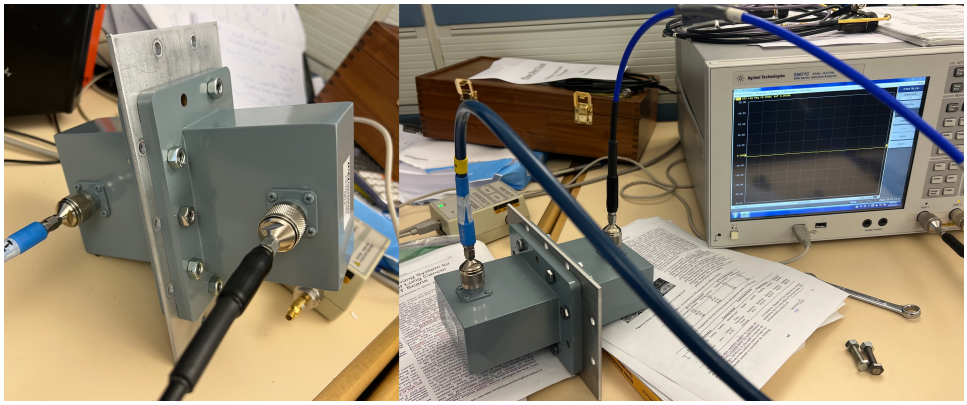

FIGURE 5.6 Dispositif expérimental pour la calibration TRL : Étape de la réflexion (Reflect)

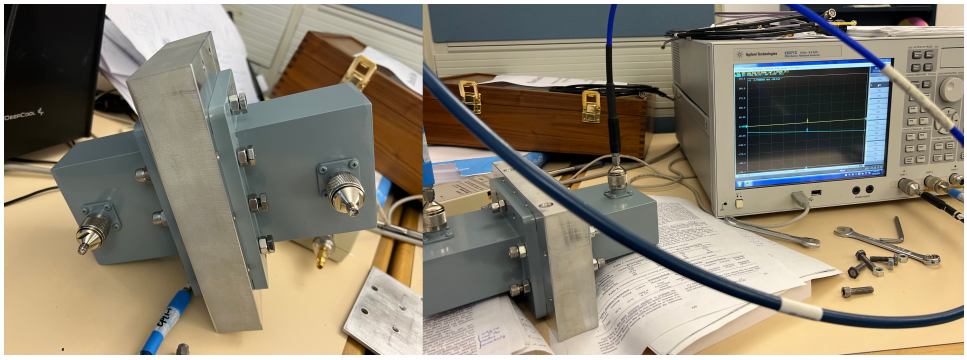

FIGURE 5.7 Dispositif expérimental pour la calibration TRL : Étape de la ligne de transmission (Line)

d'insertion sera toujours de 1 mm comme effectué dans la simulation sur COMSOL.

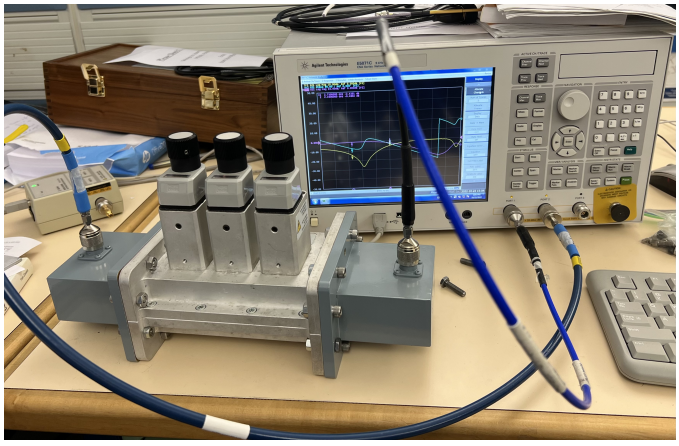

FIGURE 5.8 Dispositif expérimental de la mesure après calibration

Le VNA permet de générer les données des paramètres S sous le format s2p dans la bande de fréquence [2.2, 3.2] GHz. Un code Python a été développé pour traiter les données dans ce format et les convertir dans un format qui permet d'avoir la réponse des paramètres S_{11} et S_{21} en module et en phase a la fréquence 2.45 GHz.

5.3 Application de la méthode de la cascade

L'application de la méthode de la cascade suppose la subdivision du système en trois sous-modèles. Dans le cas expérimental, cela n'est pas possible. Le triple accordeur électromagnétique est un équipement en un seul bloc ayant les trois cylindres métalliques à la fois.

Pour contourner ce souci, on procède a appliquer une méthode appelée le *de-embedding* des paramètres S. Cette méthode permet de déduire à partir des paramètres S du modèle de base, les paramètres de diffusion d'une partie réduite du modèle en modifiant le plan de référence des ports d'entrée et de sortie.

La sous-partie suivante introduit la notion du *de-embedding* dans le cas du triple accordeur électromagnétique.

5.3.1 De-embedding des paramètres S

Le *de-embedding* des paramètres S est une technique qui permet de déduire la réponse fréquentielle d'une partie réduite d'un système en modifiant par calcul analytique le plan des ports d'entrée et de sortie.

Le changement du plan de référence des ports n'affecte que la phase des paramètres S. Le module reste constant. Les nouveaux paramètres S quand le plan du port est modifié se calcule en fonction de la distance entre l'ancien et le nouveau plan de référence et la constate de propagation des ondes dans le système.

L'équation suivante décrit le *de-embedding* des paramètres S pour un réseau à deux ports, n étant le port source d'entrée, m le port de sortie, d la distance ou l'offset entre les plans des ports et β la constante de propagation.

$$De\text{-}embedded(S_{nm}) = S_{nm} \exp(j\beta_n d_n) \exp(j\beta_m d_m) \tag{5.1}$$

La mesure s'effectuera donc avec le triple accordeur électromagnétique en entier, en se basant sur les mêmes combinaisons de sous-modèles développés en simulation. Par la suite, les données obtenues seront modifiées en appliquant le *de-embedding* pour générer les données

qui correspondent aux sous-modèles en changeant convenablement les plans de références des ports.

Vu que le système doit être subdivisé en trois sous-modèles, le *de-embedding* doit être appliqué trois fois aux données obtenues du VNA. Chaque *de-embedding* correspondra a un des trois sous-modèles, et permettra de générer les paramètres de diffusion du triple accordeur électromagnétique vu comme une cascade de trois sous-modèle.

Pour clarifier cette approche, une modélisation numérique sur COMSOL a été effectuée pour préciser les nouveaux plans de référence de chaque port qui permettent de diviser le système en 3 sous-systèmes. Les Figures 5.9, 5.10 et 5.11 montrent respectivement le *de-embedding* du système global correspondant aux premier, deuxième et troisième sous-modèle.

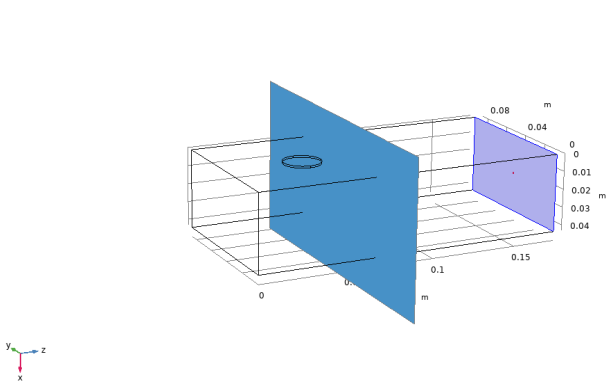

FIGURE 5.9 De-embedding du port 2 pour obtenir le premier sous-modèle

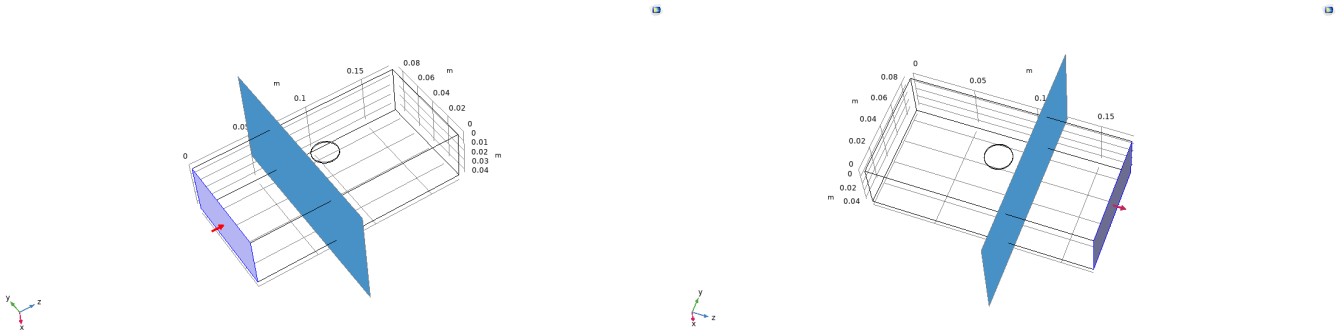

FIGURE 5.10 De-embedding du port 1 et 2 pour obtenir le deuxième sous-modèle

Le tableau 5.1 suivant résume les distances des plans des ports et la constante de propagation pour chaque *de-embedding* permettant d'avoir un sous-modèle. On note respectivement D_1 et D_2 les distances des nouveaux plans de référence des ports 1 et 2 et K_1 et K_2 les constantes de propagation selon l'excitation des ports 1 et 2.

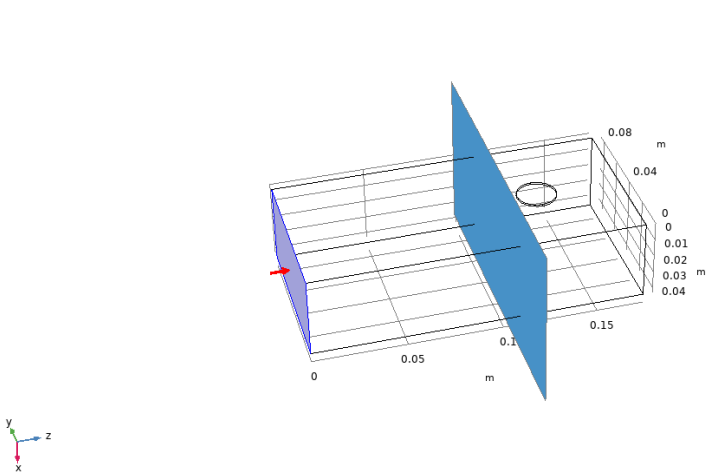

FIGURE 5.11 De-embedding du port 1 pour obtenir le troisième sous-modèle

Ces valeurs seront appliquées pour le *de-embedding* des paramètres S du système physique mesure par le VNA. Ces valeurs correspondent également aux dimensions des sous-modèles développés en simulation sur COMSOL.

TABLEAU 5.1 Paramètres du *de-embedding* des paramètres S pour la subdivision du système

	Sous-modèle 1	Sous-modèle 2	Sous-modèle 3
D_1 (mm)	0	66	109
D_2 (mm)	109	66	0
K_1	36.239	36.239	36.239
K_2	36.239	36.239	36.239

5.3.2 Résultats et discussions

Les résultats de la calibration ont a été comparé a un modèle de simulation développé sur ANSYS pour s'assurer de sa précision. En prenant l'étape du mode ligne de transmission (Line) comme exemple, les Figures 5.12 et 5.13 montrent respectivement la réponse au niveau de la mesure et au niveau de la simulation.

Les équipements utilisés pour la calibration ont été conçus pour la fréquence 2.75 Ghz. Généralement, c'est la fréquence au milieu de l'intervalle de balayage qui est prise pour la calibration. Étant donné que l'intervalle est de 2.2 GHz au 3.3 GHz , la fréquence de milieu vaut 2.75 GHz. Cela amène à corriger les mesures effectuées d'un certain degré déduit de la différence de phase entre 2.45 GHz et 2.75 GHz lors de la calibration.

Le tableau 5.2 compare les résultats obtenus entre simulation et mesure aux 2 fréquences

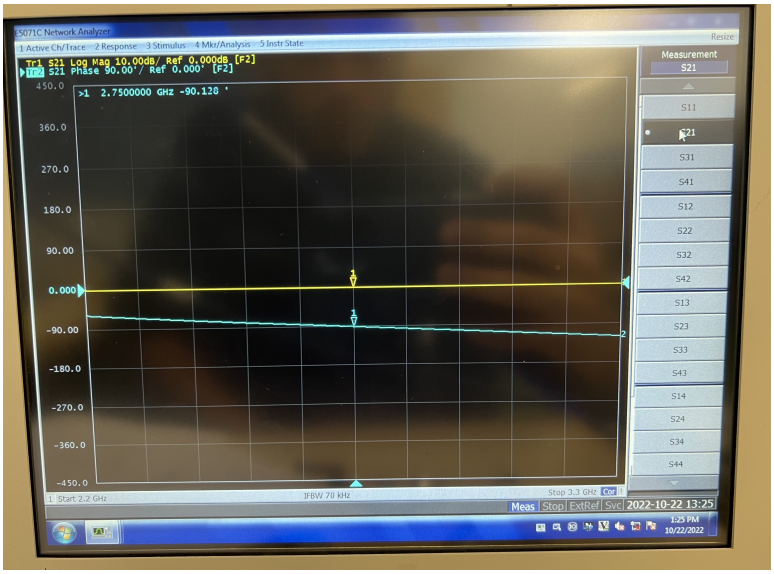

FIGURE 5.12 Mesure de la réponse fréquentielle des adaptateurs en mode ligne de transmission

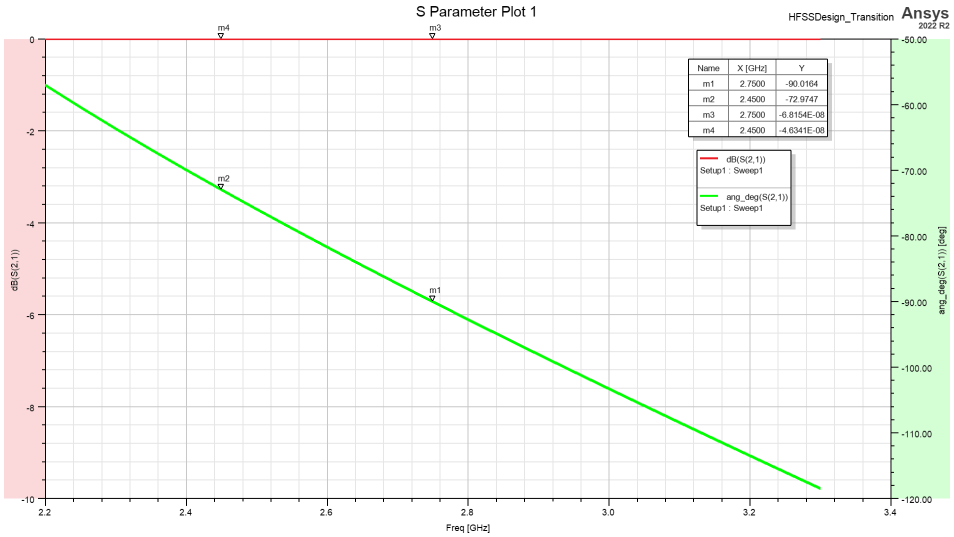

FIGURE 5.13 Simulation de la réponse fréquentielle des adaptateurs en mode ligne de transmission

d'intérêts de 2.45GHz et 2.75GHz. Les résultats concordent au niveau de la phase et du module du paramètre de transmission S_{21}.

Pour prédire la réponse du triple accordeur électromagnétique, le VNA mesure la réponse de l'insertion de chaque cylindre entre [0,26]mm en ayant les 2 autres a 0mm. Cela permet d'avoir les paramètres S de chaque sous-modèle développé dans la simulation plus un tronçon

TABLEAU 5.2 Comparaison de la calibration TRL entre simulation et mesure pour le mode de ligne de transmission

Fréquence (GHz)	$S_{n,m}$ (dB et degré)	Mesure	Simulation
2.75	$abs(S_{21})$	$\sim$ -0	$\sim$ -0
2.75	$arg(S_{21})$	-90.06	-90.01
2.45	$abs(S_{21})$	$\sim$ -0	$\sim$ -0
2.45	$arg(S_{21})$	-73.03	-72.97

de guide d'onde.

La Figure 5.14 montre la réponse fréquentielle en paramètre de diffusion du triple accordeur électromagnétique quand tous les cylindres sont a 0mm. Les résultats sont proches des simulations effectuées sur COMSOL lors de l'évaluation du triple accordeur électromagnétique en mode de guide d'onde. La Figure 5.15 montre les résultats obtenus sur COMSOL quand les 3 cylindres sont également a 0mm.

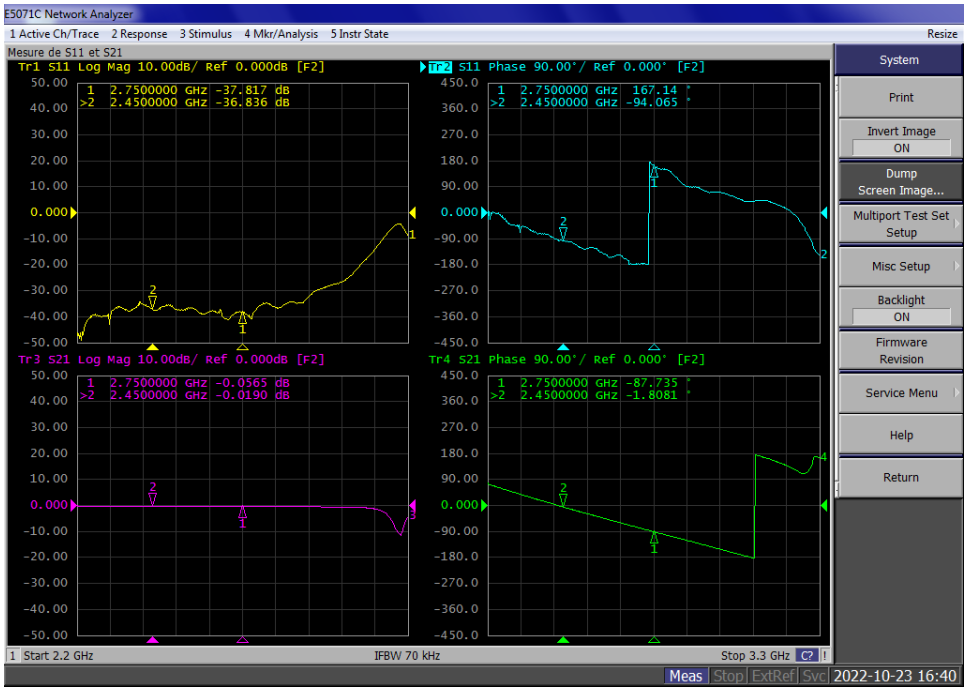

FIGURE 5.14 Mesure des paramètres S pour le cas de H_1=H_2=H_3=0mm

Les résultats montrent que l'allure des courbes entre la mesure et la simulation est la même. L'écart des valeurs peut se justifier aux simplifications effectuées pour simuler le système sur COMSOL. La modélisation numérique n'a pas pris en compte toutes les spécifications des équipements. Il s'ajoute à cela les incertitudes qui peuvent être liées à la mesure.

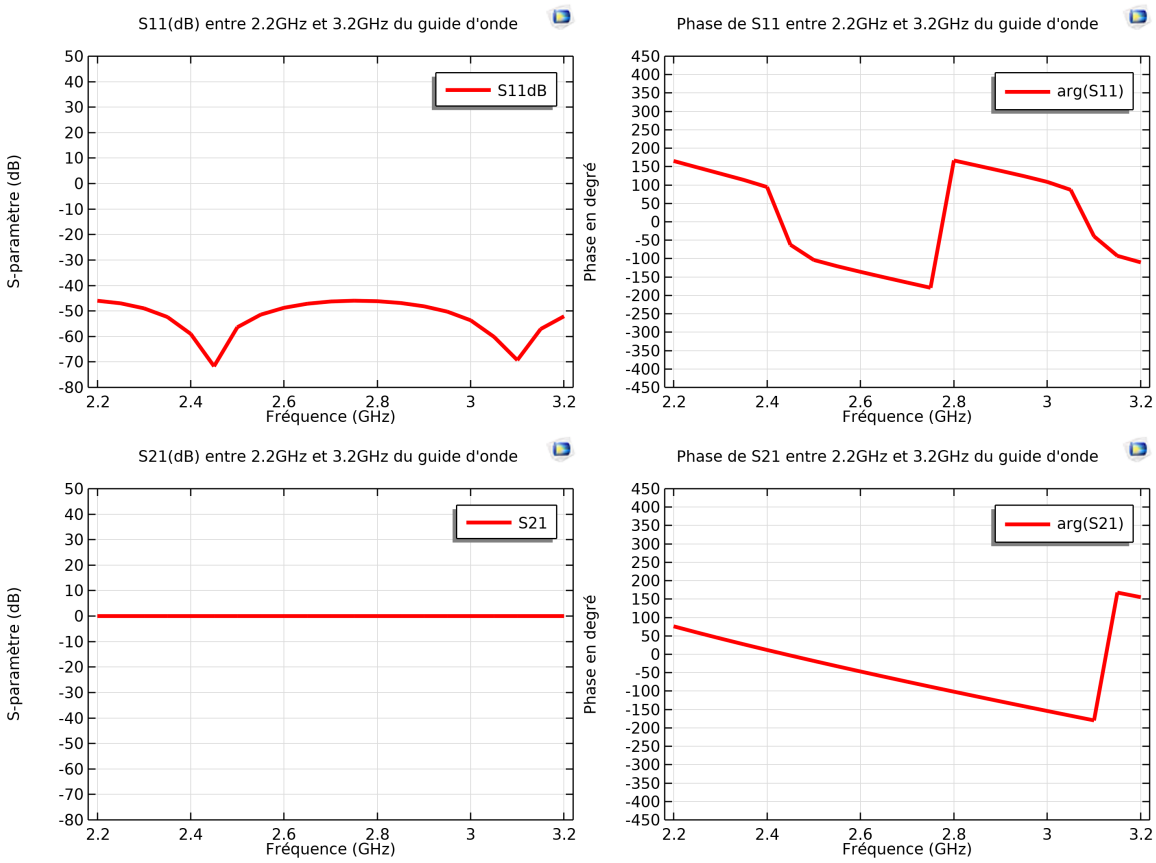

FIGURE 5.15 Simulation des paramètres S pour le cas de H_1=H_2=H_3=0mm

Ce sont les résultats expérimentaux qui vont être considérés par la suite pour appliquer la méthode de la cascade. La simulation permet quand à elle de vérifier la convergence des résultats expérimentaux et leurs sens.

Pour une précision de 1mm pour chacun des trois cylindres, la mesure permet d'avoir les résultats initiaux de chacun des sous-modèles sous la forme s2p. Le code Pyhton permet de convertir ces données en un format qui permet leurs traitements sous Matlab, comme effectué lors du traitement des données de simulation. Le code Matlab ensuite s'assure d'appliquer le *de-embedding* des données mesurées pour avoir la réponse fréquentielle équivalente a la subdivision physique du système en 3 sous-systèmes.

En prenant l'exemple du premier sous-système contenant le premier cylindre, la Figure 5.16 compare respectivement les résultats des paramètres S_{11} et S_{21} avant et après le *de-embedding* en module et en phase. Le module et la phase de S_{21} reste les mêmes vu que le plan de référence du port 2 reste le même pour obtenir la subdivision. Pour S_{11} , le module reste le même, mais la phase change vu le déplacement du plan de référence du premier port à côté du 3e

cylindre.

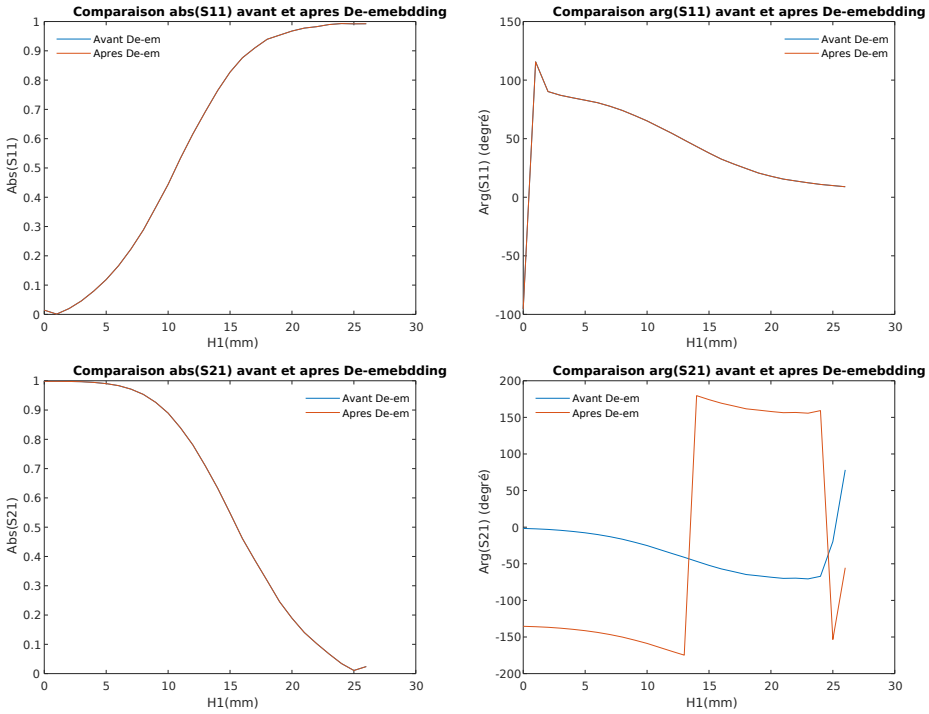

FIGURE 5.16 Paramètres S avant et après le *de-embedding* pour le premier sous-système

On remarque une discontinuité pour le *de-embedding* de la phase de S_{21} entre les valeurs [14,24] mm. Le *de-embedding* de la phase dans cet intervalle ne fait partie de l'intervalle [-180,180] degré, ainsi un décalage de phase est ajouté pour faire ramener les données entre -180 et 180 degrés. Cette approche est appliquée pour les trois cas de figure pour obtenir les paramètres S qui correspondent a une subdivision physique de l'accordeur.

Une interpolation linéaire a été effectuée par la suite pour caractériser les paramètres S en fonction de la longueur H de chaque sous-système. L'équation suivante montre respectivement les fonctions interpolées recherchées pour chaque sous-modèle. On notera pour tout ce qui suit les trois sous-systèmes du triple accordeur électromagnétique ss_1,ss_2 et ss_3, et le *de-embedding* comme "De-emb".

$$S_{paramètres,ss_i} = f_i(H_i) = |De\text{-}emb(S_{paramètres,ss_i})(H_i)| \exp(j\, De\text{-}emb(arg(S_{paramètres,ss_i})(H_i))) \tag{5.2}$$

pour i allant de 1 à 3.

En reprenant le premier sous-modèle comme exemple, l'interpolation linéaire de ses para-

mètres S est illustrée dans la Figure 5.17 :

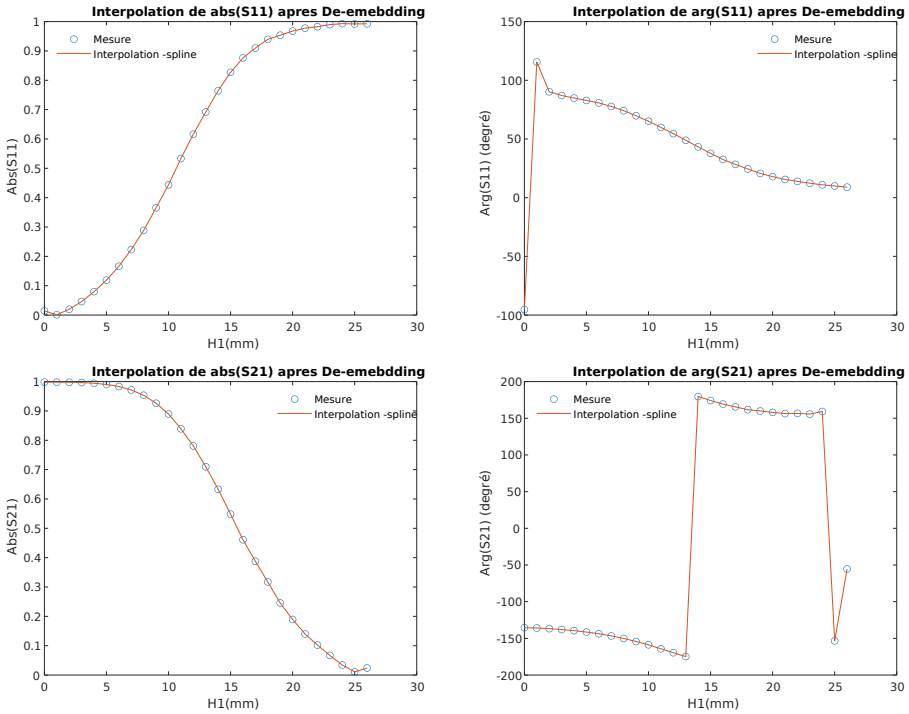

FIGURE 5.17 Interpolation linéaire pour les paramètres S après *de-embedding* du premier sous-modèle

Après L'interpolation, on peut appliquer la formule de la cascade sur le de-embedding des paramètres S des 3 sous-systèmes. Les mêmes cas de figure de la simulation ont été pris pour comparer. D'autres mesures ainsi ont été effectuées pour permettre de vérifier l'application de la formule de la cascade sur le système réel.

Les Figures 5.18 et 5.19 montrent la comparaison entre la prédiction par la cascade et les vraies mesures effectuées sur le triple accordeur électromagnétique concernant les sous-modèles. Les deux figures traitent respectivement le cas de ($H_1 \in$ [0,26] mm, H_2=0, H_3=0) et (H_1=0, $H_2 \in$ [0,26] mm, H_3=0).

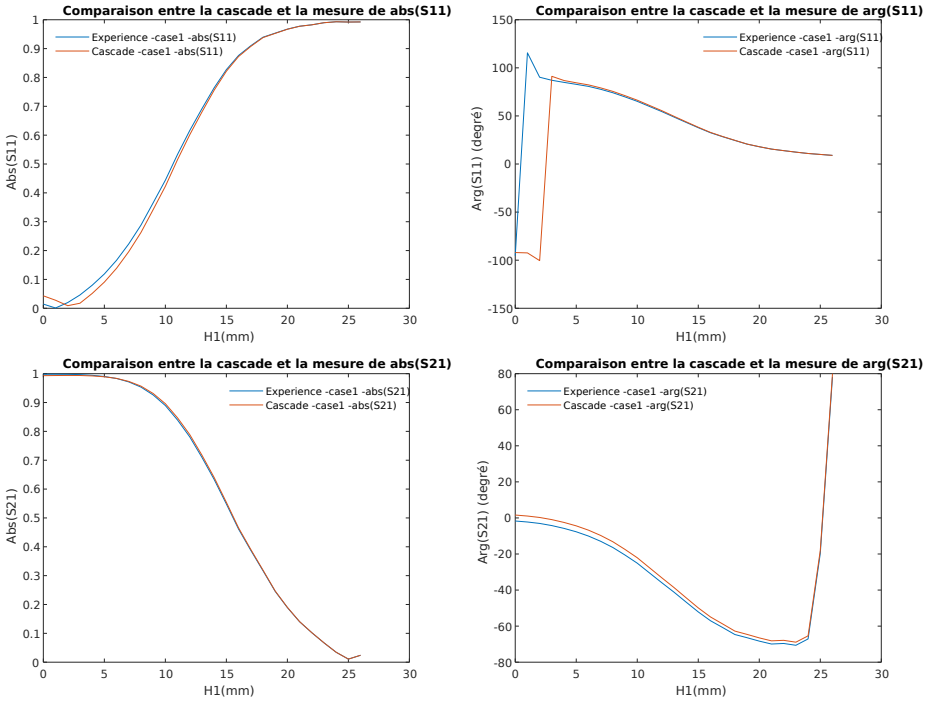

FIGURE 5.18 Comparaison de la prédiction et la mesure des paramètres S du premier cas ($H_1 \in$ [0,26]mm, H_2=0, H_3=0)

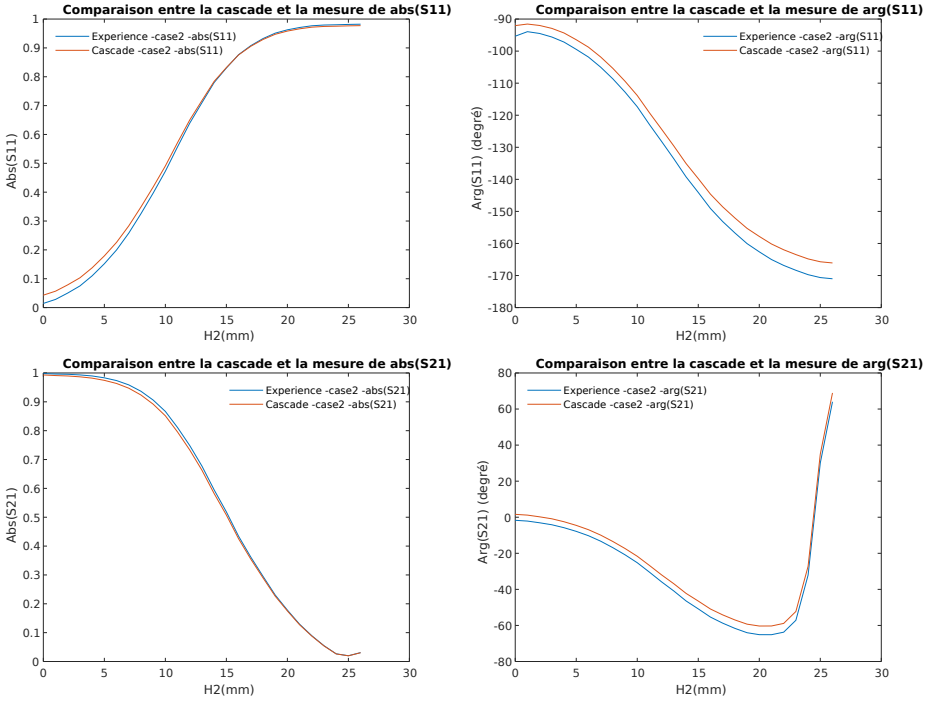

FIGURE 5.19 Comparaison de la prédiction et la mesure des paramètres S du deuxième cas (H_1=0, $H_2 \in$ [0,26]mm, H_3=0)

Les résultats montrent que la prédiction arrive à bien suivre les mesures réelles du triple accordeur électromagnétique. Un écart est présent entre les différentes courbes, mais il reste acceptable pour générer une consigne convenable pour l'adaptation d'impédance.

Plusieurs cas de figure ont été vérifiés pour valider la prédiction menée à base des mesures expérimentales. Les différents cas présents dans le Chapitre 4 ont également étaient vérifié, et la prédiction par cascade arrive a bien suivre la mesure réelle dans tous les cas avec un écart acceptable.

La Figure 5.20 illustre l'un de ces cas avec une combinaison d'insertion de $H_1 \in [0{,}26]$ mm, H_2=5 mm et H_3=3.

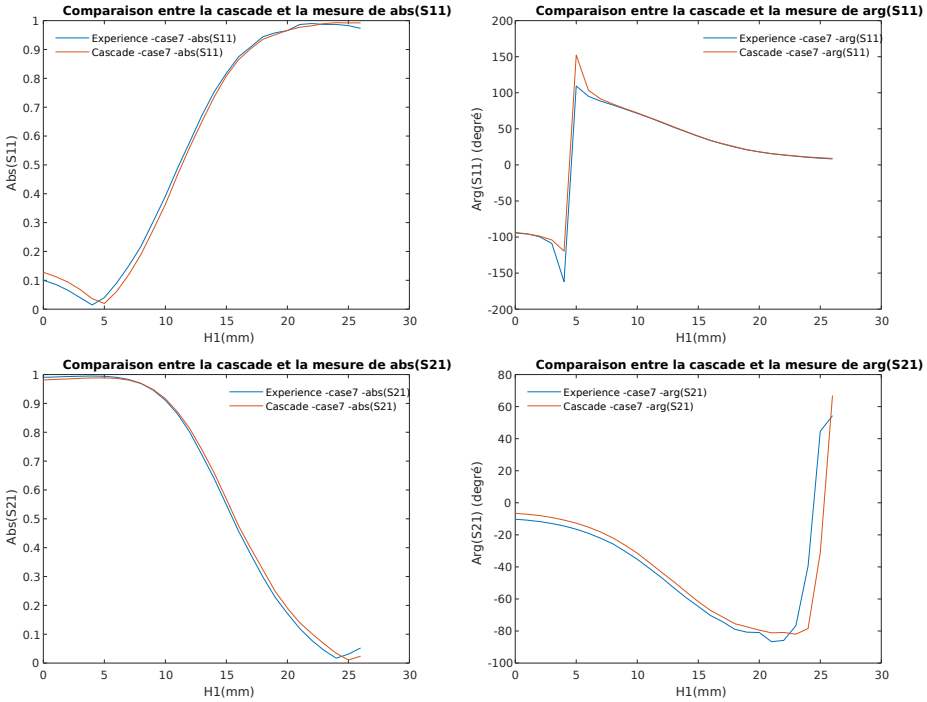

FIGURE 5.20 Comparaison de la prédiction et la mesure des paramètres S du septième cas ($H_1 \in [0{,}26]$ mm, H_2 =5 mm et H_3=3)

Les résultats en général sont conformes aux résultats obtenus à la simulation. On peut conclure que la méthode de la cascade permet d'avoir une bonne prédiction du comportement du triple accordeur électromagnétique en se basant sur un espace fini et réduit de combinaisons de test.

La partie suivante introduit la logique de contrôle à effectuer pour permettre l'adaptation d'impédance dans le système de la pyrolyse. La technique se base sur la génération d'une consigne de combinaisons grâce à la méthode de la cascade pour minimiser la réflexion en se

basant une fonction de minimisation faisant intervenir les paramètres S.

5.4 Logique de la consigne

L'intérêt de la méthode de la cascade se présente lors de l'adaptation d'impédance du système pour minimiser la réflexion. Le système tel présenté dans le Chapitre 1 pourra être caractérisé entièrement par les réflexions de coefficients qui reflètent les impédances des différentes parties du système. La Figure 5.21 montre le schéma du système avec les différents coefficients de réflexion et impédances.

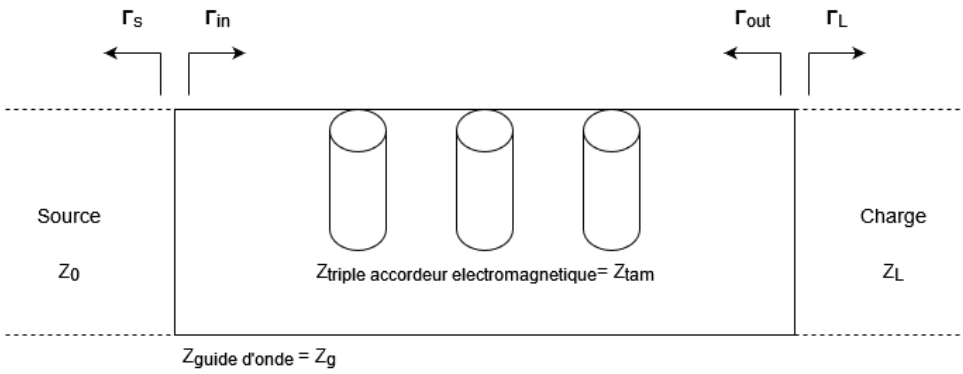

FIGURE 5.21 Schéma du système de la pyrolyse caractérisé par les coefficients de réflexion

L'intérêt des coefficients de réflexion dans l'adaptation d'impédance est de pouvoir adresser le problème inverse : générer les consignes d'insertions des cylindres à partir d'une impédance de charge donnée.

Γ_L et Γ_S représentent respectivement les coefficients de réflexion mesurés avant et après le triple accordeur électromagnétique vu vers la charge et la source. Ces deux coefficients mesurent l'impédance vue à leurs plans de référence en regardant ce qui est après. Puisqu'il y a que la charge et la source, Γ_L évalue donc Z_L, alors que Γ_S évalue Z_S.

Dans la même perspective, Γ_{in} et Γ_{out} regardent les impédances qui sont après leurs plans de référence. Pour Γ_{in}, on compte le guide d'onde, le triple accordeur électromagnétique et la charge. Γ_{in} évalue ainsi l'impédance équivalente a Z_g,Z_{tam} et ZL. La même chose s'applique a Γ_{out}. Il caractérise ainsi les impédances du guide d'onde Zg, de l'accordeur Z_{tam} et de la source Z_L.

La différence entre les couplets (Γ_{in},Γ_L) et (Γ_{out},Γ_S) est la direction vers laquelle le coefficient évalue la réflexion. Dans la théorie des lignes de transmission, l'adaptation d'impédance signifie une égalité entre les coefficients de réflexion au même plan vu dans les deux directions.

Cela se traduit par les équations suivantes :

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \tag{5.3}$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \tag{5.4}$$

La réalisation de l'une de ses équations assure une adaptation d'impédance au niveau du système, puisque les quantités caractérisent les mêmes parties, mais seulement dans un sens inversé.

Comme présenté dans le Chapitre 3, les coefficients de réflexion Γ_L et Γ_S peuvent être exprimé de la façon suivante en fonction de Z_L, Z_S et Z_0 :

$$\Gamma_L = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \tag{5.5}$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{5.6}$$

De la même manière, on peut exprimer Γ_{in} et Γ_{out} en fonction de Z_{in}, Z_{out} et Z_0 :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \tag{5.7}$$

$$\Gamma_{out} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \tag{5.8}$$

Puisqu'on s'intéresse au sens vers la charge, il est convenable de travailler avec le couplet Γ_{in} et Γ_L pour adapter l'impédance.

Dans ce cas, Γ_{in} caractérise l'entrée du port 1 de l'accordeur, alors que Γ_L caractérise la charge. L'utilité de travailler avec des coefficients de réflexion et de pouvoir travailler avec les paramètres S de l'accordeur. Puisque Γ_{in} caractérise le guide d'onde, l'accordeur et la charge, et que le guide d'onde et l'accordeur jouent le même rôle de ligne de transmission, on peut dire que Γ_{in} caractérise le triple accordeur électromagnétique et la charge directement.

Le triple accordeur électromagnétique est totalement caractérisé par ses paramètres S. ainsi, il est intéressant d'exprimer ainsi Γ_{in} en fonction des paramètres S et de la charge. La théorie de la ligne de transmission définit cette relation comme suit :

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} \times S_{21} \times \Gamma_L}{1 - S_{22} \times \Gamma_L} \tag{5.9}$$

L'adaptation d'impédance se fait pour un Γ_L donné à tout moment selon la variabilité de la charge. Γ_{in} dépend ainsi de deux paramètres : le coefficient de réflexion de la charge Γ_L , supposé connu ou mesuré et qu'on ne peut pas contrôler, et les paramètres S de l'accordeur électromagnétique qui dépendent des insertions des cylindres , et qu'on peut le contrôler.

Cela signifie que Γ_{in} peut s'écrire en fonction des paramètres S obtenus de la cascade en fonction des insertions des tiges métalliques. Le coefficient de réflexion au port 1 de l'accordeur s'écrit donc comme suit :

$$\Gamma_{in}(H_1, H_2, H_3) = S_{11}(H_1, H_2, H_3) + \frac{S_{12}(H_1, H_2, H_3) \times S_{21}(H_1, H_2, H_3) \times \Gamma_L}{1 - S_{22}(H_1, H_2, H_3) \times \Gamma_L} \tag{5.10}$$

En remplaçant Γ_L par son expression, on peut ainsi exprimer Γ_{in} en fonction des 3 longueurs d'insertions et Z_L comme suit :

$$\Gamma_{in}(H_1, H_2, H_3) = S_{11}(H_1, H_2, H_3) + \frac{S_{12}(H_1, H_2, H_3) \times S_{21}(H_1, H_2, H_3) \times (Z_L - Z_0)}{1 - S_{22}(H_1, H_2, H_3) \times (Z_L - Z_0)} \tag{5.11}$$

Les expressions de S_{11},S_{21},S_{12} et S_{22} sont des fonctions qui prédisent la réponse du triple accordeur électromagnétique grâce à la formulation par la théorie de la cascade expliquée dans le Chapitre 4 et plus tôt dans ce chapitre.

L'adaptation d'impédance revient donc a un simple problème de minimisation : Il faut trouver le minimum de la fonction suivante : f = Γ_{in} - Γ_S

$$f((H_1, H_2, H_3)) = \Gamma_{in}((H_1, H_2, H_3)) - \Gamma_S \tag{5.12}$$

Le problème inverse s'exprime donc de la façon suivante : La recherche du triplet (H_1,H_2,H_3) permet de minimiser la fonction f à tout moment pendant la réaction. Il suffit de connaître la valeur du coefficient de réflexion Γ_L pour trouver le triplet permettant de donner le minimum de cette fonction.

Cette approche permet en fait de générer la consigne de contrôle du système en boucle ouverte. Cela constitue la première étape vers le contrôle du système en boucle fermée. Le travail mené dans ce mémoire s'intègre dans une perspective globale de contrôle où le système doit être contrôlé en boucle fermée au niveau de la réflexion comme de la température.

La formulation de la solution du problème de la réflexion pour le système de la pyrolyse à tout moment s'exprime ainsi comme le montre l'équation suivante : trouver le triplet (H_1,H_2,H_3) qui minimise la fonction f à tout moment de variation de la charge Z_L.

$$(H_1, H_2, H_3) = argmin[f((H_1, H_2, H_3))] = argmin[\Gamma_{in}((H_1, H_2, H_3)) - \Gamma_S] \tag{5.13}$$

Un code Matlab a été développé pour réaliser la recherche du triplet en utilisant une approche initiale se basant sur la minimisation de points intérieurs. L'algorithme "Interior Point" gère à la fois les grands problèmes à faible densité et les petits problèmes à haute densité. L'algorithme satisfait la limite à chaque itération et peut contourner les résultats NaN ou Inf.

Comme indiqué dans la première partie de cette section, il est possible de travailler avec Γ_{out} et Γ_L au lieu de Γ_{in} et Γ_S. La fonction objective à minimiser peut s'exprimer ainsi de deux manières différentes comme le montrent les équations suivantes :

$$\begin{aligned} Obj_f \quad &= \quad argmin_{H_i}|\Gamma_L^*(t) - \Gamma_{out}(H)| \\ & \quad H = (H_1, H_2, H_3) \\ & \quad H_i \in [0, 26]mm \\ & \quad i \in 1, 2, 3 \end{aligned} \tag{5.14}$$

$$\begin{aligned} Obj_f \quad &= \quad argmin_{H_i}|\Gamma_S^* - \Gamma_{in}(H, t)| \\ & \quad H = (H_1, H_2, H_3) \\ & \quad H_i \in [0, 26]mm \\ & \quad i \in 1, 2, 3 \end{aligned} \tag{5.15}$$

La composante temporelle (t) décide uniquement de la valeur de l'impédance de la charge a un moment donné. Elle n'entre pas dans l'expression des paramètres S formulés par la méthode de la cascade.

Les Tableaux 5.3 et 5.4 montrent les résultats obtenus de la consigne de contrôle (H_1, H_2, H_3) générés par l'algorithme de points intérieurs sur Matlab. Deux triplets de départs H_0 différents ont été choisis pour initialiser la recherche du minimum en ayant les mêmes valeurs de charges.

L'algorithme arrive à atteindre un triplet qui minimise au mieux la réflexion d'onde. La

TABLEAU 5.3 Réponse fréquentielle en S_{11} du modèle du guide d'onde

Γ_L	H_0	$H(H_1, H_2, H_3)$	N itérations	Erreur	Pas (Step)
0.14 + 0.47j	(1,1,1)	(15.13,10.25,18.39)	218	E-10	E-07
0.36 + 0.12j	(1,1,1)	(17.39,10.44,11.81)	94	E-09	E-02
0.81 - 0.73j	(1,1,1)	(27.99,0.72,27.99)	25	0.1352	E-04
0.01 + 0.96j	(1,1,1)	(27.99,0.72,27.99)	25	0.0048	E-04
0.54 - 0.24j	(1,1,1)	(16.15,10.3,20.13)	188	E-10	E-08
0.64 + 0.34j	(1,1,1)	(18.86,8.6,21.53)	168	E-09	E-08

TABLEAU 5.4 Réponse fréquentielle en S_{11} du modèle du guide d'onde

Γ_L	H_0	$H(H_1, H_2, H_3)$	N itérations	Erreur	Pas (Step)
0.14 + 0.47j	(10,10,10)	(14.56,10.73,18.83)	124	E-10	E-09
0.36 + 0.12j	(10,10,10)	(16.95,10.48,13.29)	138	E-10	E-08
0.81 - 0.73j	(10,10,10)	(27.99,0.72,27.99)	23	0.1352	E-04
0.01 + 0.96j	(10,10,10)	(27.99,0.72,27.99)	25	0.0048	E-04
0.54 - 0.24j	(10,10,10)	(19.83,9.64,16.13)	123	E-11	E-08
0.64 + 0.34j	(10,10,10)	(21.82,9.02,18.74)	143	E-10	E-03

différence de points de départ peut mener à d'autres triplet vu la non-existence d'un unique triplet pour la minimisation.

La minimisation et les résultats présentés sont préliminaires et nécessitent encore un travail de développement et d'interprétation. Cela fera l'objet de futur travail de recherche dans le même projet pour aboutir à une boucle de contrôle fermée du système.

5.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de tester et valider l'approche de la cascade sur le système physique et proposer une formulation du problème de la réflexion par une simple fonction de minimisation.

L'approche de la cascade permet de bien prédire le comportement du triple accordeur électromagnétique et relie l'effet de l'insertion des cylindres de l'accordeur aux longueurs d'insertions. L'utilisation des coefficients de réflexion pour caractériser l'adaptation d'impédance a permis de mettre en oeuvre la formulation de la méthode de cascade et convertir le problème initial en un simple problème de minimisation pour trouver les consignes de longueurs à appliquer pour contrôler la réflexion d'onde.

CHAPITRE 6 CONCLUSION

L'application des micro-ondes dans le domaine industriel est de plus en plus répandue dans l'industrie. Ces avantages lui permettent de remplacer efficacement les méthodes de chauffages conventionnelles. La pyrolyse du polystyrène est l'un des procédés industriels qui utilisent les micro-ondes pour assister la réaction chimique. L'utilité des micro-ondes se manifeste dans le chauffage sélectif et volumétrique qu'ils peuvent donner aux particules du SiC.

Cette technologie présente plusieurs défis au niveau électrique. L'un d'eux est le problème de la réflexion d'onde qui cause un transfert d'énergie non optimal à la charge. Ce mémoire s'est consacre a l'étude de ce problème et a l'élaboration d'une méthode permettant de contrôler la réflexion d'onde dans ce type de réacteurs chimique.

6.1 Synthèse des travaux

Les travaux réalisés dans ce mémoire se sont focalisés sur la compréhension et la caractérisation de la réflexion d'onde dans les réacteurs de pyrolyse pour proposer une solution au problème du transfert d'énergie. Les travaux font partie d'une perspective de contrôle plus large ou le système doit être entièrement contrôlé pour maximiser le transfert d'énergie et bien contrôler la température.

Les travaux de ce mémoire avaient pour but d'adresser la partie de la consigne de contrôle à appliquer au triple accordeur électromagnétique dans la boucle de contrôle. Les travaux ont été divisés en deux grandes parties : un travail numérique de simulation pour modéliser et caractériser le problème de la réflexion, et un travail expérimental pour vérifier et valider les propositions présentées.

Le travail numérique a permis de modéliser le système et de mieux comprendre le fonctionnement de l'actionneur responsable de générer la consigne de contrôle. La modélisation a principalement adressé le triple accordeur électromagnétique, et a permis d'appliquer une méthode permettant de prédire et caractériser son effet selon ses valeurs d'entrées. La subdivision du modèle et l'application de la théorie de la cascade a permis de caractériser la réponse fréquentielle de l'équipement et prédire son comportement en simulation. La méthode a été également vérifiée par d'autres simulations pour s'assurer de la bonne mise en oeuvre de toutes les étapes de la méthode. Les résultats obtenus ont été satisfaisants et permettaient d'aller appliquer la démarche sur le système physique.

Le travail expérimental a permis de vérifier et valider la méthode proposée sur le système

physique. Un nombre de mesures a été effectué pour reproduire le travail numérique et vérifier la convergence de la méthode de la cascade. D'autres simulations également ont été menées pour valider quelques résultats expérimentaux, et d'autres méthodes comme le De-embedding des paramètres S et la calibration TRL ont permis de contourner les limitations de la méthode de subdivision sur un système physique. Les résultats obtenus ont été satisfaisants et la méthode permettait de prédire le comportement du triple accordeur électromagnétique a quelque chiffre de près que ce soit en module ou en phase des paramètres de diffusion.

L'adaptation d'impédance proposée mettait en application tout le travail réalisé sur le côté numérique et expérimental en proposant une formulation simplifiée de la solution du problème de la réflexion. Minimiser la réflexion d'ondes revenait à minimiser une fonction faisant intervenir des coefficients de réflexion qui peuvent être mesurés physiquement, et la fonction de la cascade développée pour le modèle et vérifiée numériquement et expérimentalement. La formulation de l'adaptation proposée relie directement la réflexion d'ondes au 3 longueurs d'insertions de l'accordeur électromagnétique. Un travail préliminaire pour minimiser la fonction a été effectué et sera l'objet de travail futur.

Les travaux effectués dans ce mémoire ont permis de développer une approche rigoureuse et concise pour résoudre le problème de la réflexion d'onde dans les réacteurs de la pyrolyse.

6.2 Limitations de la solution proposée

La solution proposée connaît quelques limitations quant à la compréhension approfondie du fonctionnement du système. L'approche a considéré le comportement du triple accordeur électromagnétique comme étant une boîte noire. L'effet de chaque cylindre sur la distribution électromagnétique et sur le changement d'impédance est abstrait, et ne peut être directement déduit. On peut affirmer aussi que l'interaction entre les différents cylindres et la limite de leurs fonctionnements ne peut être quantifiée par la méthode proposée.

La solution proposée également considère un nombre de variables et de quantités physiques comme étant connu ou mesuré. Cela est le cas pour l'impédance de la charge et le coefficient de réflexion Γ_L. L'un des défis dans ce type de réacteurs est de pouvoir estimer ou prédire l'impédance de la charge en tout moment durant la réaction.

Cela s'ajoute a la limitation de considérer que des charges électriques ou lieu de charges chimiques. La solution proposée s'est basée entièrement sur une modélisation et une abstraction électrique de toutes les parties du système. Bien que cela est nécessaire pour adresser le problème d'une façon plutôt simple au début, l'effet de l'utilisation de charge chimique n'a pas été abordé.

6.3 Améliorations futures

Plusieurs améliorations et travaux de recherche s'avèrent être nécessaires pour compléter le travail effectué dans ce mémoire.

La perspective d'un contrôle en boucle fermée de la réflexion au niveau du triple accordeur électromagnétique nécessite un travail sur plusieurs étapes : Le développement et la vérification d'un algorithme de minimisation pour la solution proposée numériquement et expérimentalement, la validation de la méthode sur des charges électriques et puis chimiques en boucle ouverte, la mise en oeuvre de méthodes de mesures pour un nombre de quantités physiques expérimentalement, l'automatisation de l'accordeur électromagnétique, et le choix et développement d'un contrôleur pour contrôler le système en temps réel.

D'autres actionneurs doivent également être étudiés pour améliorer le transfert d'énergie. Cela est le cas de du dispositif du glisseur avec une paroi court-circuité qui se couple avec la cavité pour redistribuer l'onde stationnaire dans le réacteur et contrôler mieux la distribution électrique. L'ajout d'un 4e cylindre à l'accordeur est également une voie possible pour mieux contrôler la réflexion d'onde et prédire la valeur de l'impédance de la charge.

Le souci d'arcs électriques doit également être étudié pour connaître les limitations des actionneurs et les conditions critiques menant a ce cas de figure. Le contrôle du magnétron constitue également un autre volet permettant de mieux contrôler le système et d'ajouter d'autres variables de contrôle comme la fréquence des ondes et leurs phases. Un contrôle au niveau de la fréquence et la phase permettra d'améliorer davantage le transfert d'énergie et la distribution du champ électrique au sein de la cavité.

Le projet a plusieurs aspects d'améliorations que ce soit au niveau de la source d'énergie, la ligne de transmission ou de la cavité. Réaliser un contrôle en boucle fermée adapté aux besoins industriels nécessite l'étude de plusieurs phénomènes et le développement de nombreuses méthodes électrique et informatique convenables.

Ces travaux futurs parmi autres feront l'objet de la continuité du projet, et le travail développé dans ce mémoire permettra d'avoir une base solide et initiale pour mener les recherches futures menant a un contrôle optimal des réacteurs de la pyrolyse assistés par micro-ondes.

RÉFÉRENCES

[1] B. Kunwar *et al.*, "Plastics to fuel : a review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 54, p. 421–428, févr. 2016.

[2] M. Attia *et al.*, "Fast pyrolysis of lignocellulosic biomass for the production of energy and chemicals : A critical review," *Current Organic Chemistry*, vol. 20, n°. 23, p. 2458–2479, 2016.

[3] P. Leclerc, "Dépolymérisation du Polystyrène par Pyrolyse Micro-onde," *Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique, Montreal (Canada)*, p. 139, 2018.

[4] N. Deng *et al.*, "Experimental study on co-pyrolysis characteristics of typical medical waste compositions," *Journal of Central South University*, vol. 21, n°. 12, p. 4613–4622, 2014.

[5] Ş. Atasever, P. A. Bozkurt et M. Canel, "Pyrolysis of waste printed circuit board particles," *International Journal of Energy Optimization and Engineering (IJEOE)*, vol. 4, n°. 2, p. 70–75, 2015.

[6] J.-R. Lanteigne, J.-P. Laviolette et J. Chaouki, "Biomass pre-treatments for biorefinery applications : pyrolysis," dans *Pretreatment Techniques for Biofuels and Biorefineries*. Springer, 2013, p. 229–260.

[7] M. N. Siddiqui et H. H. Redhwi, "Pyrolysis of mixed plastics for the recovery of useful products," *Fuel Processing Technology*, vol. 90, n°. 4, p. 545–552, 2009.

[8] G. Grause *et al.*, "Pyrolysis of mixed plastics in a fluidized bed of hard burnt lime," *Industrial & Engineering Chemistry Research*, vol. 50, n°. 9, p. 5459–5466, 2011.

[9] M. Artetxe *et al.*, "Styrene recovery from polystyrene by flash pyrolysis in a conical spouted bed reactor," *Waste management*, vol. 45, p. 126–133, 2015.

[10] O. Irún *et al.*, "Catalysts for the production of styrene from ethylbenzene : Redox and deactivation study," *Catalysis today*, vol. 203, p. 53–59, 2013.

[11] J. Garcia-Nunez *et al.*, "Historical developments of pyrolysis reactors : a review," *Energy & fuels*, vol. 31, n°. 6, p. 5751–5775, 2017.

[12] Z. Zhang *et al.*, "Chemical recycling of waste polystyrene into styrene over solid acids and bases," *Industrial & engineering chemistry research*, vol. 34, n°. 12, p. 4514–4519, 1995.

[13] J. A. Onwudili, N. Insura et P. T. Williams, "Composition of products from the pyrolysis of polyethylene and polystyrene in a closed batch reactor : Effects of temperature

and residence time," *Journal of Analytical and Applied Pyrolysis*, vol. 86, n°. 2, p. 293–303, 2009.

[14] A. Demirbaş, "Recovery of chemicals and gasoline-range fuels from plastic wastes via pyrolysis," *Energy Sources*, vol. 27, n°. 14, p. 1313–1319, 2005.

[15] A. Karaduman *et al.*, "Flash pyrolysis of polystyrene wastes in a free-fall reactor under vacuum," *Journal of Analytical and Applied Pyrolysis*, vol. 60, n°. 2, p. 179–186, 2001.

[16] S. Farag et J. Chaouki, "A modified microwave thermo-gravimetric-analyzer for kinetic purposes," *Applied Thermal Engineering*, vol. 75, p. 65–72, 2015.

[17] N. Mokhtar, R. Omar et A. Idris, "Microwave pyrolysis for conversion of materials to energy : A brief review," *Energy Sources, Part A : Recovery, Utilization, and Environmental Effects*, vol. 34, n°. 22, p. 2104–2122, 2012.

[18] J. Doucet *et al.*, "Distributed microwave pyrolysis of domestic waste," *Waste and Biomass Valorization*, vol. 5, n°. 1, p. 1–10, 2014.

[19] M. Gupta, W. Leong et W. Wong, "Microwaves and metals, john wiley and sons," 2007.

[20] I. J. Siddique *et al.*, "Technical challenges in scaling up the microwave technology for biomass processing," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 153, p. 111767, 2022.

[21] V. C. Parro et F. M. Pait, "Design of an automatic impedance matching system for industrial continuous microwave ovens. part i : modeling and off line tuning," dans *Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference-IMOC 2003.(Cat. No. 03TH8678)*, vol. 2. IEEE, 2003, p. 791–795.

[22] A. Chtcherbakov et R. Swart, "Automatic microwave tuner for plasma deposition applications using a gradient search method," *Journal of microwave power and electromagnetic energy*, vol. 32, n°. 1, p. 28–33, 1997.

[23] A. Metaxas, "Microwave heating," *Power Engineering Journal*, vol. 5, n°. 5, p. 237–247, 1991.

[24] L. A. Campañone, J. A. Bava et R. H. Mascheroni, "Modeling and process simulation of controlled microwave heating of foods by using of the resonance phenomenon," *Applied thermal engineering*, vol. 73, n°. 1, p. 914–923, 2014.

[25] A. Goudsmit *et al.*, "Waveguide Handbook," *Radiation Laboratory Series- MIT - Massachusetts Institute of Technology*, p. 442, 1951.

[26] J. Roelvink et A. G. Williamson, "Three Transverse Cylindrical Posts in a Rectangular Waveguide," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, n°. 5, p. 253–255, mai 2010.

[27] I. Tahir, A. Dexter et R. Carter, "Frequency and phase modulation performance of an injection-locked cw magnetron," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, n°. 7, p. 1721–1729, 2006.

[28] Z. Tang *et al.*, "Frequency-selected method to improve microwave heating performance," *Applied Thermal Engineering*, vol. 131, p. 642–648, 2018.

[29] D. S. Achilias *et al.*, "Chemical recycling of polystyrene by pyrolysis : potential use of the liquid product for the reproduction of polymer," *Macromolecular Materials and Engineering*, vol. 292, n°. 8, p. 923–934, 2007.

[30] H.-W. Wong et L. J. Broadbelt, "Tertiary resource recovery from waste polymers via pyrolysis : neat and binary mixture reactions of polypropylene and polystyrene," *Industrial & engineering chemistry research*, vol. 40, n°. 22, p. 4716–4723, 2001.

[31] C. Xie *et al.*, "Study on catalytic pyrolysis of polystyrene over base modified silicon mesoporous molecular sieve," *Catalysis Communications*, vol. 9, n°. 6, p. 1132–1136, 2008.

[32] M. Vollmer, "Physics of the microwave oven," *Physics Education*, vol. 39, n°. 1, p. 74, 2004.

[33] Y. Zhang *et al.*, "Microwave power system based on a combination of two magnetrons," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 64, n°. 10, p. 4272–4278, 2017.

[34] S. K. Vyas, S. Maurya et V. P. Singh, "Electromagnetic and particle-in-cell simulation studies of a high power strap and vane cw magnetron," *IEEE Transactions on plasma science*, vol. 42, n°. 10, p. 3373–3379, 2014.

[35] C. Liu *et al.*, "Experimental study on microwave power combining based on injection-locked 15-kw *s*-band continuous-wave magnetrons," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, n°. 8, p. 1291–1297, 2016.

[36] J. Thuery, *Microwaves : industrial, scientific, and medical applications*. Artech House Microwave Library, 1992.

[37] J. C. Atuonwu et S. A. Tassou, "Quality assurance in microwave food processing and the enabling potentials of solid-state power generators : A review," *Journal of food engineering*, vol. 234, p. 1–15, 2018.

[38] S. T. Dinani, P. Kubbutat et U. Kulozik, "Assessment of heating profiles in model food systems heated by different microwave generators : Solid-state (semiconductor) versus traditional magnetron technology," *Innovative Food Science & Emerging Technologies*, vol. 63, p. 102376, 2020.

[39] J. Asmussen *et al.*, "Single-mode or controlled multimode microwave cavity applicators for precision materials processing," *Review of scientific instruments*, vol. 58, n°. 8, p. 1477–1486, 1987.

[40] D. S. Rajpurohit et R. Chhibber, "Design optimization of two input multimode applicator for efficient microwave heating," *International Journal of Advances in Microwave Technology*, vol. 1, n°. 3, p. 68–73, 2016.

[41] W. Tinga et W. Voss, "Microwave power engineering," *New York : Academic*, 1968.

[42] D. Obermayer et C. O. Kappe, "On the importance of simultaneous infrared/fiber-optic temperature monitoring in the microwave-assisted synthesis of ionic liquids," *Organic & biomolecular chemistry*, vol. 8, n°. 1, p. 114–121, 2010.

[43] J. Asmussen, J. Hopwood et F. Sze, "A 915 mhz/2.45 ghz ecr plasma source for large area ion beam and plasma processing," *Review of scientific instruments*, vol. 61, n°. 1, p. 250–252, 1990.

[44] S. Whitehair, J. Asmussen et S. Nakanishi, "Microwave electrothermal thruster performance in helium gas," *Journal of Propulsion and Power*, vol. 3, n°. 2, p. 136–144, 1987.

[45] E. Thostenson et T.-W. Chou, "Microwave processing : fundamentals and applications," *Composites Part A : Applied Science and Manufacturing*, vol. 30, n°. 9, p. 1055–1071, 1999.

[46] J. E. Gerling, "Microwave oven power : a technical review," *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 22, n°. 4, p. 199–207, 1987.

[47] M. Srinath *et al.*, "Simulation and analysis of microwave heating while joining bulk copper," *International Journal of Engineering, Science and Technology*, vol. 4, n°. 2, p. 152–158, 2012.

[48] R. Sun, "Electromagnetic modeling of an adaptable multimode microwave applicator for polymer processing," *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, p. 43–49, 2005.

[49] V. Jokovic *et al.*, "Fdtd simulation of microwave heating of variable feed," *Minerals Engineering*, vol. 59, p. 12–16, 2014.

[50] V. Bilik, "Stub swapping in automatic three-stub impedance matching systems," dans *2013 Conference on Microwave Techniques (COMITE)*. IEEE, 2013, p. 192–196.

[51] J. Roelvink et A. G. Williamson, "Three transverse cylindrical posts in a rectangular waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, n°. 5, p. 253–255, 2010.

[52] P. H. Smith, "Transmission line calculator," *Electronics*, vol. 12, n°. 1, p. 29–31, 1939.

[53] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2007.

[54] B. Adamczyk, *Foundations of Electromagnetic Compatibility : with Practical Applications*. John Wiley & Sons, 2017.

[55] D. Häring et B. Adamczyk, "Smith chart use in rf design and emc testing," *2019 ASEE North Central Section Conference*, 2019.

[56] J. W. Nilsson et S. A. Riedel, *Electric circuits*, 10e éd., ser. Always learning. Boston, Mass. : Pearson, 2015.

[57] R. Ludwig et G. Bogdanov, *RF circuit design : theory and applications*. Upper Saddle River, NJ : Prentice-Hall, 2009, oCLC : ocn174134016.

[58] L. Celona, G. Ciavola et S. Gammino, "Study of microwave coupling in electron cyclotron resonance ion sources and microwave ion sources," *Review of Scientific Instruments*, vol. 69, n°. 2, p. 1113–1115, févr. 1998.

[59] M. Vollmer, "Physics of the microwave oven," *Physics Education*, vol. 39, n°. 1, p. 74–81, janv. 2004.

[60] L. Muguira *et al.*, "Automated system for efficient microwave power coupling in an S-band ECR ion source driven under different operating conditions," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A : Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 741, p. 95–103, mars 2014.

[61] R. W. Beatty, *Microwave impedance measurements and standards*. US Government Printing Office, 1965, n°. 82-84.

[62] S. Wetterlin, "Use of phase shift to resolve sign ambiguity and improve accuracy in the ad8302 phase detector," *Electronic Design Engineering*, vol. 18, n°. 3, p. 13–17, 2009.

[63] A. R. Yadav et S. K. Mohite, "A brief review : Microwave chemistry and its applications," *Research Journal of Pharmaceutical Dosage Forms and Technology*, vol. 12, n°. 3, p. 191–197, 2020.

[64] A. Metaxas, et R. J. Meredith, *Industrial microwave heating*. IET, 1983, n°. 4.

[65] Z. Peng, J.-Y. Hwang et M. Andriese, "Magnetic loss in microwave heating," *Applied Physics Express*, vol. 5, n°. 2, p. 027304, 2012.

[66] J. Cheng, R. Roy et D. Agrawal, "Radically different effects on materials by separated microwave electric and magnetic fields," *Materials Research Innovations*, vol. 5, n°. 3-4, p. 170–177, 2002.

[67] R. Roy *et al.*, “Major phase transformations and magnetic property changes caused by electromagnetic fields at microwave frequencies,” *Journal of materials research*, vol. 17, n°. 12, p. 3008–3011, 2002.

[68] P. M. Aguiar, J.-F. Jacquinot et D. Sakellariou, “Experimental and numerical examination of eddy (foucault) currents in rotating micro-coils : Generation of heat and its impact on sample temperature,” *Journal of Magnetic Resonance*, vol. 200, n°. 1, p. 6–14, 2009.

[69] R. Haimbaugh, “Theory of heating by induction,” *Practical Induction Heat Treating*, p. 5–11, 2001.

[70] Y. Zhang et Y. Zhai, “Magnetic induction heating of nano-sized ferrite particle,” dans *advances in induction and microwave heating of mineral and organic materials*. IntechOpen, 2011.

[71] S. Horikoshi, T. Sumi et N. Serpone, “Unusual effect of the magnetic field component of the microwave radiation on aqueous electrolyte solutions,” *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 46, n°. 4, p. 215–228, 2012.

[72] S. Horikoshi et N. Serpone, *Microwaves in nanoparticle synthesis : fundamentals and applications*. John Wiley & Sons, 2013.

[73] J. Sun, W. Wang et Q. Yue, “Review on microwave-matter interaction fundamentals and efficient microwave-associated heating strategies,” *Materials*, vol. 9, n°. 4, p. 231, 2016.

[74] M. Venkatesh et G. Raghavan, “An overview of microwave processing and dielectric properties of agri-food materials,” *Biosystems engineering*, vol. 88, n°. 1, p. 1–18, 2004.

[75] X. Zhao *et al.*, “Temperature distribution simulation of microwave heating process of straw bale,” *Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering*, vol. 27, n°. 8, p. 308–312, 2011.

[76] K. E. Haque, “Microwave energy for mineral treatment processes—a brief review,” *International journal of mineral processing*, vol. 57, n°. 1, p. 1–24, 1999.

[77] X. Zhao *et al.*, “Microwave pyrolysis of wheat straw : product distribution and generation mechanism,” *Bioresource technology*, vol. 158, p. 278–285, 2014.

[78] Z. Song *et al.*, “Microwave drying performance of single-particle coal slime and energy consumption analyses,” *Fuel Processing Technology*, vol. 143, p. 69–78, 2016.

[79] X. Zhao *et al.*, “Microwave pyrolysis of corn stalk bale : A promising method for direct utilization of large-sized biomass and syngas production,” *Journal of Analytical and Applied Pyrolysis*, vol. 89, n°. 1, p. 87–94, 2010.

[80] E. Siores et D. Do Rego, "Microwave applications in materials joining," *Journal of materials processing technology*, vol. 48, n°. 1-4, p. 619–625, 1995.

[81] M. Araszkiewicz *et al.*, "Ir technique for studies of microwave assisted drying," *Drying Technology*, vol. 25, n°. 4, p. 569–574, 2007.

[82] S. Tiwari *et al.*, "Microwave plasma-enhanced and microwave heated chemical reactions," *Plasma Chemistry and Plasma Processing*, vol. 40, n°. 1, p. 1–23, 2020.

[83] R. J. Meredith, *Engineers' handbook of industrial microwave heating*. Iet, 1998, n°. 25.

[84] P. Anilkumar, D. Pamu et Tiwari, "Historical developments and recent advances in high-power magnetron : A review," *IETE Technical Review*, p. 1–15, 2022.

[85] R. Jain, "A survey of industrial scientific and medical applications of microwave energy," *IETE Technical Review*, vol. 15, n°. 6, p. 443–459, 1998.

[86] M. Magnetrons, "Gb collins," 1948.

[87] R. White, "Cold cathode operation of a hot cathode magnetron," *IEEE Transactions on electron devices*, vol. 10, n°. 1, p. 59–59, 1963.

[88] Y. Saveliev *et al.*, "New cathodes for a relativistic magnetron," dans *12th International Conference on High-Power Particle Beams. BEAMS'98. Proceedings (Cat. No. 98EX103)*, vol. 2. IEEE, 1998, p. 861–864.

[89] D. Vavriv, "Spatial-harmonic magnetrons with cold secondary-emission cathode : Towards unlimited lifetime," dans *2010 International Conference on the Origins and Evolution of the Cavity Magnetron*. IEEE, 2010, p. 64–66.

[90] R. K. Verma, S. Maurya et V. P. Singh, "Study of mode control in long-anode high-power pulse magnetron," *IEEE Transactions on plasma science*, vol. 42, n°. 12, p. 4010–4014, 2014.

[91] M. K. Joshi *et al.*, "A new approach for high-power coaxial magnetron using stacked anode resonators," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 67, n°. 4, p. 1808–1813, 2020.

[92] J. Benford *et al.*, "Phase locking of relativistic magnetrons," *Physical Review Letters*, vol. 62, n°. 8, p. 969, 1989.

[93] H. Huang, K. Huang et C. Liu, "Experimental study on the phase deviation of 20-kw *s*-band cw phase-locked magnetrons," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, n°. 6, p. 509–511, 2018.

[94] J. R. Bows *et al.*, "Microwave phase control heating," *International journal of food science & technology*, vol. 34, n°. 4, p. 295–304, 1999.

[95] S. K. Vyas et T. Tiwari, “Study of hole and slot type s-band pulsed power magnetron,” *Journal of ElEctromagnEtic WavEs and applications*, vol. 32, n°. 8, p. 1008–1017, 2018.

[96] N. Shinohara et H. Matsumoto, “Microwave power transmission system with phase and amplitude controlled magnetrons,” dans *Proceedings of 2nd International Conference on Recent Advances in Space Technologies, 2005. RAST 2005.*, 2005, p. 28–33.

[97] S. Jeon, J. Kim et D. Yang, “Design of large-scale microwave cavity for uniform and efficient plastic heating,” *Polymers*, vol. 14, n°. 3, p. 541, 2022.

[98] W. Wang *et al.*, “Quantitative measurement of energy utilization efficiency and study of influence factors in typical microwave heating process,” *Energy*, vol. 87, p. 678–685, 2015.

[99] L. Fellows et M. Hawley, “Microwave heating of composites with complex geometries in cylindrical single-mode resonant microwave cavities,” dans *Proceedings. 29th International Microwave Power Institute Symposium*, 1994, p. 91–94.

[100] M. Mehdizadeh, “Chapter 5 - microwave multimode cavities for material heating,” dans *Microwave/RF Applicators and Probes for Material Heating, Sensing, and Plasma Generation*, M. Mehdizadeh, édit. Boston : William Andrew Publishing, 2010, p. 151–182.

[101] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John wiley & sons, 2011.

[102] L. Feher, P. Pozzo et M. Thumm, “Microwave innovation for industrial composite fabrication - the hephaistos technology,” 07 2003, p. 126–.

[103] A. Baysar, J. Kuester et S. El-Ghazaly, “Theoretical and experimental investigations of resonance frequencies in a microwave heated fluidized bed reactor,” dans *1992 IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*. IEEE, 1992, p. 1573–1576.

[104] B. Milovanović *et al.*, “Complex resonant frequencies determination of circular cylindrical cavity loaded by one lossy dielectric slab,” *Yugoslav IEEE MTT Chapter Informer*, n°. 4, p. 33–37, 1996.

[105] B. Milovanovic *et al.*, “Mode tuning of multilayer cylindrical cavities with circular and elliptical cross-section,” *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 33, n°. 1, p. 49–56, 1998.

[106] C. Balanis, “Advanced engineering electromagnetics wiley,” *New York*, 1989.

[107] B. Milovanović, N. Dončov et J. Joković, “Microwave heating cavities : modelling and analysis,” *Microwave Review*, vol. 10, n°. 2, p. 26–35, 2004.

[108] B. Milovanovic, Z. Stankovic et S. Ivkovic, “Modelling of the cylindrical metallic cavity loaded by lossy dielectric slab using neural networks,” dans *Proceedings of the 5th*

Seminar on Neural Network Applications in Electrical Engineering. NEUREL 2000 (IEEE Cat. No. 00EX287). IEEE, 2000, p. 141–145.

[109] S. Hui et C. Christopoulos, "Modeling non-linear power electronic circuits with the transmission-line modeling technique," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 10, n°. 1, p. 48–54, 1995.

[110] F. Liu, I. Turner et M. Bialkowski, "A finite-difference time-domain simulation of power density distribution in a dieletric loaded microwave cavity," *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 29, n°. 3, p. 138–148, 1994.

[111] L. Ma *et al.*, "Experimental validation of a combined electromagnetic and thermal fdtd model of a microwave heating process," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, n°. 11, p. 2565–2572, 1995.

[112] R. Desai *et al.*, "Computer modelling of microwave cooking using the transmission-line model," *IEE Proceedings. A, Science, Measurement and Technology*, vol. 139, n°. 1, p. 30–38, 1992.

[113] B. D. Milovanović *et al.*, "Some applications of neural networks in microwave modeling," *Journal of Automatic Control*, vol. 13, n°. 1, p. 39–46, 2003.

[114] Z. Stankovic, B. Milovanovic et S. Lvkovic, "Microwave cylindrical cavity applicators modeling using knowledge based neural network," dans *5th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service. TELSIKS 2001. Proceedings of Papers (Cat. No. 01EX517)*, vol. 2. IEEE, 2001, p. 687–690.

[115] W. Rueggeberg, "A multislotted waveguide antenna for high-powered microwave heating systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-16, n°. 6, p. 809–813, 1980.

[116] S. Kapranov et G. Kouzaev, "Study of microwave heating of reference liquids in a coaxial waveguide reactor using the experimental, semi-analytical and numerical means," *International Journal of Thermal Sciences*, vol. 140, p. 505–520, 2019.

[117] F. Wiedmann *et al.*, "New structure for a six-port reflectometer in monolithic microwave integrated-circuit technology," *IEEE transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, n°. 2, p. 527–530, 1997.

[118] W. Wyslouzil et A. VanKoughnett, "Automated matching of resonant microwave heating systems," *Journal of Microwave Power*, vol. 8, n°. 1, p. 89–100, 1973.

[119] Y. Ishida et M. Taniguchi, "Automatic impedance adjusting apparatus for microwave load and automatic impedance adjusting method therefor," janv. 7 1992, uS Patent 5,079,507.

[120] M. Vai et S. Prasad, "Automatic impedance matching with a neural network," *IEEE microwave and guided wave letters*, vol. 3, n°. 10, p. 353–354, 1993.

[121] L. Zhou *et al.*, "Automatic impedance matching for three-stub waveguide tuner based on space mapping," dans *2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*. IEEE, 2019, p. 1–3.

[122] X. Zhao *et al.*, "A preliminary study on numerical simulation of microwave heating process for chemical reaction and discussion of hotspot and thermal runaway phenomenon," *Science in China Series G : Physics, Mechanics and Astronomy*, vol. 52, n°. 4, p. 551–562, 2009.

[123] W. Ying *et al.*, "Numerical model of microwave heating to organic reaction," dans *1999 International Conference on Computational Electromagnetics and its Applications. Proceedings (ICCEA'99)(IEEE Cat. No. 99EX374)*. IEEE, 1999, p. 505–508.

[124] H. Yamada *et al.*, "Numerical analyses of a microwave plasma chemical vapor deposition reactor for thick diamond syntheses," *Diamond and related materials*, vol. 15, n°. 9, p. 1389–1394, 2006.

[125] L. Hansson et L. Antti, "Modeling microwave heating and moisture redistribution in wood," *Drying technology*, vol. 26, n°. 5, p. 552–559, 2008.

[126] G. Brodie, "Simultaneous heat and moisture diffusion during microwave heating of moist wood," *Applied Engineering in Agriculture*, vol. 23, n°. 2, p. 179–187, 2007.

[127] R. W. P. King *et al.*, "Antennas in matter : Fundamentals, theory, and applications," *NASA STI/Recon Technical Report A*, vol. 81, p. 29690, 1981.

[128] M. Lovás *et al.*, "Modeling of microwave heating of andesite and minerals," *International Journal of Heat and Mass Transfer*, vol. 53, n°. 17-18, p. 3387–3393, 2010.

[129] H. Riedel et J. Svoboda, "Simulation of microwave sintering with advanced sintering models," dans *Advances in microwave and radio frequency processing*. Springer, 2006, p. 210–216.

[130] P. Fischer, "Numerical simulation of microwave sintering of zinc oxide," Thèse de doctorat, Virginia Tech, 1997.

[131] C. M. Sabliov, D. A. Salvi et D. Boldor, "High frequency electromagnetism, heat transfer and fluid flow coupling in ansys multiphysics," *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 41, n°. 4, p. 5–17, 2006.

[132] D. Salvi *et al.*, "Comsol multiphysics model for continuous flow microwave heating of liquids," *Journal of food engineering*, vol. 104, n°. 3, p. 422–429, 2011.

[133] R. W. Pryor, “Modeling microwave waveguide components : The tuned stub,” *Comsol.it*, 2012.

[134] V. Bilik et J. Bezek, “High Power Limits of Waveguide Stub Tuners,” *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 44, nº. 4, p. 178–186, janv. 2010.

[135] I. Babuška, U. Banerjee et J. E. Osborn, “Generalized finite element methods—main ideas, results and perspective,” *International Journal of Computational Methods*, vol. 1, nº. 01, p. 67–103, 2004.

[136] G. Strang et G. Fix, “An analysis of the finite element method 2nd edition,” *Wellesley-Cambridge, Englewood Cliffs*, 2008.

[137] C. Mirabito *et al.*, “Femlab model of a coupled electromagnetic–thermal boundary value problem,” *Research Experience : Worcester Polytechnic Institute, MA*, 2005.

[138] M. N. Sadiku et C. M. Akujuobi, “S-parameters for three and four cascaded two-ports,” dans *IEEE SoutheastCon, 2004. Proceedings.* IEEE, 2004, p. 410–412.

[139] L. Zappelli, “Reconstruction of the s-matrix of n-port waveguide reciprocal devices from 2-port vna measurements,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 72, p. 129–148, 2017.

[140] J. M. Peterson et B. Grossman, “A process to reduce reproducibility error in vna measurements,” dans *2010 76th ARFTG Microwave Measurement Conference.* IEEE, 2010, p. 1–5.

[141] K. Wong et J. Hoffmann, “Improving vna measurement accuracy by including connector effects in the models of calibration standards,” dans *82nd ARFTG Microwave Measurement Conference.* IEEE, 2013, p. 1–7.