



**HAL**  
open science

# Conception et réalisation d'un banc quasi optique de caractérisation des matériaux en bande millimétrique

Sirine Guelmami

► **To cite this version:**

Sirine Guelmami. Conception et réalisation d'un banc quasi optique de caractérisation des matériaux en bande millimétrique. Matériaux. Université de Limoges, 2022. Français. NNT : 2022LIMO0018 . tel-03630120

**HAL Id: tel-03630120**

**<https://theses.hal.science/tel-03630120v1>**

Submitted on 4 Apr 2022

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

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

Université de Limoges

**ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques,  
Informatique (SISMI)**

Faculté de science et Technique - XLIM équipe RF-ELITE

Thèse pour obtenir le grade de  
Docteur de l'université de Limoges

Sciences et ingénierie pour l'information : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes

Présentée et soutenue par

**Sirine GUELMAMI**

Le 02/03/2022

## **Conception et réalisation d'un banc quasi optique de caractérisation de matériaux en bande millimétrique**

Thèse dirigée par Aurélian CRUNTEANU, Dominique CROS et Emmanuel PERRIN

JURY:

Rapporteurs

Geneviève MAZE-MERCEUR  
Alain PEDEN

Directrice de recherche, CEA CESTA, Le Barp  
Professeur IMT-Atlantique, LAB-STICC Brest.

Examineurs

Xavier CASTEL  
Daniel BOURREAU  
Georges HUMBERT  
Aurélian CRUNTEANU  
Dominique CROS  
Emmanuel PERRIN

Professeur Université de Rennes 1, IETR St-Brieuc  
Enseignant-Chercheur IMT-Atlantique, LAB-STICC Brest.  
Chargé de Recherche CNRS, XLIM Limoges.  
Directeur de Recherche CNRS, XLIM Limoges.  
Professeur Université de Limoges, XLIM Limoges  
Ingénieur, CISTEME Limoges.

Invité

Régis CHANTALAT

Ingénieur, CISTEME Limoges.



# Remerciements

Ce travail a été mené au sein du centre de transfert CISTEME et au sein de l'institut de recherche Xlim de l'université de Limoges (axe RF-ELITE). J'ai eu la chance de bénéficier, lors de cette période toujours marquante de la thèse, d'un encadrement extrêmement bienveillant, présent, pertinent et compétent. Aurelian CRUNTEANU, chargé de recherche CNRS dans l'axe RF-ELITE, responsable de l'équipe MINT, Dominique CROS, professeur à l'université de Limoges et Emmanuel PERRIN, docteur en Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes de l'université de Limoges et ingénieur à CISTEME, je leur exprime toute ma reconnaissance pour leurs conseils précieux en matière scientifique, pour leur gentillesse, leurs remarques avisées et leur aide de grande qualité. Je les remercie également pour leur confiance et leur contribution à la mise en place de cette thèse et à son bon déroulement.

J'adresse mes sincères remerciements à Régis CHANTALAT, docteur en Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes de l'Université de Limoges et ingénieur à CISTEME, pour son soutien sur les thématiques Antennes. Il a su alimenter ma réflexion, grâce à son expérience et ses connaissances.

Je souhaite particulièrement remercier Steven GRANET, ingénieur d'études à CISTEME, pour sa disponibilité, son aide précieuse et son soutien inestimable tout le long de cette expérience.

Je tiens à remercier Nicolas CHEVALIER, directeur de CISTEME, pour son soutien moral et je tiens à remercier également mes collègues au sein de CISTEME pour leur bonne humeur et le cadre propice dans lequel j'ai passé ces trois années de thèse.

Un grand merci à Goerges HUMBERT, chargé de recherche CNRS à l'institut de recherche Xlim de l'université de Limoges, pour son aide précieuse lors de la mise en place du banc de mesure développé. J'associe à ces remerciements Olivier TANTOT, maître de conférences à l'université de Limoges, pour son aide à la réalisation des mesures en utilisant la cavité ouverte disponible au sein du laboratoire Xlim.

Je tiens à exprimer ma gratitude aux membres du jury pour leur présence en particulier Xavier CASTEL d'avoir présidé le jury, Geneviève MAZE-MERCEUR et Alain PEDEN d'avoir accepté de rapporter ces travaux de thèse, Daniel BOURREAU et Georges HUMBERT d'avoir participé comme examinateurs.

Mes remerciements sont également adressés à Madame Marie Laure GUILLAT, secrétaire de l'axe systèmes RF-ELITE, pour sa gentillesse et son efficacité quant à la gestion des démarches administratives.

Merci à toute ma famille qui m'a toujours entouré avec un amour, et une patience, extrêmes. Je tiens à remercier en particulier mes parents, Rachid et Amel et mon frère aîné, Aymen; à qui je dois ce que je suis aujourd'hui. Je pense également à ma chère TATA Samia pour sa présence rassurante et sa confiance inconditionnelle et mes grands-parents qui continuent de me donner du courage et de la motivation et qui me poussent toujours à aller de l'avant.

Je salue aussi mes amis les plus proches qui m'ont soutenu durant les moments difficiles de mon parcours.

# Tables des matières

---

Remerciements .....	3
Table des Figures.....	7
Table des Tableaux.....	15
Introduction générale.....	19
Chapitre I. Etat de l'art sur les méthodes de caractérisation électromagnétique des matériaux .....	23
I.1. Introduction .....	25
I.2. Méthodes de caractérisation résonantes .....	26
I.2.1. Méthode de caractérisation en cavité résonante.....	26
I.2.2. Méthode de caractérisation en cavité à miroirs focalisés .....	29
I.3. Méthodes de caractérisation en transmission et/ou réflexion.....	30
I.3.1. Méthode de caractérisation en guide d'onde en transmission réflexion.....	31
I.3.2. Méthode de caractérisation en sonde coaxiale en réflexion .....	32
I.3.3. Méthode de caractérisation en espace libre .....	33
I.3.4. Méthode de caractérisation en spectroscopie Téràhertz (THz).....	39
I.4. Description du système de mesure en espace libre focalisé CISTEME .....	41
I.4.1. Architecture du système de mesure et ses caractéristiques .....	41
I.4.2. Principe d'illumination du matériau.....	43
I.4.3. Calibrage TRL (Thru Reflect Line).....	44
I.4.4. Filtrage temporel .....	46
I.4.5. Extraction des propriétés du matériau .....	47
I.4.6. Contraintes du banc de mesure en espace libre CISTEME en bande W.....	51
I.5. Objectifs de recherches .....	52
Chapitre II. Etude et développement d'un banc en espace libre en bande W (75GHz-110GHz) .....	53
II.1. Introduction.....	55
II.2. Antenne à élément focalisant .....	55
II.2.1. Source primaire.....	56
II.2.2. Élément focalisant.....	62
II.3. La propagation quasi optique .....	70
II.3.1. Introduction.....	70
II.3.2. Intérêt de la propagation quasi optique .....	70
II.3.3. Les bases de la propagation quasi optique .....	71
II.3.4. Propagation du faisceau gaussien .....	72
II.4. Simulation électromagnétique de l'antenne à élément focalisant .....	73
II.4.1. Synthèse et étude des simulations en bande Ku (12 GHz_18 GHz).....	74
II.4.2. Synthèse et étude des simulations en bande W (75 GHz - 110 GHz).....	84
II.5. Conception du banc de mesure compact complet .....	103

II.5.1. Architecture du banc .....	103
II.5.2. Principe d'étalonnage en transmission/ réflexion (Tx/Rx).....	105
II.5.3. Calcul des paramètres du matériau .....	111
II.6. Conclusion .....	113
Chapitre III. Etapes de caractérisation utilisant le banc quasi optique et résultats expérimentaux en bande W (75 GHz – 110 GHz) .....	115
III.1. Introduction.....	117
III.2. Présentation du banc de mesure en espace libre .....	117
III.3. Présentation des différentes étapes nécessaires pour les mesures des propriétés des matériaux .....	118
III.3.1. Alignement du banc de mesure .....	119
III.3.2. Application de l'étalonnage TRL au niveau du porte échantillon .....	129
III.3.3. Mesures des paramètres S des matériaux et filtrage temporel .....	132
III.3.4. Extraction des propriétés des matériaux .....	140
III.4. Intercomparaison des caractéristiques des matériaux utilisant différentes méthodes de caractérisation .....	154
III.4.1. Intercomparaison avec la caractérisation des matériaux utilisant le banc de mesure CISTEME .....	154
III.4.2. Intercomparaison avec la caractérisation des matériaux utilisant le banc de mesure TDS-THz .....	160
III.4.3. Intercomparaison avec la caractérisation des matériaux utilisant la cavité ouverte .....	163
III.5. Conclusion .....	165
Conclusion générale .....	169
Bibliographie.....	183

## Table des Figures

---

Figure 1 : Principe de mesure de la cavité résonante [8].....	27
Figure 2 : Cavité cylindrique [10].....	28
Figure 3 : Cavité à miroirs [12].....	29
Figure 4 : Différentes formes de guide d'onde [13] .....	30
Figure 5 : Principe de mesure des propriétés des matériaux en utilisant le .....	31
Figure 6 : Mesure en sonde coaxiale [17].....	32
Figure 7 : Principe des mesure des caractéristiques des échantillons en espace libre.....	34
Figure 8 : Configuration de mesure en espace libre de type non focalisé [9].....	34
Figure 9 : Configuration espace libre à focalisation ponctuelle [22] .....	35
Figure 10 : Configuration espace libre à focalisation ponctuelle pour des mesures résolues en température [24] .....	36
Figure 11 : Banc en espace libre automatisé de l'université de Penn State (Etats-Unis) [32]..	37
Figure 12 : Configuration de mesure en espace libre à double réflecteurs [33] .....	37
Figure 13 : Configuration de mesure à focalisation parallèle (une seule lentille) [34] .....	38
Figure 14 : Configuration de mesure à focalisation parallèle (un seul réflecteur) [34] .....	38
Figure 15 : Banc de mesure THz à lentilles convergentes [41] .....	39
Figure 16 : Banc de mesure THz à réflecteurs paraboliques [42].....	40
Figure 17 : Mesures typiques temporelles THz avec (courbe rouge) et sans échantillon (courbe bleue) [43].....	40
Figure 18 : Banc de mesure en espace libre à CISTEME.....	42
Figure 19 : Photo du banc en espace libre CISTEME.....	42
Figure 20 : Système de lentilles ( plan-convexe).....	43
Figure 21 : Faisceau gaussien [44].....	44
Figure 22 : Etalon Thru (Calibrage TRL).....	45
Figure 23 : Etalon Reflect (Calibrage TRL) .....	45
Figure 24 : Etalon Line (Calibrage TRL) .....	45
Figure 25 : Trajet direct et trajet indirect entre les antennes focalisantes .....	46
Figure 26 : Principe du filtrage temporel des mesures des paramètres S (fenêtre Hamming) .	47
Figure 27 : Paramètres S mesurés pour un échantillon soumis à une incidence normale .....	48
Figure 28 : Configurations des antennes à ouverture rayonnante (a) rectangulaire (b) circulaire [53] .....	56



Figure 29 : Représentation des zones de rayonnement d'une antenne à ouverture rayonnante [55] .....	57
Figure 30 : Centre de phase de l'antenne.....	57
Figure 31 : Caractéristiques électromagnétiques de la source primaire satisfaisant le cahier des charges .....	58
Figure 32 : La modalité de l'installation du mode Hybride HE11 [56] .....	59
Figure 33 : Les corrugations [59].....	59
Figure 34 : Géométrie du cornet à profil conique (a) et du cornet à profil gaussien (b) [63]..	60
Figure 35 : Coupe de cornet de Potter [66].....	61
Figure 36 : Le cornet diélectrique [69].....	62
Figure 37 : Lentille : élément focalisant en transmission .....	63
Figure 38 : Réflecteur : élément focalisant en réflexion (Configuration centrée classique) ....	63
Figure 39 : Schéma des chemins optiques ( $F$ : point focal, $P P1 O O1 Q P Q1$ : projections des rayons incidents) et transformation de l'onde incidente sphérique en onde plane .....	64
Figure 40 : Loi de réfraction (Loi de Snell Descartes).....	65
Figure 41 : Types de lentilles diélectriques : a, b, lentilles convexes, c, d, lentilles concaves.	65
Figure 42 : Profil d'une lentille classique et une lentille zonée [73].....	65
Figure 43 : Réflecteur parabolique centré ou en offset [75] .....	66
Figure 44 : Différentes configurations de réflecteurs : (a) Centré (b) En offset.....	66
Figure 45 : Réflecteur parabolique (Configuration centrée).....	67
Figure 46 : Réflecteur parabolique (Configuration en offset) .....	67
Figure 47 : Paramètres caractéristiques du réflecteur.....	68
Figure 48 : Le banc quasi-optique.....	71
Figure 49 : La propagation du faisceau gaussien .....	72
Figure 50 : Modélisation des phénomènes (a) Pas d'effets de bords (b) Effets de bords .....	73
Figure 51 : Le cornet classique simulé avec CST .....	75
Figure 52 : Coefficient de réflexion S11 calculé pour l'antenne cornet classique entre 12GHz et 18GHz.....	76
Figure 53 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0dB du cornet classique à 15 GHz : en plan E ( $\phi=0^\circ$ ) et en plan H ( $\phi = 90^\circ$ ) .....	76
Figure 54 : Distribution du module du champ électrique dans le cornet classique à 15 GHz, à l'ouverture (à gauche), vue en coupe (à droite) .....	77
Figure 55 : Fonctionnement d'une antenne cornet corrugué .....	78
Figure 56 : Vue en coupe du cornet corrugué.....	78

Figure 57 : Le cornet corrugué simulé avec CST.....	78
Figure 58 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0 dB du cornet corrugué à 15 GHz : en plan E ( $\phi=0^\circ$ ) et en plan H ( $\phi = 90^\circ$ ) .....	79
Figure 59 : Distribution en module du champ électrique dans le cornet corrugué à 15 GHz, à l'ouverture (à gauche), vue en coupe (à droite) .....	79
Figure 60 : Comparaison de la variation de la position du centre de phase d'un cornet classique et d'un cornet corrugué (12GHz-18GHz).....	80
Figure 61 : Modélisation de la lentille en REXOLITE (plan-convexe) .....	80
Figure 62 : La dispersion de la REXOLITE .....	81
Figure 63 : La coupe transverse de la focalisation du rayonnement de la source primaire à l'aide de la lentille plan-convexe (15 GHz).....	81
Figure 64 : La focalisation du rayonnement de la source primaire à l'aide de la lentille plan-convexe, observée dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation .....	82
Figure 65 : La directivité de l'antenne à lentille simulée sous CST (15 GHz) .....	82
Figure 66 : Modélisation de la lentille en REXOLITE (bi-convexe) disponible dans le banc CISTEME .....	83
Figure 67 : La coupe transverse de la focalisation du rayonnement de la source primaire à l'aide de la lentille bi-convexe.....	83
Figure 68 : La focalisation du rayonnement de la source primaire à l'aide de la lentille bi-convexe, observée dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation .....	83
Figure 69 : Le cornet corrugué simulé sous CST (Bande W).....	85
Figure 70 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0 dB du cornet corrugué à 92.5 GHz : en plan E ( $\phi=0^\circ$ ) et en plan H ( $\phi = 90^\circ$ ) .....	85
Figure 71 : Distribution en module du champ électrique dans le cornet corrugué à 92.5 GHz, à l'ouverture du cornet corrugué.....	86
Figure 72 : Centre de phase du cornet corrugué simulé : (a) sa définition, (b) la variation de sa position en bande W .....	86
Figure 73 : Schéma de principe de l'antenne à réflecteur en offset .....	88
Figure 74 : Représentation de l'apodisation .....	89
Figure 75 : Distribution en amplitude du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente du réflecteur .....	90
Figure 76 : Schéma explicatif des critères d'analyse de la répartition du champ rayonné par l'antenne à réflecteur .....	91
Figure 77 : Représentation de l'objectif de rayonnement.....	92
Figure 78 : Le diagramme de rayonnement de la source primaire simulé (92.5 GHz).....	93

Figure 79 : Le réflecteur positionné en champ lointain de la source primaire .....	94
Figure 80 : Un modèle de l'antenne à réflecteur simulé sous CST .....	95
Figure 81 : (a) La coupe transverse pour la cartographie du champ rayonné par l'antenne à réflecteur, (b) Tâche observée dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (spot) .....	96
Figure 82 : Détermination de l'apodisation sur le réflecteur en se basant sur le diagramme de rayonnement de la source primaire .....	96
Figure 83 : Détermination de la taille maximale de la tâche rayonnée par l'antenne à réflecteur et la variation de phase du champ au niveau de cette tâche .....	97
Figure 84 : Réflecteur en offset du commerce [80] .....	99
Figure 85 : Simulation du 1 <sup>er</sup> réflecteur du Tableau 4 .....	100
Figure 86 : La tâche à -6dB (à gauche) et la tâche à -10 dB (à droite) .....	100
Figure 87 : La variation en phase pour la tâche à -6dB (à gauche) et la variation en phase pour la tâche à -10 dB (à droite) .....	101
Figure 88 : Les diagrammes de rayonnements de la source primaire en fonction de la fréquence (CST) .....	102
Figure 89 : L'influence de la fréquence sur la taille de la tâche pour le 1 <sup>er</sup> réflecteur .....	103
Figure 90 : Modélisation CST du nouveau banc de caractérisation mise en place (Banc en espace libre focalisé) .....	104
Figure 91 : Les paramètres S calculés (CST) pour le nouveau banc de caractérisation .....	104
Figure 92 : Modélisation des erreurs influençant les mesures effectuées à l'aide d'un dispositif à deux ports (Matrices d'erreurs G et H) .....	106
Figure 93 : La procédure de l'étalonnage TRL appliqué en espace libre [83] .....	107
Figure 94 : La procédure de l'étalonnage TRM (a) Thru (b) Matched (c) Reflect [78] .....	108
Figure 95 : Les étapes de 'étalonnage LNN [81] .....	109
Figure 96 : Les étapes de l'étalonnage GRL [94] .....	111
Figure 97 : Les paramètres S en réflexion et en transmission d'un échantillon sous test d'épaisseur d .....	112
Figure 98 : Le phénomène des résonances d'épaisseur (contrainte de la NRW) [53] .....	113
Figure 99 : Photographie du banc compact en espace libre pour la caractérisation hautes fréquences des matériaux (bande W) .....	118
Figure 100 : Schéma des parties émission/ réception du banc et les plans de référence pour l'étalonnage nécessaire pour l'alignement .....	119
Figure 101 : Photographie des parties émission/ réception du banc et niveau des plans de référence pour l'étalonnage nécessaire pour l'alignement .....	120

Figure 102 : Les standards de l'étalonnage TRL appliqué au niveau des guides d'onde de sortie des têtes mm.....	120
Figure 103 : Photographie de l'alignement de la partie émission du banc .....	121
Figure 104 : Schéma du principe d'alignement du premier réflecteur par rapport à son antenne : maximiser la puissance émise par l'antenne à réflecteur.....	122
Figure 105 : Mesure de la réflexion de la puissance émise par l'antenne à réflecteur (antenne d'émission) suite à l'alignement .....	123
Figure 106 : Photographie de l'alignement de la partie réception du banc .....	124
Figure 107 : Schéma du principe d'alignement de la partie réception du banc : maximiser la puissance émise entre les deux antennes à réflecteur et mesurer une adaptation quasi similaire au Port 1 et au Port 2 .....	124
Figure 108 : Mesure des coefficients de réflexion au niveau du Port 1 et du Port 2 .....	125
Figure 109 : Mesure du coefficient de transmission $S_{21}$ entre le Port 1 et le Port 2 suite à l'alignement complet du banc de mesure .....	126
Figure 110 : Photographie de l'iris variable utilisé .....	127
Figure 111 : Mesures des coefficients de transmission pour différentes dimensions d'iris ...	127
Figure 112 : Photographie du porte échantillon essentiel pour plaquer l'échantillon à caractériser .....	128
Figure 113 : Mesure du coefficient de transmission $S_{21}$ (en module et en phase) suite à la mise en place du porte échantillon .....	128
Figure 114 : Mesure du coefficient de réflexion $S_{22}$ (en module et en phase) suite à la mise en place du porte échantillon.....	129
Figure 115 : Les plans de référence de calibration au niveau des accès du matériau à caractériser .....	130
Figure 116 : Mesure du standard Thru (épaisseur du matériau nulle) pour l'étalonnage TRL appliqué en espace libre.....	130
Figure 117 : Mesure du standard REFLECT (plaque métallique d'épaisseur 840 microns) pour l'étalonnage TRL appliqué en espace libre.....	131
Figure 118 : Mesure en transmission $S_{21}$ (en module et en phase) après plusieurs étalonnages successifs (Line = $\lambda/4$ et Reflect = 840 microns) .....	132
Figure 119 : Mise en place de la mesure des paramètres S d'un échantillon .....	133
Figure 120 : Erreur de positionnement de l'échantillon sous test.....	134
Figure 121 : Mesures brutes des paramètres S (en module) du Plexiglass.....	135
Figure 122 : Mesures brutes des paramètres S (en phase) du Plexiglass .....	135
Figure 123 : Mesures filtrées des paramètres S (en module) du Plexiglass .....	136

Figure 124 : Mesures filtrées des paramètres S (en phase) du Plexiglass .....	136
Figure 125 : Mesures filtrées des paramètres S (en module) du Polyéthylène .....	137
Figure 126 : Mesures filtrées des paramètres S (en phase) du Polyéthylène.....	138
Figure 127 : Mesures filtrées des paramètres S (en module) du Rogers 4003C.....	139
Figure 128 : Mesures filtrées des paramètres S (en phase) du substrat de type Rogers 4003C .....	139
Figure 129 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Plexiglass (NRW).....	141
Figure 130 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Plexiglass (NRW)(zoom) .....	142
Figure 131 : Profil de la perméabilité complexe pour le Plexiglass (NRW) .....	143
Figure 132 : Profil de la perméabilité complexe pour le Plexiglass (NRW)(zoom) .....	143
Figure 133 : Profil de la permittivité et la tangente des pertes pour le Polyéthylène(NRW) .	144
Figure 134 : Profil de la permittivité et la tangente des pertes pour le Polyéthylène(NRW)(zoom) .....	144
Figure 135 : Profil de la perméabilité complexe pour le Polyéthylène (NRW).....	145
Figure 136 : Profil de la perméabilité complexe pour le Polyéthylène (NRW)(zoom) .....	146
Figure 137 : Profil de la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers4003C (NRW) .....	146
Figure 138 : Profil de la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers4003C (NRW)(zoom) .....	147
Figure 139 : Profil de la perméabilité complexe pour le Rogers 4003C (NRW).....	148
Figure 140 : Profil de la perméabilité complexe pour le Rogers 4003C (NRW)(zoom) .....	148
Figure 141 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Plexiglass (Boughriet).....	150
Figure 142 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Plexiglass (Boughriet) et l'influence d'incertitude de mesure de l'épaisseur de 1% (erreurs d'évaluation en gris) .....	150
Figure 143 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Polyéthylène (Boughriet) .....	151
Figure 144 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Polyéthylène (Boughriet) et l'influence d'incertitude de mesure de l'épaisseur de 1% (erreurs d'évaluation en gris) .....	152
Figure 145 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Rogers 4003C (Boughriet) .....	153
Figure 146 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Rogers 4003C (Boughriet) et l'influence d'incertitude de mesure de l'épaisseur de 1% (erreurs d'évaluation en gris) .....	153
Figure 147 : Mesure en transmission $S_{21}$ (en module et en phase) après plusieurs étalonnages successifs (Line = $\lambda/4$ et Reflect = 840 microns) du banc de mesure CISTEME .....	155
Figure 148 : Intercomparaison des paramètres S mesurés avec le banc CISTEME avec ceux mesurés avec le banc mis en place (Plexiglass) .....	156

Figure 149 : Intercomparaison des paramètres S mesurés avec le banc CISTEME avec ceux mesurés avec le banc mis en place (Polyéthylène).....	156
Figure 150 : Intercomparaison des paramètres S mesurés avec le banc CISTEME avec ceux mesurés avec le banc mis en place (Rogers 4003C) .....	157
Figure 151 : Intercomparaison de la permittivité et la tangente de pertes calculées avec le banc CISTEME avec celles calculées avec le banc mis en place (Plexiglass) .....	158
Figure 152 : Intercomparaison de la permittivité et la tangente de pertes calculées avec le banc CISTEME avec celles calculées avec le banc mis en place (Polyéthylène) .....	159
Figure 153 : Intercomparaison de la permittivité et la tangente de pertes calculées avec le banc CISTEME avec celles calculées avec le banc mis en place (Rogers 4003C).....	159
Figure 154 : Banc de mesure TDS-THz (Xlim).....	160
Figure 155 : La permittivité et la tangente des pertes calculées avec le banc THz (Plexiglass) .....	161
Figure 156 : La permittivité et la tangente des pertes calculées avec le banc THz (Polyéthylène) .....	161
Figure 157 : La permittivité et la tangente des pertes calculées avec le banc THz (Rogers 4003C) .....	162
Figure 158 : La cavité ouverte (Xlim) .....	164
Figure 159 : Diagramme de rayonnement en 3D (à gauche) et Diagramme de rayonnement en 2D (à droite) [103].....	176
Figure 160 : Puissances d'une antenne.....	176



## Table des Tableaux

---

Tableau 1 : Apodisation en dB et taille de tâche maximale en mm à différents diamètres de réflecteur pour $F=40$ mm .....	97
Tableau 2 : Apodisation en dB et taille de tâche maximale en mm à différentes focales de réflecteur pour $D=50$ mm .....	98
Tableau 3 : Critère à-X dB, taille de tâche en mm et variation de phase en $^{\circ}$ pour deux exemples de réflecteurs .....	99
Tableau 4 : Les dimensions des réflecteurs optiques simulés.....	100
Tableau 5 : Taille de tâche en mm et variation de phase en $^{\circ}$ pour les critères à -6dB et à -10dB pour les trois exemples de réflecteurs du commerce (92.5 GHz) .....	101
Tableau 6 : Taille de tâche en mm et variation de phase en $^{\circ}$ pour les critères à -6dB et à -10dB pour trois exemples de réflecteurs du commerce (80 GHz) .....	102
Tableau 7 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Plexiglass en fonction de la fréquence à l'aide de l'algorithme NRW .....	142
Tableau 8 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Polyéthylène en fonction de la fréquence à l'aide de l'algorithme NRW .....	145
Tableau 9 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers 4003C en fonction de la fréquence à l'aide de l'algorithme NRW .....	147
Tableau 10 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Plexiglass en fonction de la fréquence à l'aide de l'approche de Boughriet .....	151
Tableau 11 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Polyéthylène en fonction de la fréquence à l'aide de l'approche de Boughriet .....	152
Tableau 12 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers 4003C en fonction de la fréquence à l'aide de l'approche de Boughriet .....	154
Tableau 13 : Ecart en module et en phase entre les paramètres S mesurés avec le banc CISTEME et ceux mesurés avec le banc mis en place (Plexiglass, Polyéthylène et Rogers 4003C) .....	157
Tableau 14 : Valeurs calculées pour la permittivité réelle avec le banc THz et le banc mis en place (Plexiglass, Polyéthylène et Rogers 4003C).....	162
Tableau 15 : Valeurs calculées pour la permittivité complexe avec le cavité ouverte et le banc mis en place (Plexiglass, Polyéthylène et Rogers 4003C).....	164





# **Introduction générale**



# Introduction générale

---

La caractérisation des propriétés électromagnétiques des matériaux est une étape primordiale dans les phases de conception des dispositifs ou des systèmes électromagnétiques, avec un besoin de plus en plus marqué dans les domaines des fréquences millimétriques et submillimétriques, en raison des multiplications des standards de communications et des applications de plus en plus nombreuses dans cette gamme de fréquences.

La conception et l'amélioration des performances des dispositifs, opérant dans ces domaines de fréquences, impliquent une connaissance précise des propriétés des matériaux utilisés afin de permettre aux concepteurs, lors des phases de développement, d'optimiser l'architecture des structures répondant au mieux aux spécifications d'une application particulière.

Pendant de nombreuses années, la connaissance des caractéristiques électriques des matériaux a été nécessaire essentiellement dans des applications militaires liées à la furtivité, dans le développement des télécommunications en particulier spatiale et aéronautique et dans la microélectronique où elle a fortement contribué à la miniaturisation des dispositifs. Aujourd'hui, avec la croissance des applications hyperfréquences dans le domaine grand public, de nouveaux besoins sont apparus ; les radars d'aide à la conduite, la surveillance des biens et des personnes, l'observation des phénomènes environnementaux, ... sont autant d'applications qui nécessitent des besoins spécifiques en propriétés électriques de matériaux.

Ainsi, la mesure de l'ensemble des propriétés diélectriques des matériaux (constante diélectrique, facteur diélectrique de perte) sous certaines conditions (couches minces ou épaisses, multicouches, dimensions, ...) est devenue incontournable pour comprendre, expliquer et relier de manière empirique certaines propriétés physico-chimiques d'un matériau donné à son comportement dans le domaine des hyperfréquences, pour une application ciblée.

Plusieurs configurations de mesure ont été développées afin d'extraire les propriétés électromagnétiques des matériaux. Elles incluent des mesures en réflexion / transmission, utilisant les technologies des lignes de transmission ou celles en espace libre, et les techniques résonantes où le matériau à caractériser peut être le cœur de la résonance ou un élément perturbant. Chacune des méthodes employées a ses propres caractéristiques et reste adaptée à une application bien déterminée. Selon le cas, ces méthodes permettent d'obtenir des résultats à une seule fréquence ou alors sur une large bande de fréquences, elles peuvent être adaptées à la mesure de matériaux à fortes ou faibles pertes, s'appliquer à des dispositifs de petites ou grandes dimensions et enfin nécessiter ou pas des formes particulières des échantillons.

Dans ce travail de thèse, nous avons principalement ciblé la technique de caractérisation en espace libre qui permet de mesurer avec précision les propriétés des matériaux en bande millimétrique, en particulier la bande W (75 GHz - 110 GHz). Ces travaux ont été menés au sein du Centre de Transfert Technologique (CRT) CISTEME (Centre d'Ingénierie des Systèmes en Télécommunications en Electromagnétisme et Electronique).

Le choix de cette méthode a été principalement guidé par une demande de plus en plus forte des industriels du domaine qui souhaitent des résultats à hautes fréquences et sur de grandes bandes de fréquences. Pour cela le CRT CISTEME s'était équipé, il y a quelques années, d'un banc de mesure en espace libre focalisé développé par V. Varadan en 1989. Ce système avait tout d'abord fait l'objet de travaux de recherche au sein du laboratoire XLIM avec notamment des études sur les mesures à basses et hautes températures et sur le traitement des données mesurées avec l'introduction du filtrage temporel.

Le principal avantage de ce banc de mesure est qu'il permet des caractérisations de matériaux sur plusieurs bandes de fréquences de 8 à 110 GHz en changeant simplement les antennes cornets. Cet avantage est également son principal inconvénient puisque pour couvrir une bande de fréquences si large, certains compromis obligatoires se sont traduits par une perte en précision de mesures notamment en bande millimétrique. Il devenait donc indispensable, pour le CRT CISTEME, de développer une nouvelle étude des bancs de mesure en espace libre spécifiquement dédiée à la bande des fréquences millimétriques et en particulier la bande W (75 GHz – 110 GHz).

Le premier chapitre du manuscrit synthétise les travaux de recherche disponibles dans la littérature dans le domaine de la caractérisation électromagnétique des matériaux. Tout d'abord, les principes de base des deux grandes catégories de méthodes sont présentés (les méthodes résonnantes et les méthodes en transmission et / ou en réflexion). Une description du banc en espace libre disponible à CISTEME, sera par la suite détaillée, ainsi que ses limitations actuelles. La dernière partie de ce chapitre présente plus en détail l'objectif de cette thèse, qui consiste à développer un nouveau banc de caractérisation des matériaux en espace libre, permettant de combler les lacunes du dispositif actuel.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des différents éléments du système antenneaire intégrant le banc de mesure en espace libre (source primaire et élément focalisant). Les résultats des simulations électromagnétiques par éléments finis sont analysés pour étudier les limitations du banc existant et intégrer les améliorations à mettre en place pour remplir le cahier des charges en terme de compacité du système, de reproductibilité et de précision de mesure.

Le troisième chapitre présente les différentes étapes de la mise en place du nouveau banc de caractérisation en détaillant les différentes étapes expérimentales (l'alignement, l'étalonnage) et les algorithmes de mesure et d'extraction des propriétés des matériaux. Nous présentons par la suite les résultats de mesure expérimentales obtenus avec ce banc quasi-optique en bande W (75 GHz – 110 GHz) pour plusieurs types de matériaux. Cette étude est accompagnée par une intercomparaison entre les

résultats de mesure obtenus avec l'ancien système de mesure (CISTEME) et le nouveau banc mis en place, nous permettant de valider l'amélioration de la précision de mesure ainsi que la reproductibilité des résultats obtenus. Une deuxième intercomparaison avec les résultats de mesure des propriétés diélectriques des matériaux obtenus en utilisant un banc de spectroscopie THz-TDS fonctionnant jusqu'à 3 THz, disponible dans le laboratoire Xlim, servira de comparaison entre les deux méthodes, dans le but de valider les mesures effectuées avec le banc de caractérisation dans le domaine millimétrique (75 GHz – 110 GHz) qui sera mis en place.



# Chapitre I.

---

## Etat de l'art sur les méthodes de caractérisation électromagnétique des matériaux





## I.1. Introduction

Dans les phases de conception des circuits ou dispositifs électromagnétiques, la caractérisation des matériaux a pris une place très importante. En effet, le besoin de la détermination précise des propriétés électromagnétiques des matériaux a augmenté au cours de ces dernières années en raison de la volonté des concepteurs d'améliorer les performances des dispositifs. Ainsi, l'ensemble de ces propriétés doit être maîtrisé afin de permettre aux chercheurs et aux industriels de développer des matériaux répondant au mieux aux spécifications d'une application particulière.

La détermination des propriétés électromagnétiques des matériaux est basée sur l'utilisation d'une technique expérimentale de caractérisation et d'un algorithme d'extraction des grandeurs complexes (permittivité, perméabilité).

Aujourd'hui il existe différentes méthodes de caractérisation suivant le support utilisé pour mettre en place l'onde électromagnétique. Cependant, ces méthodes peuvent être classées en deux grandes familles qui sont les techniques en transmission-réflexion, dont l'origine est sans doute l'article proposé par l'équipe de A. Von Hippel en 1946 [1], et les techniques résonantes dont les premières réalisations ont été publiées quelques années plus tard, en 1960, par B. W. Hakki et P. D. Coleman [2], puis reprises et améliorées en 1970 par W. E. Courtney [3].

Proposée en 1947 [4], la mesure en espace libre, qui est une méthode en transmission- réflexion, a été abandonnée pendant des années, du fait du manque de précision démontré à cette période et de la difficulté à mettre en place des bancs de mesure pour de grands échantillons. De nouvelles perspectives ont été ouvertes plus tard pour la caractérisation des matériaux, suite au développement des analyseurs des réseaux vectoriels (Vector Network Analyzer : VNA), des techniques de calibrage et l'utilisation de l'informatique pour réaliser des codes des calculs numériques.

L'apparition des VNA permet d'avoir accès aux paramètres « S » complexes de façon précise ce qui améliore grandement la précision des résultats et la facilité de mise en œuvre. Ces nouveaux équipements ont fortement contribué à l'essor des méthodes de caractérisation et à leurs applications aux hautes fréquences.

Plusieurs méthodes de caractérisation existent et se distinguent par différents points. La bande de fréquences d'intérêt est un des points importants. De même, le type de matériau (à pertes, à faibles pertes), son état (solide, liquide), sa forme possible (dimensions, planéité) et la nécessité d'avoir à usiner l'échantillon à caractériser ou non (méthode destructive, méthode non destructive) sont également des paramètres primordiaux pour déterminer le choix de la méthode appropriée.

Afin de caractériser un matériau et quelle que soit la méthode, on place celui-ci de façon à perturber les ondes électromagnétiques générées par l'analyseur de réseaux. Selon la méthode, les

paramètres de réflexion, de transmission ou les fréquences de résonance sont mesurés à vide et en présence de l'échantillon. Ainsi et à partir de ces mesures, les caractéristiques électromagnétiques (permittivité et perméabilité complexes) sont calculées grâce à un algorithme d'extraction.

Dans ce premier chapitre, nous allons présenter les techniques de caractérisation les plus utilisées dans les laboratoires à des fins de recherche ou industrielles. Ensuite, nous décrirons l'architecture du système en espace libre focalisé disponible au CRT CISTEME et détaillerons les problématiques à résoudre pour des mesures précises dans la bande W (75 GHz - 110 GHz).

Les paragraphes suivants synthétisent les travaux de recherche présents dans la littérature et les principes de base des différentes méthodes afin de mieux appréhender les phénomènes physiques mis en jeu.

## **I.2. Méthodes de caractérisation résonantes**

Le principe de ces méthodes consiste à venir perturber la résonance d'une structure par un échantillon. Les variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité entre la structure chargée et à vide, fournissent les informations permettant de déterminer la permittivité complexe du matériau. Ce sont généralement des caractérisations très précises mais qui ne sont réalisées qu'à des fréquences discrètes.

### **I.2.1. Méthode de caractérisation en cavité résonante**

Les méthodes de la cavité résonante sont directement inspirées des modèles RLC (Modèles électriques équivalents). En effet, une cavité résonante peut être modélisée par un circuit RLC série ou parallèle avec un très fort facteur de qualité à vide  $Q_0$  [5].

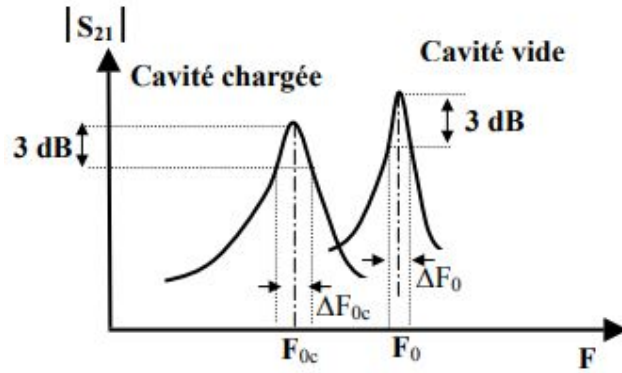
Les méthodes résonantes, utilisant une cavité, sont anciennes mais bien que les mesures réalisées soient limitées à des valeurs discrètes de fréquence, elles restent les plus précises pour définir la permittivité complexe des matériaux diélectriques à faible pertes [6].

La fréquence de travail fixe les dimensions de la cavité et donc détermine la taille des échantillons qui doivent être usinés avec précision afin de minimiser l'incertitude de détermination des propriétés des matériaux [7].

La cavité peut avoir des formes géométriques quelconques. La forme la plus répandue et la plus classique est généralement cylindrique car elle permet d'atteindre de très forts facteurs de qualité.

La structure mise en place est donc connectée à un analyseur de réseaux qui génère des ondes électromagnétiques à l'intérieur de celle-ci.

Le principe de cette technique est basé sur la mesure de l'évolution de la fréquence de résonance  $f_r$  et du coefficient de qualité  $Q$  de la cavité résonante lorsque cette dernière est chargée, de manière appropriée, par l'échantillon à caractériser (**Figure 1**) [8].



**Figure 1 : Principe de mesure de la cavité résonante [8]**

L'analyse de la fréquence de résonance  $f_r$  et du facteur de qualité  $Q$  se fait à partir du coefficient de réflexion mesuré  $S_{11}$  ou du coefficient de transmission  $S_{21}$ . Cette structure résonante permet de fonctionner en hautes et/ou en basses fréquences en changeant à chaque fois les dimensions de la structure et de l'échantillon à étudier.

Cette technique peut être aussi exploitée dans les mesures des constantes diélectriques élevées [9].

L'exemple présenté dans [10] est une cavité résonante de forme cylindrique (**Figure 2**). Les paramètres fondamentaux de cette structure sont :

- **La fréquence de résonance** : pour une structure cylindrique, l'équation (1) décrit la fréquence de résonance du mode  $TE_{mnl}$

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \sqrt{\left(\frac{p'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (1)$$

Où :

Les entiers «  $m$  », «  $n$  » et «  $l$  » sont les indices du mode excité dans la cavité.

$\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$  : la permittivité du vide.

$\mu_0 = 1.2566 \cdot 10^{-6} \text{ T m/A}$  : la perméabilité du vide.

$p'_{nm}$  : zéro de la fonction de Bessel [11].

«  $a$  » et «  $d$  » sont les dimensions de la cavité.

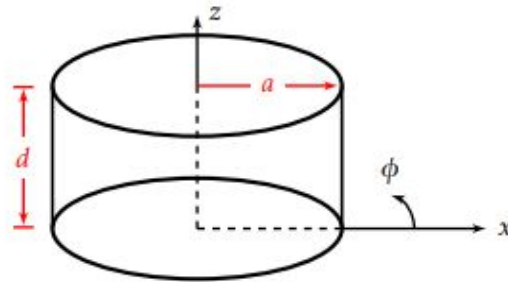


Figure 2 : Cavité cylindrique [10]

- **Le facteur de qualité à vide de la cavité  $Q_0$**  : Ce terme représente la mesure de sélectivité de la cavité décrit par l'expression suivante :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_e}$$

Avec

$Q_e$  : le coefficient de qualité extérieur (couplage).

$Q_L$  : le coefficient de qualité en charge.

Pour de faibles couplages,  $Q_e$  tend vers l'infini et on obtient donc

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0}$$

Soit

$$Q_0 = Q_L = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (2)$$

Avec :

$f_0$  : fréquence de résonance

$\Delta f$  : largeur de bande à -3dB

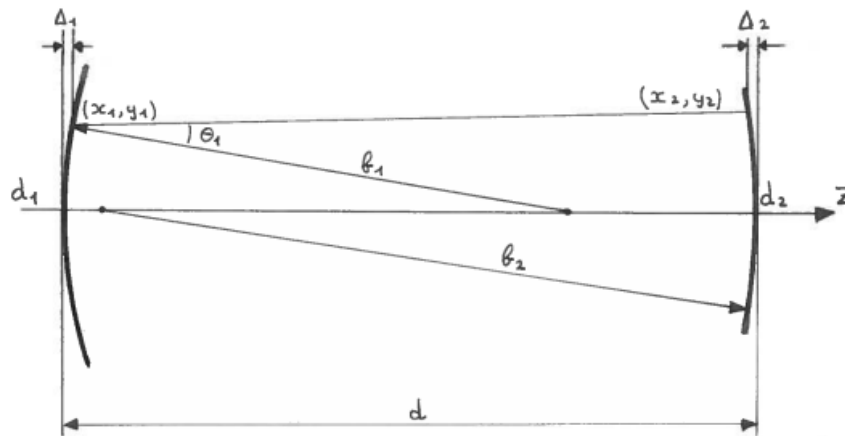
L'avantage de la structure résonante est la haute précision dans la détermination de  $\varepsilon$  (permittivité réelle) et de  $\tan(\delta_d)$  (tangente de pertes). Avec cette méthode les incertitudes sont de l'ordre de 1% ce qui correspond à une très bonne précision.

La limitation de cette méthode est principalement due à des mesures mono fréquences fixées par la nature de fonctionnement de la cavité. On peut également noter que les résonances ne sont pas

mesurables dans le cas des matériaux à fortes pertes et donc, la caractérisation de ces matériaux n'est pas possible par cette méthode.

### I.2.2. Méthode de caractérisation en cavité à miroirs focalisés

Une alternative à la cavité cylindrique ou rectangulaire consiste à réaliser une cavité résonante à partir de deux miroirs concaves placés en regard (**Figure 3**). Le couplage avec le système extérieur est assuré par un iris de couplage, placé au centre des miroirs, qui permet de coupler l'énergie électromagnétique amenée par des supports de propagation.



**Figure 3 : Cavité à miroirs [12]**

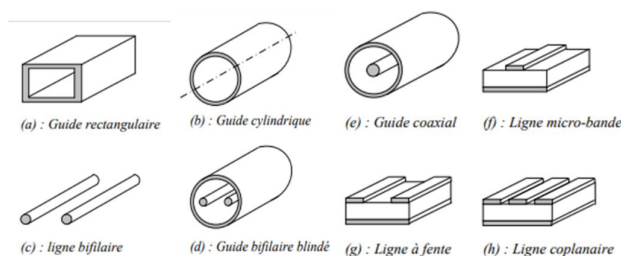
L'onde électromagnétique est focalisée entre ces deux miroirs et sous certaines conditions de phase, les réflexions multiples deviennent constructives et produisent une résonance. Comme pour la cavité classique la présence d'un échantillon, au centre du résonateur, provoque une perturbation qui modifie les caractéristiques de la résonance.

Généralement ces structures ont des facteurs de qualité très élevés puisque les pertes métalliques sont réduites grâce à l'absence de parois latérales des cavités classiques. Par contre, pour obtenir de hautes performances, les miroirs doivent être parfaitement alignés et donc la mise au point peut être fastidieuse.

### I.3. Méthodes de caractérisation en transmission et/ou réflexion

Les techniques en transmission/réflexion appartiennent à une grande famille de méthodes non résonantes pour déterminer les permittivités diélectriques complexes de différents matériaux dans le domaine micro-ondes.

La caractérisation à l'aide des structures propagatrices a suscité beaucoup d'attention en raison de la relative simplicité de la configuration et de la procédure de mesure. En effet, dans la littérature, il existe un grand nombre de structures guidées permettant la propagation des ondes électromagnétiques : des guides rectangulaires, guides cylindriques, lignes bifilaires, guides bifilaires blindés, guides coaxiaux, lignes micro-bandes, lignes à fente, guides coplanaires etc. (**Figure 4**) [13].



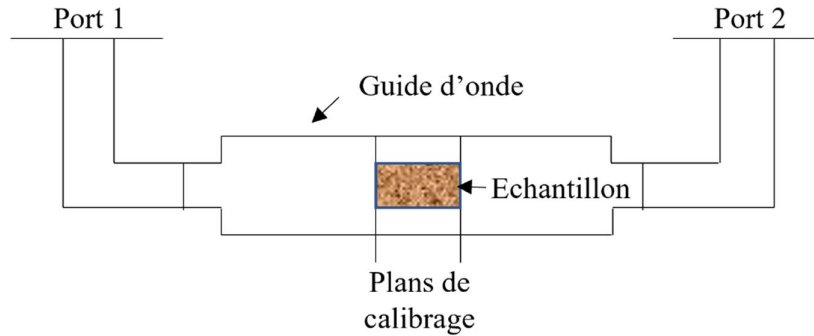
**Figure 4 : Différentes formes de guide d'onde [13]**

Parmi ces exemples, la méthode la plus simple à mettre en œuvre pour la caractérisation de matériaux, est certainement celle en guide d'onde rectangulaire. En effet bien qu'il existe certaines contraintes pour placer l'échantillon dans le guide, elle ne nécessite pas de moyens numériques importants pour la résolution et l'extraction des paramètres matériau, puisque celle-ci peut être effectuée analytiquement. Au même niveau de difficulté, on pourrait placer la méthode en guide coaxial avec à peu près les mêmes problématiques sur la position de l'échantillon à tester. L'utilisation d'un guide cylindrique est un peu plus complexe à mettre en place notamment lors de l'excitation du bon mode de propagation dans le guide. Enfin toutes les autres méthodes mentionnées sur la Figure 4 : Différentes formes de guide d'onde peuvent être des alternatives intéressantes mais nécessitent des outils performants de simulation électromagnétique en trois dimensions (3D) puisqu'il n'existe pas de méthode analytique exacte.

Le principe reste cependant identique à toutes ces méthodes en transmission / réflexion et nous avons choisi de présenter comme exemple, la technique utilisant le guide rectangulaire.

### I.3.1. Méthode de caractérisation en guide d'onde en transmission réflexion

Dans ce cas, l'échantillon peut être placé directement dans un guide d'onde (*Figure 5*) [14] dans lequel le champ électromagnétique est strictement défini et les mesures des paramètres en réflexion et en transmission sont effectuées pour obtenir les propriétés du matériau.



*Figure 5 : Principe de mesure des propriétés des matériaux en utilisant le guide d'onde rectangulaire*

Cette méthode peut être considérée comme classique, mais dans de nombreux cas elle présente de fortes contraintes sur l'usinage du matériau. En effet l'échantillon doit être usiné avec précision pour s'adapter à la forme du guide d'onde et doit être parfaitement ajusté de façon à ce qu'il n'existe aucun gap d'air entre l'échantillon et le guide d'onde afin de ne pas perturber la mesure. C'est le gros désavantage de cette méthode [15].

Il est à noter aussi que pour les guides d'ondes, la bande de fréquence de travail est strictement limitée (guide d'onde monomode). La fréquence minimale est fixée par la fréquence de coupure du mode fondamental  $TE_{10}$  [16]. Ce mode ne peut donc se propager dans le guide de caractérisation que lorsque la condition de propagation ( $f > f_c$ ) est respectée. La fréquence de coupure  $f_c$  est définie par l'expression suivante :

$$f_c = \frac{1}{2a \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} \quad (3)$$

La fréquence maximale est donnée par la fréquence de coupure du 1<sup>er</sup> mode supérieur qui est généralement le mode  $TE_{01}$  et dont l'expression est donnée par :

$$f_c = \frac{1}{2b \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} \quad (4)$$

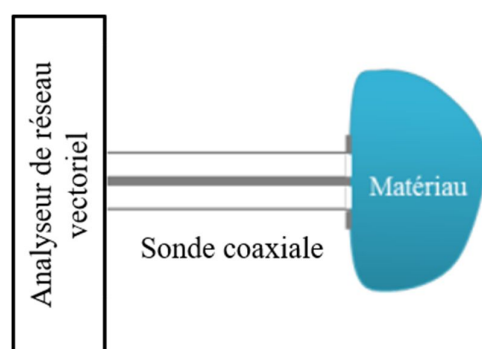


$a$  et  $b$  : les dimensions du guide d'onde rectangulaire.

La méthode des guides d'onde est caractérisée par un système de mesure à faible coût et simple en terme de réalisation si l'on excepte l'usinage et l'insertion de l'échantillon. Cependant pour des fréquences basses (inférieures à 1GHz), la structure devient rapidement volumineuse, vu que les dimensions des guides sont importantes, et nécessite alors des échantillons de grandes dimensions. De même, pour des fréquences hautes (supérieures à 80 GHz comme notre cas), la structure est difficile à réaliser vu que les dimensions des guides sont trop petites.

### I.3.2. Méthode de caractérisation en sonde coaxiale en réflexion

Lorsque le matériau à tester est purement diélectrique il n'est pas obligatoire de disposer des paramètres de transmission et de réflexion pour caractériser le matériau. La connaissance uniquement du coefficient de réflexion permet de déterminer la permittivité complexe du matériau. Dans ce cas il est pratique d'utiliser une simple sonde coaxiale dont l'une des extrémités est plaquée au matériau à tester (**Figure 6**) [17]. Il s'agit de l'une des méthodes non destructives les plus simples et fréquemment utilisée pour effectuer les mesures des échantillons à pertes surtout pour les échantillons liquides et les échantillons sous forme de tissu biologique dans le domaine des micro-ondes [18].



**Figure 6 : Mesure en sonde coaxiale [17]**

Cette méthode de caractérisation est basée sur la mesure du coefficient de réflexion lié à une discontinuité entre la sonde coaxiale et le matériau à caractériser. Les propriétés électromagnétiques recherchées sont directement calculées à partir du coefficient de réflexion mesuré à l'entrée de la sonde à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel.

La structure coaxiale fonctionne en mode TEM. En effet, les champs électriques présents à l'extrémité ouverte de cette structure coaxiale en contact avec l'échantillon créent un effet capacitif qui dépend de la permittivité du matériau appliqué. La mesure peut devenir imprécise s'il existe un espace

d'air important entre la sonde et l'échantillon et il est généralement préférable de mesurer des échantillons liquides plutôt que des échantillons solides.

Cette méthode exige un échantillon homogène de telle sorte que le champ électromagnétique présent à l'extrémité de la sonde coaxiale soit réparti uniformément dans le matériau et que la surface en contact avec la sonde soit plane.

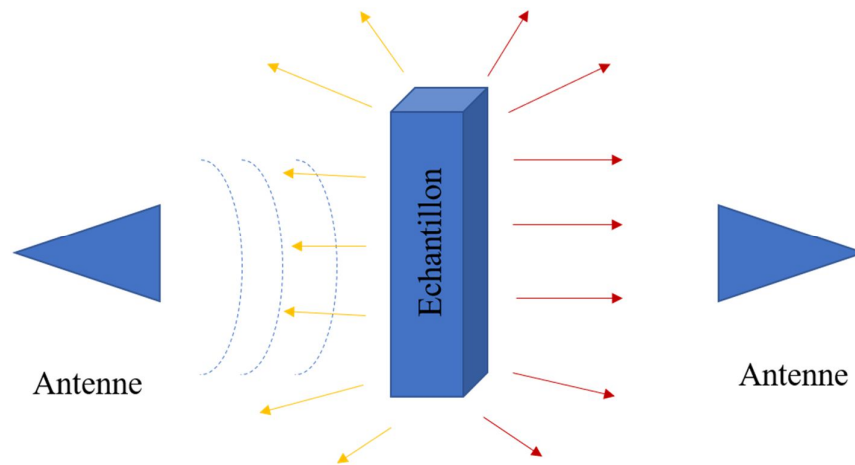
Dans la plupart des cas, on ne tient pas compte de l'énergie rayonnée à travers le matériau ce qui revient à supposer que l'épaisseur du matériau est infinie et que le coefficient de réflexion mesuré n'est affecté que par l'interface sonde-matériau. Malgré cette hypothèse, cette méthode donne de bons résultats et permet d'avoir une idée relativement précise de la valeur de la permittivité.

### **I.3.3. Méthode de caractérisation en espace libre**

Les méthodes en espace libre sont relativement anciennes. Plusieurs articles ont été publiés sur la mesure en espace libre de la permittivité et de la perméabilité des matériaux [19] [20] [21]. Les principes de base impliqués et les paramètres mesurés sont les mêmes, mais chaque méthode a sa propre spécificité, son caractère unique et ses limites.

La technique en espace libre permet une mesure complètement non destructive et sans contact, ce qui est préférable pour les échantillons minces et plats. Son domaine de validité est classiquement étendu aux fréquences millimétriques, (jusqu'à 110 GHz) [22]. Des études ont été réalisées également dans les domaines de fréquence étendus jusqu'à 760 GHz [23]. De plus, les méthodes en espace libre sont des techniques de caractérisation sans contact n'exigeant aucune préparation spéciale des échantillons à caractériser et sont particulièrement adaptées aux mesures à hautes [24] ou basses températures [25] et aux diélectriques inhomogènes [26].

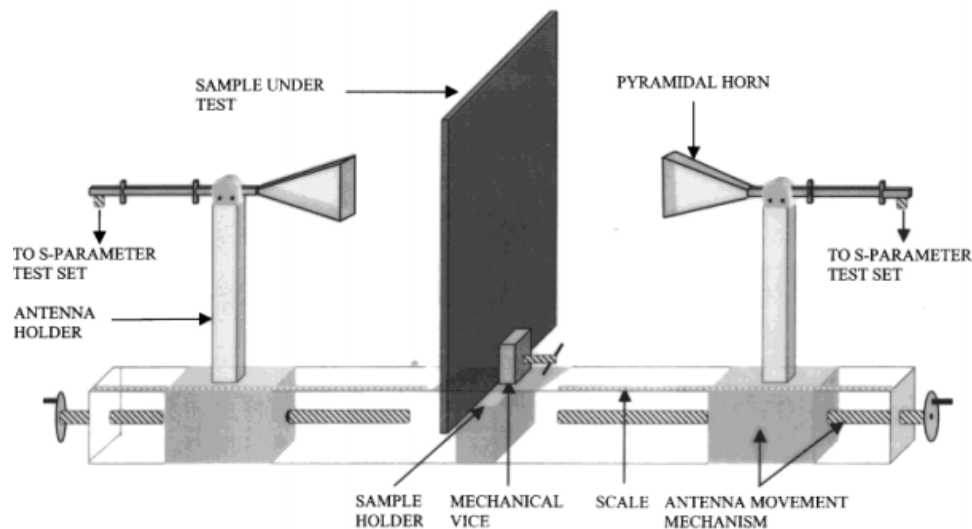
La méthode en espace libre peut être facilement mise en œuvre dans des applications industrielles. La *Figure 7* représente un schéma classique de la technique en espace libre, son principe étant de placer entre une antenne d'émission et une antenne de réception, un matériau sous test [27]. L'hypothèse de cette technique est que les ondes incidentes au niveau de la première surface plane de l'échantillon sont obligatoirement des ondes planes uniformes. Les coefficients de transmission et de réflexion ( $S_{21}$ ,  $S_{11}$ ) de l'échantillon sont mesurés grâce à un analyseur de réseaux vectoriel et un étalonnage adéquat [5]. Les résultats sont ainsi utilisés pour extraire les propriétés électromagnétiques du matériau.



**Figure 7 : Principe des mesure des caractéristiques des échantillons en espace libre**

### **I.3.3.1. Mesures en configuration non focalisée (des antennes simples)**

La propagation en espace libre demande une maîtrise complète de l'environnement de mesure. Les premières études [28] [29] sont basées sur l'utilisation des antennes cornets simples émettant une onde électromagnétique dans une direction orthogonale à la surface du matériau (**Figure 8**). Ce sont les bancs conçus dans les chambres anéchoïques pour les mesures de la Surface Equivalente Radar (SER) ou de compatibilité électromagnétique (CEM). Ces bancs sont également employés dans le domaine de caractérisation des matériaux. Le principe est basé sur l'utilisation des matériaux absorbants recouvrant les parois des murs latéraux dans le but de supprimer les réflexions parasites et indésirables. Cependant, cela nécessite des échantillons suffisamment grands pour minimiser l'effet de diffraction sur les bords.



**Figure 8 : Configuration de mesure en espace libre de type horn non focalisé [9]**

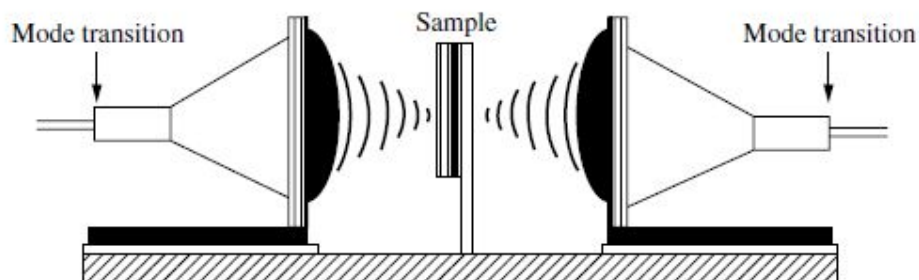
La méthode de mesure en espace libre utilise également des bancs dits « quasi optique », mettant en place des éléments optiques (lentille, miroir ou réflecteur) à la sortie des antennes. Cela est basé sur une idée simple : les faisceaux rayonnés par les antennes sont focalisés au niveau de l'échantillon à caractériser. Cette idée est principalement appliquée pour réduire la taille globale du système afin qu'il puisse être facilement installé à l'intérieur d'un laboratoire sans avoir besoin d'une chambre anéchoïque coûteuse. De plus, ces bancs à faisceaux focalisés servent à minimiser l'effet de la diffraction des bords afin que des échantillons de petites dimensions puissent être mesurés.

Les systèmes quasi-optiques peuvent être classés en deux catégories, selon l'élément utilisé permettant la focalisation du champ rayonné par les antennes et donc la possibilité de figer la taille du faisceau incident au niveau de l'échantillon.

### I.3.3.2. Mesures en configuration à focalisation ponctuelle

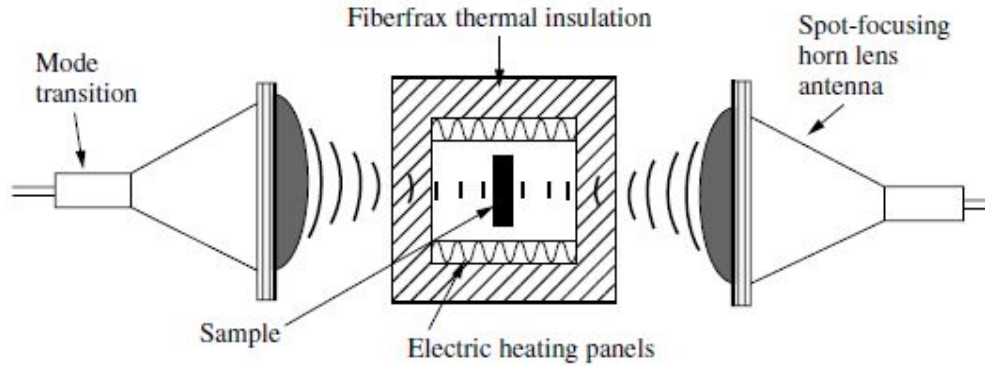
La première technique consiste à l'utilisation des lentilles de focalisation ponctuelle [30] [31] pour mesurer différents échantillons. Ces lentilles assurent la focalisation et ainsi permettent de s'affranchir au maximum des effets de bord. Dans ce cas, l'échantillon à caractériser est placé au foyer des deux lentilles.

L'équipe de D.V. Ghodgaonkar et Varadan a mis au point ce principe dans un banc composé d'une paire d'antennes munies de deux lentilles diélectriques biconvexes [22] (*Figure 9*).



*Figure 9 : Configuration espace libre à focalisation ponctuelle [22]*

Les avantages de ce système proviennent de la facilité à placer dans l'espace de mesure un four ou une enceinte réfrigérée, afin d'effectuer des mesures résolues en températures [24] (*Figure 10*), et la possibilité de faire des mesures en transmission comme en réflexion.



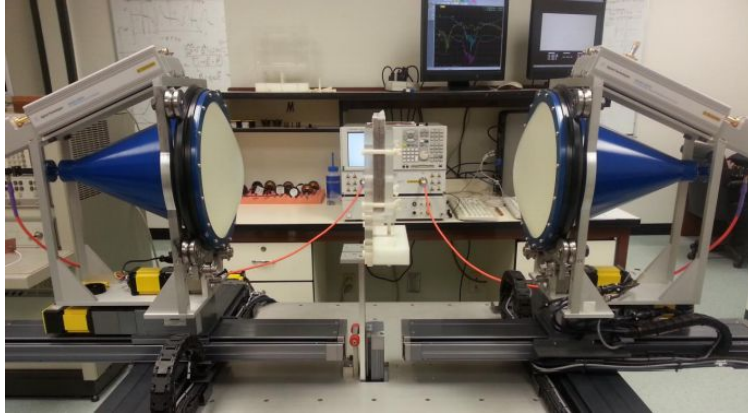
**Figure 10 : Configuration espace libre à focalisation ponctuelle pour des mesures résolues en température [24]**

Cependant, les inconvénients de ces méthodes proviennent principalement de la nécessité des changements des antennes à chaque nouvelle bande de fréquence. Toutefois, plusieurs jeux d'antennes et de transitions peuvent être mis en place afin de couvrir une très large bande de fréquence jusqu'à 110 GHz.

Les réflexions parasites entre les antennes et le matériau ainsi que l'atténuation et le déphasage entre l'analyseur de réseau vectoriel et les plans de référence des mesures sont éliminées à l'aide du calibrage classique TRL appliqué en espace libre [22] et grâce au filtrage temporel en post processing.

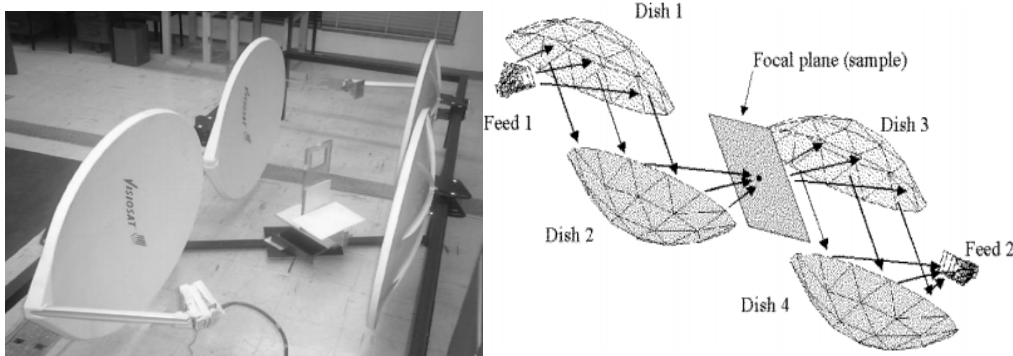
La détermination des propriétés complexes des matériaux se base sur un calcul direct à travers les paramètres S mesurés et filtrés temporellement.

Dans le but de perfectionner le fonctionnement de ce banc, une version améliorée a été construite en 2000 à l'université américaine de Penn State (**Figure 11**) [32]. Il s'agit d'une version du banc automatisée et reproductible, supprimant l'erreur introduite par l'utilisateur dans le processus de mesure. Les antennes sont montées sur un système de positionnement X-Y qui offre une précision de positionnement d'environ deux micromètres. Un porte-échantillon est monté sur une platine pour contenir les échantillons plans à tester. MMS (Microwave Measurement System), laboratoire dirigé par Dr V. V. Varadan, a également utilisé cette technique d'automatisation. Les antennes à lentilles sont fixées à des chariots à positionnement qui tournent autour du porte-échantillon central, permettant des mesures bistatiques, donc en réflexion sur des matériaux positionnés sur court-circuit.



**Figure 11 : Banc en espace libre automatisé de l'université de Penn State (Etats-Unis) [32]**

Les recherches représentatives sur la méthode en espace libre ne sont pas limitées. Afin de réduire le coût du système à lentilles diélectriques décrit auparavant, Matlacz et Palmer [33] ont construit un système utilisant des antennes à double réflecteur (**Figure 12**). Ce sont des antennes paraboliques à faible coût, destinées au marché de la télévision par satellite, utilisées pour générer le faisceau focalisé requis.



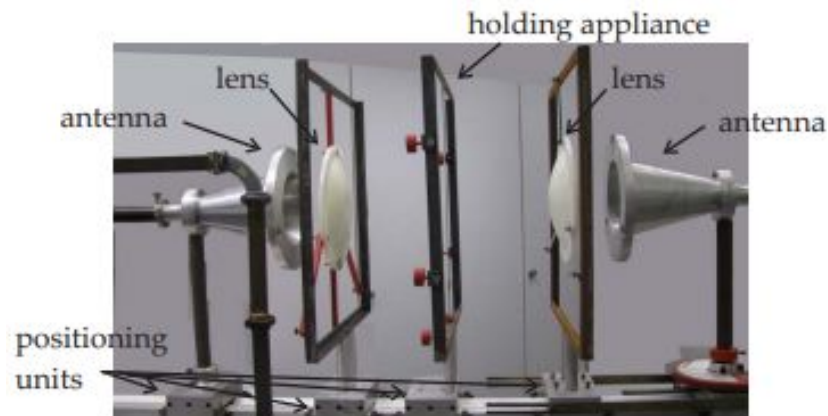
**Figure 12 : Configuration de mesure en espace libre à double réflecteurs [33]**

Les résultats dans [33] montrent que, avec ce système moins coûteux, la bande de fréquence de fonctionnement peut être doublée par rapport à celle du système à lentilles.

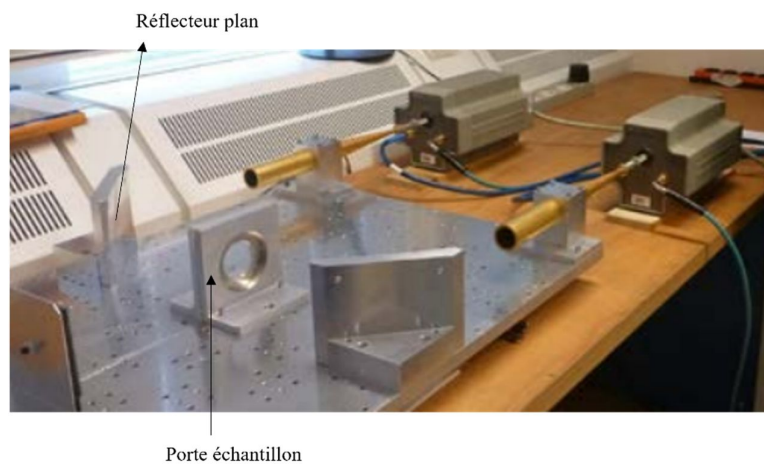
### **I.3.3.3. Mesures en configuration à focalisation parallèle**

La seconde technique de mesure utilise des antennes à un seul élément focalisant qu'intercepte l'énergie envoyée par la source placée en son point focal afin de «collimater» les ondes sphériques incidentes. Ainsi, le faisceau émerge parallèlement à sa sortie, dans des conditions similaires à la propagation d'une onde plane. L'ensemble antenne-élément focalisant est assimilé à une antenne à ouverture rayonnante de taille équivalente au diamètre du focaliseur dont la loi d'illumination sera équi-phase.

Dans la littérature, on trouve donc des bancs utilisant une seule lentille (**Figure 13**) [34] [35], ou un seul réflecteur en offset (**Figure 14**) [34] [35]. Ces exemples présentent des configurations compactes en espace libre couvrant une large gamme de fréquences.



**Figure 13 : Configuration de mesure à focalisation parallèle (une seule lentille) [34]**



**Figure 14 : Configuration de mesure à focalisation parallèle (un seul réflecteur) [34]**

Les limitations principales des méthodes en espace libre sont principalement liées aux réflexions parasites et aux effets de diffraction aux bords des matériaux. Pour résoudre ces problèmes, des précautions très importantes sont à prendre en considération telles que : la méthode de calibrage, le filtrage temporel des paramètres S mesurés, l'alignement des sources (les antennes) et le positionnement du matériau.

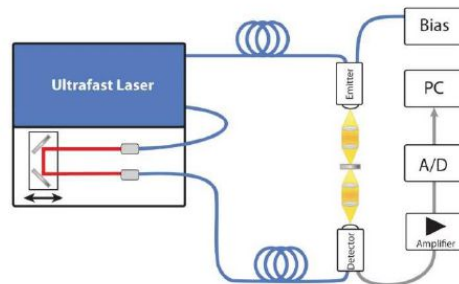
Ces méthodes ont cependant l'avantage de pouvoir réaliser des mesures sur une large bande de fréquences en conservant les mêmes dimensions d'échantillon, contrairement aux méthodes en cavité résonante et en guide d'onde qui nécessitent à chaque fois l'usinage d'un échantillon avec des dimensions différentes [38].

### I.3.4. Méthode de caractérisation en spectroscopie Téraherz (THz)

La gamme de fréquences térahertz du spectre électromagnétique est généralement définie comme étant comprise entre 0,1 et 10 THz. Aujourd'hui, les ondes Téraherz (THz) sont utilisées pour l'imagerie et la spectroscopie dans de nombreux domaines de la science et de la technologie notamment la caractérisation des matériaux. Les mesures par la Spectroscopie dans le Domaine Temporel Téraherz (THz-TDS) sont le plus souvent effectuées dans des configurations de transmission, car les spectromètres de transmission sont plus faciles à mettre en œuvre et donnent des résultats plus précis [39].

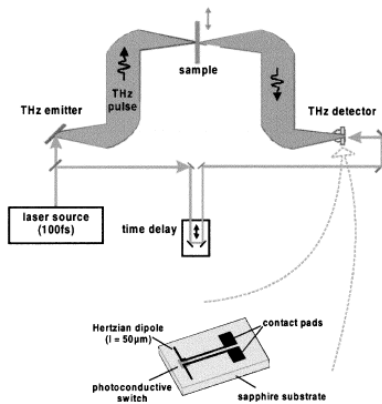
La spectroscopie THz dans le domaine (THz-TDS) présente un grand intérêt dans le développement des méthodes de caractérisations. C'est une technique puissante pour étudier les matériaux sur une large gamme de fréquences qui s'étend de quelques dizaines de gigahertz à quelques térahertz [40]. En utilisant des impulsions électromagnétiques ultracourtes, la spectroscopie THz donne accès à l'indice de réfraction complexe d'une grande variété de matériaux, tels que les diélectriques, les semi-conducteurs, les liquides et les supraconducteurs.

Le principe général de la spectroscopie THz est basé sur la génération d'ondes THz à partir d'impulsions laser de durée temporelle ultra-courte excitant des antennes photoconductrices. Les ondes THz émises sont focalisées sur l'échantillon à étudier à l'aide des lentilles convergentes (*Figure 15*) [41] ou alors des miroirs paraboliques (*Figure 16*) [42].



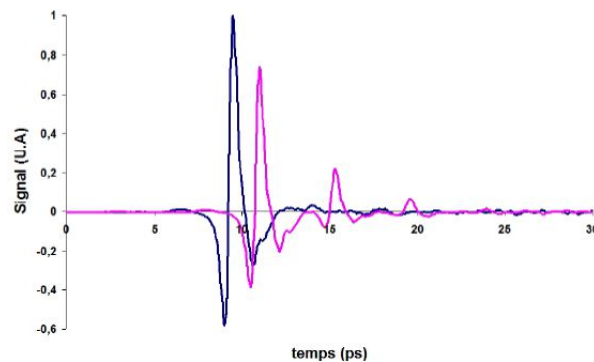
*Figure 15 : Banc de mesure THz à lentilles convergentes [41]*





**Figure 16 : Banc de mesure THz à réflecteurs paraboliques [42]**

En transmission et/ou réflexion, la technique est basée, comme toutes les méthodes en réflexion-transmission, sur deux mesures (**Figure 17**) [43] : une mesure sans échantillon d'un signal nommé « de référence », puis une mesure avec échantillon tout en conservant la même origine de temps. Contrairement au signal temporel de référence, le signal avec échantillon présente une atténuation d'amplitude, un élargissement du spectre et un retard temporel (décalage) de l'impulsion THz.



**Figure 17 : Mesures typiques temporelles THz avec (courbe rouge) et sans échantillon (courbe bleue) [43]**

En appliquant la Transformée de Fourier (TF) sur les deux signaux temporels mesurés, les réponses spectrales (en module et en phase) de référence et en présence de l'échantillon sont obtenues en fonction de la fréquence. Ainsi, le ratio de ces spectres fournit le coefficient de transmission permettant d'extraire les propriétés optiques du matériau (indice de réfraction  $n$  et l'atténuation  $\alpha$ ) et de remonter donc aux valeurs de permittivité  $\epsilon$  et de perméabilité  $\mu$ .

Nous avons débuté ce chapitre par définir les caractéristiques et les possibilités de mesure de quelques méthodes de caractérisation rapportées dans la littérature. Ensuite, une description de la méthode en espace libre qui fait l'objet de ces travaux de thèse a été détaillée, puisqu'elle offre la possibilité de mesure des propriétés des matériaux sur une large bande de fréquence (en particulier en bande millimétrique). Cette description est suivie d'une étude de la méthode de la spectroscopie THz-

TDS. Cette dernière servira de comparaison des propriétés des matériaux obtenus par les deux méthodes, dans le but de valider les mesures effectuées avec le banc de caractérisation dans le domaine millimétrique qui sera mis en place.

## **I.4. Description du système de mesure en espace libre focalisé**

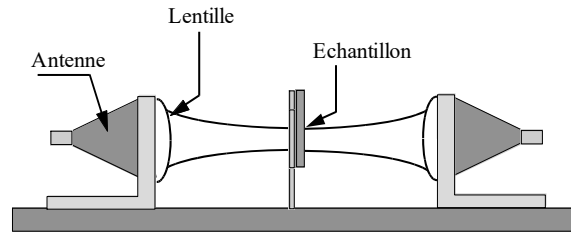
### **CISTEME**

Nous présentons dans cette partie le système de mesure en espace libre installé à CISTEME afin d'introduire les différentes problématiques à résoudre pour une caractérisation précise en bande W (75 GHz-110 GHz).

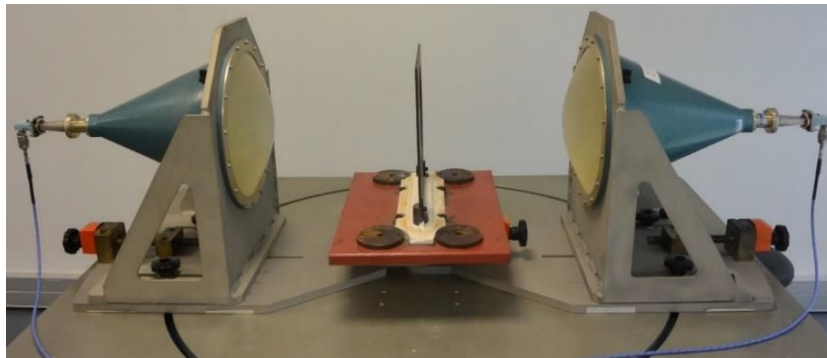
#### **I.4.1. Architecture du système de mesure et ses caractéristiques**

En 2014, CISTEME, le Centre d'ingénierie des Systèmes en Télécommunications, Electro Magnétisme et Electronique, a transféré un banc de caractérisation en espace libre focalisé utilisé par le laboratoire XLIM [5]. Le système de mesure mis en place est basé sur la méthode développée par Ghodgaonkar et al. à la fin des années 1980 [22]. Ce banc donne plus de flexibilité dans la mesure des propriétés complexes des matériaux sous différentes conditions.

Le schéma de principe typique de la configuration de mesure en espace libre est représenté sur la **Figure 18**. Aussi, une image du système disponible à CISTEME est montrée sur la **Figure 19**. Dans cette configuration, une paire d'antennes cornet a été montée sur une table stabilisée pour illuminer l'échantillon à caractériser. Ces antennes sont constituées de cornets et de composants focalisants qui consistent en deux lentilles plan-convexes placées dos à dos. Pour ces lentilles, le rapport  $\frac{F}{D}$  est égal à 1 ou  $F$  est la distance focale et  $D$  est le diamètre de la lentille qui est d'environ 30.5 cm. De plus, ce dioptre est fabriqué en REXOLITE, matériau diélectrique de permittivité 2.53 et dont les pertes sont très faibles ( $\tan(\delta) = 2.10^{-4}$ ).



**Figure 18 : Banc de mesure en espace libre à CISTEME**



**Figure 19 : Photo du banc en espace libre CISTEME**

Un porte-échantillon est monté sur le plan focal commun des lentilles (plan de focalisation), là où convergent tous les rayons incidents.

Les antennes sont connectées aux deux ports d'un analyseur de réseaux par des câbles coaxiaux ou des guides d'ondes, suivant la fréquence de travail, et des transitions pour les connexions aux cornets. L'analyseur de réseaux est utilisé pour effectuer des mesures de paramètres S du système en réflexion-transmission. De plus, un ordinateur équipé d'un logiciel est mis en place pour traiter directement les signaux mesurés et d'enregistrer les résultats sur des fichiers « s2p ».

Plusieurs jeux de cornets peuvent être mis en place et permettent de couvrir une très large bande de fréquence, de 5 à 110 GHz. En effet, les antennes cornets à disposition sont utilisées sur des larges bandes passantes du guide d'onde circulaire qui alimente l'antenne allant de la bande C (5.8 GHz – 8.2 GHz) jusqu'à la bande W (75 GHz – 110 GHz). Ce sont toutes des antennes cornets dites «corruguées» sauf les antennes fonctionnant en dessous de 12 GHz qui sont des cornets circulaires classiques. L'avantage des antennes cornets corruguées est qu'elles génèrent des rayonnements similaires dans les deux plans E et H.

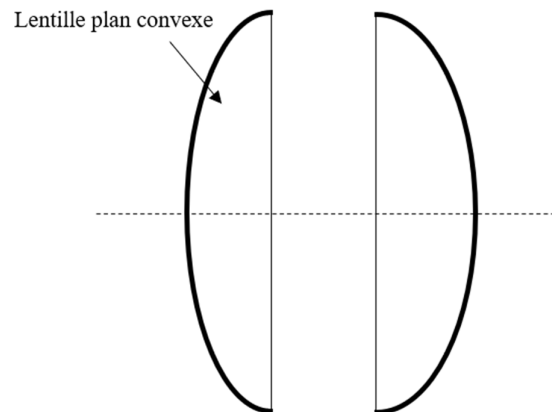
Les antennes sont montées sur des bases mobiles de manière à les translater et ajuster la distance entre elles et la distance entre chaque antenne et l'échantillon à tester. Elles peuvent être déplacées en azimut par rapport à l'axe du porte échantillon et par conséquent, être agencées dans une configuration bi-statique afin d'autoriser les mesures suivant plusieurs angles d'incidence. Enfin les antennes peuvent tourner sur elles même afin d'effectuer des mesures en polarisation croisée.

## I.4.2. Principe d'illumination du matériau

L'extraction des propriétés complexes d'un matériau à travers des mesures des paramètres S est assez simple et rapide lorsque les conditions d'onde plane sont satisfaites au niveau de l'échantillon à caractériser.

Lors d'une caractérisation en espace libre et comme la plupart des méthodes en réflexion-transmission, il est indispensable d'avoir un seul mode qui se propage. De manière équivalente, on cherche à éclairer le matériau à caractériser avec une onde plane, assurant une uniformité du champ en amplitude et surtout en phase. Ce mode de propagation est appelé « quasi-optique », dont la taille des éléments du banc est souvent comparable à la longueur d'onde.

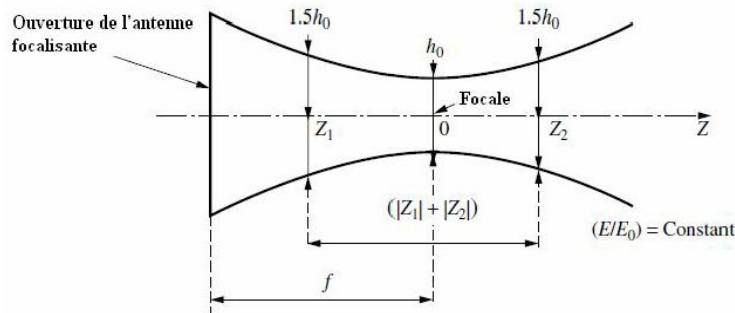
Les antennes focalisantes sont utilisées de manière à réduire la largeur du faisceau incident afin d'éviter les effets de bords de l'échantillon. En effet, dans cette configuration, un système de lentilles plan-convexe (**Figure 20**) est placé en sortie des antennes de manière à focaliser le faisceau au niveau du foyer des deux lentilles. Ainsi, le faisceau incident sur l'échantillon est considéré comme une onde plane au voisinage de ce foyer.



**Figure 20 : Système de lentilles ( plan-convexe)**

Comme le montre la **Figure 21**, un faisceau micro-onde focalisé est produit à travers la focalisation du rayonnement d'une source située en son point focal. Dans l'hypothèse de la propagation d'un faisceau gaussien, la géométrie de ce faisceau est généralement décrite à travers les deux paramètres suivants :

- $F$  : la distance focale.
- $h_0$  : la largeur du faisceau au niveau du plan de focalisation



**Figure 21 : Faisceau gaussien [44]**

L'échantillon doit être placé dans la zone où l'onde est considérée comme plane. Cette zone est de dimension réduite, ce qui peut provoquer des incertitudes si l'échantillon est mal positionné. Quant à la taille du faisceau, l'échantillon doit avoir des dimensions minimales afin d'éviter les problèmes liés aux effets des bords. Ainsi, la caractérisation consiste à extraire les propriétés complexes de l'échantillon à partir des mesures des coefficients de transmission et de réflexion ( $S_{21}$  et  $S_{11}$ ), ceci connaissant son épaisseur.

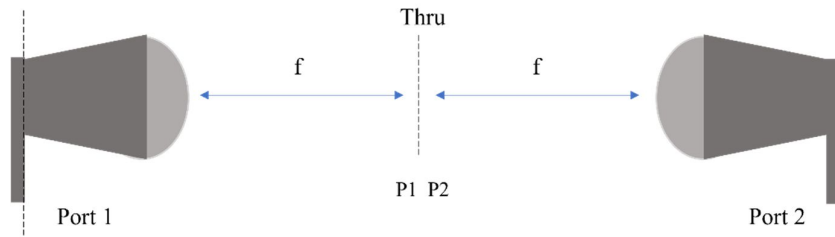
Deux étapes de traitement sont nécessaires afin d'avoir des mesures propres de l'échantillon à caractériser :

- Le calibrage ou l'étalonnage s'effectuant avant la phase de mesure. Dans la configuration utilisée à CISTEME, il s'agit du calibrage TRL classique.
- Le filtrage temporel des paramètres S enregistrés, s'appliquant en post-processing.

### **I.4.3. Calibrage TRL (Thru Reflect Line)**

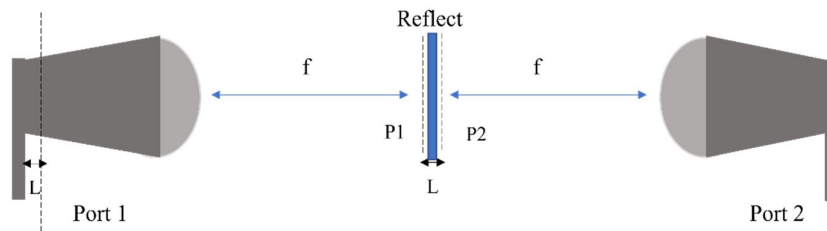
Un étalonnage est nécessaire pour effectuer une correction des erreurs et obtenir les paramètres S de l'échantillon uniquement. En effet, les deux plans de référence  $P_1$  et  $P_2$  doivent être ramenés au niveau des plans de focalisation des antennes (**Figure 22**). L'étalonnage TRL est donc effectué ici, ce qui est bien adapté pour les mesures en espace libre. Ce type d'étalonnage nécessite des déplacements très précis des antennes et donc pour cela trois étalons sont facilement mis en œuvre : le Thru, le Reflect et le Line.

- L'étalon Thru est obtenu en réalisant la connexion directe des deux antennes focalisantes. Dans ce cas, la distance entre les deux antennes est d'environ deux fois leurs distance focale (**Figure 22**).



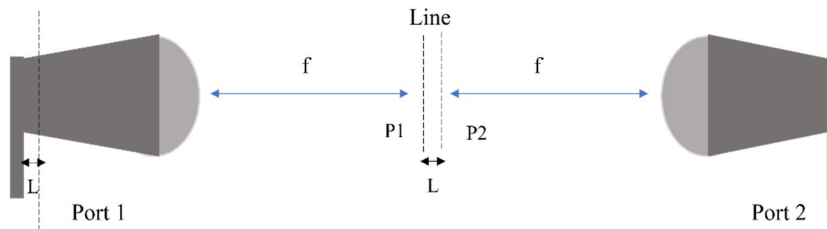
**Figure 22 : Etalon Thru (Calibrage TRL)**

- L'étalon Reflect est obtenu en plaçant une plaque métallique d'épaisseur quelconque, sur le porte-échantillon placé entre les deux antennes. Pour conserver les mêmes dimensions du faisceau sur les deux faces de la plaque métallique, la position des antennes doit être rectifiée en tenant compte de l'épaisseur de la plaque (**Figure 23**).



**Figure 23 : Etalon Reflect (Calibrage TRL)**

- L'étalon Line est réalisé en enlevant la plaque métallique et en déplaçant l'antenne du port 1 d'une distance  $L$  égale à  $\frac{\lambda}{4}$ . Il s'agit donc d'une lame d'air. La fréquence centrale de la bande de mesure est utilisée pour obtenir la valeur de la longueur d'onde  $\lambda$  (**Figure 24**).



**Figure 24 : Etalon Line (Calibrage TRL)**

Lorsque l'étalonnage est terminé, un contrôle de validation est effectué sur deux étapes :

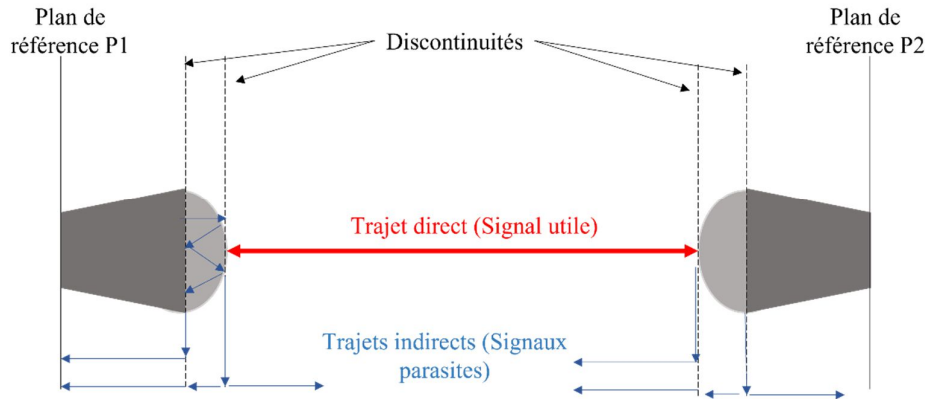
- en mesurant le paramètre de transmission  $S_{21}$  dans la configuration « Thru » : l'amplitude doit être environ 0 dB et la phase environ  $0^\circ$ .

- en mesurant également le paramètre de transmission  $S_{21}$  pour la norme Line : sur toute la bande de fréquence, la phase doit être comprise entre  $\pm 180^\circ$  et à la fréquence centrale de la bande le déphasage doit être au plus proche de  $90^\circ$ .

Dans ce cas, l'étalonnage est considéré comme précis, sinon la procédure doit être répétée.

#### I.4.4. Filtrage temporel

Les réflexions indésirables sont une source importante d'erreurs dans les mesures en espace libre [45]. Ces réflexions ont plusieurs causes, principalement les réflexions entre les antennes, et les désadaptations entre l'échantillon à tester et le reste de la configuration de mesure (*Figure 25*) [46]. Ces réflexions doivent être prises en compte pour caractériser avec précision le matériau à tester. La technique de filtrage dans le domaine temporel peut être utilisée pour éliminer en grande partie la contribution de ces réflexions [22].



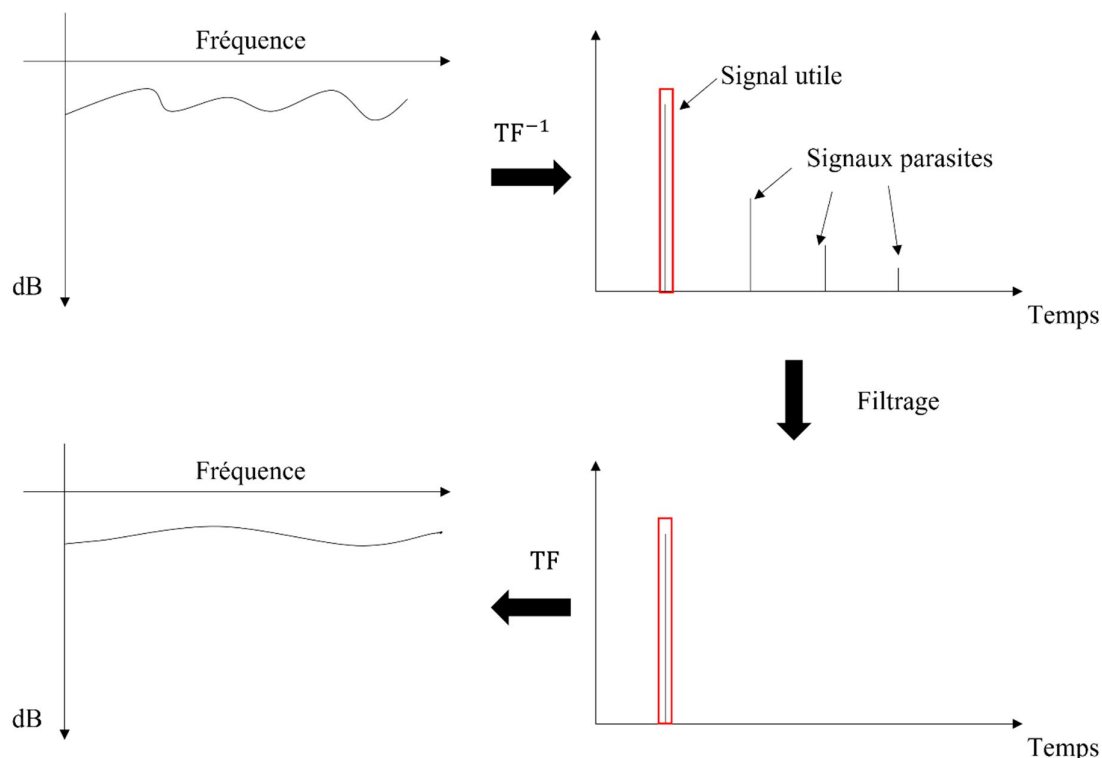
**Figure 25 : Trajet direct et trajet indirect entre les antennes focalisantes**

Les domaines fréquentiel et temporel sont directement reliés par la Transformée de Fourier (TF). En effet, quelques propriétés invisibles dans le domaine temporel sont visibles dans le domaine fréquentiel, et vice versa. Ainsi, la réponse du système dans le domaine temporel nous donne des informations différentes à chaque instant donné. A partir des paramètres S, on peut donc observer les effets cumulés de chacun de ces instants pour chaque fréquence dans le domaine fréquentiel.

En appliquant une Transformation de Fourier Inverse à la réponse obtenue par l'analyse fréquentielle, on obtient la réponse temporelle (*Figure 26*) où l'on distingue clairement le trajet direct et la contribution des différentes réflexions multiples étalés dans le temps. En appliquant un filtrage temporel seul le signal utile est conservé. Ce procédé de filtrage ou de « gating » se base sur la multiplication par une porte (fenêtre) dont la largeur est suffisamment étroite pour ne contenir que le pic utile, mais assez large dans le but de ne pas omettre des parties utiles de la réponse. Ceci permet

d'éliminer les transmissions et réflexions indésirables et permet donc de ne conserver que le signal utile (pic temporel) correspondant à la réponse de l'échantillon seul.

Une fois le filtrage appliqué, une TF permet de revenir dans le domaine fréquentiel et d'obtenir la réponse due seulement au trajet direct (**Figure 26**). Cette méthode est performante mais il faut rester vigilant à la forme des fenêtres utilisées qui influence l'efficacité du filtrage.

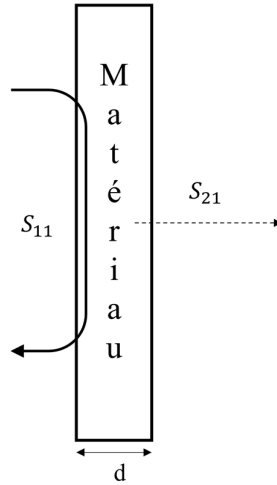


**Figure 26 : Principe du filtrage temporel des mesures des paramètres  $S$  (fenêtre Hamming)**

### I.4.5. Extraction des propriétés du matériau

La **Figure 27** présente un matériau plat d'épaisseur «  $d$  » placé au plan focal des deux lentilles (plan de focalisation). Nous supposons que ce matériau engendre des effets de bords négligeables. L'onde incidente éclairant ce matériau est une onde plane. Les paramètres de réflexion et de transmission  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont mesurés pour une incidence normale.





**Figure 27 : Paramètres  $S$  mesurés pour un échantillon soumis à une incidence normale**

Sachant que le système mis en place est symétrique, les paramètres  $S$  mesurés sont décrits par les équations suivantes :

$$S_{11} = \frac{R(1 - T^2)}{1 - R^2T^2} = S_{22} \quad (5)$$

$$S_{21} = \frac{T(1 - R^2)}{1 - R^2T^2} = S_{12} \quad (6)$$

Avec

$R$  : coefficient de réflexion à l'interface échantillon-air donné par

$$R = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (7)$$

$T$  : coefficient de transmission donné par

$$T = e^{-\gamma d} \quad (8)$$

Où

$z$  : impédance normalisée par rapport à l'impédance d'onde du vide

$\gamma$  : constante de propagation dans l'échantillon

Les deux paramètres  $z$  et  $\gamma$  sont reliés par les propriétés du matériau (la permittivité et la perméabilité) :

$$\gamma = \gamma_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (9)$$

$$z = \frac{Z}{Z_0} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (10)$$

Avec

$\gamma_0$  constante de propagation en espace libre et  $Z_0$  impédance d'onde du vide

$$\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \quad (11)$$

$\lambda_0$  : longueur d'onde dans le vide

Ainsi, les propriétés complexes du matériau  $\epsilon$  et  $\mu$  s'expriment comme suit :

$$\sqrt{\epsilon_r \mu_r} = \frac{\gamma}{\gamma_0} \quad (12)$$

et

$$\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} = \frac{1+R}{1-R} \quad (13)$$

Ainsi

$$\epsilon_r = \frac{\gamma(1-R)}{\gamma_0(1+R)} \quad (14)$$

$$\mu_r = \frac{\gamma(1+R)}{\gamma_0(1-R)} \quad (15)$$

Avec

$\epsilon_r$ : La permittivité relative complexe du matériau et

$\mu_r$ : La perméabilité relative complexe du matériau.

Normalisée par la permittivité du vide  $\varepsilon_0$ , la permittivité relative complexe  $\varepsilon$  s'exprime comme suit [47]:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (16)$$

De même, la perméabilité complexe relative  $\mu$  s'exprime ainsi :

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (17)$$

Où

$$\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

$$\mu_0 = 1.2566 \cdot 10^{-6} \text{ T m/A}$$

### **Hypothèses :**

Dans le cas des matériaux non magnétiques, on introduit l'hypothèse suivante :

$$\mu_r = 1 \quad (18)$$

Dans le cas des matériaux avec pertes, la permittivité est complexe et s'écrit sous la forme :

$$\varepsilon_r^* = \varepsilon_r (1 - j \tan(\delta)) = \varepsilon' - j \varepsilon'' \quad (19)$$

Par identification des parties réelles et imaginaires, on aura l'expression de la tangente de l'angle de pertes :

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (20)$$

Les caractéristiques électromagnétiques (permittivité et perméabilité) du matériau peuvent être calculées grâce à une méthode classique de transmission/réflexion de type NRW (Nicolson-Ross-Weir) [48]. Cette méthode permet de résoudre de façon explicite les équations qui lient les paramètres  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$  en fonction des coefficients de réflexion  $R$  et de la constante de propagation  $\gamma$  dans le matériau à caractériser (suite à la mesure des paramètres S). Néanmoins, cet algorithme est limité aux matériaux homogènes.

Le paragraphe suivant présente les verrous de la méthode pour des mesures en bande W.

## I.4.6. Contraintes du banc de mesure en espace libre CISTEME en bande W

En bande W, l'encombrement du système présente une première contrainte. Le diamètre de l'ouverture rayonnante du système antennaire est d'environ 30.5 cm équivaut à  $95\lambda$ , qui est égal aussi à la distance focale des deux lentilles. Cela signifie que l'ensemble du système est très grand devant la longueur d'onde de travail.

Une autre contrainte de ce banc de mesure réside dans l'utilisation d'un faisceau micro-onde focalisé. Bien que la majeure partie de l'énergie soit concentrée dans le centre du matériau à mesurer et que les effets de bords sont minimisés, le matériau doit être obligatoirement bien placé au foyer des deux lentilles où les ondes sont focalisées. Cette configuration, avec deux éléments focalisants, présente un désavantage notable du fait que la focalisation ne se fait que dans un seul plan. Le déplacement de l'échantillon par rapport à ce plan conduit à dégrader la précision des mesures. En bande W, ce problème est d'autant plus critique car la longueur d'onde est de l'ordre du millimètre. Par conséquent, il semble intéressant de réaliser un banc de mesure intégrant un seul élément focalisant, afin d'avoir une zone de focalisation plus large (suivant la direction de propagation) où les conditions d'onde plane sont satisfaites.

En ce qui concerne le calibrage TRL classique appliqué, nous rappelons que cette méthode bien connue a été largement utilisée dans de nombreux systèmes en espace libre en raison de sa simplicité, jusqu'à des fréquences de quelques GHz. Néanmoins, et aux fréquences élevées comme la bande W, la longueur d'onde devient de plus en plus petite. En effet, pour la réalisation du standard Line par exemple, les antennes doivent être déplacées via un système de positionnement avec suffisamment de précision pour un bon étalonnage (par exemple, à 100 GHz, la longueur d'onde n'est que de 3 mm) [34]. Une telle variation des positions de l'antenne pourrait être critique en raison des changements de propagation du faisceau. A cet effet, un nouveau système de positionnement micrométrique sera mis en place afin de réaliser un étalonnage TRL de précision. De plus, différentes techniques de calibrage présentes dans la littérature et également applicables en espace libre, seront définies dans le 2<sup>ème</sup> chapitre (TRM (Thru Reflect Match), la LNN (Line Network Network) [49], la technique LRR (Line Reflect Reflect) ou la technique GRL (Gate Reflect Line)).

Le dernier point concerne l'algorithme d'extraction choisi. En effet, des approches différentes permettent de calculer les parties imaginaires et réelles de  $\epsilon$  et  $\mu$  à partir des paramètres  $S$  filtrés. Certains algorithmes ne s'appliquent qu'à des échantillons particuliers, d'autres sont performants sur des échantillons diélectriques plus épais. La méthode choisie ici est celle de Nicholson-Ross-Weir [50]. Le calcul avec cette méthode est assez rapide, mais présente parfois des incertitudes. En effet, la permittivité

d'un échantillon diverge si son épaisseur est un multiple d'une demi-longueur d'onde associée à la fréquence centrale de la bande de mesure [51]. Afin de contourner le problème de la divergence de la permittivité, il vaut mieux appliquer cette méthode dans les conditions des échantillons de faibles épaisseurs par rapport à la longueur d'onde. L'approche de Boughriet [52] est plus adaptée aux matériaux non magnétiques ( $\mu_r = 1$ ). Toutefois, il est nécessaire de fournir tout d'abord une estimation de la valeur de permittivité à calculer et la convergence de cet algorithme est liée à la précision de cette estimation initiale.

## **I.5. Objectifs de recherches**

Avec la montée en fréquence de nombreux systèmes de communications, nous souhaitons développer un moyen de caractérisation des matériaux en espace libre innovant, beaucoup plus compact et permettant de combler les lacunes des dispositifs actuels présentés précédemment.

Les différentes étapes de conception du nouveau banc seront les suivantes :

- Etude et conception d'un système antennaire complet (antenne et élément focalisant) permettant d'obtenir un front d'onde plan uniforme équiphase dans une zone large et maîtrisée.
- Application de la méthode d'étalonnage TRL classique en assurant un positionnement exact et reproductible des antennes (utilisation des positionneurs de déplacement à résolution micrométrique garantissant un étalonnage de précision suffisante). Ceci est associée à un post traitement performant (filtrage) dans le but de minimiser l'influence des réflexions parasites et ainsi améliorer la précision des mesures.
- Mise en place de la méthode d'extraction la plus adaptée afin de caractériser les matériaux avec la meilleure précision possible.

L'ensemble des problématiques liées à ces étapes de conception sera étudié et évalué dans le 2<sup>ème</sup> chapitre de ce manuscrit

# Chapitre II.

---

**Etude et développement d'un banc en  
espace libre en bande W (75GHz-110GHz)**



## II.1. Introduction

Plusieurs techniques de caractérisation des matériaux ont été présentées dans le 1er Chapitre. Ces différentes techniques permettent d'étudier les paramètres diélectriques et magnétiques des matériaux. Chacune de ces méthodes a ses propres caractéristiques et reste plus ou moins adaptée à une application particulière. Selon le cas, elles sont classées suivant deux grandes familles : les méthodes résonantes et les méthodes en Réflexion/Transmission.

La méthode de mesure en espace libre, étant l'une des configurations en Réflexion/Transmission, fait l'objet de cette thèse. Celle-ci offre la possibilité d'une caractérisation des matériaux sur une large bande de fréquences, notamment la bande W (75 GHz – 110 GHz). De nos jours, cette méthode apparaît comme une bonne technique pour les applications industrielles en bande millimétrique, mais qui est limitée par la précision. Comme expliqué auparavant, les effets de diffraction sur les bords de l'échantillon et les réflexions multiples entre les antennes sont les principales sources d'erreurs. Une partie de ces erreurs peut être corrigée lorsque nous combinons les lentilles avec les antennes ou lorsque nous insérons des réflecteurs, appelées alors les antennes à « élément focalisant ». Ainsi, une solution semble très intéressante pour la caractérisation des matériaux surtout dans la bande W : les méthodes « quasi optiques ».

Au sein de CISTEME, un système de mesure en espace libre est installé pour la caractérisation des matériaux sous différentes conditions, en particulier en bande W (*Figure 19*). Une étude des différents éléments de ce banc de mesure sera présentée dans ce 2<sup>ème</sup> chapitre afin d'améliorer la qualité des résultats souhaités. Différentes simulations électromagnétiques (EM) seront analysées dans le but de justifier la mise en place d'un nouveau banc en espace libre capable de combler aux lacunes du banc actuel.

## II.2. Antenne à élément focalisant

Les méthodes en espace libre permettent une mesure large bande complètement non destructive et sans contact, ce qui est préférable pour les échantillons minces et plats. L'inconvénient majeur des configurations non focalisées, à antennes simples (*Figure 8*), provient des effets de diffraction aux bords de l'échantillon, d'où la nécessité de réduire les dimensions transverses de l'onde traversant le matériau à caractériser. Par conséquent, les exigences nécessaires sont les suivantes :

- Un système d'antenne qui transmet une onde électromagnétique dans un volume limité afin de réduire l'encombrement du système.



- L'onde électromagnétique doit être focalisée au niveau de l'échantillon avec une diffraction (sur les bords) négligeable de l'énergie incidente.

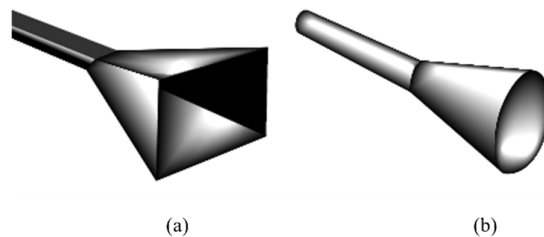
D'où l'intérêt des « antennes à élément focalisant » permettant de figer la taille du faisceau incident au niveau de l'échantillon tout en gardant des caractéristiques respectant les conditions d'onde plane. Ces conditions sont nécessaires pour appliquer les algorithmes d'extraction développées précédemment dans le sous chapitre **I.4.5** [53] et ainsi déterminer les propriétés du matériau à caractériser.

Ce système d'antenne comporte deux parties : la source primaire et l'élément focalisant.

### II.2.1. Source primaire

La source primaire est une antenne (*Annexe*) capable d'illuminer l'élément focalisant à l'émission ou de recevoir l'énergie concentrée par le même élément focalisant à la réception.

De nos jours, bien que les antennes de type « cornet » sont relativement anciennes, elles sont largement utilisées dans le domaine des microondes pour les applications large bande, en particulier pour les méthodes de caractérisation en espace libre [54]. Ces antennes sont appelées aussi les « antennes à ouverture rayonnante », y compris celles à ouverture rectangulaire ou à ouverture circulaire (**Figure 28**).



**Figure 28 : Configurations des antennes à ouverture rayonnante (a) rectangulaire (b) circulaire [53]**

Il est intéressant, pour une antenne à ouverture rayonnante de dimension  $D$  suffisamment grande devant la longueur d'onde  $\lambda$ , de connaître qualitativement le comportement du champ rayonné derrière cette ouverture. Ceci définit ainsi les trois zones de rayonnement de l'antenne (**Figure 29**):

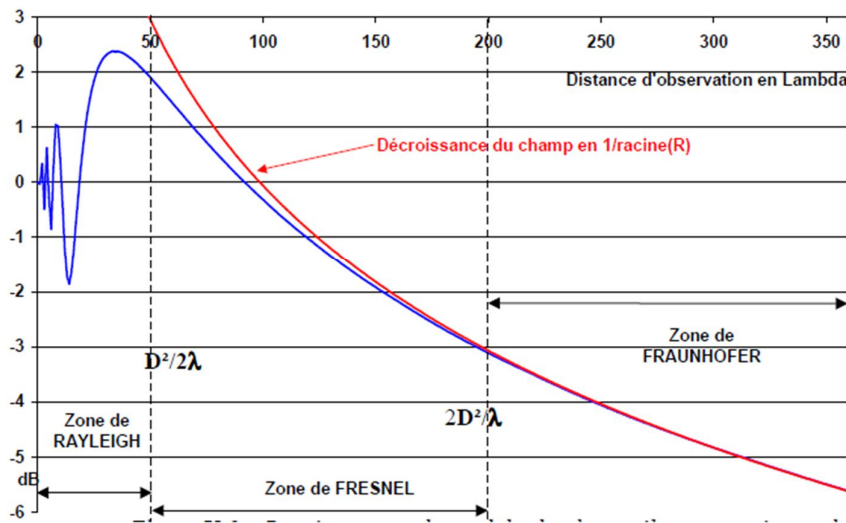
- La zone de champ proche (Rayleigh) s'étend de l'ouverture jusqu'à une distance de  $\frac{D^2}{2\lambda}$ . L'onde qui se propage a une forme plane et reste concentrée dans la direction normale à l'ouverture.
- La zone de Fresnel s'étend de  $\frac{D^2}{2\lambda}$  jusqu'à  $\frac{2D^2}{\lambda}$  où le faisceau rayonné commence à diverger et à se transformer d'une onde plane en une onde sphérique. De plus, la densité de la puissance

commence à décroître en  $\frac{1}{\sqrt{R}}$ , où  $R$  représente la distance entre le point d'observation et le centre de phase de l'antenne (**Figure 30**), l'origine de son rayonnement où sont concentrées les ondes sphériques.

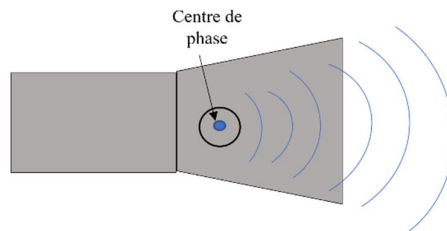
- La zone de champ lointain (Fraunhofer) où l'onde qui se propage est une onde sphérique uniquement.

En effet, en passant d'une zone à l'autre et au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'ouverture rayonnante, l'onde rayonnée est caractérisée par :

- La décroissance de son module.
- L'évolution de sa forme (onde sphérique, onde plane).



**Figure 29 : Représentation des zones de rayonnement d'une antenne à ouverture rayonnante [55]**

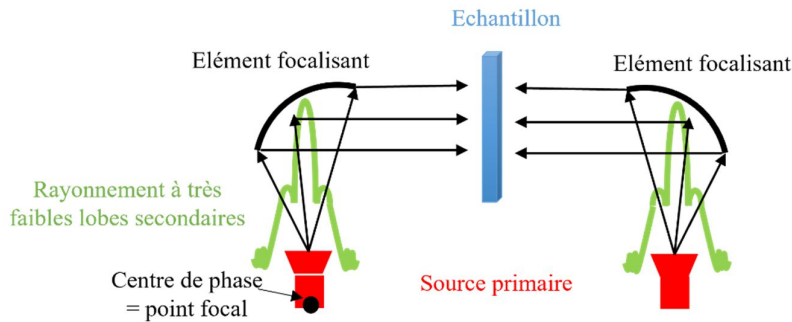


**Figure 30 : Centre de phase de l'antenne**

Dans le cas de la source primaire qui sera étudiée dans les prochains paragraphes, l'objectif consiste essentiellement à déterminer les caractéristiques du champ lointain. Celles-ci doivent être très bien maîtrisées afin de satisfaire les conditions suivantes (**Figure 31**) :

- Présenter un centre de phase bien défini : ce point est très critique puisqu'il doit être exactement confondu avec le point focal de l'élément focalisant.

- Présenter des lobes secondaires faibles : pour ne pas perturber le faisceau focalisé au niveau de l'échantillon.
- Avoir une distribution de champ de la forme circulaire à l'ouverture : ceci se traduit par la symétrie des diagrammes de rayonnements (en plan E et en plan H) en champ lointain.



**Figure 31 : Caractéristiques électromagnétiques de la source primaire satisfaisant le cahier des charges**

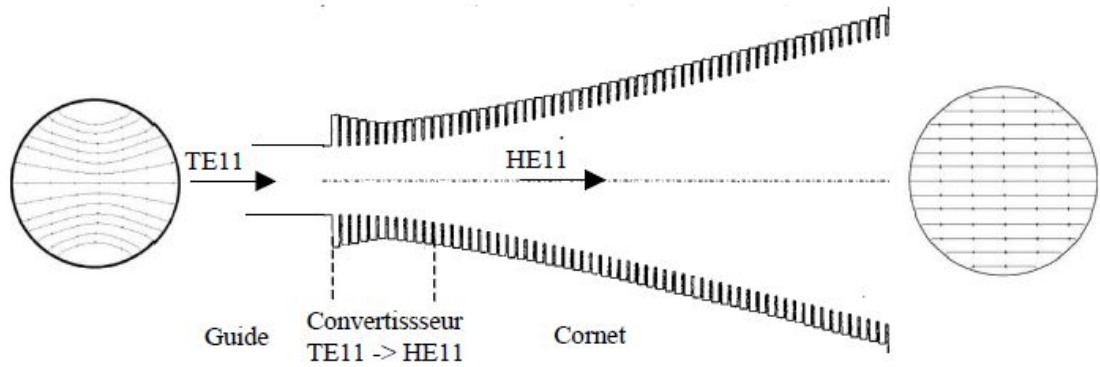
L'utilisation des antennes cornets simples, appelées aussi « monomodes », ne permet pas de satisfaire au cahier des charges cité ci-dessus. Ainsi, d'autres types d'antennes cornets seront étudiés. Elles seront recensées dans la suite du chapitre.

### II.2.1.1. Cornets corrugués :

#### II.2.1.1.1. Cornets simples :

Le désavantage majeur des antennes cornets monomodes à forme circulaires ou encore pyramidales, consiste dans la dissymétrie des diagrammes de rayonnement dans les deux plans E et H. Dans ce cas, il est nécessaire de changer la distribution des champs EM dans l'ouverture de l'antenne. En effet, pour avoir un diagramme de rayonnement à symétrie de révolution ainsi qu'un faible niveau de polarisation croisée, il faudrait pouvoir installer des modes hybrides.

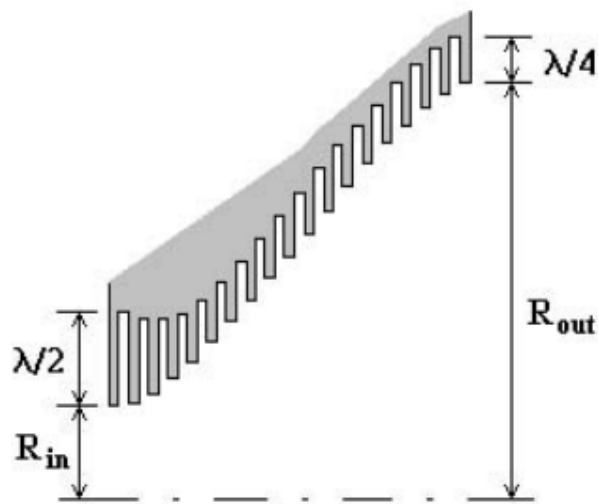
Par rapport à un cornet classique, l'antenne cornet à corrugations possède deux diagrammes de rayonnement symétriques en plan E et en plan H avec des lobes latéraux faibles et une faible polarisation croisée [56] [57]. Cette antenne comporte une série de rainures équidistantes appelées corrugations (**Figure 32**). En effet, elles créent un rayonnement en mode hybride dans l'ouverture qui vient redresser le champ E [58].



**Figure 32 : La modalité de l'installation du mode Hybride HE11 [56]**

Les modes hybrides sont formés lorsque l'onde qui se propage dans un guide d'onde est une combinaison linéaire cohérente des deux modes TE et TM . Le mode hybride fondamental est le mode HE11. Les propriétés de ce mode dépendent de la puissance relative des modes TE11 et TM11. Généralement, le mode HE11 idéal est souvent la combinaison de 85% TE11 et 15% TM11 [59].

Une idée originale d'utiliser ces deux modes a été conçue pour la génération du mode HE11 et donc produire le diagramme de rayonnement désiré dans un cornet classique [59]. En effet, les corrugations peuvent modifier les conditions aux limites au niveau des parois du cornet, ce qui conduit à concentrer l'énergie au niveau du centre de l'ouverture. Les diffractions sur les bords du cornet sont alors limitées et le dispositif génère des diagrammes de rayonnement à symétrie de révolution avec de très faibles lobes secondaires. Cependant, afin d'obtenir cette symétrie de révolution des diagrammes, le mode hybride doit satisfaire la « condition d'équilibre hybride ». Comme le montre la **Figure 33**, cette condition est respectée en faisant varier la profondeur des corrugations de  $\frac{\lambda}{2}$  à  $\frac{\lambda}{4}$  [59].



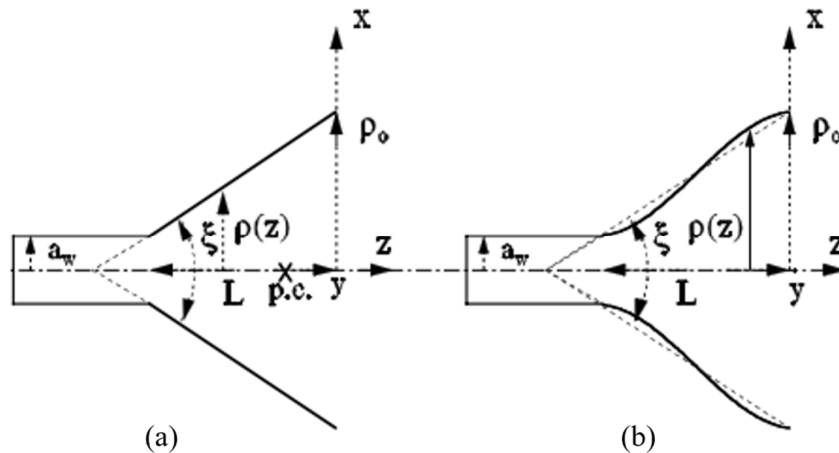
**Figure 33 : Les corrugations [59]**

Le champ rayonné par ces antennes est décrit par un profil quasi gaussien [60]. Ceci entraîne des lobes secondaires très faibles sur les diagrammes de rayonnement. De plus, et contrairement aux cornets simples, la symétrie des diagrammes mène à une très grande stabilité du centre de phase, qui est quasiment constant sur une large bande de fréquence [61].

Grâce à ces caractéristiques, l'antenne cornet corrugué forme la source primaire la plus utilisée, surtout pour l'alimentation des réflecteurs et des lentilles, même si l'usinage des corrugations est délicat aux fréquences élevées.

### II.2.1.1.2. Cornets profilés :

Dans le but d'optimiser les performances des antennes cornets corrugués, différents profils de cornets ont été conçus et étudiés. En effet, le profil le plus utilisé est le profil gaussien. Ceci améliore la qualité de rayonnement et la bande passante du dispositif [62]. Ce type est représenté par la *Figure 34* [63].



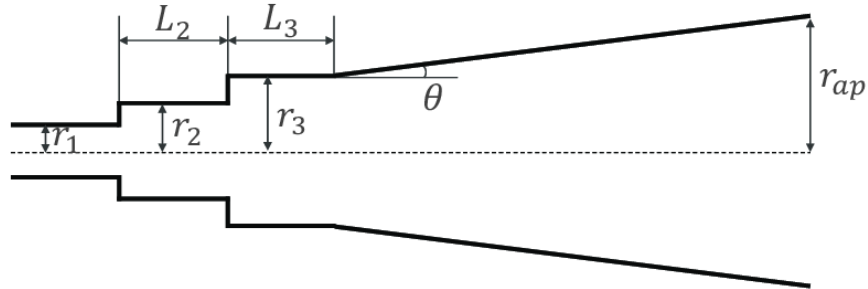
**Figure 34 : Géométrie du cornet à profil conique (a) et du cornet à profil gaussien (b) [63]**

L'avantage de ce type d'antennes (*Figure 34 (b)*) consiste dans la possibilité de diminuer la longueur totale du cornet par rapport à un profil classique (*Figure 34 (a)*), ce qui réduit donc l'encombrement de l'antenne. De plus, le centre de phase reste quasi stable en fonction de la fréquence et est souvent proche de l'ouverture de l'antenne [64].

Cependant, des modes supérieurs au mode fondamental HE<sub>11</sub> peuvent être excités, suite au changement de l'angle d'évasement du cornet, perturbant le champ rayonné par l'antenne. Ce problème a été résolu en adoptant un profil autre que le profil gaussien. Il s'agit du profil en «  $\sin^2$  » comme présenté dans [63].

### II.2.1.2. Cornets de Potter :

Le cornet de Potter est constitué d'une paroi lisse et fonctionne de la même façon que le cornet corrugué dans le sens où il est basé sur la combinaison des deux modes TE<sub>11</sub> et TM<sub>11</sub> avec l'amplitude et la phase appropriées afin de créer le mode hybride au niveau de l'ouverture [65]. Grâce à cette combinaison modale, le champ au centre de l'ouverture devient maximum, par contre le champ au niveau des parois devient quasiment absent. Cela abaisse donc le niveau des lobes secondaires et fournit également un diagramme de rayonnement symétrique [66].



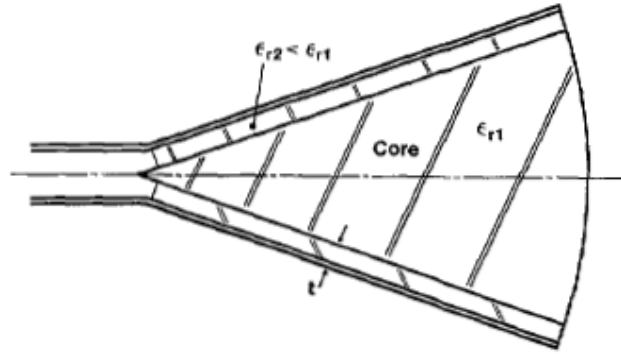
**Figure 35 : Coupe de cornet de Potter [66]**

L'optimisation des paramètres représentés sur la **Figure 35** permettra d'obtenir le rayonnement désiré. Par exemple, le pas de  $r_2$  à  $r_3$  est chargé de générer le mode TM<sub>11</sub> avec l'amplitude appropriée et, en faisant varier la longueur  $L_2$ , le déphasage correct entre les deux modes peut être ajusté. Le pas entre  $r_1$  et  $r_2$  est utilisé juste pour obtenir une meilleure valeur de perte en réflexion, puisque la valeur de  $r_2$  est bornée pour ne permettre que la propagation du mode fondamental.

A des fréquences de fonctionnement élevées, le cornet Potter peut être alternatif au cornet corrugué, puisque pour ce dernier, l'usinage des corrugations devient difficile et très coûteux [67].

### II.2.1.3. Cornets diélectriques :

D'autres types de cornets ont été étudiés et peuvent remplacer les cornets corrugués : il s'agit des cornets diélectriques (**Figure 36**), qui sont des antennes cornets chargées d'un ou plusieurs matériaux diélectriques. Ces études sont très intéressantes puisque les cornets diélectriques fonctionnent également sur l'excitation et la création des modes hybrides, notamment le mode fondamental HE<sub>11</sub>. Ceci leur permet d'obtenir des diagrammes de rayonnement symétriques et avoir donc de bonnes performances. Le cornet diélectrique a pour but de réduire le poids des antennes cornets métalliques et d'éviter le coût élevé de fabrication des cornets corrugués [68].



**Figure 36 : Le cornet diélectrique [69]**

Cependant, les pertes diélectriques des matériaux les constituant présentent un problème notable menant à l'abaissement de l'efficacité du système [69].

## II.2.2. Élément focalisant

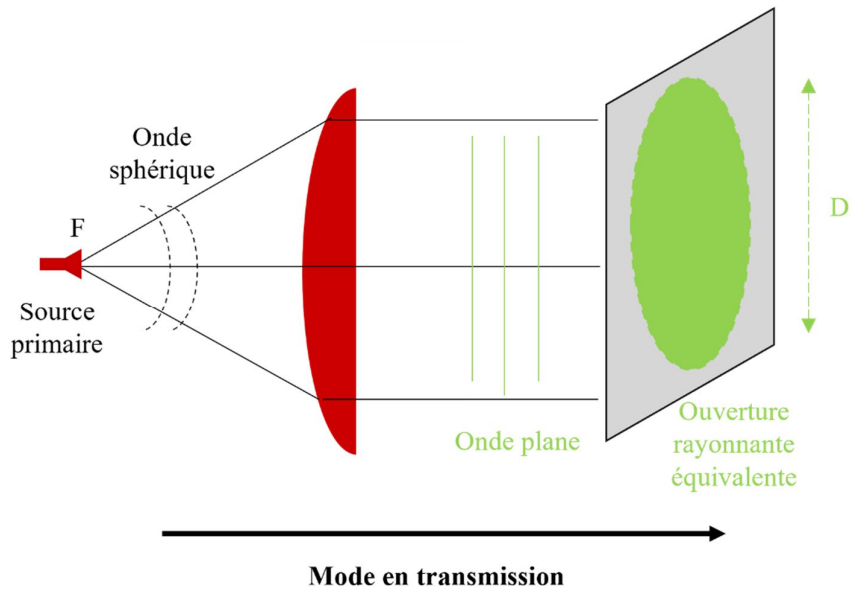
### II.2.2.1. Définition et principe de fonctionnement

Basé sur le principe optique, un élément focalisant intercepte l'énergie envoyée par la source placée en son point focal afin de « collimater » les ondes sphériques incidentes. Ainsi, les rayons du faisceau émergent parallèlement à la sortie de l'élément focalisant, dans des conditions similaires à la propagation d'une onde plane.

L'ensemble « antenne-élément focalisant » est assimilé à une antenne à ouverture rayonnante de taille équivalente au diamètre du focaliseur  $D$ . Le rayonnement associé à cette ouverture rayonnante dépend principalement du rayonnement de la source primaire [70]. En champ proche, on dit que l'antenne à élément focalisant possède un faisceau de largeur  $D$ . Ceci explique le phénomène de focalisation d'énergie.

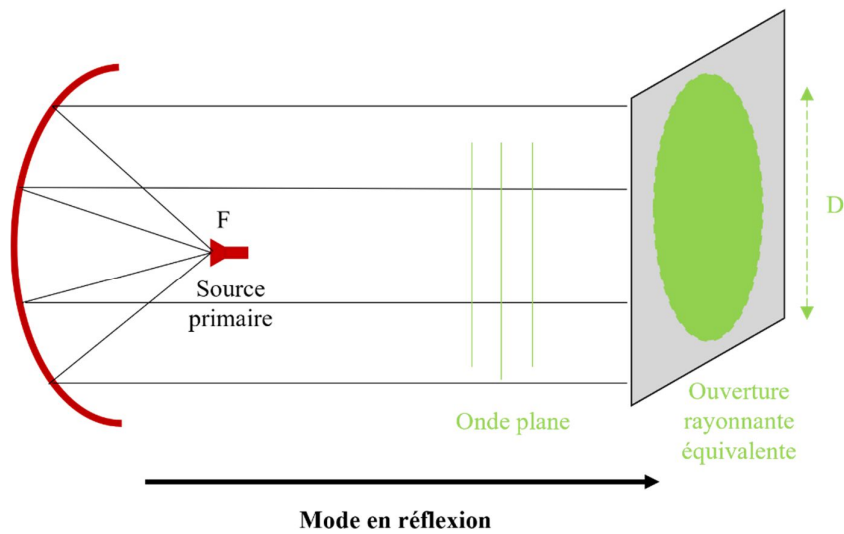
Deux types d'éléments focalisants sont classiquement utilisés pour focaliser une onde émise par une source primaire située en son point focal :

- La lentille diélectrique (utilisée en transmission) (**Figure 37**).



**Figure 37 : Lentille : élément focalisant en transmission**

- Le réflecteur parabolique (utilisé en réflexion) (**Figure 38**).



**Figure 38 : Réflecteur : élément focalisant en réflexion (Configuration centrée classique)**

Nous allons ainsi passer en revue les caractéristiques des deux éléments focalisants mentionnés ci-dessus.

### II.2.2.2. Lentille diélectrique

Parmi les éléments jouant le rôle d'élément focalisant, on trouve donc les lentilles diélectriques qui ont de bonnes performances et qui sont largement employées dans les domaines des ondes



millimétriques et des microondes. Les lentilles sont des transformateurs d'ondes sphériques en ondes planes [71].

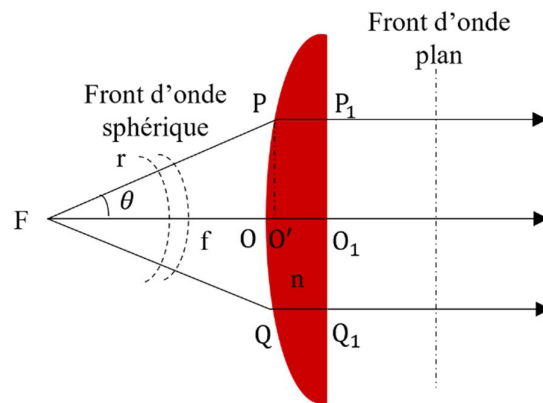
Lorsqu'on se trouve dans le cas d'une source/ antenne émettrice, les antennes équipées de lentilles réalisent la collimation des ondes électromagnétiques. En effet, en microondes comme en optique, la lentille a pour rôle de changer la phase et la direction du rayonnement émis par la source primaire [71]. L'onde sphérique générée par une antenne d'émission placée au point focal de la lentille est transformée en onde plane après le passage à travers la lentille (assimilée à une ouverture rayonnante).

Une lentille est généralement fabriquée à l'aide d'une matière diélectrique homogène avec un indice de réfraction « n ». La conception d'une lentille quelconque repose sur les principes suivants (**Figure 39**):

- L'égalité des chemins optiques des rayons du faisceau électromagnétique (**Figure 39**) :

$$(FP) + n(PP_1) = (FO) + n(OO_1) \quad (21)$$

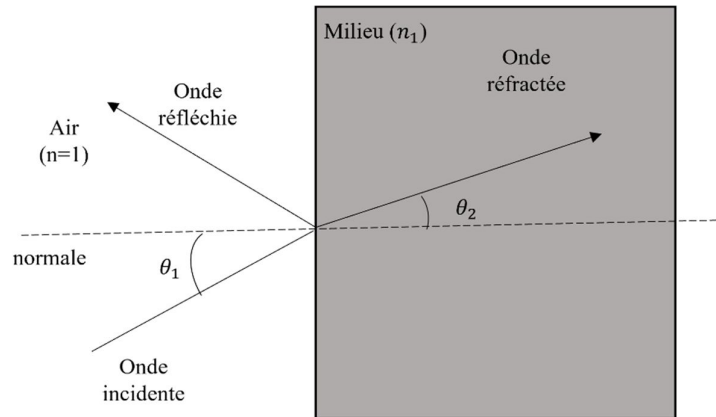
$$(FP) = (FO) + n(OO') \quad (22)$$



**Figure 39 : Schéma des chemins optiques (F : point focal, P P<sub>1</sub> O O<sub>1</sub> Q Q<sub>1</sub> : projections des rayons incidents) et transformation de l'onde incidente sphérique en onde plane**

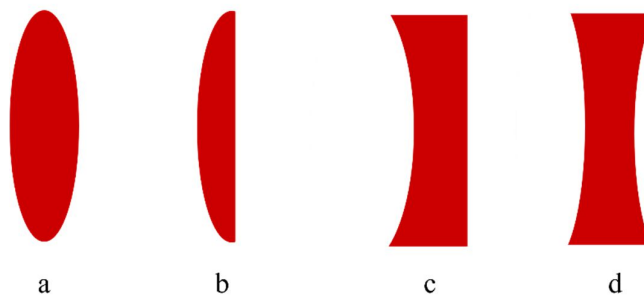
- Le respect de la loi de réfraction (Loi de Snell Descartes) (**Figure 40**):

$$n_1 \sin(\theta_1) = n_2 \sin(\theta_2) \quad (23)$$



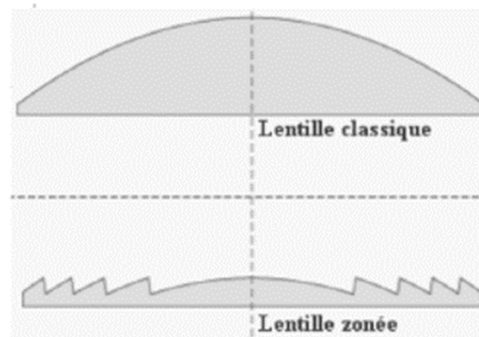
**Figure 40 : Loi de réfraction (Loi de Snell Descartes)**

Nous voyons d'après la **Figure 41**, les différents types de structures. De plus, l'augmentation de l'indice de réfraction « n » est à l'origine de l'augmentation de l'angle maximal d'illumination  $\theta_{max}$ , permettant la réduction de la distance focale ainsi que l'encombrement du système.



**Figure 41 : Types de lentilles diélectriques : a, b, lentilles convexes, c, d, lentilles concaves**

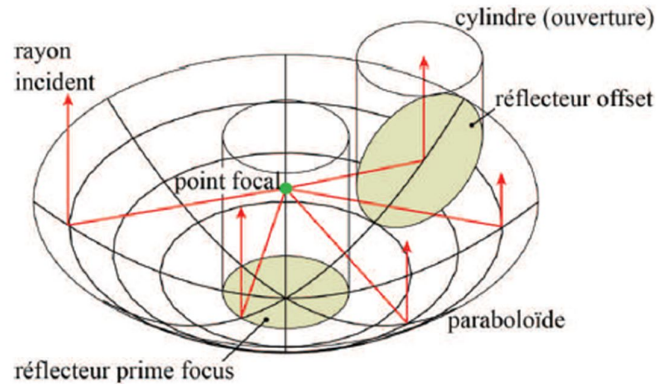
Cependant, les lentilles sont relativement complexes à fabriquer et elles possèdent un poids élevé. Afin de diminuer leurs poids et améliorer la transmission de l'énergie, une technique, appelée « zonage », a été appliquée à plusieurs lentilles (**Figure 42**) [72] [73].



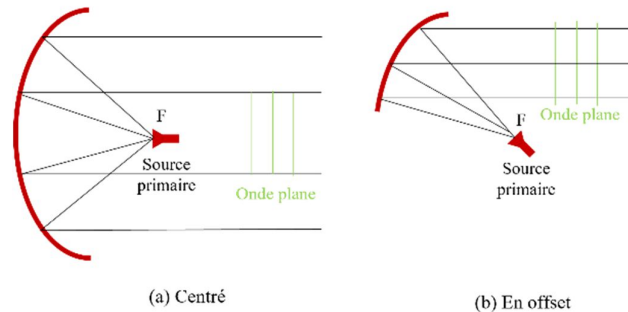
**Figure 42 : Profil d'une lentille classique et une lentille zonée [73]**

### II.2.2.3. Réflecteur parabolique

L'élément focalisant en réflexion est le plus répandu à l'heure actuelle, permettant un rayonnement sur de larges bandes de fréquences (**Figure 43**). Les configurations les plus courantes de l'antenne à réflecteur sont celles composées d'un seul réflecteur de forme parabolique centrée (**Figure 44 (a)**) et de forme parabolique en offset (**Figure 44 (b)**) [74].



**Figure 43 : Réflecteur parabolique centré ou en offset [75]**



**Figure 44 : Différentes configurations de réflecteurs : (a) Centré (b) En offset**

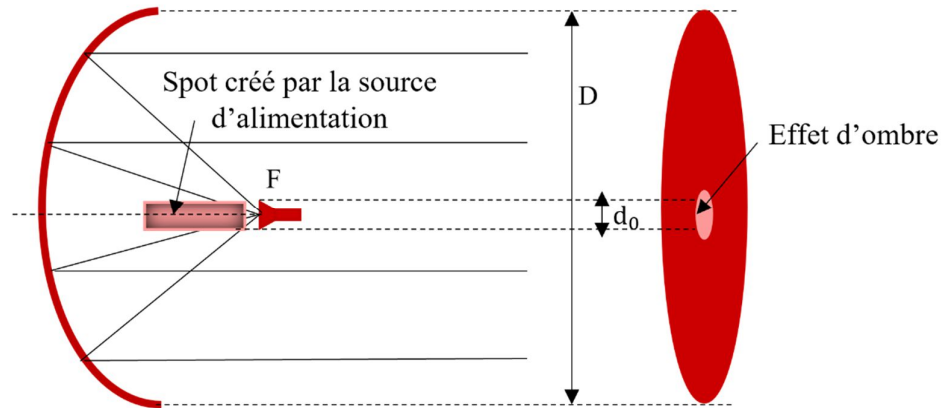
Pendant de nombreuses années, la géométrie des antennes à réflecteur a été optimisée (système le moins lourd et le plus compact) afin d'obtenir des hautes performances.

#### II.2.2.3.1. Réflecteur parabolique en configuration centrée :

Comme l'antenne à lentille, l'antenne à réflecteur parabolique est composée d'une source primaire placée au point focal de la parabole de sorte que son centre de phase coïncide avec le foyer de l'élément focalisant. Cette source primaire possède un diagramme de rayonnement propre. L'ensemble, de la source primaire et de la parabole, constitue le système antennaire en réflexion caractérisé par un rayonnement très directif qui s'accompagne de faibles lobes secondaires [71].

La configuration la plus simple est la configuration centrée. Celle-ci est constituée d'un seul réflecteur ayant une surface réfléchissante lorsqu'elle est éclairée par une antenne source. Cependant

ceci engendre des pertes importantes du rayonnement réfléchi dues au masquage par la source primaire. Ce phénomène est appelé « effet d'ombre » ou « effet de masquage » (**Figure 45**). Cet effet provoque ainsi une perturbation au niveau du diagramme de rayonnement du système antennaire complet : une baisse du gain avec une forte remontée des lobes secondaires [76].

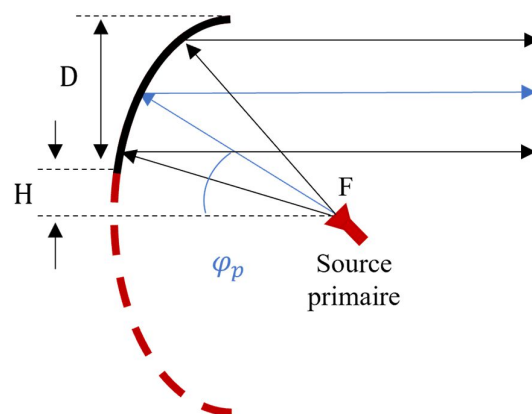


**Figure 45 : Réflecteur parabolique (Configuration centrée)**

Le masquage de la source d'alimentation crée un spot de diamètre  $d_0$  au niveau du focaliseur qui affecte en grande partie le rayonnement du système complet. Ainsi, l'ouverture équivalente constituée est assimilable au spot de diamètre  $D$  de la **Figure 45**.

### II.2.2.3.2. Réflecteur parabolique en configuration en offset :

Une autre configuration est possible pour ces antennes à un seul réflecteur. Elle est représentée sur la **Figure 46** : la source primaire éclaire une portion de la parabole avec un angle de pointage  $\varphi_p$ . Cette configuration est alors dite en offset.



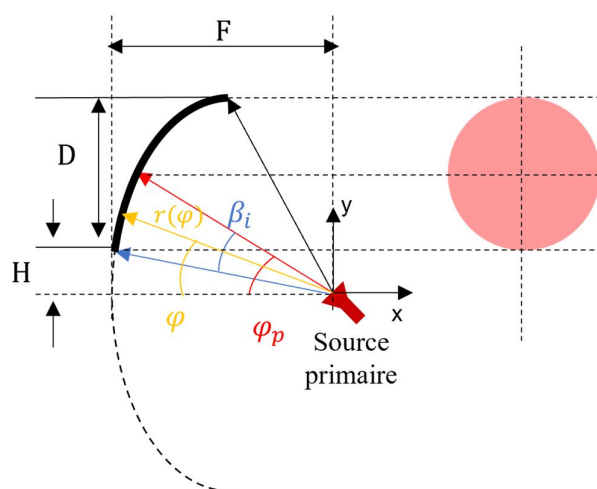
**Figure 46 : Réflecteur parabolique (Configuration en offset)**

Cette géométrie est actuellement la plus courante car elle n'induit pas l'apparition d'une zone d'ombre induite par la présence de la source primaire au niveau de l'axe du réflecteur. Cette zone engendre un abaissement du rendement du système complet et modifie également l'illumination de

l'élément focalisant. La conception de ce dispositif antennaire en offset, couramment utilisé dans les applications millimétriques et submillimétriques, sera décrite dans le prochain paragraphe.

### II.2.2.3.3. Construction géométrique du réflecteur parabolique en configuration offset :

Dans cette section, les caractéristiques de rayonnement des systèmes en offset éclairés par un seul élément d'alimentation sont présentées. Comme cela est typique dans toute conception de réflecteur, il y a beaucoup de paramètres indépendants qui peuvent être modifiés pour atteindre un objectif de conception particulier. Par exemple, pour concevoir un réflecteur parabolique en offset, il faut étudier les effets de paramètres tels que les angles de décalage, l'éclairage, l'emplacement et l'orientation de la source primaire, etc. Il n'est évidemment pas possible d'effectuer une étude complète de tous ces paramètres et les caractéristiques les plus importantes du réflecteur sont décrites en se basant sur quelques paramètres clés qui sont : la distance focale  $F$  appelée  $f_{parent}$ , le diamètre  $D$  et la hauteur de décalage  $H$  (*Figure 47*).[77].



*Figure 47 : Paramètres caractéristiques du réflecteur*

Les caractéristiques géométriques des systèmes en offset déterminés à partir des trois paramètres ( $D$ ,  $F$  et  $H$ ) sont définis ci-dessous :

- $r(\varphi)$  : La distance entre le point focal et le focaliseur

$$r(\varphi) = \frac{2 \cdot F}{1 + \cos(\varphi)} \quad (24)$$

- $\varphi_p$  : L'angle de pointage

$$\varphi_p = 2 \arctan\left(\frac{2H + D}{4F}\right) \quad (25)$$

- $\beta_i$  : Le demi-angle d'interception

$$\beta_i = \arctan\left(\frac{H}{2F}\right) - \arctan\left(\frac{D+H}{2F}\right) \quad (26)$$

Ces différentes relations offrent la possibilité de définir la construction géométrique de l'élément focalisant, soit centré, soit en offset. En règle générale, il faut distinguer les angles spécifiques  $\varphi_p$  et  $\beta_i$  sachant que  $\varphi_p$  correspond à l'angle de pointage de la source primaire placé au foyer et  $2\beta_i$  correspond à l'angle d'interception du réflecteur (*Figure 47*). Pour concevoir donc un réflecteur pour une application donnée, les paramètres présentés ci-dessus doivent être rigoureusement déterminés à l'aide de la source primaire qui lui est associée.

#### II.2.2.4. Comparaison entre le réflecteur parabolique et la lentille :

Plusieurs points différencient les systèmes à réflecteur parabolique des systèmes à lentille diélectrique, les avantages des antennes à réflecteur parabolique étant détaillés ci-dessous :

- Il est préférable d'utiliser le réflecteur parabolique en configuration « offset » puisque cela permet d'éliminer complètement l'effet d'ombre et permet également d'éviter la perturbation du rayonnement de l'ensemble (une baisse du gain et une remontée brusque des lobes secondaires). Dans une application de caractérisation de matériaux où des antennes à réflecteurs en offset sont utilisées, cette notion est primordiale.
- Le rendement de l'antenne est principalement affecté par les pertes de transmission et les pertes diélectriques. Cela représente un problème majeur des lentilles diélectriques alors que les systèmes en réflexion sont affectés seulement par les pertes de l'état de surface et les pertes métalliques. Ces pertes sont relativement négligeables.
- Les systèmes en transmission tels que les lentilles génèrent une multitude de trajets dus aux réflexions parasites. Ces effets sur les interfaces peuvent être l'origine de la perturbation de la source primaire, la remontée des lobes secondaires, la perte d'énergie transmise...

Le réflecteur parabolique est une solution a priori plus efficace que la lentille notamment pour les applications millimétriques et submillimétriques où les pertes diélectriques deviennent importantes, ce qui détériore les performances des lentilles. Cependant, le traitement et la conception de la surface métallique exigent des étapes délicates dans la méthode de fabrication. Ceci engendre alors un prix de réalisation élevé.

## **II.3. La propagation quasi optique**

### **II.3.1. Introduction**

La propagation quasi-optique est l'étude de la propagation du faisceau en espace libre qui est assez bien collimaté mais a des dimensions transversales de l'ordre de la longueur d'onde du faisceau propageant. Comme la longueur d'onde n'est pas petite par rapport à la taille du faisceau et aux dimensions du système, les effets de diffraction doivent être pris en compte. D'après la théorie des antennes, augmenter l'ouverture du composant rayonnant rendrait le faisceau plus étroit et réduirait la diffraction, mais cela augmenterait la taille globale du système, ce qui n'est pas souhaité [78].

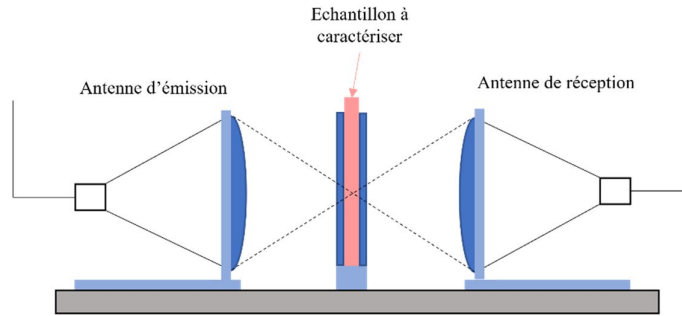
Aux fréquences des micro-ondes, des ondes millimétriques et des ondes submillimétriques, les équations de Maxwell sont normalement utilisées pour décrire la propagation électromagnétique. A ces fréquences, il est difficile d'obtenir un faisceau suffisamment étroit pour que l'on puisse appliquer l'optique géométrique et négliger la diffraction. Ceci n'est possible que pour une longueur d'onde d'environ 1 micron, ce qui correspond au spectre visible. Cependant, si le faisceau lancé par le dispositif rayonnant est assez bien collimaté et caractérisé par une distribution d'amplitude gaussienne, il satisfait les équations de Maxwell, dans lesquelles la propagation des faisceaux gaussiens sont des solutions aux équations de Maxwell sous approximation paraxiale. C'est une solution très intéressante car l'optique gaussienne est plus simple par rapport aux équations de Maxwell. De plus, les faisceaux gaussiens peuvent facilement être lancés par des dispositifs rayonnants courants tels que les antennes cornets.

### **II.3.2. Intérêt de la propagation quasi optique**

A des fréquences micro-ondes ou inférieures, les guides d'ondes doivent contenir des ondes propageantes. Dans le cas contraire, la diffraction peut provoquer la dispersion rapide de l'énergie avec la distance. Les structures de guidage utilisées à ces fréquences, à savoir les câbles coaxiaux, les lignes de transmission et les guides d'ondes, peuvent entraîner des pertes qui augmentent de plus en plus avec la fréquence. Par conséquent, on peut profiter de l'espace libre pour réaliser une transmission à des longueurs d'onde millimétriques et submillimétriques. En propageant un faisceau ayant une faible dispersion dans l'espace libre, et en utilisant des éléments de guidage tels que les lentilles et les réflecteurs, un système similaire à ceux utilisés en optique peut être conçu. Pour cette raison, les systèmes quasi optiques viennent combler le gap entre les structures de guidage traditionnelles aux longueurs d'onde micro-ondes ou millimétriques et les systèmes optiques.

### II.3.3. Les bases de la propagation quasi optique

Le principe du système de caractérisation de matériaux en configuration quasi-optique classique est présenté en *Figure 48*.



*Figure 48 : Le banc quasi-optique*

Une antenne cornet est utilisée en émission et un « élément focalisant », placé devant cette antenne, concentre ce rayonnement pour minimiser la taille du faisceau sur l'échantillon à caractériser. Un système réciproque est mis en place pour mesurer l'onde transmise à travers le matériau. L'échantillon à caractériser doit obligatoirement être placé au niveau du point focal de l'élément focalisant pour optimiser son interaction avec l'onde incidente. Dans ce cas, la largeur du faisceau ne doit pas être supérieure aux dimensions de l'échantillon sous test de façon à ne pas subir les effets de bords. Cela signifie subir des effets de diffraction non négligeables visibles au niveau des résultats mesurés. Etant l'une des sources d'erreurs, ces effets indésirables entraîneront ainsi un manque de précision des calculs effectués pour la détermination des propriétés des matériaux à caractériser.

À des fréquences optiques, la mise en œuvre du système focalisant est généralement bien décrite par l'optique géométrique. Néanmoins, aux fréquences micro-ondes, les effets de diffraction deviennent importants et l'approche gaussienne fournit des informations supplémentaires pour étudier les caractéristiques d'un système à faisceaux focalisés. Plus précisément, par exemple, la théorie géométrique de la focalisation indique que deux éléments focalisants placés l'un après l'autre concentrent la lumière sur un seul point tandis que dans l'optique gaussienne ce point devient une région à taille minimale.

Comme déjà mentionné précédemment, les sources utilisées dans les systèmes quasi-optiques sont souvent les antennes cornets corruguées car le champ, rayonné par ces antennes, a un profil quasi gaussien.

Dans le paragraphe suivant, un bref aperçu de certaines bases liées à la propagation du faisceau gaussien est présenté : une combinaison de l'optique géométrique et de l'approche gaussienne sera suffisante pour étudier le rayonnement de l'antenne équipée d'un élément focalisant.



### II.3.4. Propagation du faisceau gaussien

Pour les mesures en espace libre, le contrôle de la forme et la taille du faisceau rayonné sont très importants.

Dans la théorie de l'optique gaussienne, le faisceau rayonnant est supposé avoir un profil décrit par une fonction gaussienne (**Figure 49**). Quand un faisceau gaussien se propage, la distribution du champ reste gaussienne, mais son rayon change. En effet, le rayon du faisceau est fonction de la distance de propagation  $z$ , et son minimum, appelé le « waist »  $w_0$ , est défini comme la largeur du faisceau à laquelle l'amplitude du champ chute d'un facteur  $\frac{1}{e}$ .

De manière équivalente, dans le système de coordonnées cartésiennes, la dimension du faisceau est traduite par l'expression suivante :

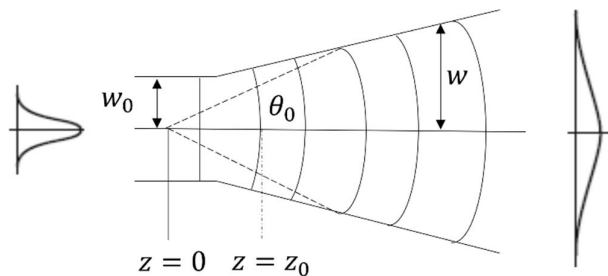
$$w(z) = w_0 \left( 1 + \left( \frac{z}{z_0} \right)^2 \right)^{0.5} \quad (27)$$

L'équation (27) et la **Figure 49** contiennent toutes les informations nécessaires pour décrire la propagation du faisceau gaussien. Définissant le waist  $w_0$  du faisceau ou le rayon du faisceau est minimal, nous voyons que son emplacement se trouve à la distance  $z=0$ . Ainsi notre solution correspond bien à une onde dont la taille  $w$  croît faiblement pour  $z \ll z_0$  puis augmente lorsque  $z \gg z_0$ .

Avec :

$z_0 = \pi w_0^2 \lambda$  : la distance de Rayleigh.

$\lambda$  : longueur d'onde.



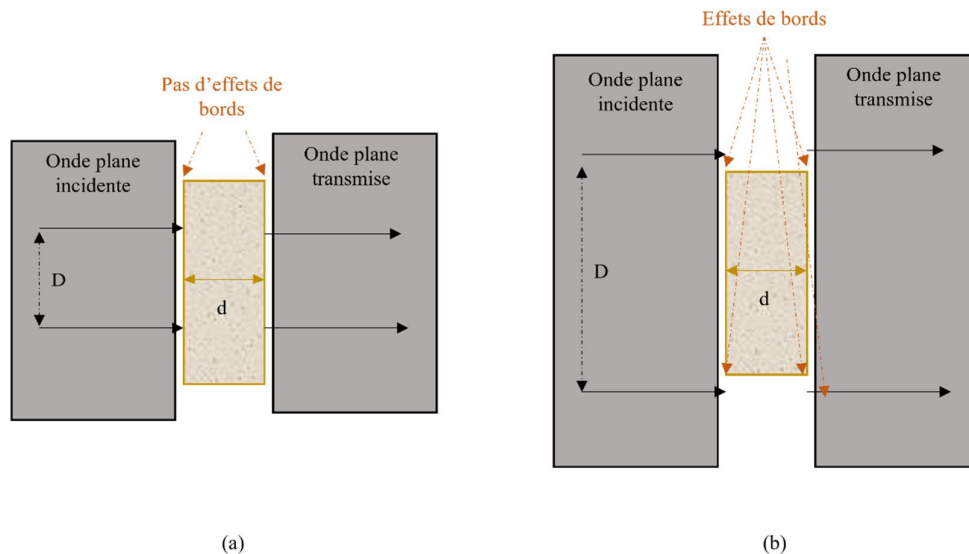
**Figure 49 : La propagation du faisceau gaussien**

Des exemples de simulations électromagnétiques, qui sont basés sur ces approximations, seront présentés dans le paragraphe suivant. Ils fournissent une description détaillée de la théorie qui peut être utilisée pour concevoir un système de caractérisation de matériaux à faisceau focalisé.

## II.4. Simulation électromagnétique de l'antenne à élément focalisant

### focalisant

Ce paragraphe présente diverses simulations réalisées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio pour étudier le rayonnement de l'antenne à élément focalisant. Nous verrons ainsi différentes structures permettant de former des faisceaux étroits par rapport aux dimensions de l'échantillon à caractériser. Ces structures quasi-optiques sont donc les éléments primordiaux qui composent le banc en espace libre de caractérisation des matériaux pour les bandes millimétriques. Ainsi, il est important d'étudier leur rayonnement, notamment le faisceau incident à l'interface de l'échantillon (sa taille, sa forme) (**Figure 50**). En effet, un élément focalisant permet de focaliser le rayonnement divergent de la source primaire sous forme d'une onde plane ayant une dimension équivalente à la dimension de l'ouverture rayonnante de l'élément focalisant. Cette dimension doit être choisie de façon à éviter les effets de diffraction (les effets des bords), étant l'une des sources d'erreurs sur les mesures effectuées. De plus, avoir une onde plane est une condition nécessaire pour appliquer les algorithmes d'extraction des propriétés des matériaux.



**Figure 50 : Modélisation des phénomènes (a) Pas d'effets de bords (b) Effets de bords**

Durant ces dernières années, le développement de méthodes rigoureuses pour résoudre les équations de Maxwell a introduit et imposé des outils informatiques de plus en plus performants dans le domaine de la simulation et conception électromagnétique. Ces outils sont donc très employés dans la conception et l'analyse des composants hyperfréquences, dans les applications micro-ondes et de communications sans fil. Plusieurs logiciels de simulation, utilisant différentes méthodes numériques, sont disponibles dans le commerce, tels que **CST Microwave Studio**.

CST Microwave Studio est un outil complet et spécialisé pour l'analyse et la conception électromagnétique trois dimensions (3D) dans la gamme haute fréquence. Le logiciel rassemble plusieurs solveurs différents (solveur temporel, solveur fréquentiel, solveur intégral...) permettant de s'adapter au mieux aux différentes applications. Une des principales caractéristiques de CST Microwave Studio est qu'il permet d'utiliser le type de simulateur ou de maillage le mieux adapté à un problème particulier [79], principalement en fonction de la taille de la structure.

Le solveur utilisé pour simuler la source primaire seule, ayant des petites dimensions devant la longueur d'onde, est le solveur temporel. Contrairement au solveur fréquentiel, le solveur temporel permet d'effectuer des simulations large bande de fréquences. Quand on place par la suite l'élément focalisant au point focal, le solveur temporel n'est plus utilisable car les éléments focalisants (lentille/réfecteur) ont des dimensions très grandes devant la longueur d'onde. Ceci engendre un volume de calcul important (plusieurs milliards de mailles) d'où un temps de calcul beaucoup trop important. L'utilisation du solveur intégral de CST permet de contourner ce problème car il est adapté à la résolution de systèmes très grands devant la longueur d'onde. Cette méthode de calcul permet d'appliquer un maillage surfacique uniquement des éléments modélisés. L'air entre les éléments du système n'est donc pas modélisé, réduisant fortement le nombre de cellules du volume de calcul.

## **II.4.1. Synthèse et étude des simulations en bande Ku (12 GHz\_18 GHz)**

### **II.4.1.1. Source primaire :**

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons souligné l'importance du rayonnement de la source primaire dans la performance d'une antenne à élément focalisant. En effet, le rayonnement des sources primaires a une influence considérable sur la forme du champ rayonné par l'antenne à élément focalisant, qui est donc incident au niveau de l'échantillon sous test. Ayant un centre de phase stable en fonction de la fréquence et exactement confondu avec le point focal de l'élément focalisant, ces sources sont censées avoir un diagramme de rayonnement avec des lobes secondaires les plus faibles possibles.

Les structures focalisantes, de type lentille ou réflecteur parabolique, sont les candidates généralement utilisées pour former des champs uniformes (onde plane). La mise au point et l'ajustement de tels systèmes antennaires se base principalement sur l'optimisation de la source primaire, positionnée au point focal de l'élément focalisant.

Dans cette section, nous présentons l'étude du rayonnement d'une source primaire de type « cornet corrugué » afin de mettre en évidence les phénomènes rencontrés lors de l'éclairement d'un

élément focalisant. L'étude du rayonnement de ce cornet sera présentée dans un premier temps sur la bande Ku (12 GHz - 18 GHz) afin d'éviter les limitations informatiques (place mémoire et temps de calcul).

L'étude du cornet corrugué va être décrite en différentes parties : la géométrie des corrugations, le rayonnement dans les plans E et H, la distribution du champ électromagnétique dans l'ouverture.

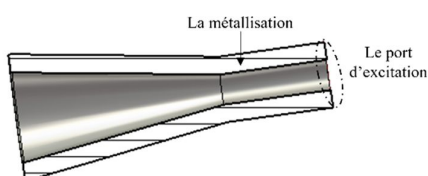
Nous rappelons brièvement le cahier des charges :

- Présenter un centre de phase bien défini : ce point est très critique puisqu'il doit être exactement confondu avec le point focal de l'élément focalisant.
- Présenter des lobes secondaires faibles : pour ne pas perturber le faisceau focalisé au niveau de l'échantillon.
- Avoir une distribution de champ de la forme circulaire à l'ouverture : ceci se traduit par la symétrie des diagrammes de rayonnements (en plan E et en plan H) en champ lointain.

Mais avant tout, on commencera par présenter l'étude d'un cornet simple afin de mettre en valeur l'importance des corrugations dans la conception d'une source primaire associée à une antenne à élément focalisant.

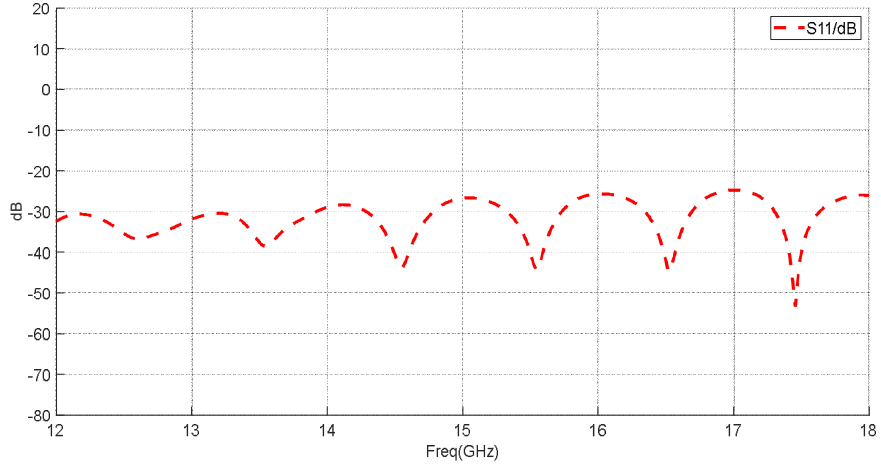
#### II.4.1.1.1. Antenne cornet classique :

La première source primaire à étudier est donc présentée sur la **Figure 51**. Il s'agit d'un cornet conique simple (classique) dont les faces latérales internes sont métallisées. Le cornet est un évasement qui permet de prolonger un guide d'onde bien défini dans le but de créer une adaptation d'impédance entre l'impédance du guide et celle du vide.

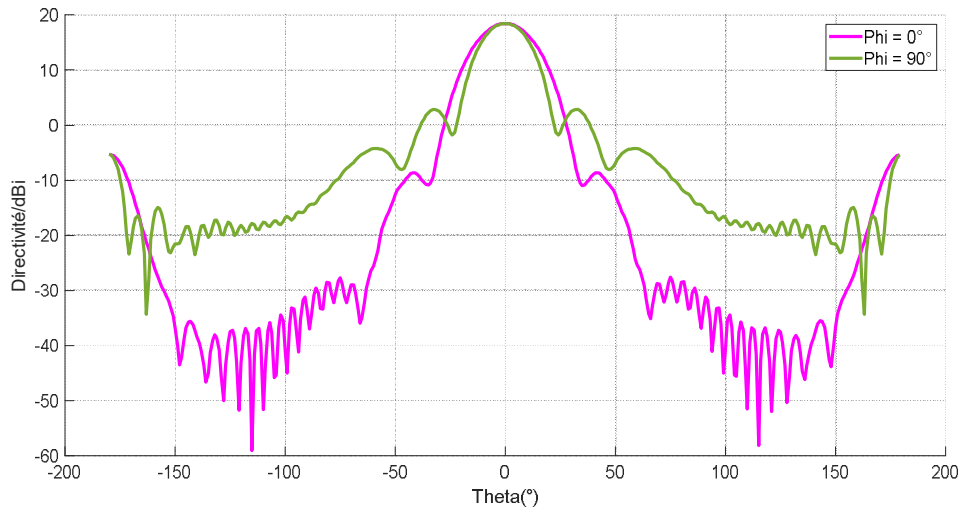


**Figure 51 : Le cornet classique simulé avec CST**

La **Figure 52** montre le résultat de la simulation EM (électromagnétique) de ce cornet de structure classique. L'adaptation est inférieure à -30dB sur une large bande de fréquences. Cela confirme bien l'absence d'ondes stationnaires dans ce cornet ainsi que son bon fonctionnement. Cependant, le diagramme de rayonnement de cette antenne n'est pas symétrique à 15 GHz qui est la fréquence centrale de la bande Ku (**Figure 53**). De plus, le niveau des lobes secondaires dans le plan H ( $\Phi = 90^\circ$ ) est très important par rapport à celui dans le plan E ( $\Phi = 0^\circ$ ).

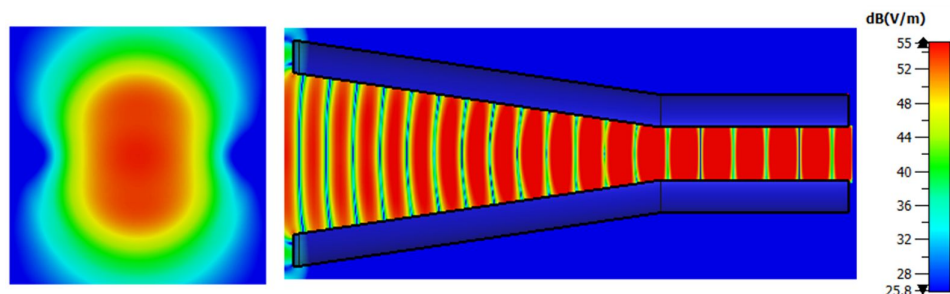


**Figure 52 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  calculé pour l'antenne cornet classique entre 12GHz et 18GHz**



**Figure 53 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0dB du cornet classique à 15 GHz : en plan E ( $\phi=0^\circ$ ) et en plan H ( $\phi = 90^\circ$ )**

La **Figure 54** illustre donc l'inhomogénéité des rayonnements dans les plans E et H. Ceci se traduit par la forme elliptique de la distribution de champ E observée dans un plan transverse en sortie du cornet.



**Figure 54 : Distribution du module du champ électrique dans le cornet classique à 15 GHz, à l'ouverture (à gauche), vue en coupe (à droite)**

Afin d'avoir une source ayant des caractéristiques répondant à notre cahier des charges et donc utilisable pour éclairer un élément focalisant, il est intéressant d'étudier le rayonnement de l'antenne cornet de type corrugué.

#### II.4.1.1.2. Antenne cornet corrugué :

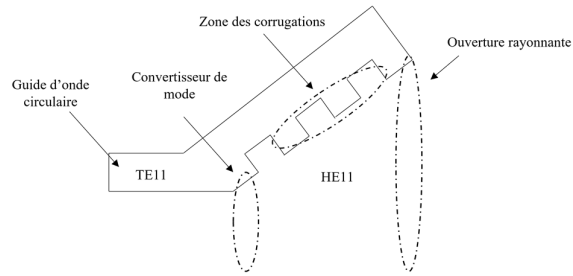
L'optimisation des performances d'une antenne à élément focalisant repose essentiellement sur le bon choix de la source focale. L'illumination de l'ensemble dépend principalement de la distribution du champ EM (électromagnétique) dans l'ouverture du cornet.

Les sources focales optimisées pour éclairer un élément focalisant sont donc les antennes corruguées, les antennes de « Potter » et les antennes diélectriques. Ces différents types d'antennes offrent des performances quasi comparables. Comme déjà cité précédemment au début de ce chapitre, les antennes corruguées sont les plus utilisées pour symétriser les diagrammes de rayonnement grâce à leur système de corrugations.

Le système de corrugations usiné au niveau du cornet permet de créer des conditions limites identiques pour les champs électrique et magnétique (E et H). Les mélanges des modes TE et TM sont les modes compatibles avec ces conditions aux limites. Ce sont les modes « hybrides » dont le mode fondamental est le mode HE11.

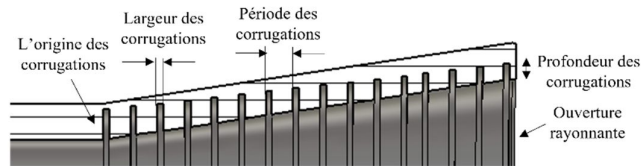
Un cornet corrugué comprend différentes zones (**Figure 55**) : le guide circulaire à paroi lisse, le convertisseur de mode, la zone des corrugations et l'ouverture rayonnante. L'angle et le diamètre de l'ouverture rayonnante ont une importance significative dans la détermination de la dimension du faisceau rayonné et de la valeur de la directivité pour une application large bande.

Le mode se propageant dans le guide circulaire d'entrée est le mode TE11. Le convertisseur de mode sert à garantir la transition du mode TE11 au mode HE11. La propagation de ce mode hybride est influencée par les corrugations.



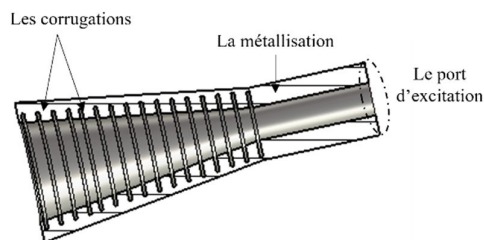
**Figure 55 : Fonctionnement d'une antenne cornet corrugué**

Les corrugations structurées sont bien dimensionnées. Ceci impose donc l'annulation du champ total au niveau de la paroi métallique. Ainsi, ayant une fréquence de coupure identique, les deux modes TE11 et TM11 se propagent simultanément et à la même vitesse. Le mode fondamental HE11 résultant permet alors d'obtenir une symétrie des rayonnements en plan E et en plan H. D'après [59], la première corrugation a une profondeur d'environ  $\frac{\lambda}{2}$ . Celle-ci diminue jusqu'à atteindre  $\frac{\lambda}{4}$  vers l'ouverture du cornet. Elles ont une largeur d'environ  $\frac{P}{2}$ , ou P est la période des corrugations et vaut  $P = \frac{\lambda}{3}$  (Figure 56).



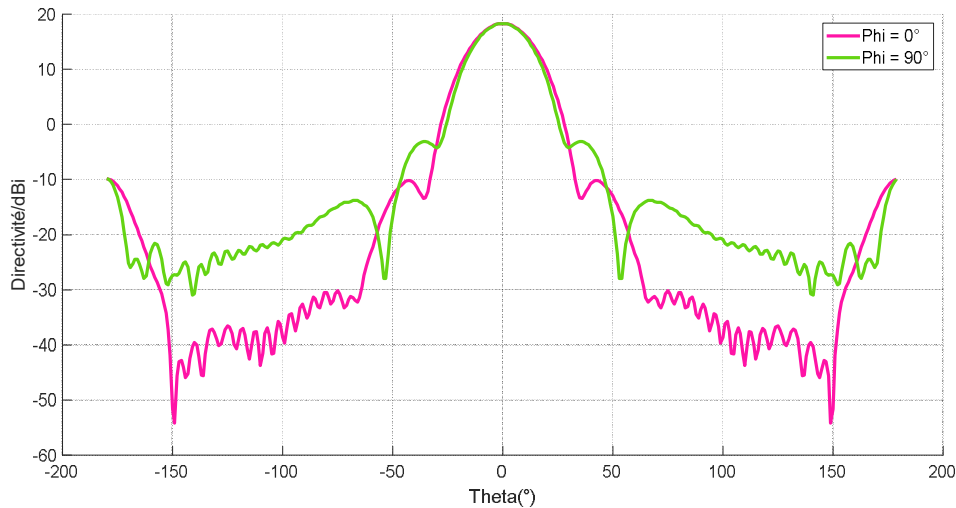
**Figure 56 : Vue en coupe du cornet corrugué**

Ce cornet conique avec les corrugations a donc été simulé avec le solveur temporel du logiciel CST. La structure comprend le guide d'onde d'accès circulaire et l'évasement conique avec ses corrugations entourées de métal (Figure 57). L'excitation de l'ensemble est réalisée grâce à un port plaqué à l'extrémité du guide circulaire.



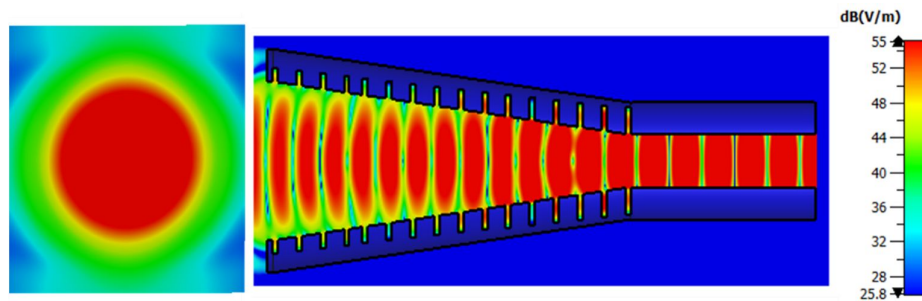
**Figure 57 : Le cornet corrugué simulé avec CST**

Les résultats de simulation présentés sur la Figure 58 tracent les rayonnements en plan E et en plan H du cornet corrugué. Ces résultats montrent une symétrie de ces deux rayonnements (en terme du lobe principal) avec des lobes secondaires faibles, ce qui permet de réaliser le diagramme de rayonnement souhaité. Ce résultat est conforme au cahier des charges.



**Figure 58 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0 dB du cornet corrugué à 15 GHz : en plan E ( $\phi=0^\circ$ ) et en plan H ( $\phi = 90^\circ$ )**

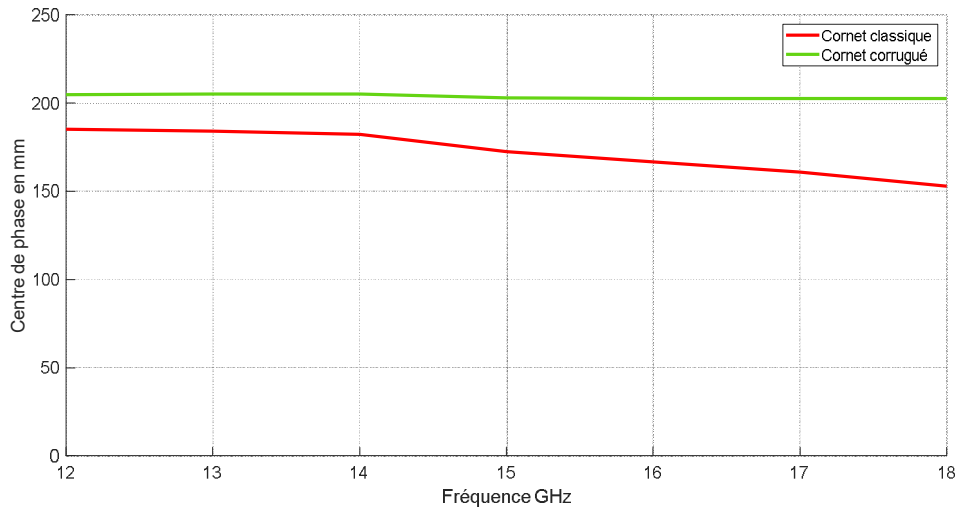
La **Figure 59** illustre la distribution du champ électromagnétique à l'intérieur du cornet corrugué. Les parois corruguées ont conduit à symétriser les deux diagrammes de rayonnements dans les deux plans E et H. Ceci se traduit aussi par la forme quasi-circulaire de la distribution du champ observée dans l'ouverture du cornet (**Figure 59**).



**Figure 59 : Distribution en module du champ électrique dans le cornet corrugué à 15 GHz, à l'ouverture (à gauche), vue en coupe (à droite)**

Il est évident que la mise en place de l'antenne cornet de type corrugué permet d'éviter les inconvénients du cornet classique. Cette solution simple sert à obtenir de bonnes caractéristiques au niveau du rayonnement bien que les corrugations restent compliquées à réaliser, notamment, à hautes fréquences. D'autre part, on constate que l'antenne cornet corruguée est caractérisée par un centre de phase plus stable que l'antenne cornet classique en fonction de la fréquence (**Figure 60**), ce qui représente l'un des objectifs très importants pour la source primaire associée à l'élément focalisant.

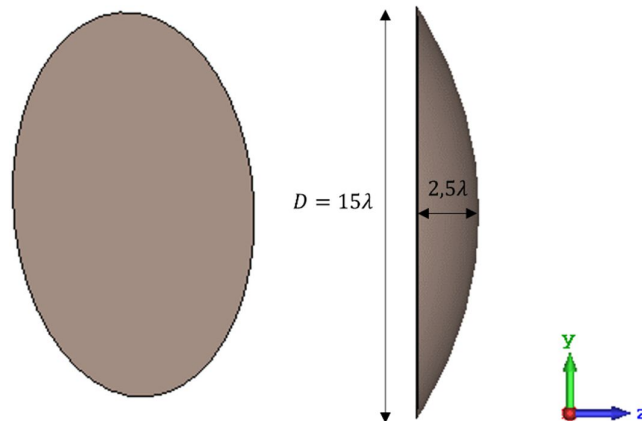




**Figure 60 : Comparaison de la variation de la position du centre de phase d'un cornet classique et d'un cornet corrugué (12GHz-18GHz)**

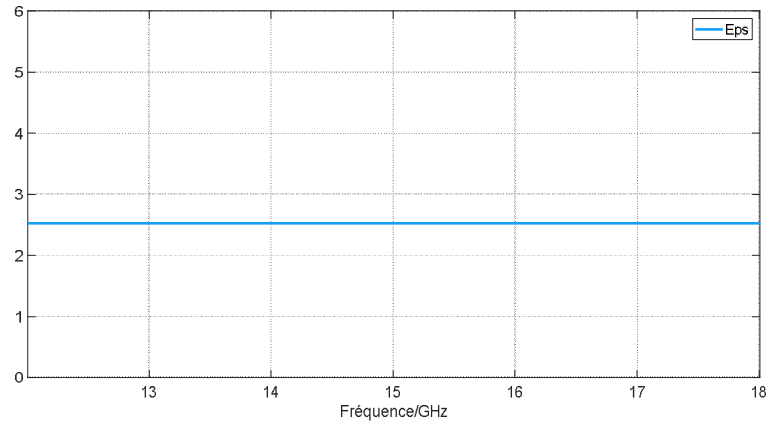
#### II.4.1.2. Effet d'un seul élément focalisant :

Nous nous intéressons maintenant à l'étude de l'élément focalisant, toujours dans la bande Ku. Nous présentons dans un premier temps la lentille diélectrique à structure simple (plan-convexe) ayant les mêmes caractéristiques que celle disponible dans le banc CISTEME (**Figure 19**) : un diamètre  $D = 15\lambda$  (**Figure 61**) et une épaisseur  $2.5\lambda$ .



**Figure 61 : Modélisation de la lentille en REXOLITE (plan-convexe)**

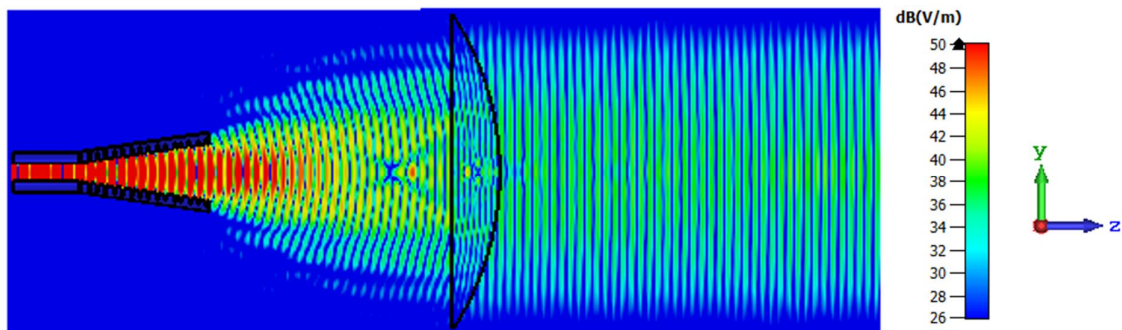
Ce dioptré est constitué de REXOLITE, matériau diélectrique de permittivité 2.53 et  $\tan(\delta) = 2.10^{-4}$ . Ce matériau a l'avantage de présenter une faible permittivité et peu de pertes, il est donc très bien adapté à notre utilisation. Ce matériau est considéré non dispersif dans les modélisations entre les fréquences 12 GHz et 18 GHz (**Figure 62**).



**Figure 62 : La dispersion de la REXOLITE**

On place la source primaire de telle manière que son centre de phase soit situé exactement au niveau de la focale de la lentille. Dans cette simulation, nous avons utilisé le cornet corrugué comme source primaire.

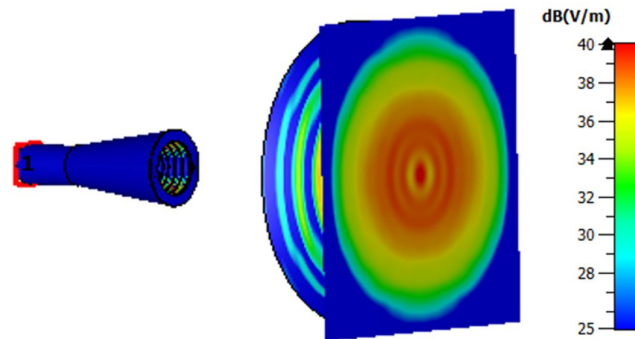
La coupe transverse ci-dessous illustre le rôle de l'élément focalisant (**Figure 63**). En effet, lorsque les ondes incidentes à front d'ondes sphériques, issues de la source primaire, traversent un milieu de permittivité différente de l'air, elles subissent des déphasages différents de telle façon à être en phase à la sortie formant ainsi une onde plane. L'élément focalisant, lorsqu'il est excité par une onde sphérique à son entrée, peut donc produire une onde quasi- plane en champ proche et donc assurer des conditions d'onde plane sur des distances relativement réduites (5 cm). Ainsi nous mettons en évidence le principe de « collimation » fréquemment rencontré dans le domaine optique.



**Figure 63 : La coupe transverse de la focalisation du rayonnement de la source primaire à l'aide de la lentille plan-convexe (15 GHz)**

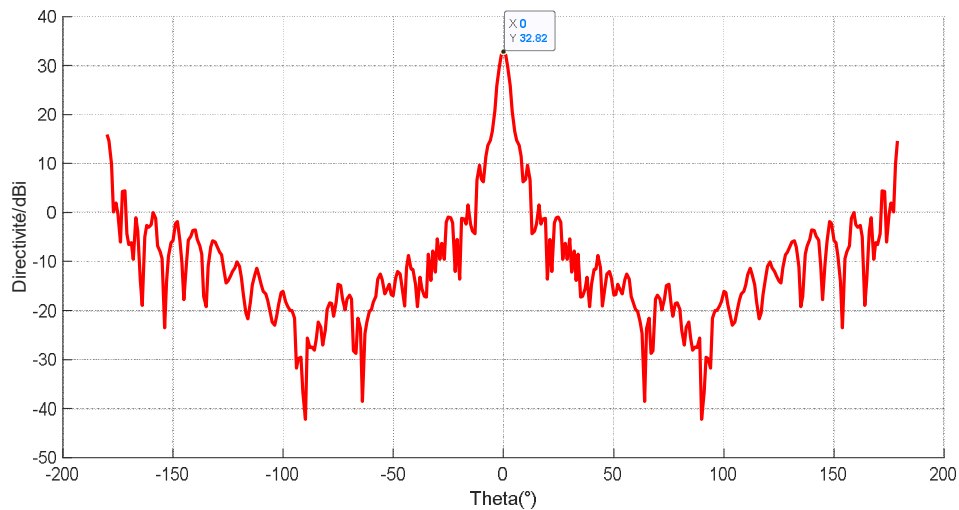
Dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation, le champ rayonné se répartit sous forme d'un spot de diamètre bien défini (**Figure 64**). En outre, en observant simultanément la **Figure 63** et la **Figure 64**, on constate que la lentille, étant un élément focalisant, vient bloquer la divergence du faisceau gaussien rayonné par la source primaire sur une distance limitée (zone de champ proche).

Ceci est en effet traduit par la transformation des ondes sphériques incidentes sur la face avant de la lentille en ondes planes.



**Figure 64 : La focalisation du rayonnement de la source primaire à l'aide de la lentille plan-convexe, observée dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation**

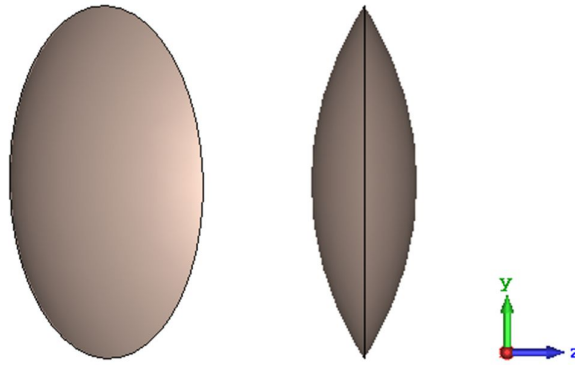
Du point de vue du rayonnement en champ lointain, les lentilles sont parmi les structures qui permettent d'obtenir un rayonnement bien focalisé suivant une direction privilégiée, c'est-à-dire un rayonnement dit directif. Ceci est bien le cas de la lentille simulée. En effet, le diagramme de rayonnement (**Figure 65**) présente une directivité élevée (supérieur à 30 dB) et un niveau de lobes secondaires faible (inférieur à -10 dB).



**Figure 65 : La directivité de l'antenne à lentille simulée sous CST (15 GHz)**

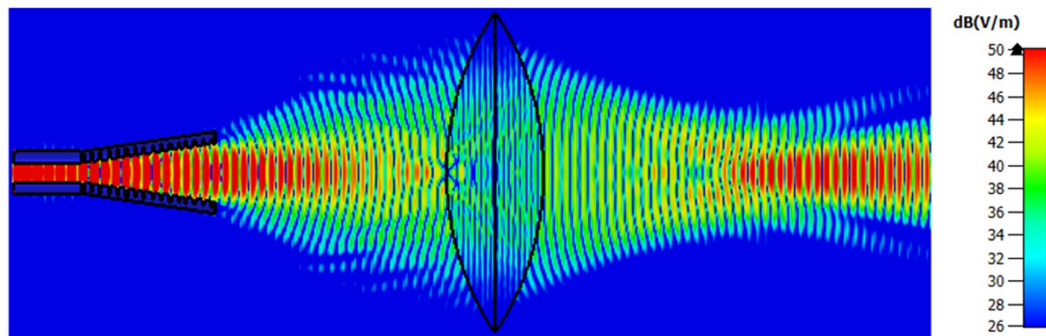
#### II.4.1.3. Effet de deux éléments focalisants :

Nous avons étudié les performances de focalisation d'une lentille bi-convexe pour évaluer le comportement du système entier disponible à CISTEME (**Figure 19**).



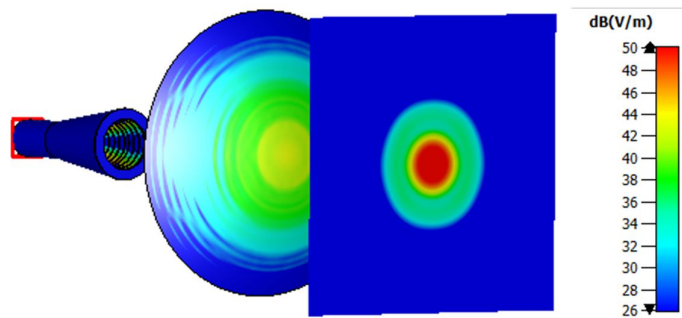
**Figure 66 : Modélisation de la lentille en REXOLITE (bi-convexe) disponible dans le banc CISTEME**

Une seule lentille plan-convexe transforme une onde sphérique émise par la source en une onde plane, alors que la lentille bi-convexe (**Figure 66**) fait converger tous les rayons vers le même point (**Figure 67**).



**Figure 67 : La coupe transverse de la focalisation du rayonnement de la source primaire à l'aide de la lentille bi-convexe**

Ce point correspond au point focal du deuxième dioptre. Sur la **Figure 68**, une coupe est effectuée au niveau du point focal pour observer la focalisation. Sur ce plan, on observe un spot de largeur minimum traduisant la concentration de l'énergie émise.



**Figure 68 : La focalisation du rayonnement de la source primaire à l'aide de la lentille bi-convexe, observée dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation**

Bien que l'utilisation de deux dioptries convexes permette d'obtenir un faisceau bien focalisé au niveau de l'échantillon et satisfaisant les conditions d'ondes planes, cette configuration présente un désavantage notable. Comme expliqué dans le sous chapitre **I.4.6**, ceci représente l'une des contraintes majeures du banc de caractérisation disponible à CISTEME. En effet, il est vrai que l'utilisation de deux éléments focalisants permet de concentrer totalement l'énergie au niveau de l'échantillon et de minimiser donc les effets de bords, mais en contrepartie le matériau sous test doit être obligatoirement placé au foyer des deux lentilles ou les ondes sont focalisées (plan de focalisation). L'inconvénient de cette configuration consiste à la dégradation de la précision des mesures dans le cas où l'échantillon sous test ne se situe pas exactement à cette position (plan de focalisation).

En bande W, ce problème est d'autant plus critique que dans la bande Ku, car la longueur d'onde devient plus petite (de l'ordre de quelques millimètres). Par conséquent, il semble intéressant de ne disposer que d'un seul élément focalisant afin d'avoir une zone de focalisation plus large (suivant la direction de propagation) où les conditions d'onde plane sont satisfaites : zone de champ proche. Pour vérifier cette approche, nous allons maintenant étudier les résultats de simulations effectuées en bande W.

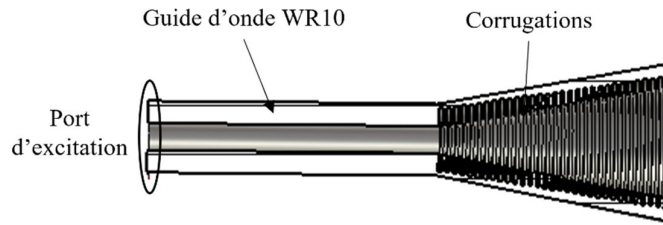
## **II.4.2. Synthèse et étude des simulations en bande W (75 GHz - 110 GHz)**

Dans ce paragraphe, et dans un premier temps, nous envisageons l'étude, couvrant la bande W, de la source primaire dont le rayonnement éclairera la surface de l'élément focalisant. Il s'agit du cornet corrugué qui est disponible dans les locaux CISTEME.

Dans un second temps, une étude de l'élément focalisant sera détaillée afin de valider l'architecture et le fonctionnement de l'antenne à un seul élément focalisant qui sera mise en place pour les mesures. Comme précisé dans l'étude du sous-chapitre **II.2.2.4.**, les réflecteurs paraboliques sont à priori une solution plus efficace que les lentilles, notamment pour les applications en bandes millimétrique et submillimétrique où les pertes diélectriques deviennent plus importantes et où la dispersion est notable, d'où le choix du réflecteur parabolique comme élément focalisant.

### **II.4.2.1. Source primaire :**

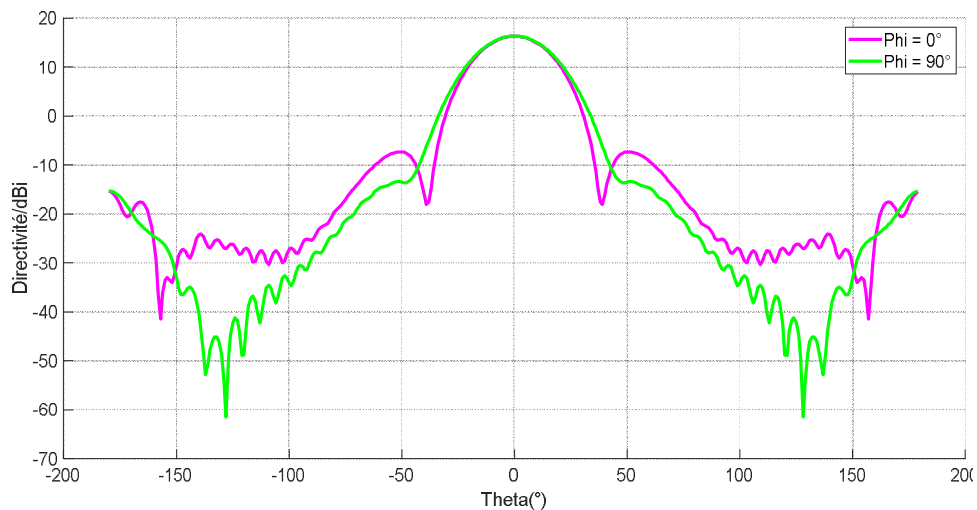
La source primaire du banc de mesure a été modélisée sous le logiciel CST. Il s'agit donc d'un cornet conique corrugué alimenté par un guide d'onde **WR10**, fonctionnant dans la bande W (75 GHz - 110 GHz) (**Figure 69**).



**Figure 69 : Le cornet corrugué simulé sous CST (Bande W)**

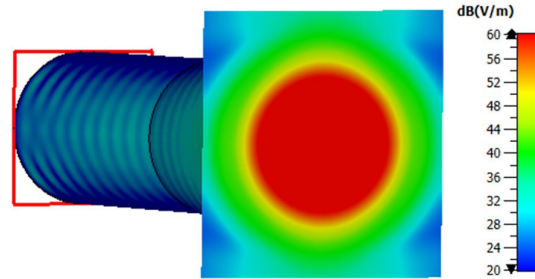
De même que pour les sources primaires simulées dans les paragraphes précédents, les résultats de la simulation électromagnétique, soulignant les caractéristiques de rayonnement (répartition du champ, diagramme de rayonnement), seront présentés.

Les résultats de simulation présentés sur la **Figure 70** tracent les rayonnements en plan E ( $\Phi = 0^\circ$ ) et en plan H ( $\Phi = 90^\circ$ ) du cornet corrugué à la fréquence centrale (92.5 GHz) de la bande W. Ces résultats montrent que le rayonnement reste identique dans les deux plans orthogonaux (pour le lobe principal) avec des lobes secondaires faibles (inférieurs à -20 dB). Ceci représente bien l'effet des corrugations.



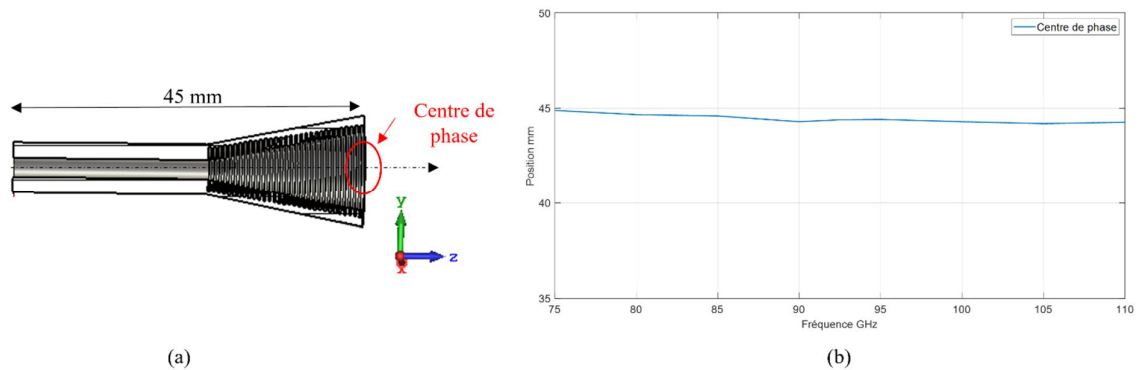
**Figure 70 : Diagrammes de rayonnement normalisés à 0 dB du cornet corrugué à 92.5 GHz : en plan E ( $\phi=0^\circ$ ) et en plan H ( $\phi = 90^\circ$ )**

Le système des corrugations a également une grande influence sur la distribution du champ électromagnétique observée à l'ouverture du cornet corrugué. En effet, les parois corruguées, responsables de la symétrie des deux diagrammes de rayonnements dans les deux plans E et H, sont ainsi responsables de la forme circulaire de la distribution du champ observée dans l'ouverture du cornet (**Figure 71**).



**Figure 71 : Distribution en module du champ électrique dans le cornet corrugué à 92.5 GHz, à l'ouverture du cornet corrugué**

On vérifie finalement la variation de la position du centre de phase propre à l'antenne à corrugations simulée. En effet, la possibilité de savoir la position exacte du centre de phase, via l'outil de simulation (CST), présente un avantage considérable. Ce centre de phase, qui représente l'origine de rayonnement de l'antenne, est quasiment stable sur l'ensemble de la bande W (**Figure 72**).



**Figure 72 : Centre de phase du cornet corrugué simulé : (a) sa définition, (b) la variation de sa position en bande W**

Les simulations électromagnétiques présentées pour le cornet corrugué, en bande W, ont donc confirmé le choix de la source primaire afin de réaliser l'éclairage de l'élément focalisant. Ce cornet corrugué fonctionne sur l'ensemble de la bande W (75 GHz – 110 GHz). Grâce à son système de corrugations, il présente un centre de phase stable en fonction de la fréquence, point qui est très critique puisqu'il doit être exactement confondu avec le point focal de l'élément focalisant. De plus, il est caractérisé par une symétrie des diagrammes de rayonnements (en plan E et en plan H), des lobes secondaires faibles (en champ lointain) et une forme circulaire de la distribution du champ à l'ouverture du cornet (en champ proche).

Dans la suite, nous allons présenter des simulations sous CST en rassemblant cette fois-ci l'élément focalisant (réflecteur parabolique) et le cornet corrugué. L'étude basée sur ces simulations nous permettra de valider le bon fonctionnement de l'antenne à réflecteur nécessaire pour la mise en place du banc de caractérisation des matériaux. C'est l'objet du paragraphe suivant.

## II.4.2.2. Antenne à élément focalisant

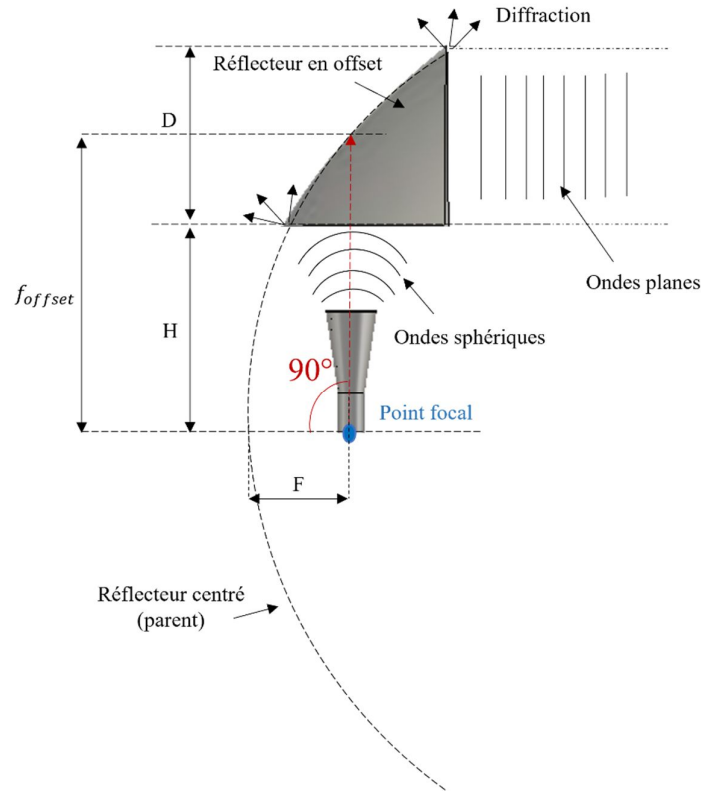
### II.4.2.2.1. Topologie de l'antenne à élément focalisant

Comme évoqué précédemment dans le sous-chapitre *II.2.2.3.1* et principalement à cause de l'effet de l'ombre, la configuration centrée du réflecteur parabolique ne permet pas d'obtenir des performances satisfaisantes pour notre application. Contrairement à la configuration centrée, la configuration en offset du réflecteur parabolique est la plus adaptée et peut donc répondre entièrement aux atteintes du banc de mesure à développer.

La structure adoptée pour l'antenne à réflecteur en offset est définie par la *Figure 73*. Elle présente le réflecteur en offset qui est une partie d'un réflecteur parabolique centré nommé réflecteur « parent ». La source primaire est placée en son foyer de sorte que son centre de phase coïncide avec le point focal du réflecteur. Décentrée d'un angle de  $90^\circ$ , cette source envoie des ondes sphériques vers le focaliseur. Ainsi, le rayonnement de l'ensemble peut s'expliquer comme suit :

- Un champ électromagnétique EM réfléchi par le réflecteur en offset : ce champ, initialement sous forme d'ondes sphériques, est réfléchi sous forme d'ondes planes par le réflecteur et se propage selon une direction de propagation perpendiculaire à l'axe du cornet.
- Un champ électromagnétique EM plus faible, éclairant les bords du réflecteur, diffracté dans des directions multiples : Cet effet correspond au phénomène de diffraction qui entraîne la diminution de l'efficacité de l'antenne complète.





**Figure 73 : Schéma de principe de l'antenne à réflecteur en offset**

Dans notre cas, la source primaire est décentrée d'un angle de  $90^\circ$  par rapport au réflecteur. Cela veut dire que :

$$\varphi_0 = 90^\circ$$

D'où la formule (*équation (25)*) devient :

$$2H + D = 4F \quad (28)$$

Et donc

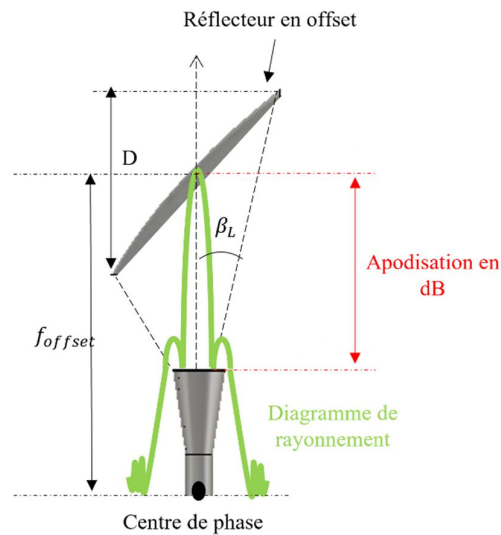
$$f_{offset} = 2F \quad (29)$$

Ces calculs nous permettent, en effet, de faire le lien entre le réflecteur parent (de type centré) et le réflecteur en offset qui est une portion du réflecteur parent. Ce lien se fait à travers la relation déduite entre la focale  $F$  et la focale  $f_{offset}$  (*équation (29)*). Cette relation est nécessaire pour pouvoir positionner correctement la source primaire par rapport au réflecteur.

#### II.4.2.2.2. Caractéristiques essentielles de l'antenne à réflecteur en offset :

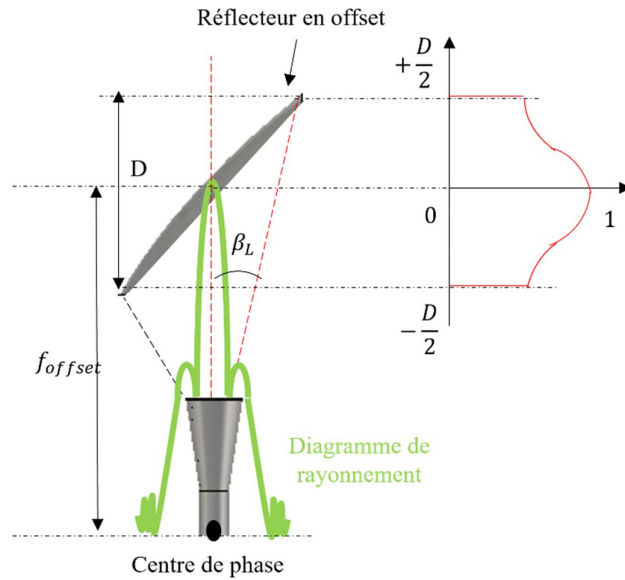
Avant de d'évaluer les performances de l'antenne à réflecteur en offset à travers les simulations électromagnétiques (CST), il semble nécessaire de définir quelques notions essentielles telles que l'apodisation, la loi d'illumination ou encore le centre de phase de la source primaire qui correspond au point focal du réflecteur).

Etant directement liée au rayonnement de la source primaire, l'apodisation est définie par le rapport des niveaux de champ entre les bords de l'élément focalisant et son centre. Cela signifie que les niveaux de champ ne sont pas égaux au niveau de la surface réfléchissante (**Figure 74**).



**Figure 74 : Représentation de l'apodisation**

Considérant que le réflecteur est une surface métallique complètement réfléchissante, le champ réfléchi est alors égal au champ rayonné par l'antenne source. Cet effet permet donc de conclure que la répartition en amplitude du champ à l'ouverture n'est pas uniforme (**Figure 75**). Néanmoins, la déviation des rayons par le réflecteur permet d'obtenir un front d'onde réfléchi quasi équiphase. Tout cela constitue donc ce qu'on appelle « **la loi d'illumination** » de l'antenne à réflecteur.



**Figure 75 : Distribution en amplitude du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente du réflecteur**

De manière générale, il est très important d'obtenir un champ uniforme, surtout en phase, au niveau de l'échantillon à caractériser. En effet, les variations en phase de ce champ entraînent un manque de précision non négligeable des mesures effectuées.

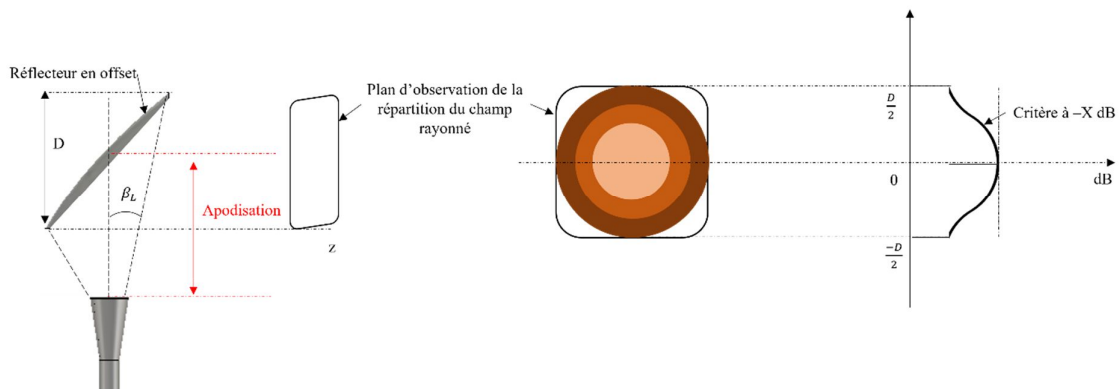
Pour l'antenne à réflecteur un dernier paramètre est primordial pour son bon fonctionnement, il s'agit du **centre de phase de la source focale**. Ce paramètre correspond au point de référence à partir duquel la variation de phase du champ rayonné est minimale. En effet, la position de ce point doit être connue avec précision de manière qu'elle coïncide avec le point focal du réflecteur. Une telle condition doit être indispensablement respectée de telle sorte que la loi de phase reste constante à l'ouverture et ainsi réduire les aberrations de phases.

A travers ces définitions, on peut conclure que l'illumination d'une antenne à réflecteur est liée au rayonnement de sa source primaire associé aux caractéristiques du réflecteur. Cette illumination dépend alors de l'apodisation, du rayonnement de la source primaire ainsi que de la position de son centre de phase. Afin de pouvoir déterminer les performances de l'antenne à réflecteur parabolique, il est donc nécessaire d'étudier le rayonnement de celle-ci. Cette étude sera présentée dans la partie suivante.

#### **II.4.2.2.3. Critères d'analyse de la répartition du champ rayonné par l'antenne à réflecteur et objectifs**

Une antenne à réflecteur est l'ensemble d'un réflecteur et d'une antenne source à ouverture rayonnante placée en son foyer. Celle-ci est considérée comme une nouvelle antenne à ouverture rayonnante de taille équivalente au diamètre du réflecteur. En se basant sur le diagramme de

rayonnement primaire et donc l'angle d'interception du réflecteur  $\beta_L$ , notre nouvelle antenne sera caractérisée par une valeur d'apodisation bien définie. Dans ce cas, et dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation, la répartition du champ rayonné est représentée par une tâche ayant un diamètre remplissant quasiment toute l'ouverture équivalente. On dit que cette tâche, de taille maximale, a un niveau en amplitude sur les bords équivalent à l'apodisation qui définit le réflecteur mis en place. En effet, la loi d'illumination en amplitude diminue en fonction de la position par rapport à l'axe de rayonnement du réflecteur. Il s'agit donc du « critère à -X dB » caractérisant une tâche de taille plus petite (**Figure 76**).

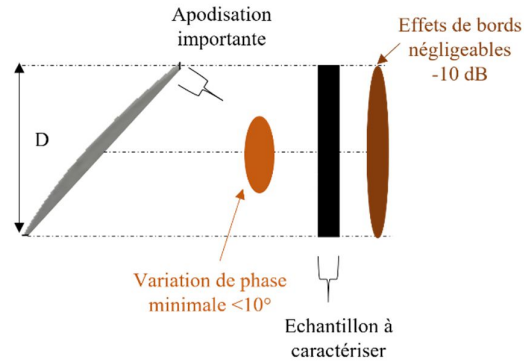


**Figure 76 : Schéma explicatif des critères d'analyse de la répartition du champ rayonné par l'antenne à réflecteur**

L'objectif consiste à assurer les conditions d'onde plane sur une tâche relativement petite afin de diminuer le plus possible l'encombrement du système actuel. En effet, on considère que :

- des variations de champ en phase inférieures à  $10^\circ$  permettent d'appliquer les algorithmes de détermination des propriétés des matériaux.
- les effets de bords sont faibles si le niveau de champ sur les bords de l'échantillon est de 6 dB inférieur à celui au centre. Ces effets de bords deviennent encore plus négligeables à -10 dB.

La taille de la tâche devra respecter les critères des variations de champ en phase, ainsi que les critères des niveaux de champ aux bords de l'échantillon sans être trop grande afin de caractériser des échantillons relativement petits. Ceci nous permettra donc de faire le choix du réflecteur le plus adapté pour notre application (**Figure 77**).



**Figure 77 : Représentation de l'objectif de rayonnement**

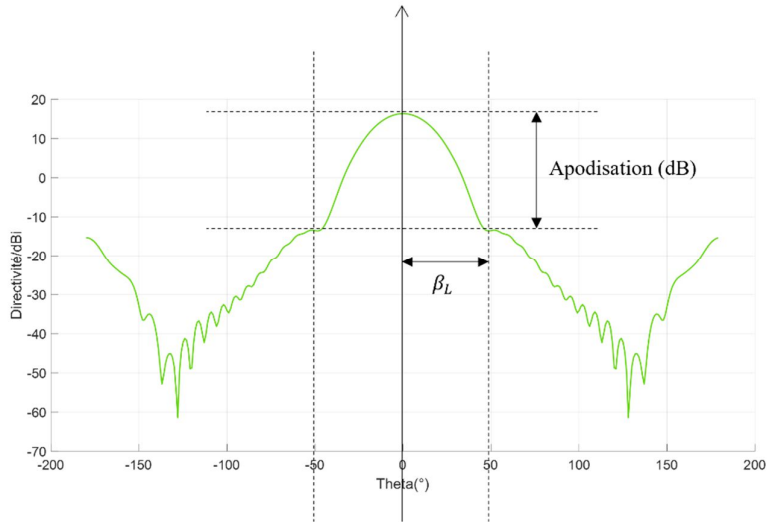
#### II.4.2.2.4. Evaluation des performances de l'antenne à réflecteur

Dans le sous-chapitre **II.4.2.2.2**, nous avons pu constater que la caractérisation du rayonnement d'une antenne à réflecteur était basée sur la connaissance et la détermination de plusieurs points, à savoir :

- le diagramme de rayonnement de la source primaire,
- la position du réflecteur par rapport à la source primaire,
- les caractéristiques géométriques du réflecteur.

Afin de prendre en compte tous ces éléments l'ensemble du système antenne- réflecteur parabolique a été simulé sous CST.

L'étude préliminaire effectuée sur l'antenne cornet corruguée a validé que cet élément est une bonne solution, autorisant une illumination conforme du réflecteur. Rappelons ici l'allure de son diagramme de rayonnement (en champ lointain) (**Figure 78**) qui nous permettra de déterminer le niveau d'apodisation sur la surface réfléchissante de l'élément focalisant.



**Figure 78 : Le diagramme de rayonnement de la source primaire simulé (92.5 Ghz)**

Ce diagramme de rayonnement de la source primaire ne peut pas être pris en compte pour relever donc le niveau d'apodisation, sauf si le réflecteur est en champ lointain par rapport à la source primaire (**Figure 79**). Autrement dit, il faut que la distance focale  $f_{offset}$ , qui sépare le réflecteur et la source primaire, vérifie la condition suivante :

$$f_{offset} \geq \frac{2 d^2}{\lambda_0} \quad (30)$$

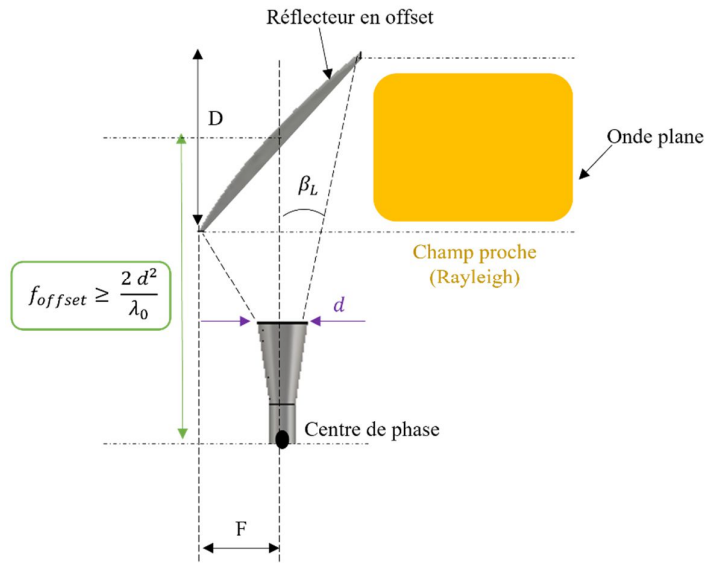
On rappelle que, le rapport  $\frac{2 d^2}{\lambda_0}$  correspond à la distance de la zone de champ lointain appelée zone de FRAUNHOFER.

Avec :

$d$  : la plus grande dimension de l'ouverture rayonnante de l'antenne source.

$\lambda_0 = \frac{c}{f}$  : la longueur d'onde exprimée en m.

$c = 3.10^8 \text{ m. s}^{-1}$  : la vitesse de la lumière dans le vide.



**Figure 79 : Le réflecteur positionné en champ lointain de la source primaire**

A partir de l'équation (30), il est possible de déterminer la valeur minimale de la distance focale  $f_{offset/min}$ . Dans notre cas, le diamètre de l'ouverture de la source primaire  $d$  vaut 8 mm. Ainsi, pour la fréquence centrale de la bande de travail (92.5 GHz), on aura :

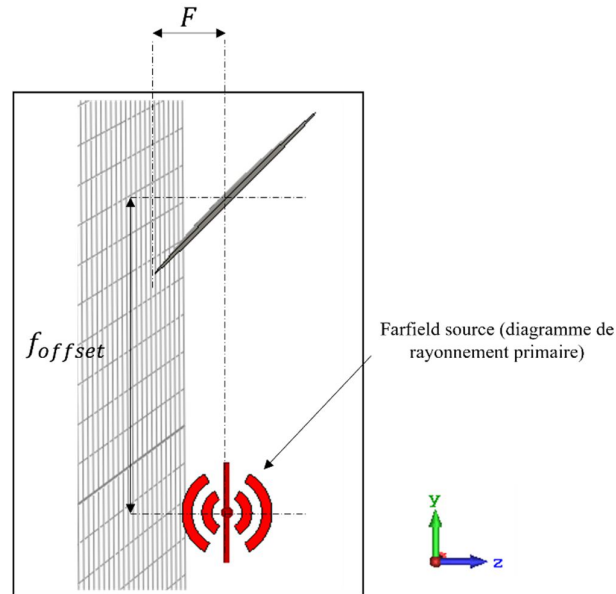
$$f_{offset/min} = 39.5 \text{ mm} \cong 40 \text{ mm}$$

D'où :

$$F \cong 20 \text{ mm}$$

En se basant sur la configuration « en offset » et sachant que la géométrie du réflecteur est essentiellement définie par le diamètre  $D$  et la distance focale  $F$ , nous avons modélisé plusieurs réflecteurs ayant des dimensions différentes. Le comportement électromagnétique EM de l'antenne à réflecteur parabolique a été évalué en fonction de ces dimensions en prenant en compte bien évidemment les notions et les points déjà décrits.

La **Figure 80** présente un exemple des designs simulés sous CST pour l'antenne à réflecteur.

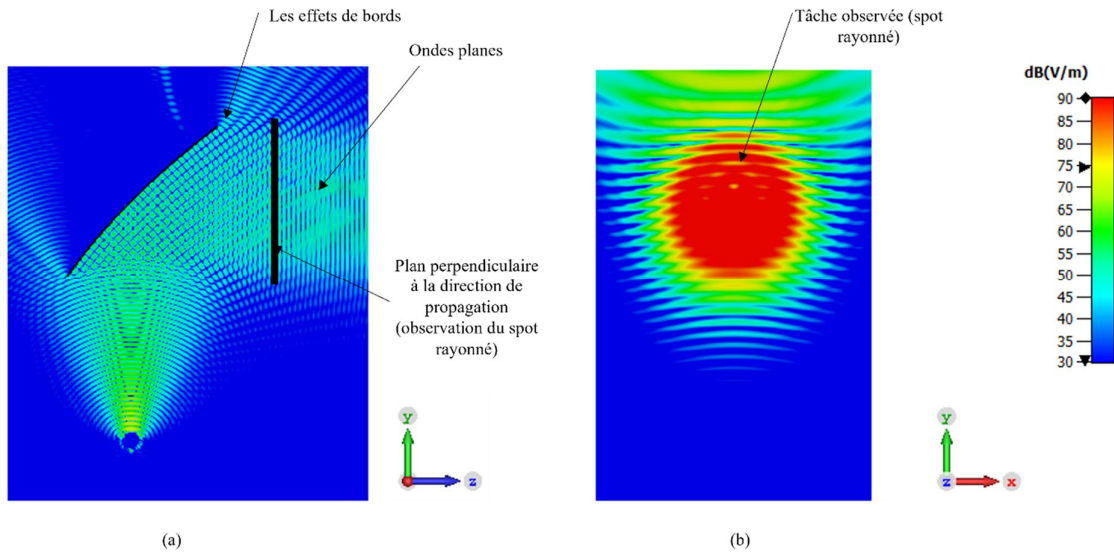


**Figure 80 : Un modèle de l'antenne à réflecteur simulé sous CST**

Le résultat de rayonnement en champ lointain de la source primaire, obtenu en appliquant le solveur temporel, est introduit dans l'espace des calculs du réflecteur grâce à un module « Farfield source ». Il s'agit du diagramme de rayonnement de la source primaire. Cette méthode permet de modéliser l'ensemble de la structure tout en réduisant le nombre de mailles considérées et donc minimiser le temps de simulation.

La coupe transverse ci-dessous illustre le rôle du réflecteur en offset (**Figure 81 (a)**). Il s'agit de la cartographie du champ rayonné par l'antenne à réflecteur. Il est bien clair que le réflecteur transforme les ondes sphériques émises par la source primaire en ondes planes en réduisant la divergence du faisceau gaussien primaire. Sur un plan perpendiculaire à la direction de propagation, on observe alors un spot de largeur bien définie (**Figure 81 (b)**).





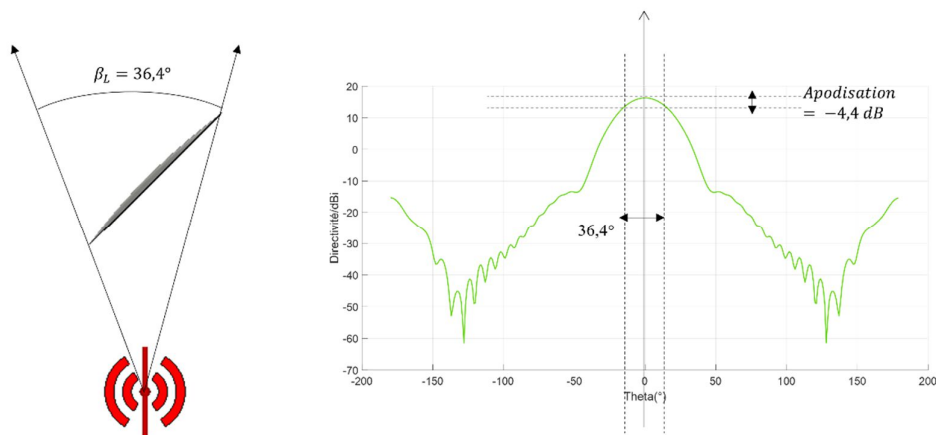
**Figure 81 : (a) La coupe transverse pour la cartographie du champ rayonné par l'antenne à réflecteur, (b) Tâche observée dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (spot)**

Une étude générale sera présentée dans le paragraphe suivant afin de mettre en œuvre les performances de l'antenne à réflecteur. Ceci se déroulera en analysant les deux cas suivants :

- Variation du diamètre  $D$  en gardant la distance focale  $F$  constante
- Variation de la distance focale  $F$  en gardant le diamètre  $D$  constant

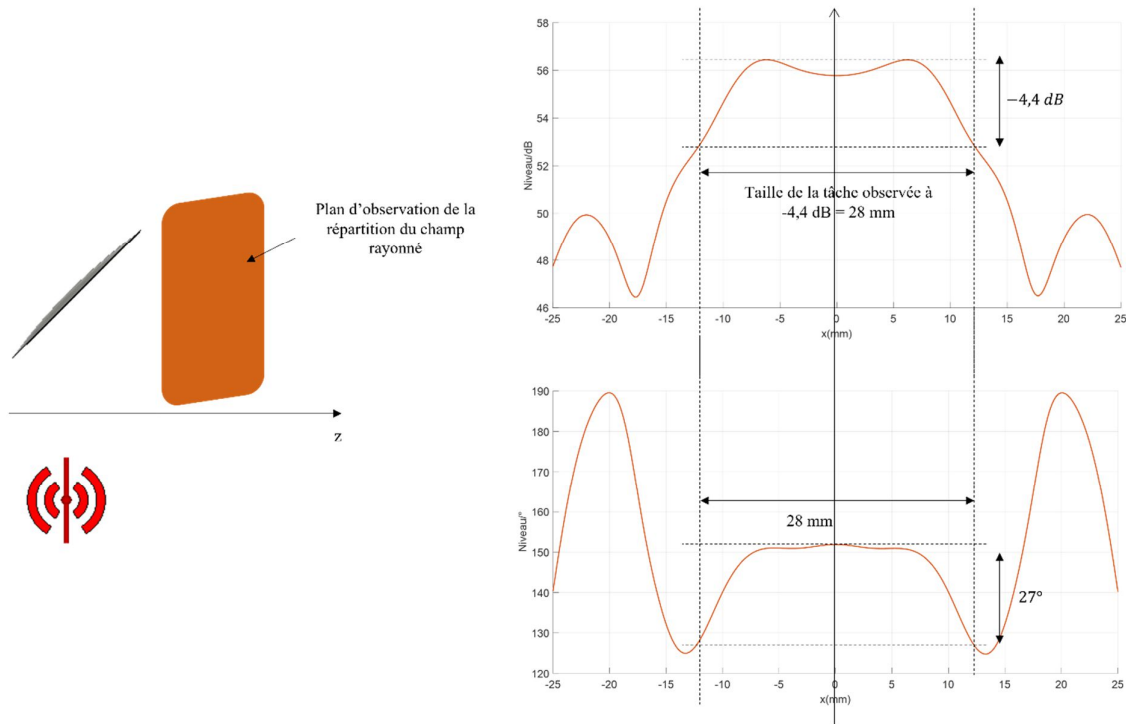
Deux étapes principales sont donc à suivre dans chacun des deux cas :

- Extraction de l'angle d'interception  $\beta_L$  au niveau du réflecteur et projection du diagramme de rayonnement de la source primaire afin de relever la valeur de l'apodisation sur la surface réfléchissante (**Figure 82**).



**Figure 82 : Détermination de l'apodisation sur le réflecteur en se basant sur le diagramme de rayonnement de la source primaire**

- Projection de la valeur d'apodisation sur les courbes des répartitions du champ rayonné (en amplitude et en phase) dans le but de relever la taille de la tâche maximale observée et noter la variation en phase du champ au niveau de cette tâche (**Figure 83**).



**Figure 83 : Détermination de la taille maximale de la tâche rayonnée par l'antenne à réflecteur et la variation de phase du champ au niveau de cette tâche**

Les résultats des deux cas d'analyse sont présentés dans le **Tableau 1** et le **Tableau 2**. Les simulations sont réalisées uniquement pour la fréquence centrale de la bande W (92.5 GHz), tout en conservant la même source primaire aux foyers des différents réflecteurs modélisés.

	D (mm)	Apodisation (dB)	Taille de la tâche (mm)	Variation en phase (°)
F = 40 mm	40	-3	26	30
	50	-4.4	28	27
	70	-9	60	25
	100	-20	90	17

**Tableau 1 : Apodisation en dB et taille de tâche maximale en mm à différents diamètres de réflecteur pour F=40 mm**

D = 50 mm	F (mm)	Apodisation (dB)	Taille de la tâche (mm)	Variation en phase (°)
	40	-4.4	28	27
	50	-3	30	40

**Tableau 2 : Apodisation en dB et taille de tâche maximale en mm à différentes focales de réflecteur pour D=50 mm**

Le **Tableau 1** établit l'influence de la variation du diamètre du réflecteur  $D$  d'une apodisation donnée sur la répartition du champ rayonné par l'antenne complète. Le **Tableau 2** établit l'influence de la variation de la distance focale du réflecteur  $F$  d'une apodisation donnée sur la répartition du champ rayonné par l'antenne complète.

On constate que la variation de phase du champ à l'ouverture rayonnante diminue quand  $D$  augmente. Ceci s'explique par l'augmentation de l'apodisation sur la surface réfléchissante qui conduit à des effets de bords de plus en plus négligeables (**Tableau 1**).

Cependant, cette variation de phase augmente quand  $F$  augmente (**Tableau 2**). Ceci est justifié par la diminution de l'apodisation sur la surface réfléchissante qui conduit à des effets de bords de plus en plus importants et donc une perturbation de champ.

En se basant sur ce qui a été expliqué dans le sous chapitre **II.4.2.2.3**, la variation de phase du champ rayonné doit être inférieure à  $10^\circ$  pour pouvoir appliquer les algorithmes d'extraction des propriétés des matériaux. En effet, et d'après le **Tableau 1** et le **Tableau 2**, une première analyse nous montre que satisfaire cette condition sur la tâche maximale exige d'avoir des dimensions ( $D$ ) importantes. Cependant, ceci signifie un système encombrant.

Dans ce cas, une deuxième analyse pourrait être intéressante afin d'avoir à la fois :

- un système compact : minimiser l'encombrement le plus possible.
- un système performant : un champ rayonné ayant une variation de phase  $< 10^\circ$ .

Cette deuxième analyse se base sur l'idée proposée dans le sous chapitre **II.4.2.2.3**. Il s'agit d'observer la variation de phase du champ sur des tâches de tailles plus petites pour un seul réflecteur. On s'intéressera ainsi au « critère à  $-X$  dB ». Le **Tableau 3** répertorie donc les résultats pour deux exemples de réflecteurs parmi ceux étudiés auparavant.

Réflecteur	Critère à -X dB	Taille de la tâche (mm)	Variation de la phase (°)
F =40mm, D=100mm, Apod = -20dB	-7	60	<b>11</b>
	-2	30	<b>&lt; 6</b>
F =50mm, D=100mm, Apod = -13.5dB	-6	60	<b>11</b>
	-2	30	<b>&lt;10</b>

**Tableau 3 : Critère à-X dB, taille de tâche en mm et variation de phase en ° pour deux exemples de réflecteurs**

D'après le **Tableau 3**, on remarque que pour une tâche plus petite, donc un critère à -2/-7 dB, la variation de phase diminue encore plus et atteint le niveau souhaité (<10°). Ainsi, ceci nous permettra de répondre au cahier des charges et éviter le problème d'encombrement.

Dans le but de concevoir un banc fonctionnel permettant la caractérisation des matériaux, nous proposons d'étudier les performances des réflecteurs classiquement destinés à des applications optiques. Ceci nous permettra d'utiliser du matériel de précision disponible dans nos locaux.

### II.4.2.3. Réflecteurs optiques

Nous nous intéressons dans ce cas à des réflecteurs en offset disponibles dans le commerce (**Figure 84**) pour différentes dimensions (Diamètre  $D$  et focale  $F$ ).



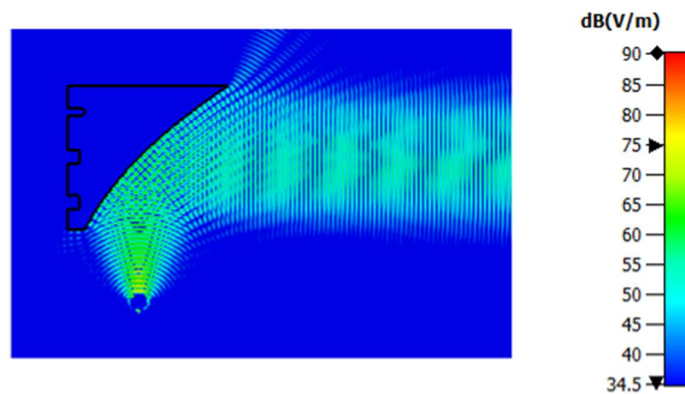
**Figure 84 :Réflecteur en offset du commerce [80]**

Afin de faire le choix de la dimension du réflecteur le plus adapté pour notre application, différents réflecteurs disponibles ont été simulés sous le logiciel CST. Un tableau résume les dimensions et caractéristiques des réflecteurs commercialisés étudiés (**Tableau 4**) :

Réflecteur	Diamètre D (mm)	Distance focale F (mm)
1	50.8	25.4
2	76.2	25.4
3	76.2	38.1

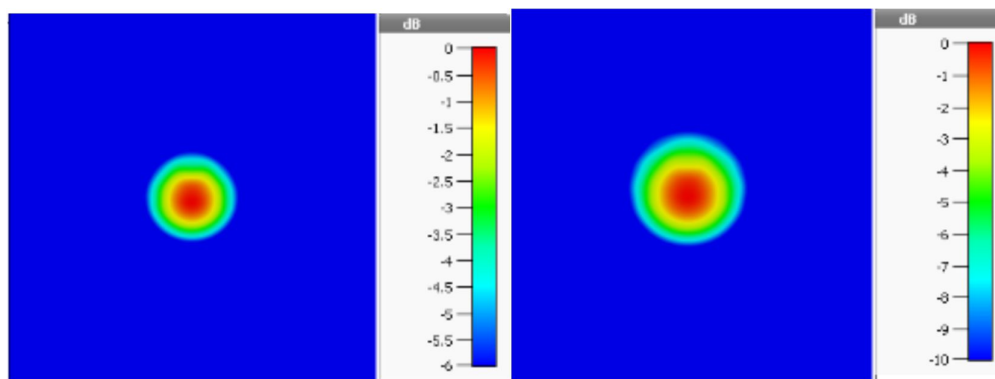
**Tableau 4 : Les dimensions des réflecteurs optiques simulés**

La coupe transverse ci-dessous (**Figure 85**) illustre le résultat de simulation du 1<sup>er</sup> réflecteur du **Tableau 4**. En effet, les effets de diffraction sur les bords du réflecteur sont négligeables sauf si le niveau de l'apodisation est élevé.

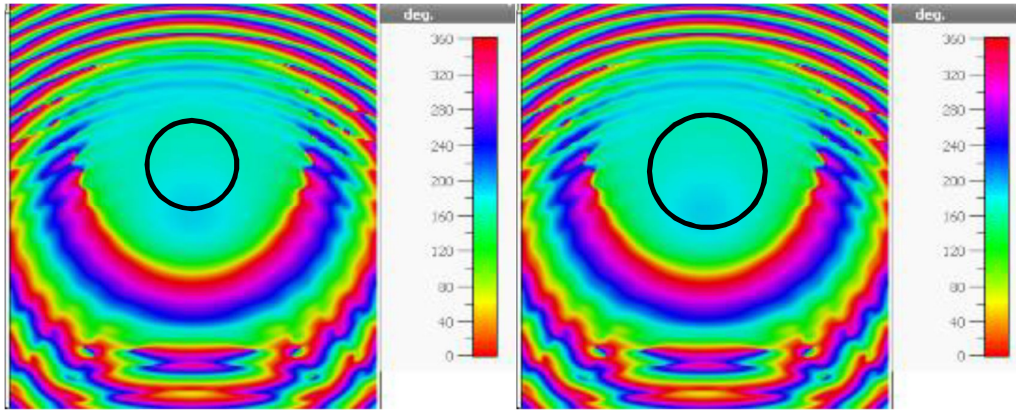


**Figure 85 : Simulation du 1<sup>er</sup> réflecteur du Tableau 4**

En se plaçant au niveau d'un plan perpendiculaire à la direction de propagation face à l'élément focalisant, nous pouvons observer la répartition du champ E rayonné avec la variation en amplitude (**Figure 86**) et celle en phase (**Figure 87**). Cette représentation nous permet également de déterminer la taille de la tâche rayonnée pour un critère à -6 dB et -10 dB (sous chapitre **II.4.2.2.3**).



**Figure 86 : La tâche à -6dB (à gauche) et la tâche à -10 dB (à droite)**



**Figure 87 : La variation en phase pour la tâche à -6dB (à gauche) et la variation en phase pour la tâche à -10 dB (à droite)**

Des simulations identiques ont été réalisées pour les réflecteurs 2 et 3 et le **Tableau 5** présente la synthèse des résultats à la fréquence centrale de la bande W (92.5 GHz).

Réflecteur	Critère à -X dB	Taille de la tâche (mm)	Variation de la phase (°)
1	-6	30	<5
	-10	36	<5
2	-6	28	<10
	-10	37	<17
3	-6	41	<7
	-10	56	<12

**Tableau 5 : Taille de tâche en mm et variation de phase en ° pour les critères à -6dB et à -10dB pour les trois exemples de réflecteurs du commerce (92.5 GHz)**

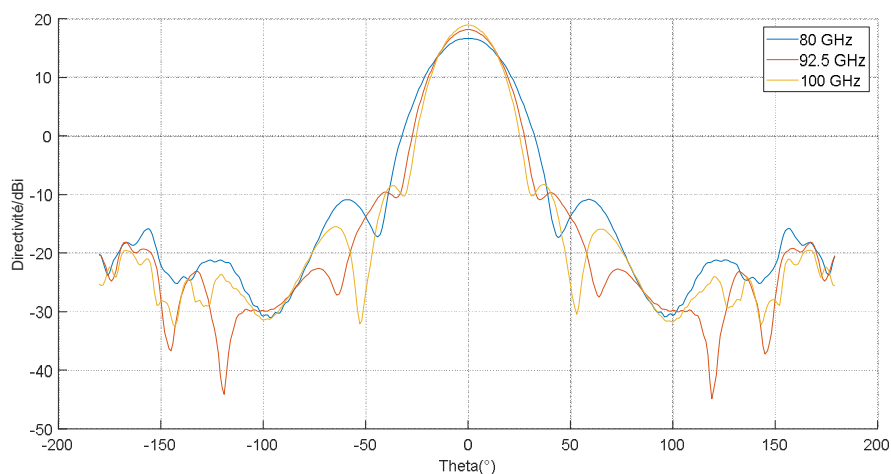
Comme il est montré sur le **Tableau 5**, lorsque l'on choisit un critère à -6 dB, on remarque que la variation de phase est inférieure à 10° pour les trois cas. Par conséquent, un champ quasiment uniforme, vérifiant les conditions d'onde plane, est obtenu sur une tâche de taille 3 cm (1er et 2ème réflecteur) et 4 cm (3ème réflecteur). Pour un critère de -10 dB, on constate une variation de phase qui est plus forte uniquement dans le cas du 2ème et 3ème réflecteur. **En prenant en compte ces résultats, nous allons choisir donc le 1er réflecteur comme l'élément le plus adapté pour notre application.**

Après avoir présenté les résultats obtenus pour la fréquence centrale (92.5 GHz), d'autres simulations sont réalisées pour la fréquence de 80 GHz. Pour cela, les mêmes réflecteurs ont été modélisés sous CST. Les résultats sont résumés dans le **Tableau 6** Dans cette partie, le but consiste à étudier l'influence de la fréquence sur les performances de l'antenne à réflecteur.

Réflecteur	Critère à -X dB	Taille de la tâche (mm)	Variation de la phase (°)
1	-6	32	<6
	-10	41	<16
2	-6	33	<11
	-10	44	<16
3	-6	51	<10
	-10	64	<15

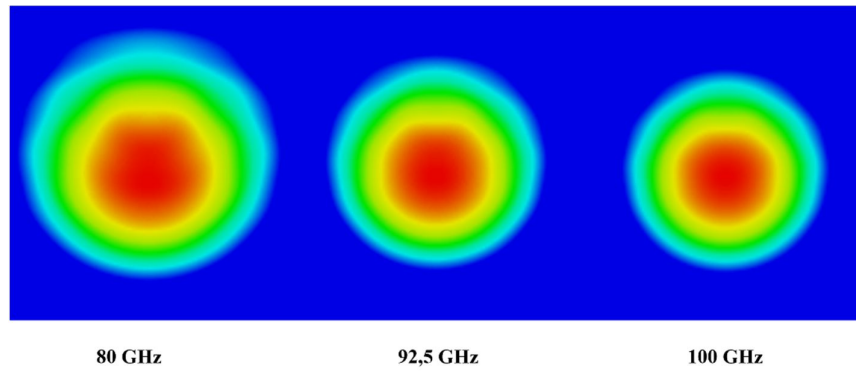
**Tableau 6 : Taille de tâche en mm et variation de phase en ° pour les critères à -6dB et à -10dB pour trois exemples de réflecteurs du commerce (80 GHz)**

On constate d'après ces résultats que lorsque la fréquence augmente, la source primaire devient de plus en plus directive (**Figure 88**). Son illumination sur le réflecteur engendre donc quelques petits changements : le contraste entre le niveau de champ sur les bords et le niveau maximum au centre du réflecteur, devient encore plus important. De plus, pour le même critère à -XdB, la tâche devient de plus en plus petite avec des variations en phase qui diminuent en fonction de la fréquence.



**Figure 88 : Les diagrammes de rayonnements de la source primaire en fonction de la fréquence (CST)**

Quel que soit le critère à -X dB (-6/-10dB), on constate que plus la fréquence augmente, plus la taille de la tâche diminue (**Tableau 5, Tableau 6 et Figure 89**).



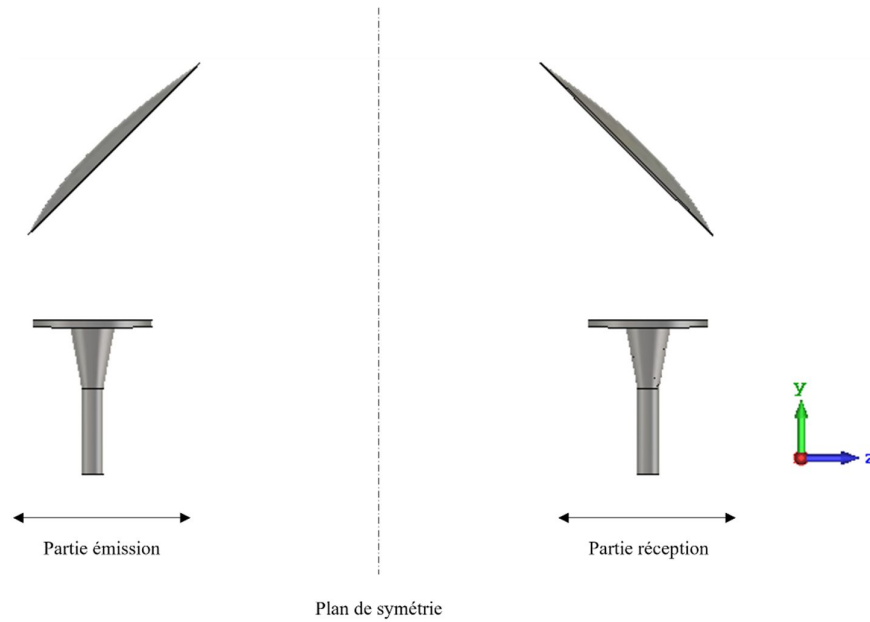
*Figure 89 : L'influence de la fréquence sur la taille de la tâche pour le 1<sup>er</sup> réflecteur*

## **II.5. Conception du banc de mesure compact complet**

### **II.5.1. Architecture du banc**

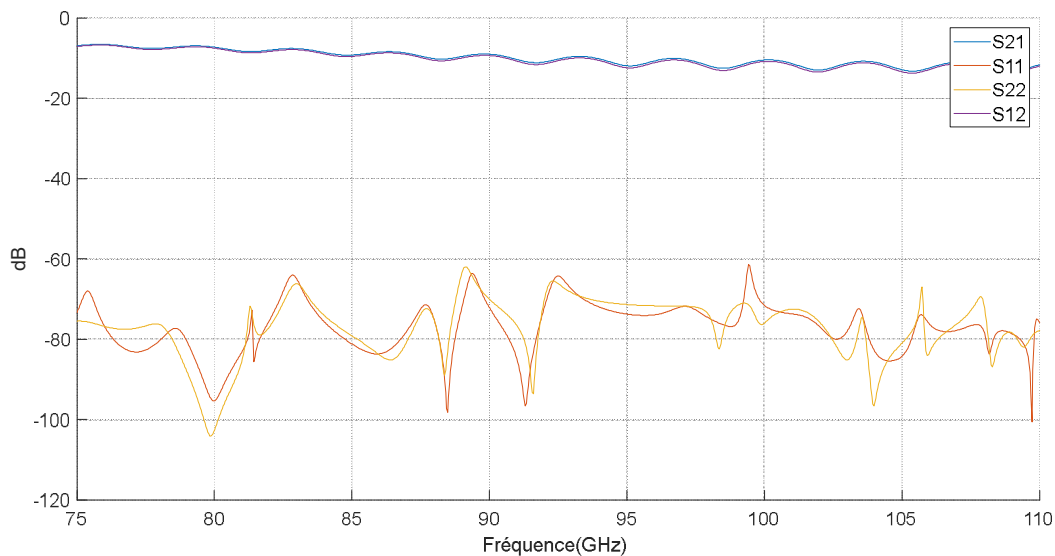
Après une étude complète des performances de l'antenne à réflecteur, qui représente la première moitié de notre banc de caractérisation, nous avons pu conclure que son rayonnement est toujours le résultat d'un compromis entre le rayonnement primaire de la source focale et les caractéristiques du réflecteur parabolique en configuration offset. Le banc de mesure complet est donc présenté sur la *Figure 90*. Il utilise comme source primaire l'antenne corruguée étudiée au paragraphe *II.4.1.1.2* et le premier réflecteur du commerce décrit au paragraphe *II.4.2.3*.





**Figure 90 : Modélisation CST du nouveau banc de caractérisation mise en place (Banc en espace libre focalisé)**

Nous avons donc simulé la totalité du banc via le logiciel CST. Néanmoins pour la totalité de la bande de fréquences, le nombre de cellules calculé pour l'ensemble du système est très important, nécessitant une puissance de calcul très importante. Cette étude nous a donc permis de calculer uniquement les paramètres S du banc (**Figure 91**).



**Figure 91 : Les paramètres S calculés (CST) pour le nouveau banc de caractérisation**

Dans le cas où l'antenne à réflecteur en émission est bien alignée avec celle en réception, les courbes des paramètres en réflexions (S11 et S22) sont superposées et ont un niveau très bas (de l'ordre de -80 dB), ce qui prouve que les antennes sont bien adaptées. En ce qui concerne la transmission en

espace libre (S12, S21), les résultats sont superposés également avec un niveau minimal de -13dB à la fréquence centrale. L'ondulation dans la bande peut être l'effet de plusieurs paramètres tels que les réflexions inter-réfecteurs, les réflexions sur les bords des réflecteurs, les réflexions sur les bords de l'ouverture de la source primaire...Leurs effets peuvent être réduits mais pas complètement éliminés. Ces résultats en transmission peuvent être justifiés par le calcul analytique de l'atténuation de propagation en espace libre (-15.74dB), en se basant sur la formule de FRIIS :

$$\frac{P_R}{P_E} = D_R \cdot D_E \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot l}\right)^2 \quad (31)$$

Où

$D_E$  : La directivité isotrope de l'antenne d'émission (dBi)

$D_R$  : La directivité isotrope de l'antenne de réception (dBi)

$l$  : La distance entre les deux antennes

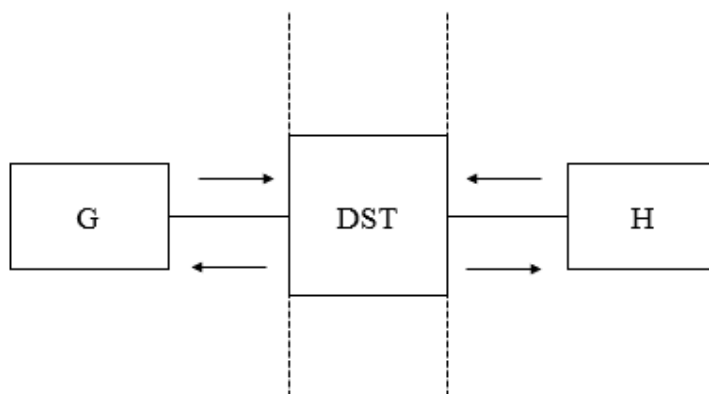
Cette différence de niveaux entre le calcul par la formule de FRIIS et les résultats simulés peuvent provenir de la précision des simulations lors de l'étude de la structure globale et de l'évaluation de la directivité des antennes effectuée au paragraphe **II.4.2**.

Ce banc a été mis en place dans les locaux CISTEME et ses performances ont été évaluées. Dans le prochain Chapitre, nous présenterons les résultats des mesures effectuées à vide et en présence des échantillons. Mais avant tout, nous allons définir l'étalonnage TRL classique qui sera appliqué au banc de mesure ainsi que d'autres types d'étalonnages présents dans la littérature. Nous allons également définir l'algorithme d'extraction des propriétés du matériau à caractériser à partir des paramètres S mesurés.

## II.5.2. Principe d'étalonnage en transmission/ réflexion (Tx/Rx)

Dans toute configuration de caractérisation de matériaux en réflexion/transmission, un étalonnage de la méthode est nécessaire avant la mesure. L'objectif de cette procédure est de s'affranchir des erreurs systématiques (l'influence des têtes millimétriques, des câbles, des pointes de mesures...) influençant les mesures et l'extraction des paramètres des matériaux à caractériser. Ceci sert également à définir les plans de référence d'entrée / sortie. A cet effet, l'ensemble du système de mesure peut être décrit à l'aide d'un modèle d'erreur issu de l'étalonnage à deux ports dont G et H représentent les matrices d'erreurs (**Figure 92**). Dans la configuration en espace libre, les paramètres « S » doivent être

déterminés au niveau des deux faces de l'échantillon (dispositif sous test-DST), afin de calculer correctement les propriétés électromagnétiques du matériau.

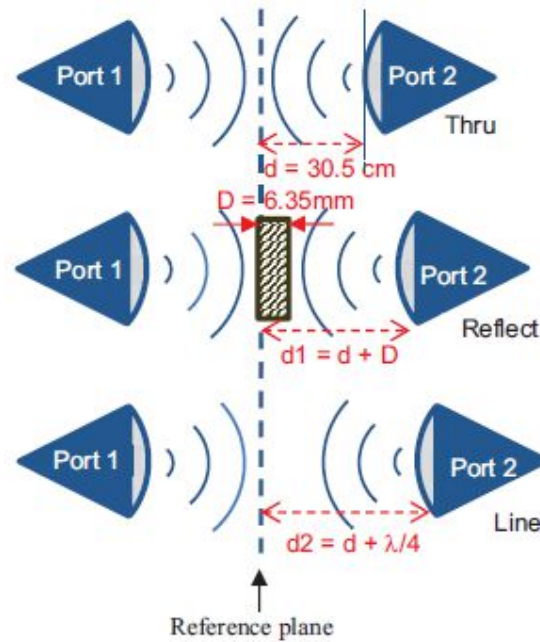


**Figure 92 : Modélisation des erreurs influençant les mesures effectuées à l'aide d'un dispositif à deux ports (Matrices d'erreurs G et H)**

D'une façon générale, l'étalonnage consiste à mesurer des étalons particuliers et connus, appelés « standards », de façon à acquérir les informations suffisantes pour calculer les différents termes d'erreurs et aboutir directement aux paramètres intrinsèques du DST.

### **II.5.2.1. Etalonnage TRL**

La méthode d'étalonnage la plus courante est la méthode TRL (Thru- Reflect- Line) introduite par Engen et Hoer en 1979 et appliquée aux systèmes à deux ports [81] [82] [83]. Par rapport à d'autres techniques d'étalonnage, l'étalonnage TRL est très facile à mettre en œuvre dans des milieux non guidés comme l'espace libre. La **Figure 93** montre les schémas du système de mesure d'espace libre pour l'acquisition des standards TRL [84].



**Figure 93 : La procédure de l'étalonnage TRL appliqué en espace libre [83]**

Le standard Thru est réalisé pour le porte-échantillon vide, sachant que les antennes sont situées à leurs positions d'origine. Le standard Reflect est obtenu en plaçant une plaque métallique sur le plan focal commun des deux antennes. Le standard Line est obtenu en traduisant l'une des deux antennes d'une distance égale au quart de la longueur d'onde (la fréquence centrale de la bande en question) et remise à sa position d'origine après l'étalonnage [85].

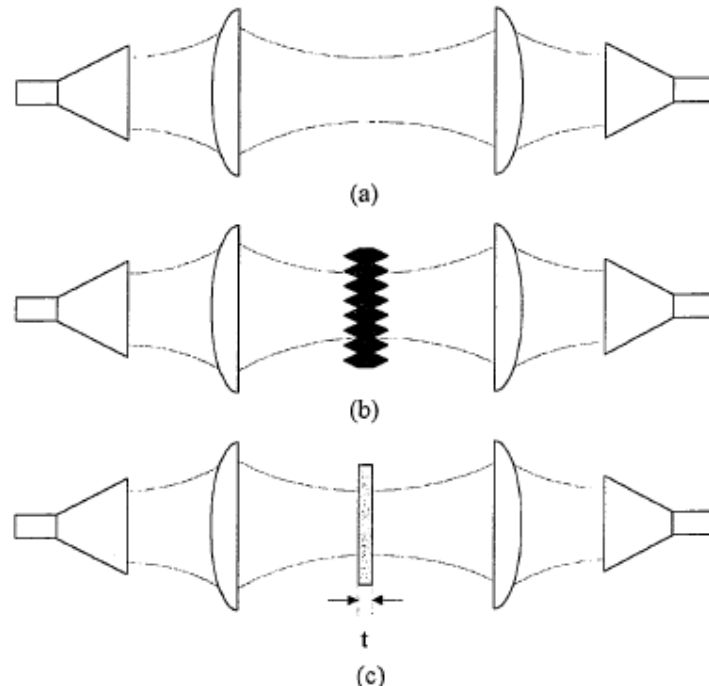
En effectuant l'étalonnage TRL et afin de mesurer les coefficients de réflexion et de transmission d'un échantillon plan ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ , et  $S_{21}$ ), les plans de référence correspondant aux antennes d'émission et de réception seront situés respectivement sur les faces avant et arrière de l'échantillon. En outre, le filtrage temporel est appliqué en se basant sur la transformation de Fourier inverse des données fréquentielles [32]. Ces dernières comprennent la réponse en réflexion principale (ou en transmission) et les réflexions (ou transmission) multiples indésirables.

Cette méthode bien connue a été largement utilisée dans de nombreux systèmes en espace libre en raison de sa simplicité, jusqu'à des fréquences de quelques GHz. Néanmoins, aux fréquences élevées, la méthode devient plus complexe puisque la longueur d'onde devient de plus en plus petite. En effet, pour la réalisation du standard Line par exemple, les antennes doivent être déplacées via un appareil de positionnement avec suffisamment de précision pour un bon étalonnage (par exemple, à 100 GHz, la longueur d'onde n'est que de 3 mm) [34]. Une telle variation des positions de l'antenne pourrait être critique en raison des changements de propagation du faisceau. Ainsi, il est plus avantageux d'utiliser des techniques de calibration telles que la TRM (Thru- Reflect- Match) [78], la LNN (Line- Network-

Network) [49], la technique LRR (Line- Reflect- Reflect) [81] ou la technique GRL (Gate- Reflect- Line) [86].

### II.5.2.2. Etalonnage TRM

L'étalonnage TRM (*Figure 94*), qui a l'avantage des emplacements fixes des ports, utilise deux mêmes standards que dans la technique TRL (Thru et Reflect).

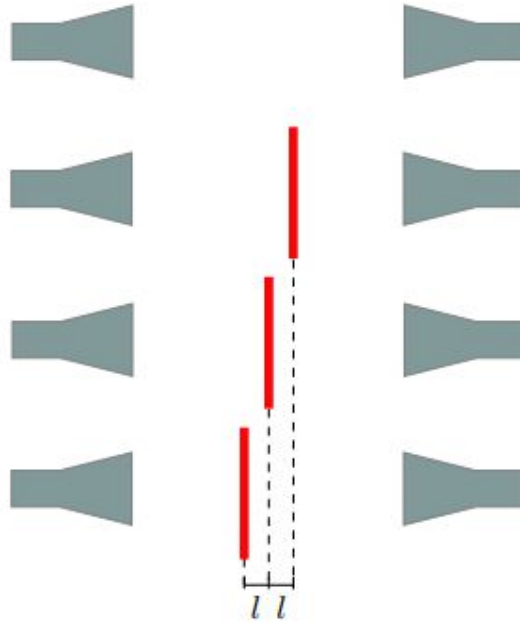


*Figure 94 : La procédure de l'étalonnage TRM (a) Thru (b) Matched (c) Reflect [78]*

Cependant, au lieu du standard Line, un standard Match est réalisé en plaçant un absorbant entre les deux antennes qui absorbe toutes les ondes incidentes [87]. Bien que plusieurs absorbants références ont été identifiés, ils ne fonctionnent que dans une gamme de fréquences étroite, et un absorbant à large bande est encore difficile à réaliser [86].

### II.5.2.3. Etalonnage LNN

En comparaison, la technique d'étalonnage LNN n'utilise pas les standards Reflect ou Match [88]. En effet, cette méthodologie définit les plans de références en se basant sur quatre mesures (*Figure 95*): une mesure à vide et trois mesures DST, appelé « Network ». Cela conduit donc à déplacer l'échantillon entre trois positions différentes avec une distance  $l$ , entre les antennes à position fixe [89].



**Figure 95 :Les étapes de 'étalonnage LNN [81]**

Comme expliqué dans [89], il est à noter que pour la distance  $l$  il existe une singularité si sa valeur correspond à une longueur de ligne  $l = m \frac{\lambda}{2}$  (avec  $m = 1,2,3, \dots$ ). Pour une solution stable, la longueur  $l$  doit être choisie inférieure à une demi-longueur d'onde  $\lambda$ .

Les mesures en espace libre sont souvent basées sur un système antenne avec un faisceau focalisé à la position de l'échantillon afin de minimiser le problème de diffraction aux bords de l'échantillon [5]. Cela pourrait entraîner des erreurs systématiques lors de l'application de la méthode de calibration LNN, puisque l'échantillon est déplacé consécutivement entre trois positions différentes, provoquant un désalignement entre l'échantillon et la focalisation au foyer du système antenne.

D'autres approches, telles que celles développées par D.Bourreau et N.Gagnon dans [90] et [35], présentant un rayonnement de taille de faisceau égale au diamètre de l'élément focalisant et constant sur une large distance le long de l'axe de propagation, sont donc relativement bien adaptées à la méthode LNN.

Comme décrit dans [49] et [91], le standard principal de la méthode LNN est le « Network » appelé aussi obstacle, qui est par exemple l'échantillon à caractériser dans [89]. On dit que la procédure de calibrage LNN est basée sur un standard de nature transmissive [92].

Les travaux décrites dans [89] selon la méthode LNN, présentent une mesure sans l'échantillon et trois mesures entre 8,2 à 12,4 GHz avec l'échantillon placé dans des positions différentes. Le moteur pas à pas pour le positionnement de l'échantillon, le VNA et le traitement du signal sont contrôlés avec le logiciel MATLAB sur un PC. Étant donné que les résultats de mesure étaient influencés par les

réflexions des antennes et l'environnement extérieur, un filtrage temporel a été appliqué. Les paramètres S de l'échantillon ont été transformés dans le domaine temporel par transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) et ont ensuite été filtrés en utilisant une fenêtre de « Hanning » pour réduire ces réflexions multiples perturbatrices. Enfin, les données ont été reconverties dans le domaine fréquentiel via une transformée de Fourier rapide (FFT) pour déterminer la permittivité complexe. Provoquant de grandes erreurs aux bords de la bande de fréquences en question, la constante diélectrique du matériau sous test n'a été calculée que dans la plage de fréquences entre 8,5 et 12 GHz.

Plusieurs matériaux ont été testés tels que : le polypropylène (PP), le Rogers RO4003, la Céramique Polymer... Des mesures de référence avec la méthode du guide d'ondes rectangulaire ont été effectuées pour tous ces matériaux de test. Les résultats soulignent que la procédure de calibration proposée convient pour la détermination précise de la constante diélectrique avec des dimensions transversales minimales de l'échantillon de 25 cm × 25 cm.

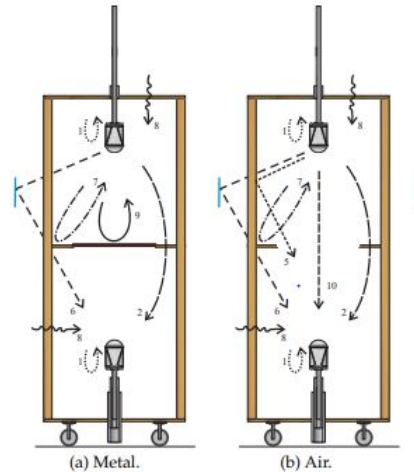
Contrairement à la méthode LNN, la méthode LRR est basée sur un obstacle soit sans transmission, soit avec seulement une transmission très faible [81]. Ainsi, la méthode LRR est capable de réaliser une calibration avec simplement des standards réfléchissants. Ces standards peuvent être présentés sous forme de plaques métalliques pour des applications en espace libre par exemple [93].

Des mesures effectuées avec un système d'espace libre dans une gamme de fréquences de 10 GHz à 14 GHz basées sur la méthode LRR sont présentées dans [81]. Quelques résultats de mesure pour le polyamide P6 de taille 50 cm × 50 cm sont représentés selon l'étalonnage TRL classique et la méthode LRR. Ces résultats montrent que les deux méthodes sont en bon accord.

Les deux méthodes LNN et LRR sont basées sur le même principe. Ils sont bien adaptés à la mise en œuvre dans un système en espace libre pour la détermination des propriétés diélectriques des matériaux aux fréquences micro-ondes. En effet, ces procédures définissent avec précision les plans d'étalonnage et sont couramment utilisées dans l'environnement de recherche et développement. Néanmoins, de telles mesures avec le déplacement des échantillons vers des emplacements spécifiques entre les antennes sont difficiles à mettre en œuvre dans un système fonctionnant à haute fréquences telle que la bande W.

#### **II.5.2.4. Etalonnage GRL**

Une méthode de calibrage récente (2005) a été développée par Bartley et Begley [86], dite GRL (Gated Reflect Line), permettant également de s'affranchir du déplacement des antennes en utilisant un système de fenêtrage temporel. Deux standards sont nécessaires (**Figure 96**) : une mesure à vide (Thru) et une mesure d'une plaque métallique d'épaisseur connue [94].



**Figure 96 :Les étapes de l'étalonnage GRL [94]**

Ensuite, les paramètres tels que la fréquence, le nombre de points, l'épaisseur de la plaque métallique et l'échantillon doivent être définis [95].

Cependant, une condition importante afin d'obtenir le meilleur résultat, est que l'épaisseur de l'échantillon doit être la même que l'épaisseur de la plaque métallique [83] [96]. Une variation d'épaisseur peut générer des erreurs réduisant la précision des résultats.

### II.5.3. Calcul des paramètres du matériau

Différentes méthodes d'extraction sont présentées dans la littérature. La méthode la plus utilisée est celle qui repose sur l'algorithme de Nicolson-Ross-Weir [50] en ayant l'avantage d'être non itérative.

#### II.5.3.1. L'algorithme Nicolson-Ross-Weir (NRW)

La méthode de Nicolson-Ross-Weir (NRW) [50] est, depuis plus de 40 ans, une technique standard pour mesurer la permittivité et la perméabilité des matériaux homogènes et isotropes. La méthode est robuste aux erreurs expérimentales les plus courantes et utilise les expressions des propriétés souhaitées de matériau qui sont calculées à partir des paramètres  $S$  mesurés. Récemment, la méthode NRW a également été appliquée à des matériaux comme des composites polymères avec inclusions magnétiques [97]. Bien que cette approche présente quelques difficultés, elle a été utilisée à bon escient pour caractériser les matériaux.

La méthode NRW est basée sur les mesures en réflexion et en transmission à travers un échantillon homogène de matériau isotrope. Pour un matériau d'épaisseur  $d$ . On considère :

- une permittivité complexe :

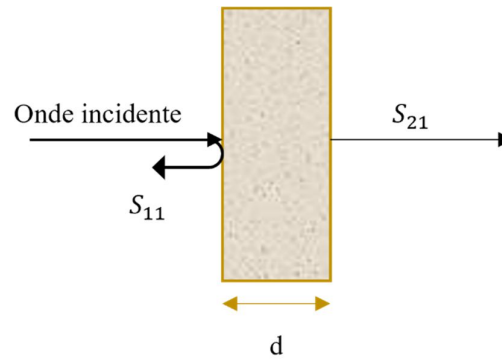


$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) \quad (32)$$

- une perméabilité complexe :

$$\mu_r(\omega) = \mu'(\omega) - j\mu''(\omega) \quad (33)$$

Placé en espace libre entre deux antennes, l'échantillon est éclairé par une onde plane avec une incidence normale (**Figure 97**). L'objectif de la méthode NRW est de déterminer  $\varepsilon$  et  $\mu$  à l'aide de mesures du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) et du coefficient de transmission ( $S_{21}$ ).



**Figure 97 : Les paramètres  $S$  en réflexion et en transmission d'un échantillon sous test d'épaisseur  $d$**

Un ensemble d'équations aboutit aux expressions théoriques de  $\varepsilon$  et  $\mu$  définies par les équations (14) et (15) du paragraphe **I.4.5**:

$$\varepsilon_r = \frac{\gamma (1 - R)}{\gamma_0 (1 + R)} \quad (34)$$

$$\mu_r = \frac{\gamma (1 + R)}{\gamma_0 (1 - R)} \quad (35)$$

Avec

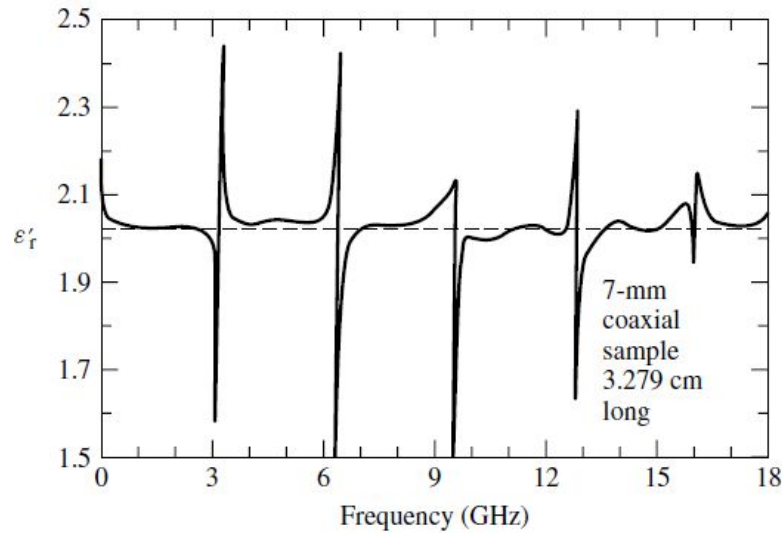
$R$  : coefficient de réflexion à l'interface échantillon (propriété interne).

$\gamma$  : constante de propagation dans l'échantillon.

$\gamma_0$  : constante de propagation en espace libre.

Il est bien connu que cette méthode diverge pour les matériaux à faibles pertes à des fréquences correspondant à des multiples entiers d'une demi-longueur d'onde dans l'échantillon. En effet, à ces fréquences, dans les matériaux à faibles pertes, le paramètre de réflexion  $S_{11}$  devient très petit et

l'incertitude dans la mesure de phase est grande. Les équations sont donc algébriquement instables dans les zones où apparaissent les résonances d'épaisseur (**Figure 98**) [53].



**Figure 98 : Le phénomène des résonances d'épaisseur (contrainte de la NRW) [53]**

Afin de contourner ce problème, de nombreuses recherches ont recours à des échantillons fins. Cependant, l'utilisation d'échantillons fins diminue la sensibilité et la précision de la mesure.

### II.5.3.2. Algorithme de Boughriet

Boughriet [52] a proposé une approche capable de démontrer les limitations de la méthode NRW, notamment pour supprimer le problème des résonances d'épaisseur [52]. Celle-ci permet de s'affranchir des résonances d'épaisseur avec efficacité, en considérant uniquement des matériaux diélectriques. En imposant la perméabilité du matériau à 1, il est possible de supprimer ces singularités. Cette méthode présente l'avantage d'être stable sur toute la bande de fréquence pour des épaisseurs d'échantillon quelconques. Aussi, elle conserve le caractère analytique du NRW et ne nécessite pas d'estimation de la permittivité pour converger vers la solution.

## II.6. Conclusion

Ce 2<sup>ème</sup> chapitre a permis dans un premier temps de rappeler les limitations du banc en espace libre focalisé, disponible dans les locaux de CISTEME, utilisé pour la caractérisation des matériaux. En effet, cette technique de mesure, se basant sur l'utilisation des « antennes à système focalisant », offre la possibilité de mesure des propriétés des matériaux sur une large bande de fréquence. Ses principales limitations sont liées à la précision surtout aux fréquences millimétriques, en particulier la bande W (75

GHz – 110 GHz). Cette analyse nous a cependant amené à étudier précisément la source primaire et l'élément focalisant.

Les études théoriques des différents éléments qui composent l'antenne à élément focalisant nous ont permis de constater plusieurs points :

- L'antenne cornet corrugué utilisée en tant que source primaire présente un rayonnement répondant au cahier des charges pour notre application :
  - un centre de phase bien défini ayant une position invariante en fonction de la fréquence
  - un rayonnement avec des lobes secondaires faibles
  - une distribution de champ de forme circulaire à l'ouverture : ceci se traduit par la symétrie des diagrammes de rayonnements (en plan E et en plan H))
- L'inconvénient de l'utilisation de deux éléments focalisants consiste à la dégradation de la précision des mesures dans le cas où l'échantillon sous test est déplacé. Pour ceci, il semble intéressant de ne disposer que d'un seul élément focalisant afin d'avoir une zone de focalisation plus large (suivant la direction de propagation) où les conditions d'onde plane sont satisfaites en zone de champ proche.
- Le réflecteur parabolique est une solution a priori plus efficace que la lentille notamment pour les applications millimétriques et submillimétriques où les pertes diélectriques deviennent importantes.

Des premières simulations effectuées dans la bande Ku (12 GHz - 18GHz) sous le logiciel CST ont permis de mettre en évidence le rayonnement de l'antenne cornet corrugué et le principe de fonctionnement de l'élément focalisant.

D'autres simulations ont été effectuées par la suite dans la bande W (75 GHz – 110 GHz). Grâce à celles-ci, nous avons pu étudier les caractéristiques du champ rayonné, par l'antenne à réflecteur, incident au niveau de l'échantillon à caractériser. L'objectif de cette étude consiste à faire le choix du système rayonnant satisfaisant l'idée suivante : assurer les conditions d'onde plane sur une tâche relativement petite afin de pouvoir caractériser des petits échantillons et de diminuer le plus possible l'encombrement du système actuel.

Une dernière partie de ce chapitre concerne la présentation du nouveau banc qui sera mis en place pour la caractérisation des matériaux en bande W. Au prochain chapitre, nous allons voir les différentes étapes nécessaires pour sa mise en place et étudier les résultats pratiques obtenus.

# Chapitre III.

---

**Etapas de caractérisation utilisant le banc  
quasi optique et résultats expérimentaux en  
bande W(75GHz-110GHz)**



## III.1. Introduction

Ce troisième chapitre présente les différents éléments du banc mis en place, ainsi que les différentes étapes nécessaires pour la caractérisation des matériaux.

La méthode d'étalonnage TRL (Thru-Reflect-Line) sera étudiée, ainsi que la vérification du bon fonctionnement de certains standards adaptés à des mesures en espace libre.

La contrainte principale de tous les bancs en espace libre est liée à la précision de la méthode d'étalonnage appliquée car celle-ci ne permet généralement pas d'éliminer totalement les discontinuités indésirables. Ceci induit l'apparition d'ondulations résiduelles sur les mesures calibrées.

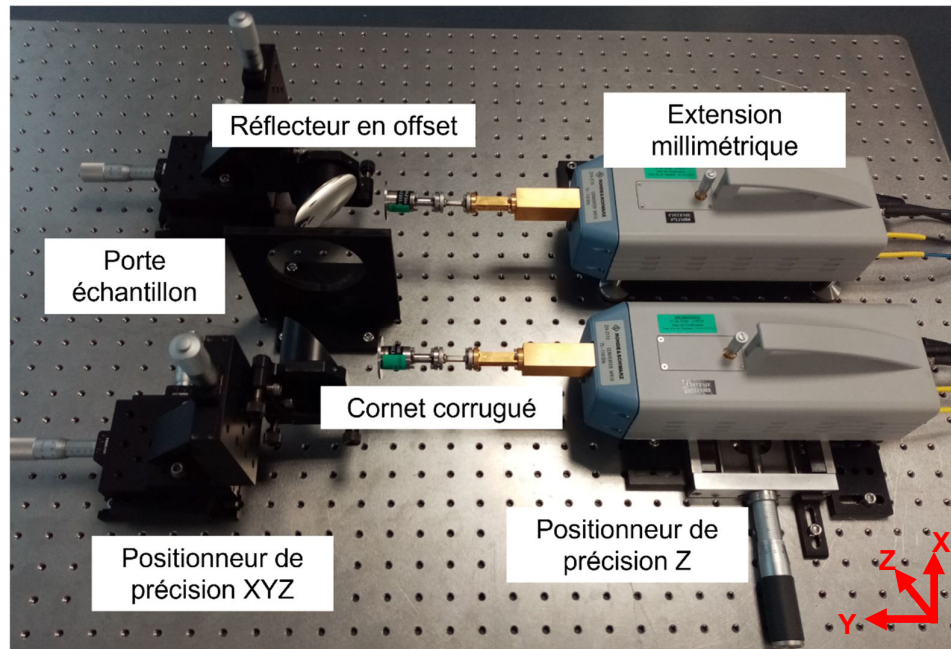
Ces ondulations sont dues aux réflexions multiples des ondes électromagnétiques. Il s'agit des parcours parasites différents, donc des désadaptations que l'étape de calibrage n'est pas capable de prendre en compte. Le filtrage temporel est donc la technique généralement utilisée afin de minimiser le plus possible les fluctuations observées dans le domaine fréquentiel.

Ce chapitre présente également les différentes mesures réalisées en bande W (75 GHz- 110 GHz) pour différents matériaux. L'étude de la précision du banc est abordée avec en premier lieu une estimation de l'erreur de mesure aux fréquences correspondant au domaine millimétrique. Nous présentons l'étude des résultats obtenus sur les permittivités des différents matériaux mesurés.

Une partie finale de ce chapitre sera consacrée à une étude d'intercomparaison des mesures effectuées avec le nouveau banc mis en place et celles effectuées avec le banc CISTEME (*Figure 19*). Cette étude permettra de quantifier les améliorations apportées en terme de répétabilité et de précision de mesures. Ces résultats seront également comparés avec ceux obtenus en utilisant un banc TDS-THz qui est adapté pour des mesures à des fréquences plus élevées et sur des bandes passantes plus larges.

## III.2. Présentation du banc de mesure en espace libre

Le banc de mesure a été mis en place dans les locaux du centre de transfert CISTEME (*Figure 99*). Il est utilisé afin de mesurer dans une configuration en espace libre les paramètres S (en transmission et en réflexion) des matériaux en bande millimétrique, en particulier en bande W (75 GHz - 110GHz). Ce banc est composé de deux antennes à réflecteurs en offset (en émission et en réception) dont les sources primaires sont des cornets corrugués. Un analyseur de réseaux vectoriel équipé d'extensions millimétriques est utilisé pour effectuer les mesures. Il est connecté au banc par des câbles coaxiaux et des adaptateurs de guide d'ondes rectangulaires à circulaires. Enfin, un ordinateur équipé d'un logiciel d'acquisition est mis en place pour traiter les signaux mesurés.



*Figure 99 : Photographie du banc compact en espace libre pour la caractérisation hautes fréquences des matériaux (bande W)*

### III.3. Présentation des différentes étapes nécessaires pour les mesures des propriétés des matériaux

La mise en place du banc exige une procédure particulière pour la réalisation des mesures de caractérisation des matériaux. Les étapes sont les suivantes :

- L'alignement du banc : s'assurer que les différents éléments sont bien alignés par rapport aux différents axes de façon que le faisceau électromagnétique soit bien collimaté.
- L'étalonnage TRL : lorsqu'on effectue une mesure des paramètres S à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel celle-ci n'est pas généralement effectuée directement dans les plans du matériau à caractériser.
- La mesure des paramètres S : ces paramètres seront ensuite moyennés et puis filtrés afin qu'on puisse leur appliquer les algorithmes d'extraction des constantes des matériaux (algorithme de NRW, approche de Boughriet...).

Ces trois étapes seront expliquées en détails dans les prochains paragraphes.

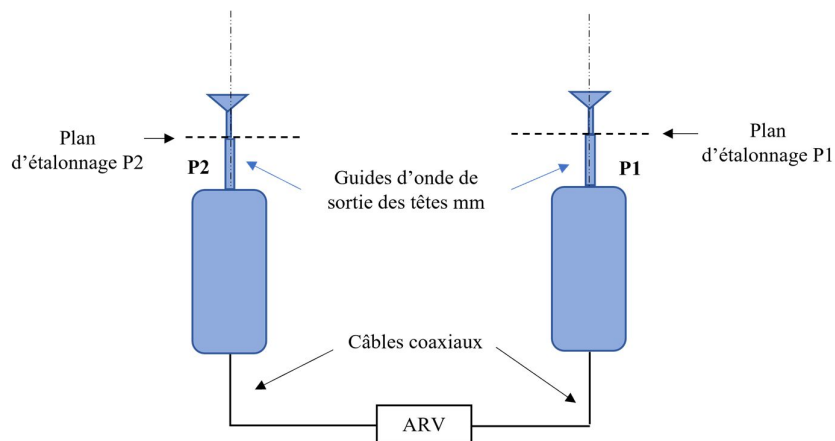
### III.3.1. Alignement du banc de mesure

L'une des principales difficultés de la mise en place de ce banc, est liée à l'alignement des différents éléments (antennes, réflecteurs) pour transmettre le maximum de la puissance émise de la partie émission vers la partie réception. Comme le montre la **Figure 99**, la source primaire et la tête millimétrique du côté émission sont fixes sur un positionneur permettant une translation d'un pas de 1 millimètre suivant l'axe X. De plus, les réflecteurs de chaque côté (émission et réception) sont montés sur de platines permettant des translations XYZ avec un pas de 1 micron et la rotation par rapport à l'axe X.

Pour ceci, il faut tout d'abord commencer par appliquer un étalonnage au niveau des sorties des guides d'ondes des têtes millimétriques. Cet étalonnage nous aidera uniquement à vérifier l'alignement effectué. L'étalonnage nécessaire aux mesures des paramètres S des matériaux sera appliqué au niveau des plans de l'échantillon une fois l'alignement réalisé.

#### III.3.1.1. Etalonnage au niveau des guides d'onde de sortie des têtes mm

La **Figure 100** et la **Figure 101** montrent les plans au niveau duquel on applique l'étalonnage. Il s'agit d'un étalonnage de type TML classique (Thru – Matched– Line).



**Figure 100 : Schéma des parties émission/ réception du banc et les plans de référence pour l'étalonnage nécessaire pour l'alignement**



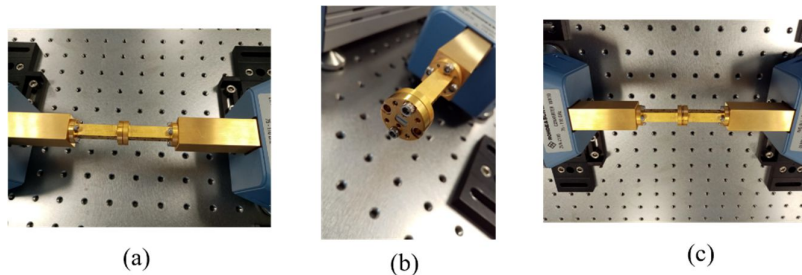


**Figure 101 : Photographie des parties émission/ réception du banc et niveau des plans de référence pour l'étalonnage nécessaire pour l'alignement**

La mesure des paramètres S des standards du kit de calibration Keysight W11644A WR-10, va déterminer les erreurs systématiques de mesure. En effet, la procédure d'étalonnage permet de connaître précisément les valeurs de ces erreurs. Par conséquent, les plans de référence seront ramenés au niveau des guides d'onde de sortie des têtes millimétriques (mm). L'alignement des différents éléments du banc (antennes, réflecteurs) sera donc effectué directement en tenant compte des erreurs liées aux têtes mm et aux câbles coaxiaux (le câblage pour l'ARV).

Un tel type d'étalonnage s'appuie sur la mesure des trois standards suivants :

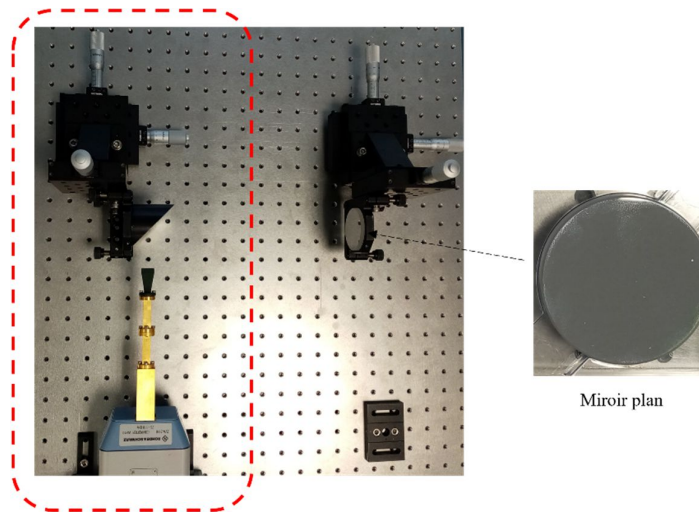
- Le standard Thru : correspond à une connexion directe des deux plans de mesure, et équivalent à une ligne de longueur nulle (**Figure 102 (a)**).
- Le standard Matched : correspond à une charge adaptée qui est mesurée au niveau des deux plans de référence (**Figure 102 (b)**).
- Le standard Line : correspond à une connexion des deux plans de mesure, et équivalent à une ligne de longueur non nulle (**Figure 102 (c)**).



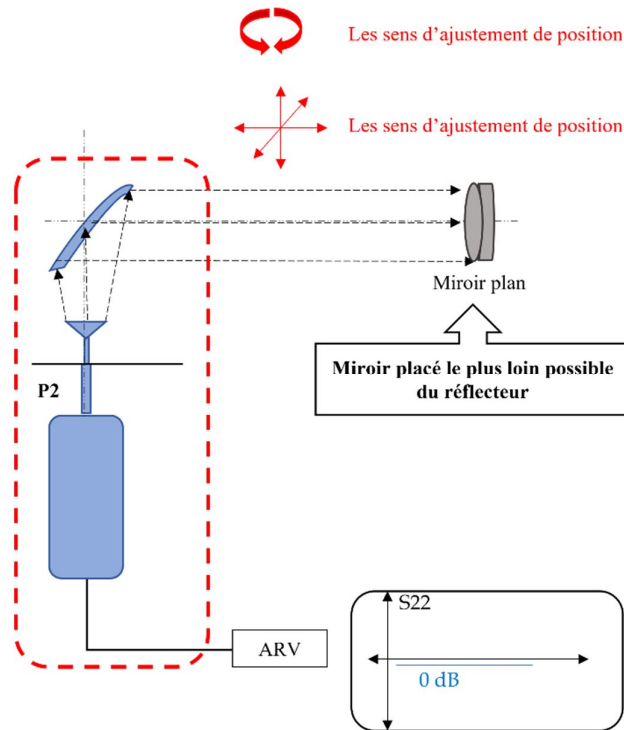
**Figure 102 : Les standards de l'étalonnage TRL appliqués au niveau des guides d'onde de sortie des têtes mm**

### III.3.1.2. Alignement de la partie émission

Une fois l'étalonnage appliqué au niveau des sorties des guides d'onde des têtes millimétriques, on connecte le premier cornet corrugué (la source primaire) au niveau de la deuxième tête millimétrique et le réflecteur est mis en place en respectant la distance focale qui le sépare avec sa source primaire. En face de ce réflecteur et à une distance la plus lointaine possible sur la table optique, on place un miroir plan (*Figure 103*). Ce dernier sert à réfléchir le champ rayonné par l'ensemble antenne et réflecteur. Ceci permet donc d'ajuster en translation et en rotation la position du réflecteur en vérifiant si la réflexion est maximale ( $S_{22} = 0$  dB) (*Figure 104*).

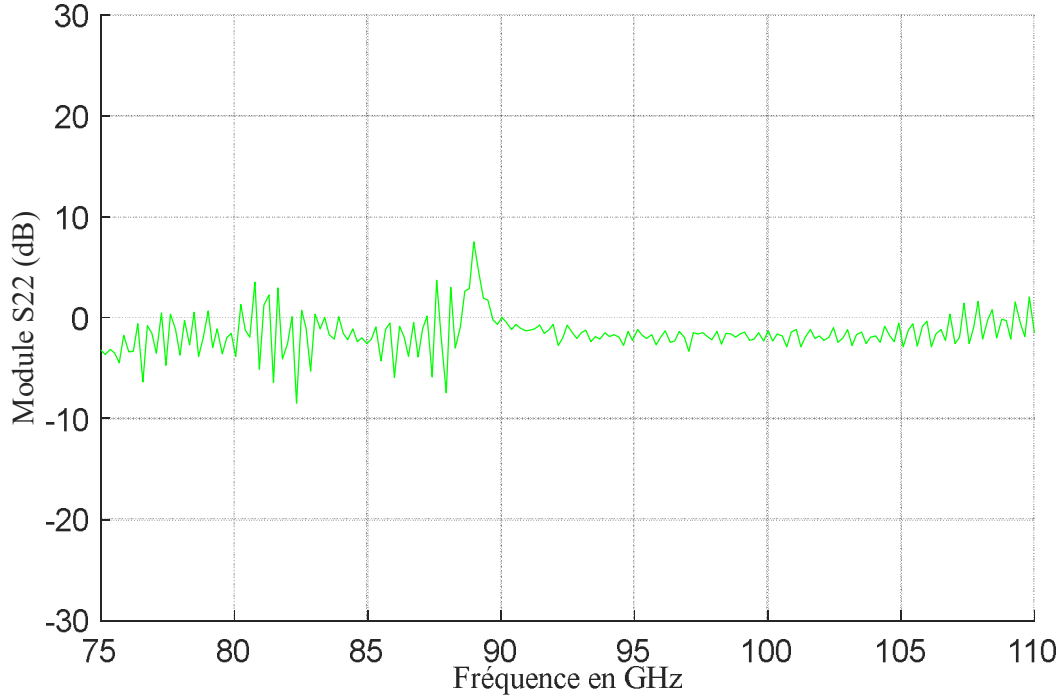


*Figure 103 : Photographie de l'alignement de la partie émission du banc*



**Figure 104 : Schéma du principe d'alignement du premier réflecteur par rapport à son antenne : maximiser la puissance émise par l'antenne à réflecteur**

La **Figure 105** représente la réflexion de la puissance émise par l'antenne à réflecteur en amplitude (dB) sur toute la bande W (75 GHz – 110 GHz) en mesurant le coefficient  $S_{22}$ . Plusieurs ajustements (XYZ et rotation) ont été réalisés afin d'avoir le meilleur alignement et donc le maximum de puissance réfléchi. On peut préciser que pour le résultat en module (dB), l'objectif est d'atteindre le niveau 0 dB (le cas idéal). Cependant, on observe un pic à la fréquence 87.5 GHz avec un module important et on remarque que, pour la partie inférieure à 92.5 GHz, la mesure se dégrade. Cette perturbation peut être due à une fluctuation de la puissance émise par l'analyseur des réseaux. Pour les mesures des échantillons, ce problème sera résolu en appliquant l'étalonnage TRL au niveau des plans des échantillons sous test (paragraphe **III.3.2**).



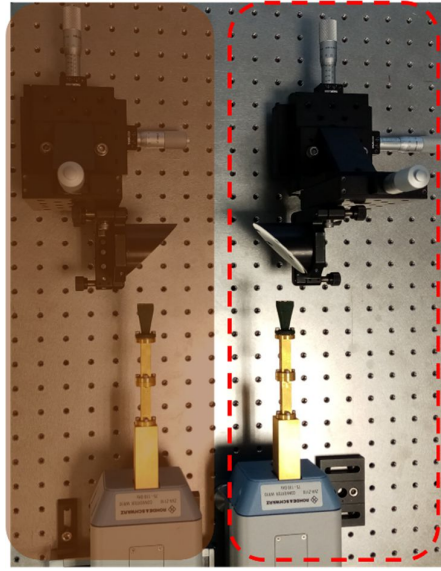
**Figure 105 : Mesure de la réflexion de la puissance émise par l'antenne à réflecteur (antenne d'émission) suite à l'alignement**

### III.3.1.3. Alignement de la partie réception

Une fois l'alignement de la partie émission du banc effectué, la position de celle-ci sera maintenue lors de l'alignement de la partie réception du banc (**Figure 106**). En enlevant le miroir plan et en rajoutant la deuxième antenne à réflecteur, des ajustements de translation suivant les axes (XYZ) ainsi que des ajustements de rotation sont appliqués à la source primaire et le réflecteur qui lui est associé.

A l'aide de l'analyseur des réseaux vectoriel (ARV), il est possible de :

- Mesurer les paramètres de réflexions ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) et vérifier à chaque fois que leur courbes sont bien superposées, ce qui correspond à un rapport linéaire  $\frac{S_{11}}{S_{22}}$  qui est unitaire (**Figure 107**). Ceci permettra de justifier la symétrie entre les parties émission et réception du banc mis en place.
- Mesurer le paramètre de transmission  $S_{21}$  et vérifier que la transmission d'énergie est maximale (0 dB) entre la partie émission et la partie réception (**Figure 107**).



Partie Fixe

Figure 106 : Photographie de l'alignement de la partie réception du banc

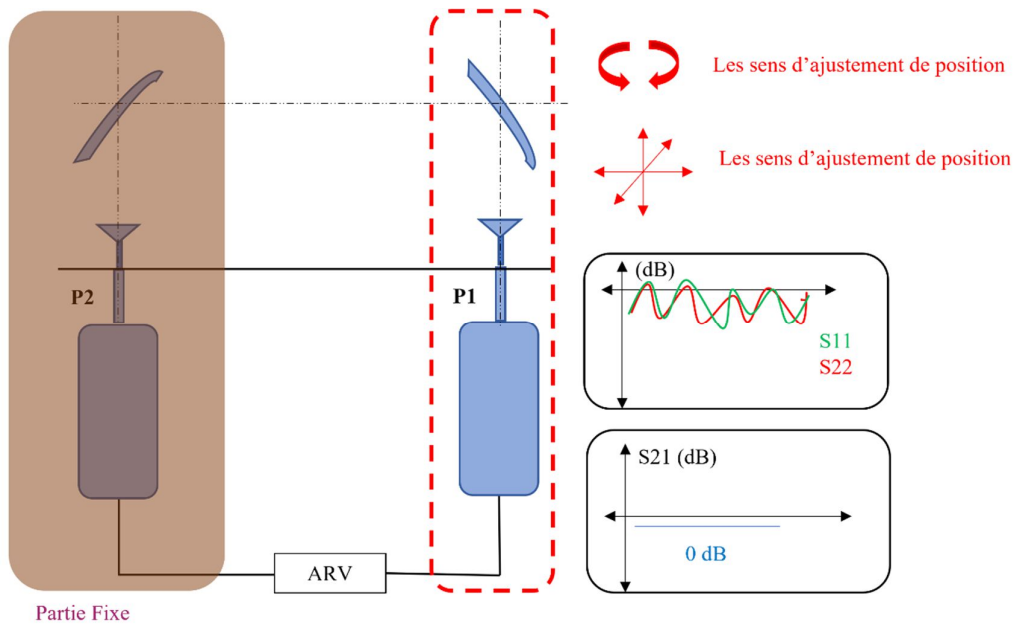
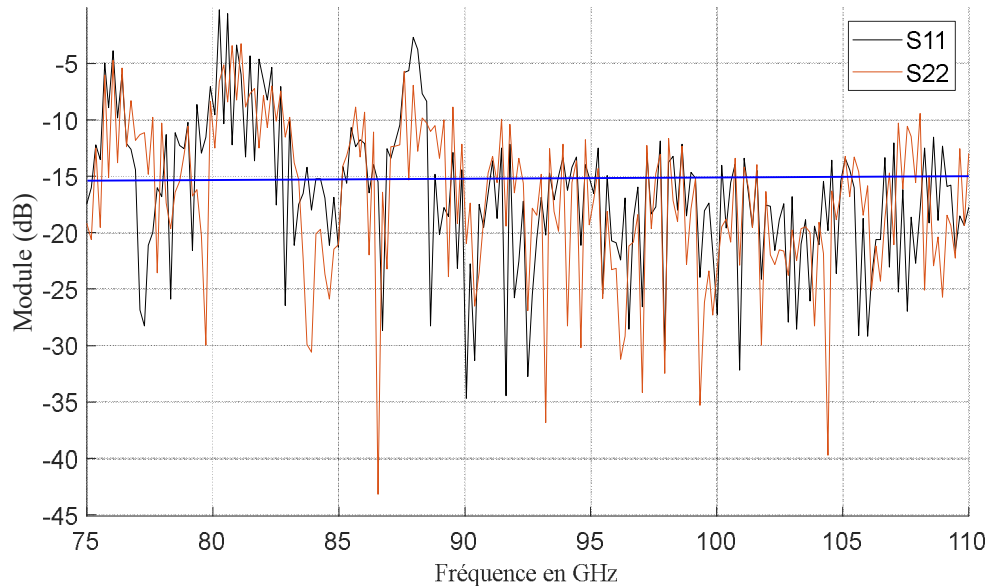


Figure 107 : Schéma du principe d'alignement de la partie réception du banc : maximiser la puissance émise entre les deux antennes à réflecteur et mesurer une adaptation quasi similaire au Port 1 et au Port 2

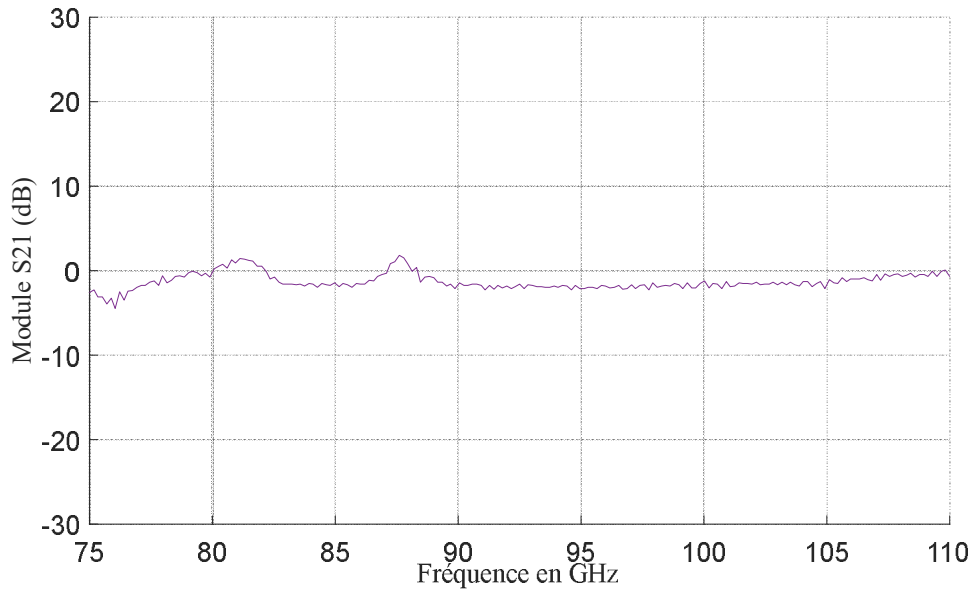
La mesure des paramètres en réflexion ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) en dB est présentée sur la **Figure 108**. On peut remarquer que les deux courbes sont proches pour un niveau moyen de  $-15$  dB sur toute la bande de fréquences de mesure. Ceci permettra de justifier la symétrie entre les parties émission et réception du banc mis en place. La différence entre les deux courbes peut être due en partie à la sensibilité différente des détecteurs des port 1 et 2.



**Figure 108 : Mesure des coefficients de réflexion au niveau du Port 1 et du Port 2**

Le résultat de la mesure en transmission  $S_{21}$  est ensuite représenté sur la **Figure 109**. Nous notons un niveau assez proche de 0 dB. Cependant, le pic à la fréquence 87.5 GHz est toujours présent mais avec un module beaucoup moins important qu'auparavant. L'ondulation de la réponse est lié aux perturbations de l'environnement extérieur du banc ainsi que les réflexions multiples entre les composants du banc (réflecteurs, antennes). Leurs effets parasites sur les mesures ne sont pas supprimés et restent alors visibles puisque les plans de références sont fixés au niveau des guides d'onde de sortie des têtes millimétriques (plans de l'étalonnage appliqué).

Comme déjà évoqué dans la partie précédente, lors de la mesure des échantillons, les perturbations seront éliminées en appliquant l'étalonnage TRL (étalonnage appliqué au niveau des plans des échantillons sous test) (paragraphe **III.3.2**).

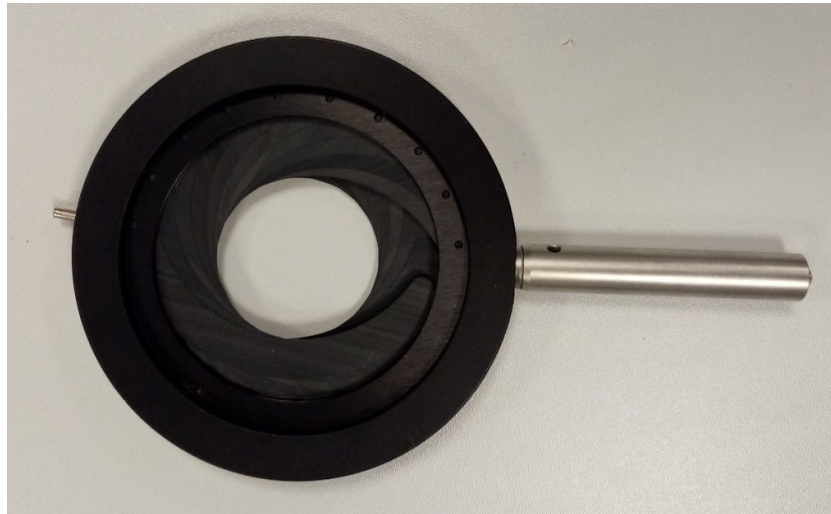


**Figure 109 : Mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  entre le Port 1 et le Port 2 suite à l'alignement complet du banc de mesure**

Nous allons nous intéresser dans la suite au dimensionnement de la tâche rayonnée par l'antenne à réflecteur pour pouvoir par la suite choisir les dimensions du porte échantillon nécessaire à la caractérisation des échantillons.

#### **III.3.1.4. Dimensionnement de la tâche maximale rayonnée par l'antenne à réflecteur**

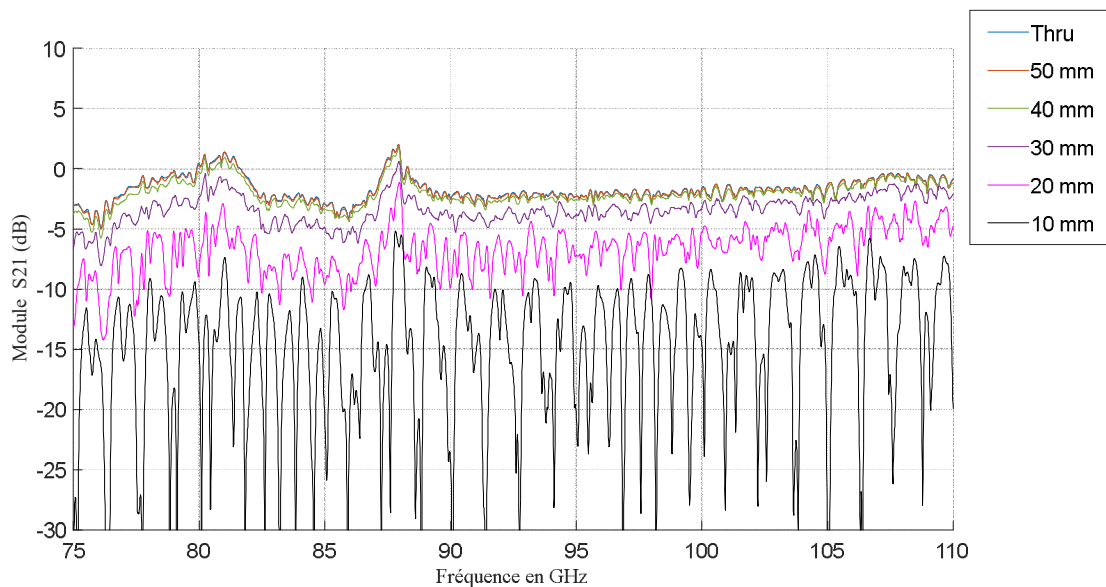
Un iris de rayon variable est placé entre les deux antennes à réflecteurs au niveau de la table optique (**Figure 110**). Ceci a pour but de faire varier plusieurs fois le diamètre de l'iris et mesurer donc à chaque fois la puissance transmise  $S_{21}$ . En se basant sur ces mesures, un porte échantillon sera réalisé en utilisant l'impression 3D. En effet, le champ rayonné doit être transmis entre les deux antennes, via le porte échantillon, tout en évitant les effets des bords. De ce fait, le diamètre du trou du porte échantillon doit être, à minima, égal au diamètre du faisceau rayonné.



**Figure 110 : Photographie de l'iris variable utilisé**

Comme le montre la **Figure 111**, des mesures du paramètre de transmission  $S_{21}$  sont présentées pour des diamètres différents de l'iris : 50 mm (correspond au diamètre de l'ouverture rayonnante des réflecteurs), 40 mm, 30 mm, 20 mm et 10 mm. De plus, la mesure « Thru » sans porte échantillon sert comme mesure de référence pour laquelle la puissance transmise est maximale.

Ainsi, en comparant la mesure de référence avec les mesures du paramètre «  $S_{21}$  » à travers l'iris et cela pour des ouvertures différentes, on s'aperçoit que lorsque le diamètre de l'iris est inférieur à 50 mm, la puissance transmise commence à diminuer. Ainsi, pour minimiser les effets de bord, nous choisissons un porte échantillon avec un trou de diamètre largement plus grand (70 mm).

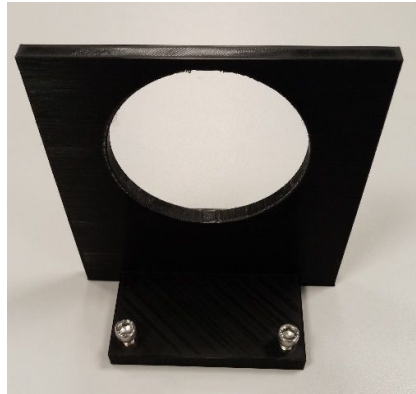


**Figure 111 : Mesures des coefficients de transmission pour différentes dimensions d'iris**



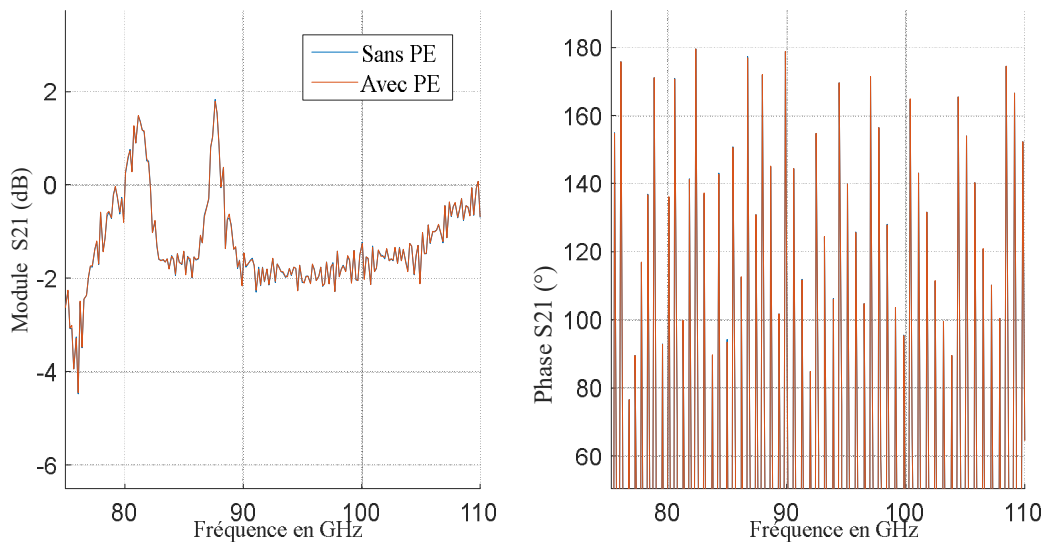
### III.3.1.5. Influence du Porte échantillon sur le rayonnement des antennes à réflecteurs

Suite à l'étude précédente, un porte échantillon a été préparé avec un diamètre de trou égale à 70 mm (*Figure 112*). Ce diamètre est choisi largement plus grand que la taille du faisceau rayonné par les antennes (50 mm) de façon à minimiser les effets de bord.

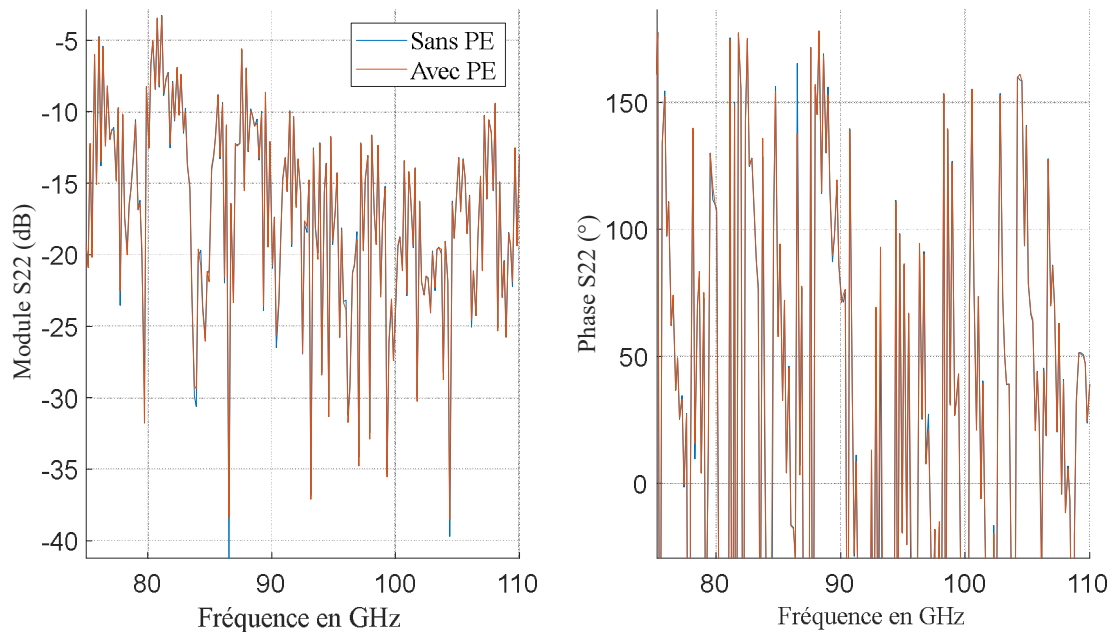


*Figure 112 : Photographie du porte échantillon essentiel pour plaquer l'échantillon à caractériser*

Pour confirmer que l'influence du porte échantillon sur les mesures est négligeable, voire très négligeable, des mesures des coefficients de transmission et de réflexion ont été effectuées en plaçant le porte échantillon entre les deux antennes, dans l'espace de mesure. Ces mesures sont présentées sur la *Figure 113* (paramètres  $S_{21}$ ) et sur la *Figure 114* (paramètres  $S_{22}$ ). En effet, les courbes fréquentielles des modules et des phases, en transmission et en réflexion, « Avec PE » et « Sans PE », sont parfaitement superposées.



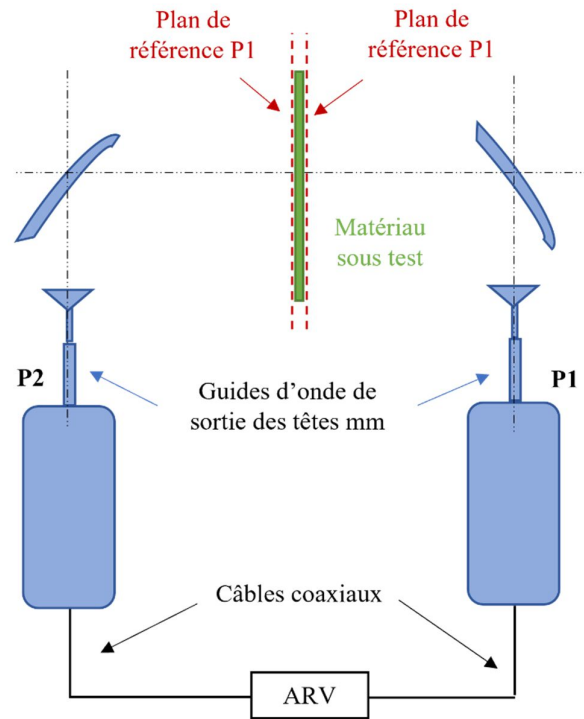
*Figure 113 : Mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  (en module et en phase) suite à la mise en place du porte échantillon*



**Figure 114 : Mesure du coefficient de réflexion  $S_{22}$  (en module et en phase) suite à la mise en place du porte échantillon**

### **III.3.2. Application de l'étalonnage TRL au niveau du porte échantillon**

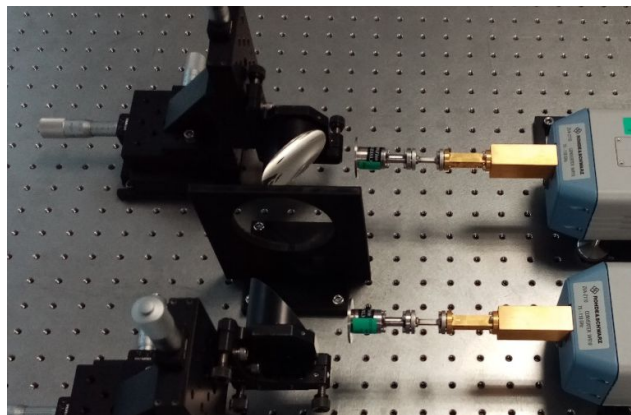
Dans le cas de ce banc en espace libre, une fois aligné, il est impératif d'appliquer un étalonnage avant de réaliser les mesures pour la caractérisation des matériaux. En d'autres termes, il est nécessaire de déplacer les plans de références de phase au niveau de l'échantillon à caractériser (**Figure 115**).



**Figure 115 : Les plans de référence de calibration au niveau des accès du matériau à caractériser**

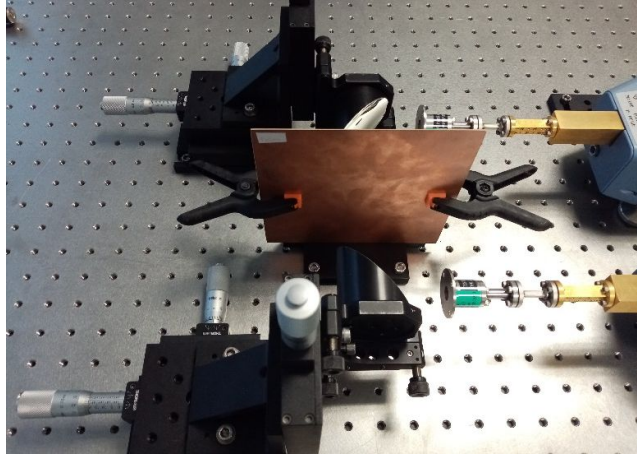
Le calibrage appliqué est de type TRL (Thru Reflect Line) en espace libre. En effet, trois standards sont donc nécessaires :

- Le standard Thru : la mesure est réalisée par une connexion directe entre les antennes, sans échantillon, comme présenté sur la **Figure 116**.



**Figure 116 : Mesure du standard Thru (épaisseur du matériau nulle) pour l'étalonnage TRL appliqué en espace libre**

- Le standard Reflect : il est réalisé à l'aide d'une plaque métallique d'épaisseur 840 microns (**Figure 117**).



**Figure 117 : Mesure du standard REFLECT (plaque métallique d'épaisseur 840 microns) pour l'étalonnage TRL appliqué en espace libre**

- Le standard Line : il s'agit d'un écartement de l'une des deux antennes d'une distance modélisant une ligne de longueur  $\frac{\lambda}{4}$  au milieu de la bande de fréquence étudiée. En espace libre, ceci est équivalent à une lame d'air.

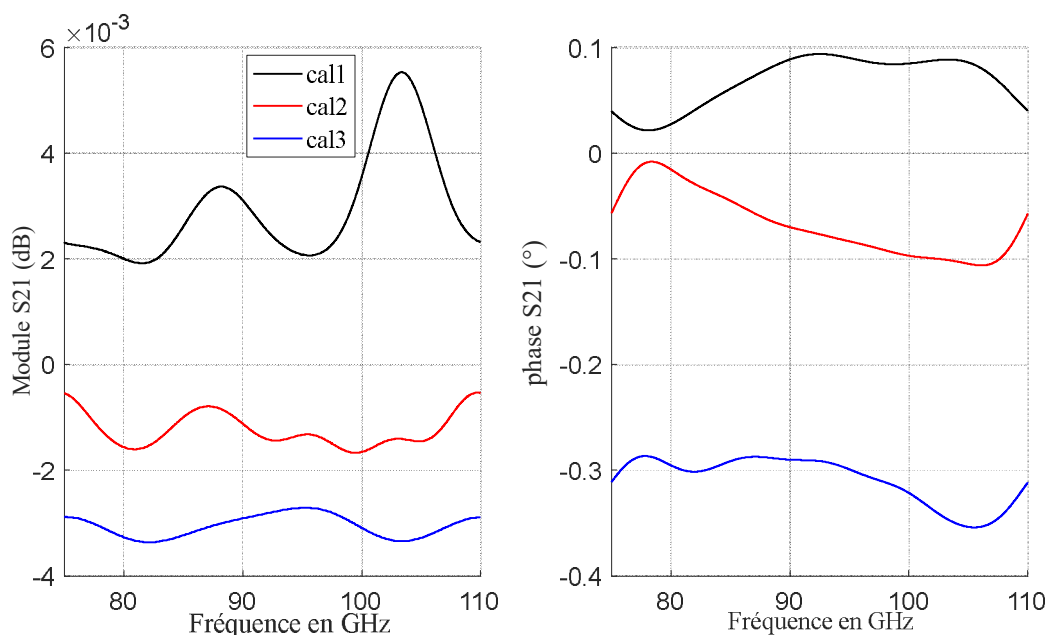
Même après étalonnage, il arrive que la mesure ne soit pas parfaite et le résultat ne soit donc pas précis. Les sources principales des erreurs pouvant intervenir semblent être les suivantes :

- L'imperfection de l'alignement effectué pour l'ensemble des éléments du banc de mesure.
- L'imperfection des standards d'étalonnage : Pour le standard 'Line, le paramètre principal agissant sur la procédure d'étalonnage est sa longueur. Le standard 'Reflect' peut être également une source d'erreur si sa valeur présentée à chacun des deux plans de mesure n'est pas parfaitement la même.

Si l'on veut tenir compte de l'importance de l'étalonnage, une estimation de l'erreur de mesure commise sur les paramètres mesurés pour les matériaux plans peut être effectuée en étudiant la reproductibilité des mesures réalisées. Afin de visualiser la qualité de l'étalonnage appliqué, il est nécessaire de mesurer la transmission après l'application de plusieurs étalonnages au niveau des plans de mesure. Il est à préciser qu'avant de procéder à un autre étalonnage, le banc est à chaque fois démonté (démontage d'antennes) puis remonté et aligné de nouveau.

Les résultats en transmission ( $S_{21}$ ) obtenus pour différents étalonnages sont présentés sur la **Figure 118**. Ainsi, pour les résultats en module, les courbes pour les différents étalonnages montrent une variation en dB de l'ordre du millième. En ce qui concerne les phases, le niveau de variation est inférieur à 0.3 degrés. Un tel déphasage peut être modélisé à l'aide d'une distance physique, la longueur que doit parcourir l'onde EM en espace libre pour avoir ce déphasage. Dans le cas de notre banc, le

déphasage noté (0.3 degrés) correspond à une distance de 2.7 microns, qui est liée à la précision de déplacement des positionneurs de précision mis en place (1 microns). Ces valeurs confirment donc la stabilité du banc et sa fonctionnalité sur toute la bande de fréquence en question (75 GHz - 110 GHz).



**Figure 118 : Mesure en transmission  $S_{21}$  (en module et en phase) après plusieurs étalonnages successifs ( $Line = \frac{\lambda}{4}$  et Reflect = 840 microns)**

Nous pouvons maintenant réaliser les mesures de différents échantillons dans la bande W et évaluer les résultats.

### III.3.3. Mesures des paramètres S des matériaux et filtrage temporel

Suite à l'étalonnage effectué, les mesures des paramètres S peuvent être réalisées et seront ensuite utilisées pour la détermination de la permittivité complexe  $\epsilon^*$  d'un échantillon quelconque. Comme expliqué auparavant, l'incertitude des résultats obtenus est liée à la qualité de la mesure, qui dépend notamment du positionnement de l'échantillon à caractériser, ainsi que à la sensibilité des algorithmes de calculs appliqués.

Les algorithmes d'extraction considèrent une incidence normale de l'onde électromagnétique au niveau de l'échantillon. Par conséquent, si ce dernier n'est pas parfaitement plan ou est mal positionné, il n'y a plus de correspondance avec le principe de calcul utilisé par les algorithmes d'extraction des propriétés des matériaux. En effet, les erreurs surviennent lorsqu'une partie de l'onde est réfléchié suivant différentes directions au lieu d'être transmise et reçue sur un chemin direct entre les deux antennes. Ceci arrive, par exemple, dans le cas d'un échantillon ayant des courbures. Pour

ceci, avant d'effectuer la mesure d'un matériau, on le plaque au niveau du porte échantillon en utilisant des pinces (*Figure 119*).



*Figure 119 : Mise en place de la mesure des paramètres S d'un échantillon*

De plus, et de manière à compenser les erreurs de mesure, une moyenne des paramètres « S » (réflexion/ transmission) est généralement réalisée [5]. Cette moyenne est surtout utile pour les paramètres en réflexion pour minimiser les erreurs de positionnement (*Figure 120*). En effet, pour le cas idéal, on a donc  $S_{11} = S_{22}$ . Dans le cas d'une erreur de positionnement, un décalage  $d$  va engendrer un déphasage :

$$S'_{11} = S_{11} e^{-2\gamma d} \quad (36)$$

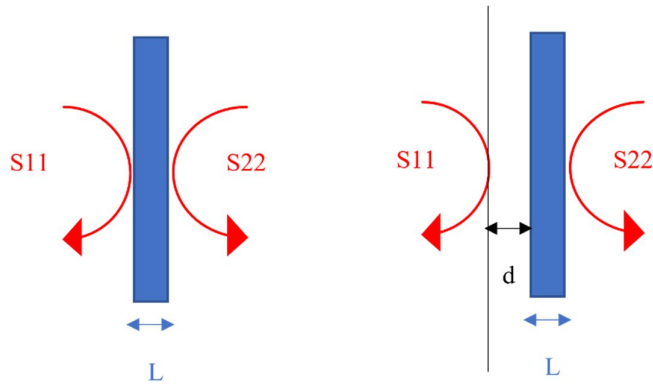
$$S'_{22} = S_{22} e^{2\gamma d} \quad (37)$$

Donc

$$S'_{11} \neq S'_{22}$$

Ainsi

$$\text{moy}(S'_{11}, S'_{22}) = \text{moy}(S_{11}, S_{22}) = S_{11} = S_{22}$$



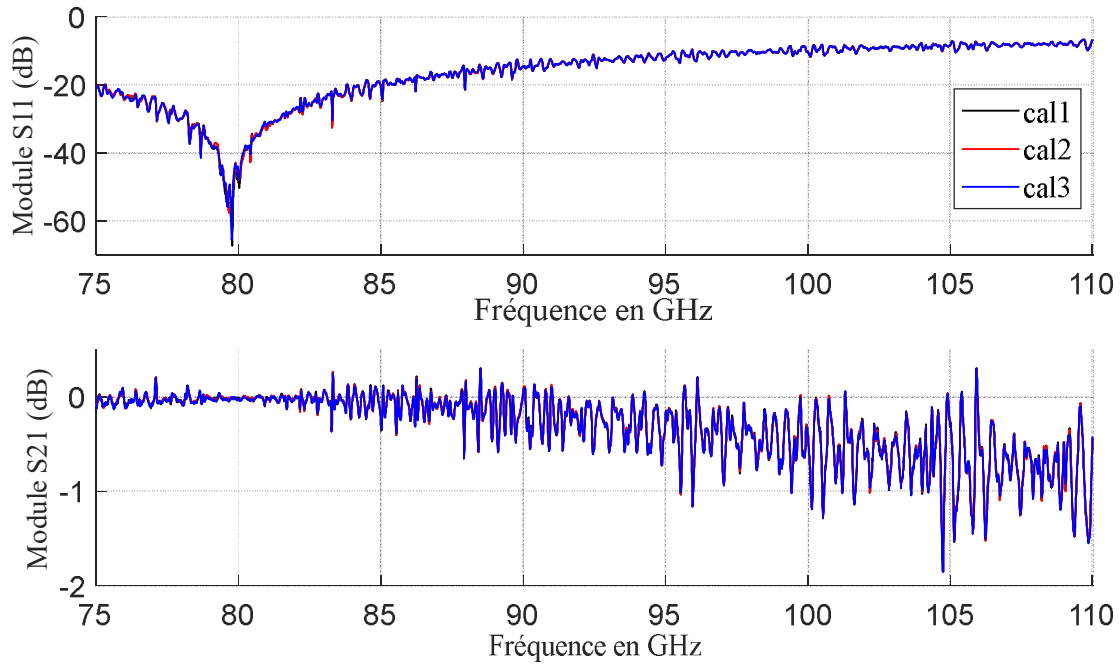
**Figure 120 : Erreur de positionnement de l'échantillon sous test**

Les résultats de paramètres S qui seront présentés dans la suite du chapitre, sont donc moyennés afin d'améliorer les calculs de la permittivité complexe  $\epsilon^*$ .

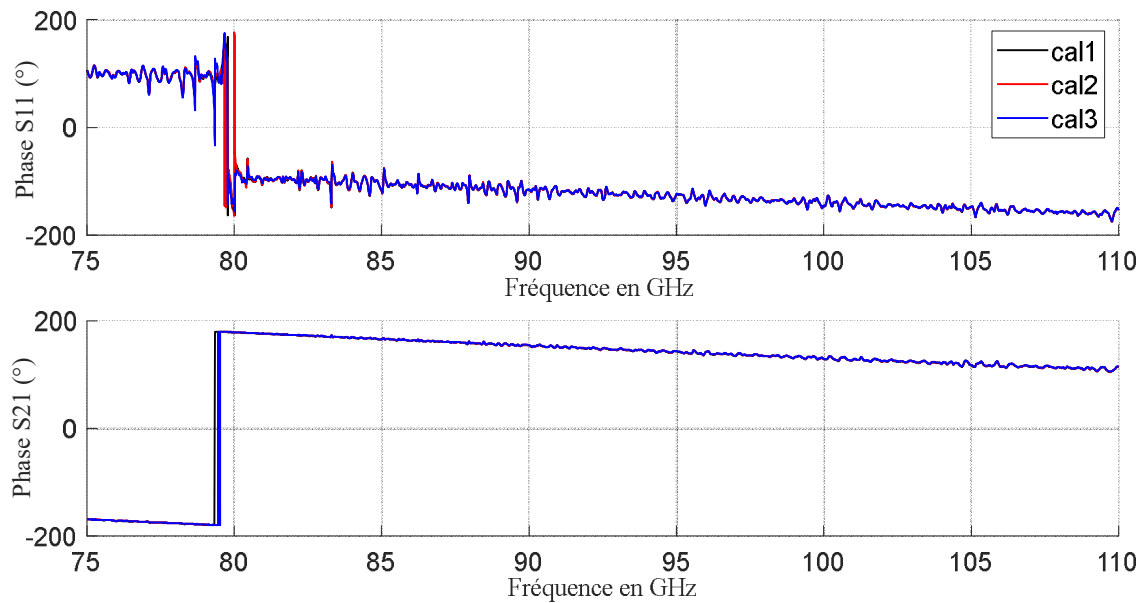
### III.3.3.1. Mesure d'un échantillon de type Plexiglass

Le premier échantillon à caractériser est une plaque de plexiglass d'épaisseur 1.2 mm. Les résultats présentés concernent trois mesures successives effectuées dans la bande W (75 GHz – 110 GHz). Ces trois mesures ont été réalisées avec un recalibrage à chaque fois. On précise qu'entre les étalonnages, le banc a été démonté (démontage des antennes) puis remonté pour être recalibré. Nous pourrions donc étudier de nouveau la reproductibilité des mesures du banc en comparant les trois mesures.

Les résultats moyennés des paramètres S obtenus en réflexion et en transmission (en module et en phase) sont présentés sur les **Figure 121** et **Figure 122** (courbes de différentes couleurs correspondants aux différentes mesures). On constate que les trois courbes sont relativement bruitées, ce qui correspond aux trajets multiples qui n'ont pas encore été supprimés suite à l'étalonnage. C'est à ce stade que doit intervenir le filtrage temporel ou « gating » (sous chapitre **I.4.4**). En appliquant ce procédé sur le signal temporel issue des courbes fréquentielles, seul le signal utile, lié uniquement à la réponse de l'échantillon, est conservé. Une fois le filtrage appliqué dans le domaine temporel, une Transformée de Fourier (TF) permet alors de revenir dans le domaine fréquentiel et d'obtenir la réponse due seulement au trajet direct (la réponse du matériau seul) comme le montrent les résultats des paramètres S filtrés (**Figure 123** et **Figure 124**).



**Figure 121 : Mesures brutes des paramètres  $S$  (en module) du Plexiglass**

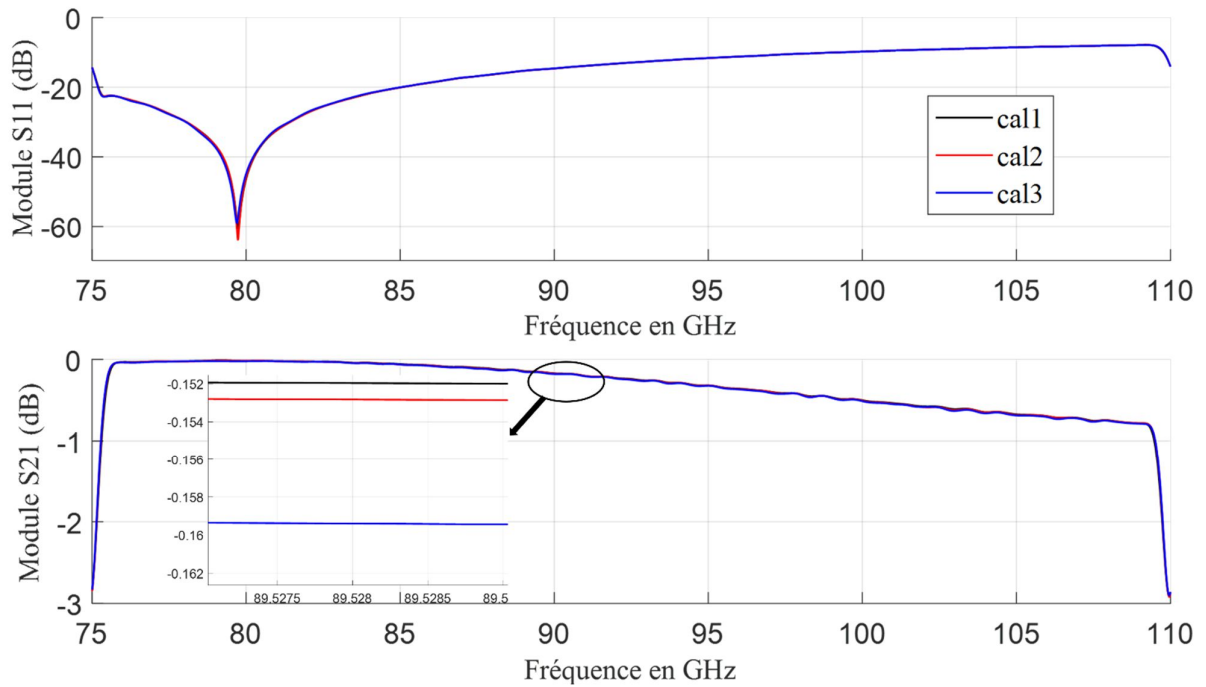


**Figure 122 : Mesures brutes des paramètres  $S$  (en phase) du Plexiglass**

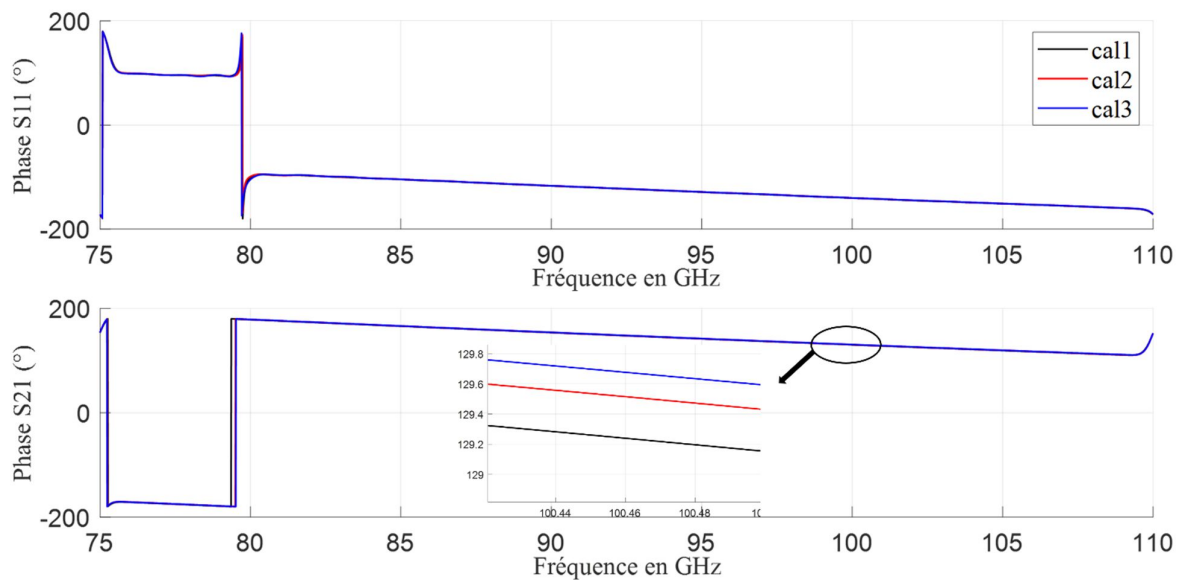
La **Figure 123** représente donc les paramètres  $S_{11}$  (en réflexion) et  $S_{21}$  (en transmission) en module exprimés en dB et la **Figure 124** représente les résultats en réflexion et en transmission en phase exprimés en degrés. Les écarts obtenus entre les modules des différentes mesures sont inférieurs au millième (0.005 dB). En ce qui concerne les phases, les écarts sont inférieurs à 0.3 degrés. La reproductibilité des mesures reste bien inférieure aux erreurs de mesure estimées.



De plus, si l'on regarde les courbes du paramètre  $S_{11}$  en module (dB), on peut discerner une résonance vers la fréquence 80 GHz. Ceci engendre une diminution du module du paramètre  $S_{11}$  confirmant l'hypothèse des résonances d'épaisseur (sous-chapitre II.5.3.1) (*Figure 123*).



*Figure 123 : Mesures filtrées des paramètres  $S$  (en module) du Plexiglass*



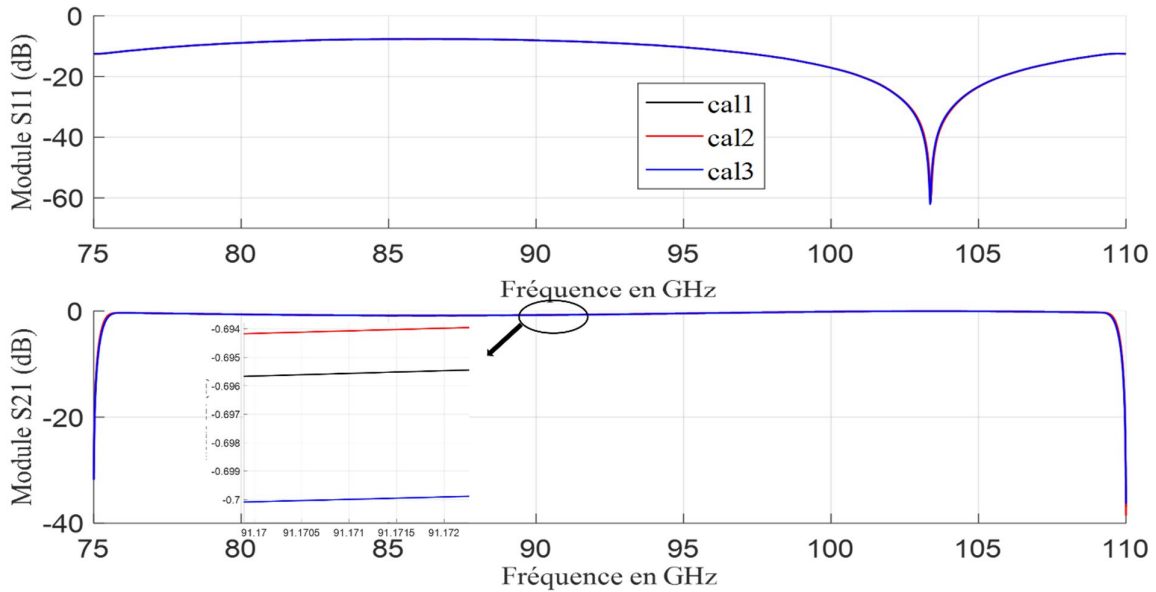
*Figure 124 : Mesures filtrées des paramètres  $S$  (en phase) du Plexiglass*

### III.3.3.2. Mesure d'un échantillon de type Polyéthylène

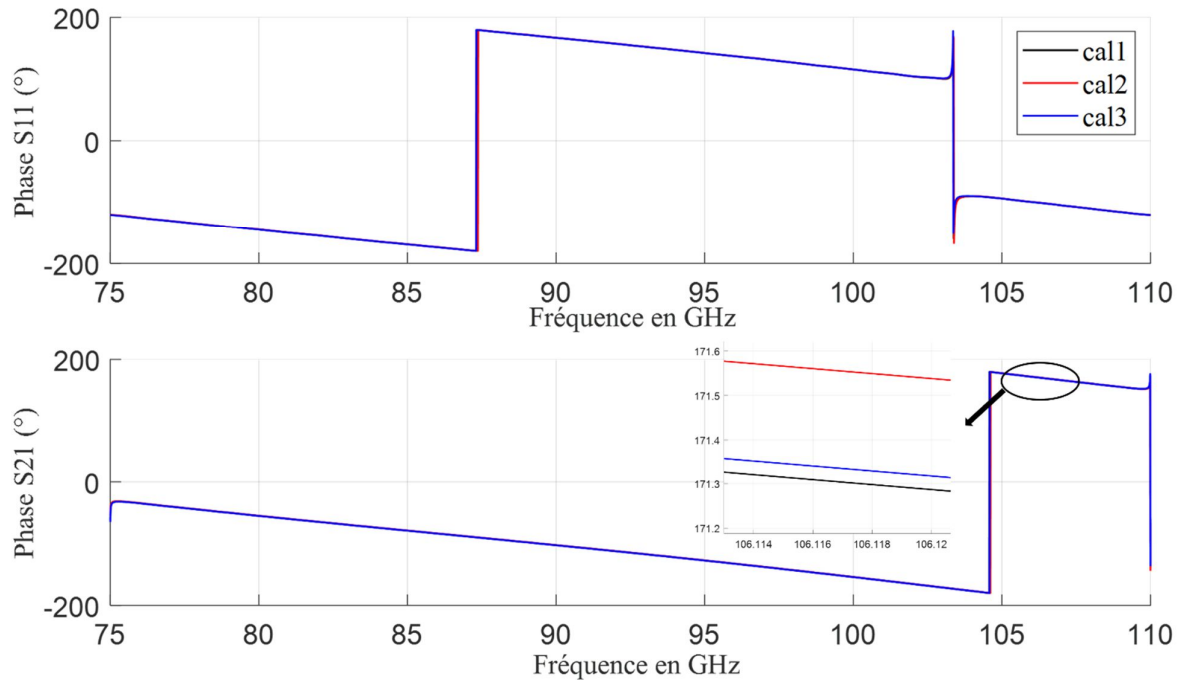
Le second matériau étudié est une plaque de Polyéthylène d'épaisseur 2.75 mm. Ce matériau a été mesuré de la même façon que la plaque de Plexiglass.

Les courbes des paramètres S moyennés et filtrés sont tracées sur la *Figure 125* et la *Figure 126*. Pour les modules en dB, on retrouve également un écart de l'ordre du millième (0.0036 dB), ceux pour les phases restent inférieurs à 0.02 degrés. On reste donc en-dessous de l'erreur de mesure estimée.

La *Figure 125* montre également l'effet des résonances d'épaisseur (vers 103 GHz).



*Figure 125 : Mesures filtrées des paramètres S (en module) du Polyéthylène*

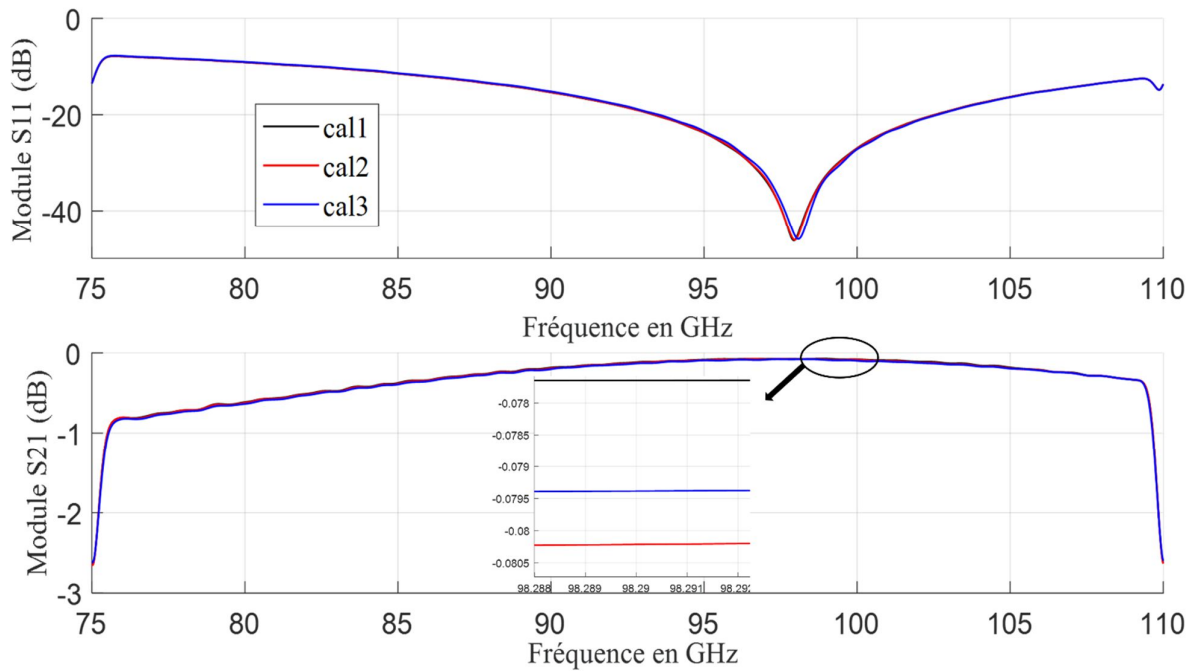


**Figure 126 : Mesures filtrées des paramètres S (en phase) du Polyéthylène**

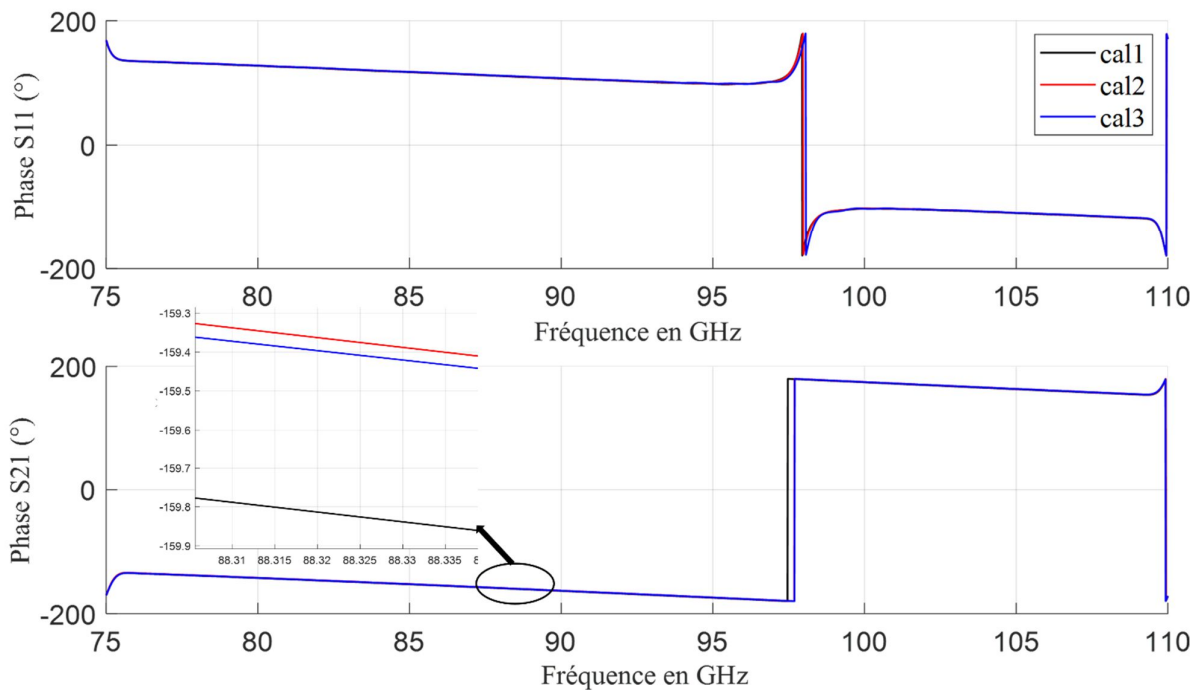
### III.3.3.3. Mesure d'un échantillon de type Rogers 4003C

L'échantillon suivant est un substrat de type Rogers 4003C, qui est un matériau référencé. Il s'agit d'une plaque d'épaisseur 0.82 mm. Les résultats présentés ici sont donc issus de trois mesures suite à un recalibrage du banc à chaque fois. Les paramètres S moyennés et filtrés sont tracés en module et en phase sur la **Figure 127** et la **Figure 128**, respectivement. On constate que les écarts en module entre les différentes mesures sont toujours de l'ordre du millième (0.002 dB). Concernant les écarts en phase, elles sont inférieures à 0.3 degrés. Cela reste donc inférieur à l'erreur de mesure estimée.

On peut remarquer, que dans le cas du Rogers, la fréquence de résonance se décale légèrement d'une mesure à l'autre autour de 98 GHz (**Figure 127**). Ceci est lié sans doute à l'épaisseur de l'échantillon. En effet, il s'agit d'une plaque qui n'est pas parfaitement plane, ce qui crée évidemment quelques imperfections au niveau du plan que l'onde EM incidente traverse. Par conséquent, on constate un décalage au niveau des courbes de mesures.



**Figure 127 : Mesures filtrées des paramètres  $S$  (en module) du Rogers 4003C**



**Figure 128 : Mesures filtrées des paramètres  $S$  (en phase) du substrat de type Rogers 4003C**

Une fois les mesures des paramètres  $S$  réalisées, il est possible de déterminer les propriétés électromagnétiques des échantillons. Ceci sera réalisé en se basant sur des algorithmes de calculs bien connus (NRW classique , Boughriet).

### III.3.4. Extraction des propriétés des matériaux

Le but principal du banc en espace libre focalisé mis en place est de calculer avec précision les propriétés des matériaux : la permittivité complexe  $\varepsilon^*$  et la perméabilité complexe  $\mu^*$  si l'algorithme utilisé le permet.

Différentes techniques de résolution existent dans la littérature [50] [48] [98], la méthode la plus couramment utilisée étant celle basée sur le principe de Nicolson-Ross-Weir (NRW). Cette méthode a l'avantage d'être non itérative.

#### III.3.4.1. Extraction des propriétés des matériaux utilisant l'algorithme NRW [48]

L'algorithme de Nicolson-Ross-Weir (NRW) est la méthode classique utilisée pour calculer les propriétés des matériaux. L'extraction de ces paramètres est basée sur les expressions suivantes (sous chapitre II.5.3.1):

$$\varepsilon_r = \frac{\gamma (1 - R)}{\gamma_0 (1 + R)} \quad (38)$$

$$\mu_r = \frac{\gamma (1 + R)}{\gamma_0 (1 - R)} \quad (39)$$

Avec

$R$  : coefficient de réflexion à l'interface de l'échantillon.

$\gamma$  : constante de propagation dans l'échantillon

$\gamma_0$  : constante de propagation en espace libre

Le coefficient  $R$  et la constante de propagation  $\gamma$  sont obtenus à partir des paramètres « S » mesurés et des équations suivantes :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{R (1 - T^2)}{1 - R^2 T^2} \quad S_{21} = S_{12} = \frac{T (1 - R^2)}{1 - R^2 T^2} \quad \text{avec } T = e^{-\gamma d} \quad (40)$$

où  $d$  est l'épaisseur de l'échantillon.

Pour certaines fréquences et une épaisseur donnée, il est possible d'observer des valeurs du module de  $S_{11}$  très faibles et dans ce cas la détermination des coefficients  $R$  et  $T$  devient très instable. Il s'en suit alors une très forte incertitude sur le calcul des paramètres  $\varepsilon$  et  $\mu$  du matériau.

Ce phénomène s'observe lorsque la condition  $T = \pm 1$  se produit qui se traduit sur les paramètres « S » par :  $S_{11} = S_{22} = 0$  et  $S_{21} = S_{12} = \pm 1$ .

Pour des matériaux à faibles pertes, la condition  $T = \pm 1$  conduit à l'expression suivante :

$$T = e^{-\gamma d} = e^{-(\alpha + \frac{j2\pi}{\lambda})d} \approx e^{-\left(\frac{j2\pi}{\lambda}\right)d} = \pm 1$$

qui est vérifiée lorsque l'épaisseur du matériau correspond à un multiple de la demi-longueur d'onde

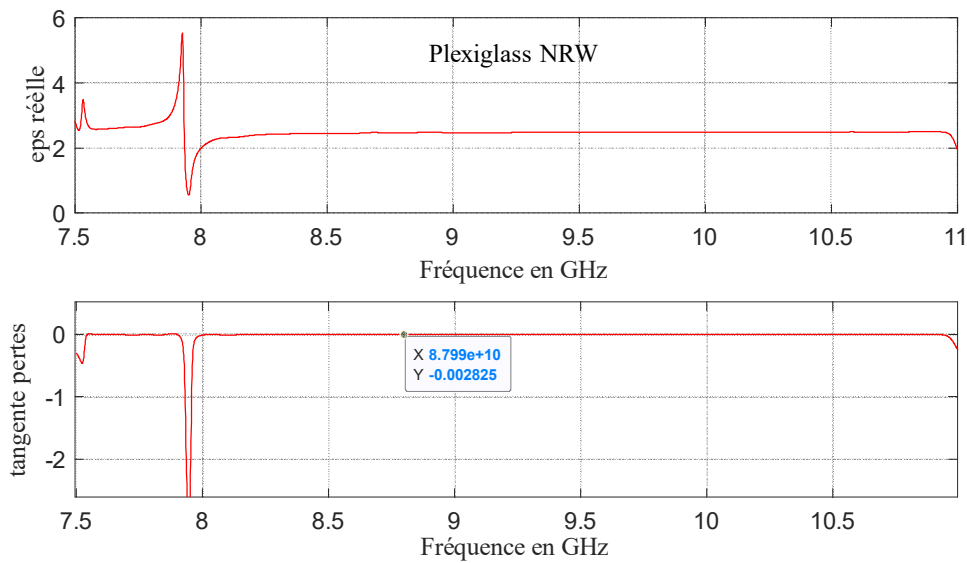
$$d = k \frac{\lambda}{2} \quad (41)$$

C'est ce phénomène qui est appelé résonance d'épaisseur et qui produit de fortes incertitudes sur le calcul de  $\epsilon$  et  $\mu$ . Nous allons par la suite trouver ce problème pour les 3 échantillons choisis,

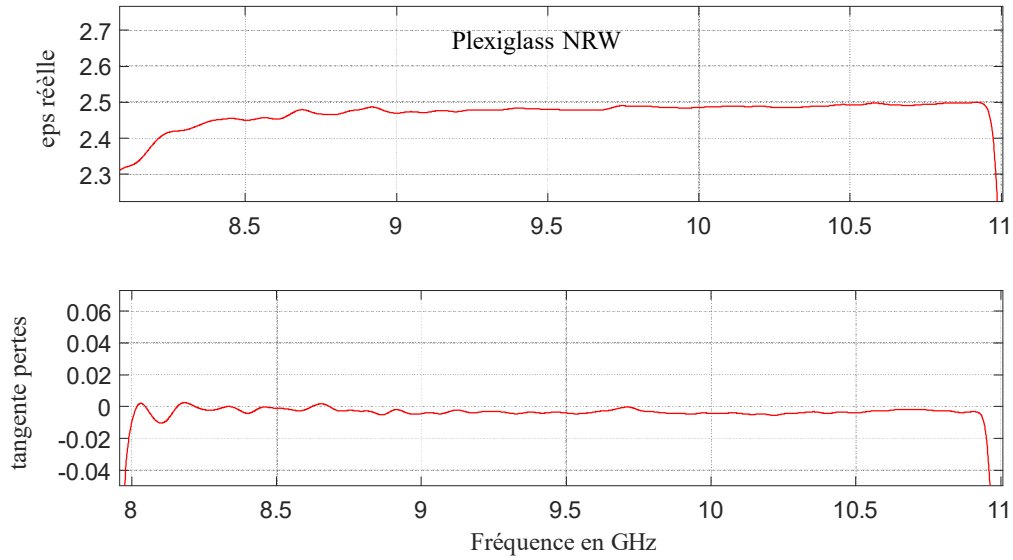
### III.3.4.1.1. Propriétés diélectriques du Plexiglass

Les courbes correspondant à la permittivité  $\epsilon^*$  et la perméabilité  $\mu^*$  extraites en utilisant l'algorithme NRW sont représentées sur les *Figure 129-132*.

On remarque tout d'abord que les calculs de la permittivité et la perméabilité montrent de très grandes variations au niveau des leurs parties réelles et imaginaires autour de la fréquence 79 GHz. Ceci correspond au phénomène de la résonance d'épaisseur décelé lors de l'étude des paramètres S. En raison de ceci, on peut se limiter aux résultats à partir de 85 GHz (*Tableau 7*).



**Figure 129 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Plexiglass (NRW)**



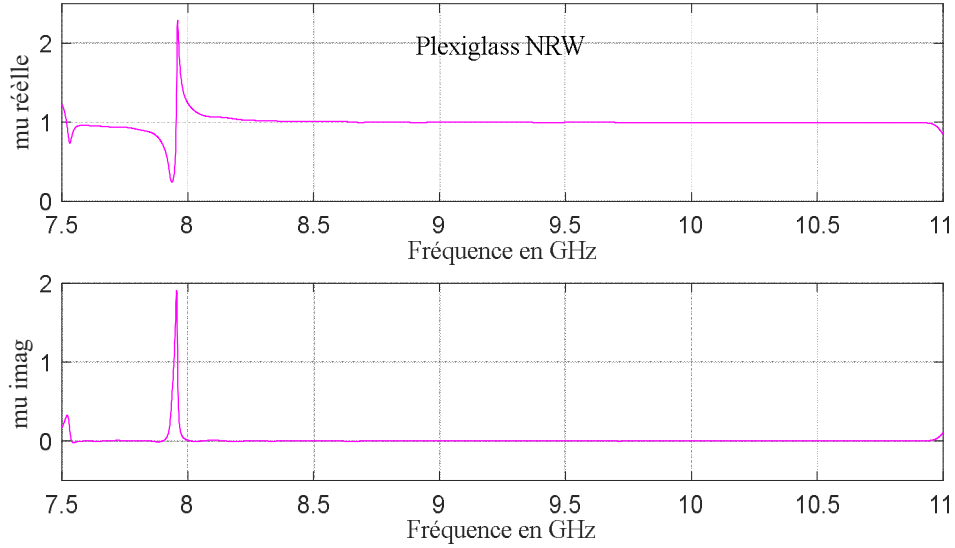
**Figure 130 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Plexiglass (NRW)(zoom)**

Fréquence (GHz)	85	90	95	100	105
Eps réelle ( $\epsilon$ )	2.45	2.47	2.48	2.48	2.48
$\tan(\delta)$	< 0				

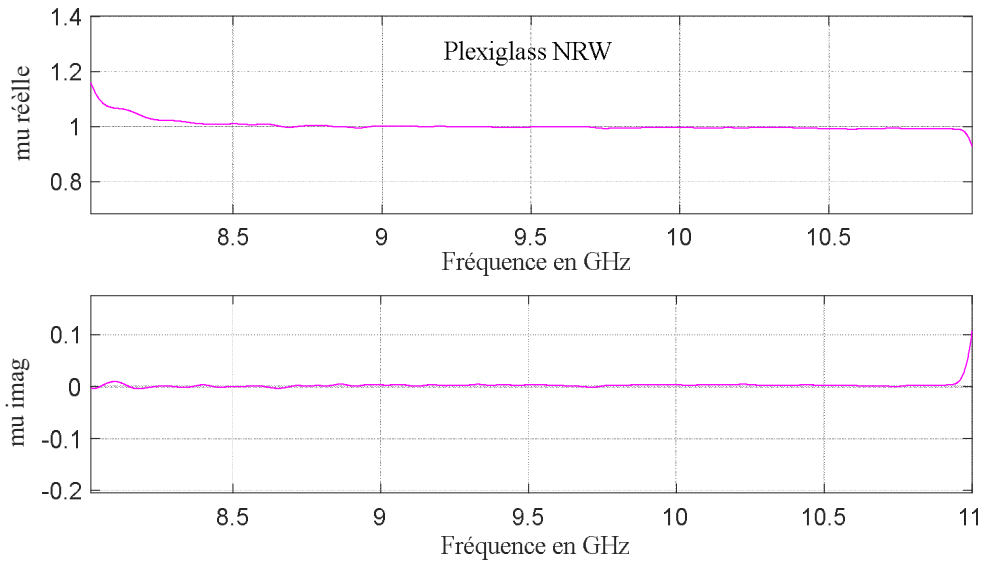
**Tableau 7 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Plexiglass en fonction de la fréquence à l'aide de l'algorithme NRW**

Si on étudie la courbe de la partie réelle de la permittivité de la **Figure 130** et des valeurs du **Tableau 7**, on remarque que le Plexiglass possède une permittivité réelle autour de 2.45. Celle-ci est quasi-stable sur la bande W. Pour la tangente de pertes, on remarque que les valeurs calculées, sur toute la bande de fréquences, sont négatives. Ces résultats montrent que les calculs basés sur l'algorithme NRW, ne sont pas satisfaisants.

Pour la perméabilité, une valeur constante est obtenue et égale à l'unité sur toute la bande de fréquences (hors résonance), ce qui prouve que le Plexiglass est un pur matériau diélectrique (**Figure 131** et **Figure 132**).



**Figure 131 : Profil de la perméabilité complexe pour le Plexiglass (NRW)**



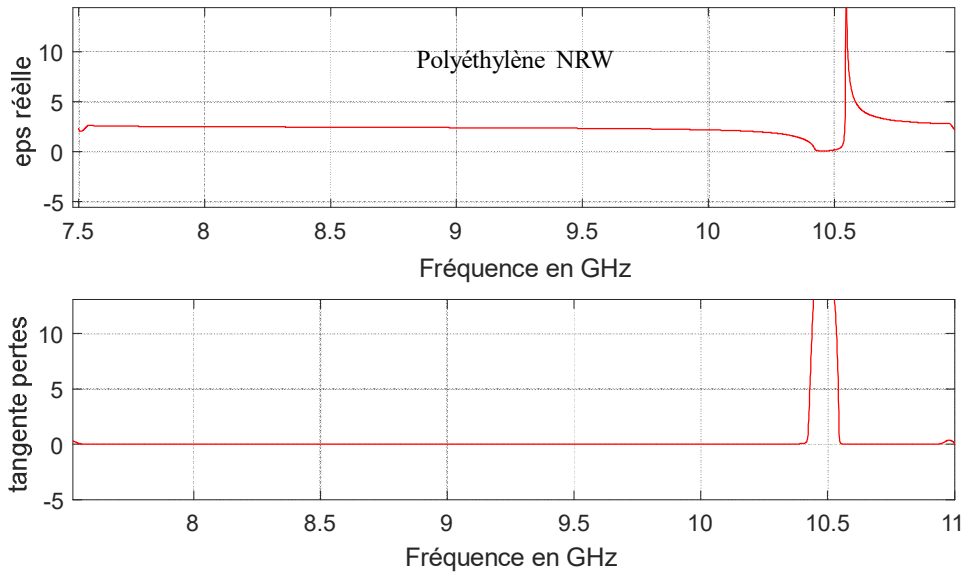
**Figure 132 : Profil de la perméabilité complexe pour le Plexiglass (NRW)(zoom)**

### III.3.4.1.2. Propriétés diélectriques de la Polyéthylène

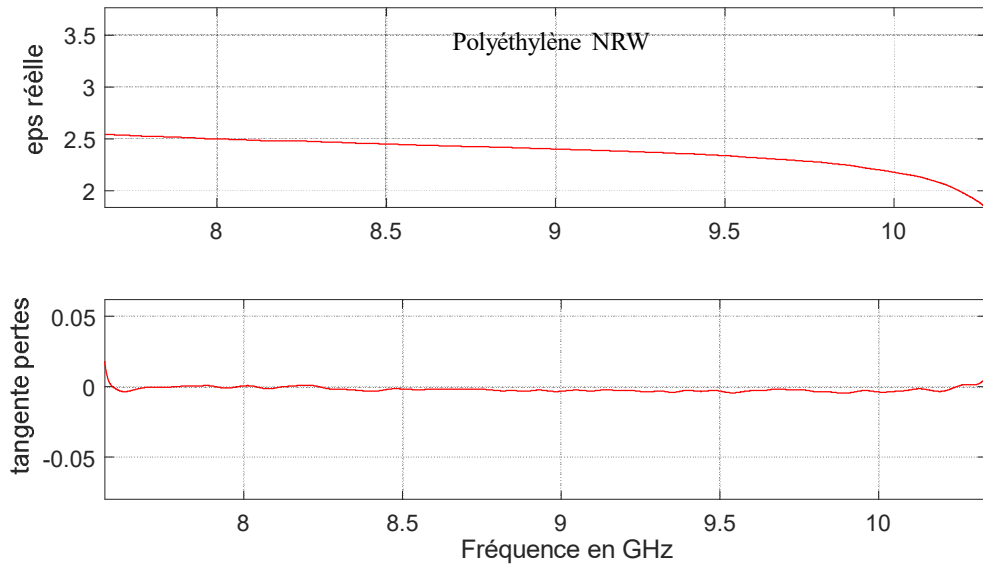
Les calculs suivants ont été effectués pour la plaque de Polyéthylène, d'épaisseur 2.75 mm. Les courbes de la permittivité complexe et de la perméabilité complexe sont respectivement représentées sur la **Figure 133** et la **Figure 135**.

On remarque une nouvelle fois l'apparition du phénomène de la résonance d'épaisseur au voisinage de la fréquence 105 GHz. En raison de cette résonance d'épaisseur, on peut se limiter aux résultats jusqu'à 103 GHz (**Tableau 8**).





**Figure 133 : Profil de la permittivité et la tangente des pertes pour le Polyéthylène(NRW)**



**Figure 134 : Profil de la permittivité et la tangente des pertes pour le Polyéthylène(NRW)(zoom)**

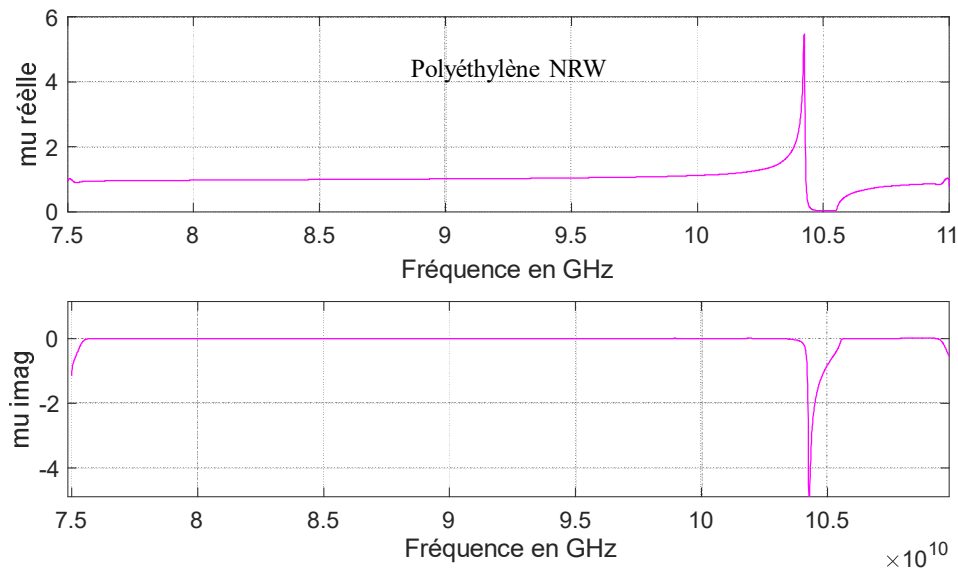
Fréquence (GHz)	80	85	90	95	97
Eps réelle ( $\epsilon$ )	2.5	2.45	2.4	2.38	2.3
$\tan(\delta)$	< 0				

**Tableau 8 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Polyéthylène en fonction de la fréquence à l'aide de l'algorithme NRW**

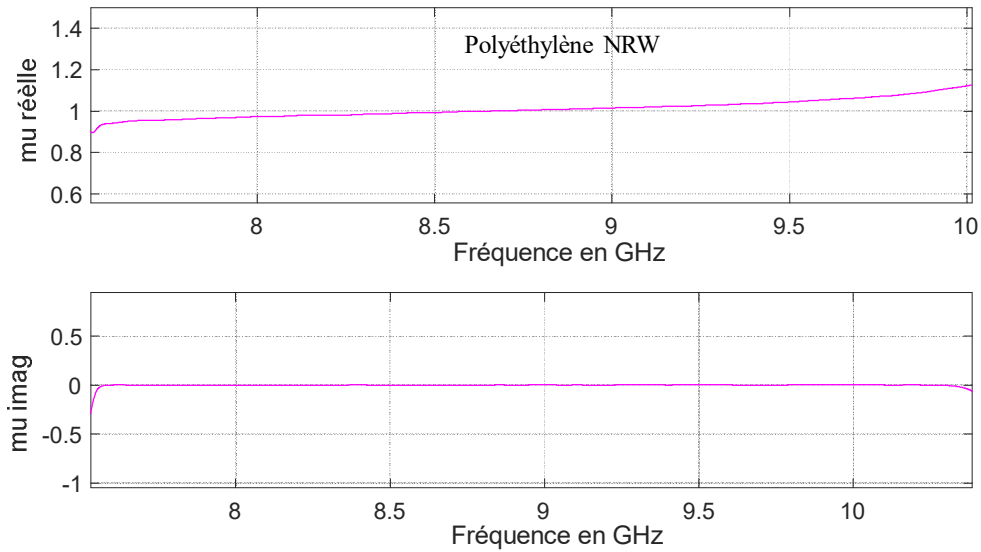
L'évolution de la permittivité réelle en fonction de la fréquence montre une valeur constante d'environ 2.4 (*Figure 134* et *Tableau 8*). Celle-ci est quasi-stable sur la bande W. En ce qui concerne la tangente des pertes, comme pour le Plexiglass, on obtient également des valeurs négatives en fonction des fréquences, donc divergence des calculs. Ceci peut être justifié par deux points :

- Soit l'algorithme NRW n'est pas le bon code pour faire l'extraction dans notre cas.
- Soit le matériau a de trop faibles pertes pour être mesurable avec une méthode en transmission/réflexion.

Pour la perméabilité ( $\mu$ ), et à l'extérieur de la zone de la résonance, la valeur reste constante et unitaire, indiquant le caractère diélectrique du substrat de Polyéthylène (*Figure 135* et *Figure 136*).



**Figure 135 : Profil de la perméabilité complexe pour le Polyéthylène (NRW)**

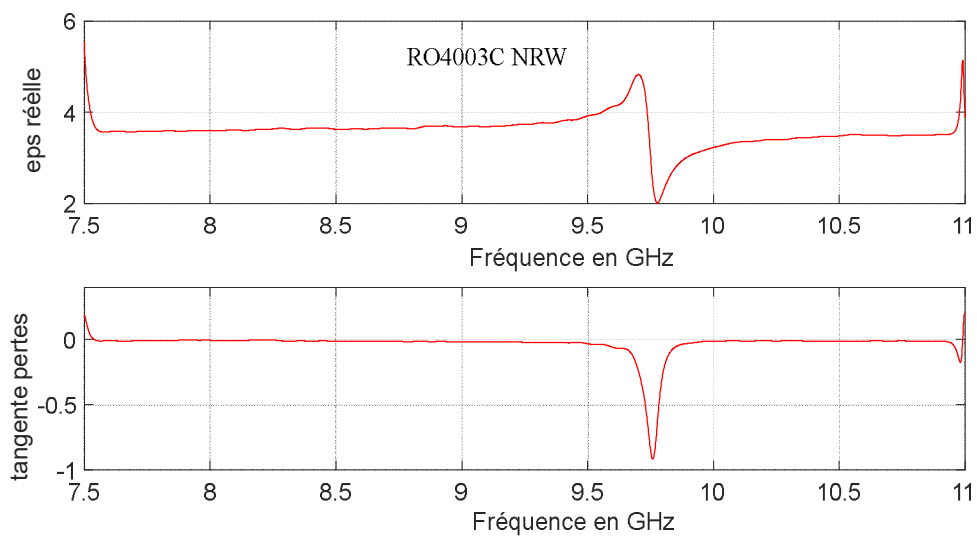


**Figure 136 : Profil de la perméabilité complexe pour le Polyéthylène (NRW)(zoom)**

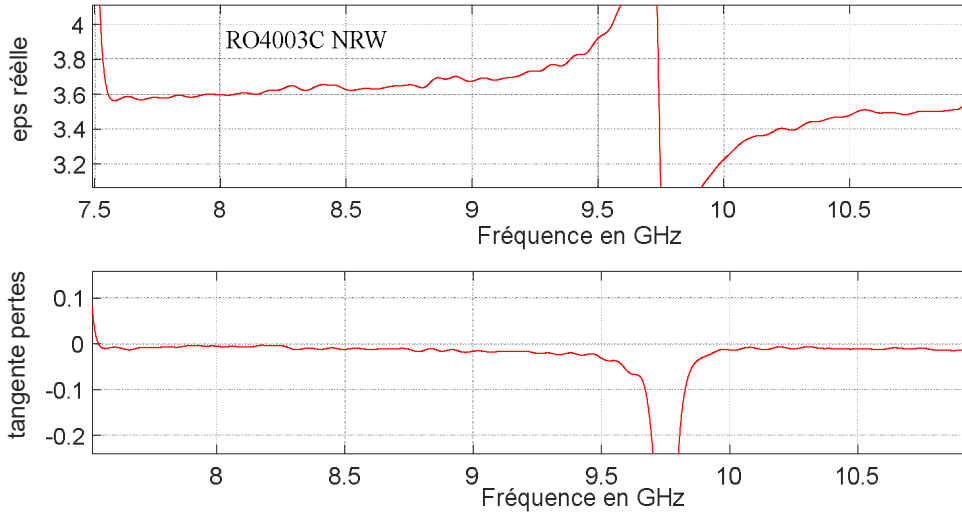
### III.3.4.1.3. Propriétés diélectriques du Rogers 4003C

Comme pour le Plexiglass et le Polyéthylène, le même type d'analyse a été fait pour le Rogers 4003C. Les courbes de la permittivité complexe et la perméabilité complexe sont respectivement représentées par la **Figure 137** et la **Figure 139**

Dans la bande de fréquences étudiée, la résonance d'épaisseur apparaît en plein milieu de la bande W (au voisinage de 97 GHz).(Figure 137Tableau 9 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers 4003C en fonction de la fréquence à l'aide de l'algorithme NRW).



**Figure 137 : Profil de la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers4003C (NRW)**



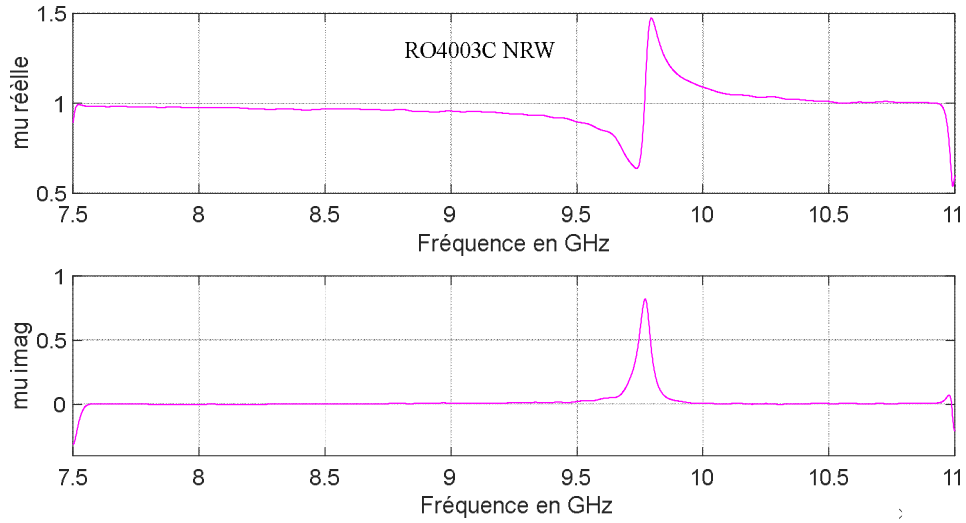
**Figure 138 : Profil de la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers4003C (NRW)(zoom)**

Fréquence (GHz)	77	80	85	90	105	108
Eps réelle ( $\epsilon$ )	3.57	3.59	3.6	3.67	3.51	3.5
$\tan(\delta)$	$< 0$					

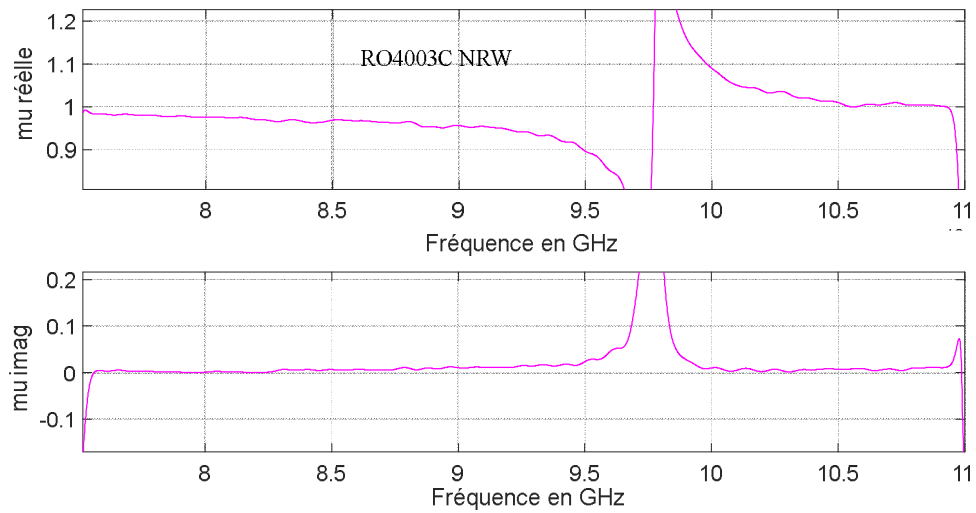
**Tableau 9 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers 4003C en fonction de la fréquence à l'aide de l'algorithme NRW**

L'étude de la permittivité réelle montre une valeur constante et peu élevée d'environ 3.5 (**Figure 138** et **Tableau 9**). Comme pour les deux échantillons déjà caractérisés, les calculs de la tangente des pertes pour le Rogers 4003C a donné des résultats négatifs, ce qui montre de nouveau la grande incertitude de calcul.

De plus, les calculs de la perméabilité (valeur unitaire) confirment que le Rogers 4003C est également un diélectrique parfait (**Figure 139** et **Figure 140**).



**Figure 139 : Profil de la perméabilité complexe pour le Rogers 4003C (NRW)**



**Figure 140 : Profil de la perméabilité complexe pour le Rogers 4003C (NRW)(zoom)**

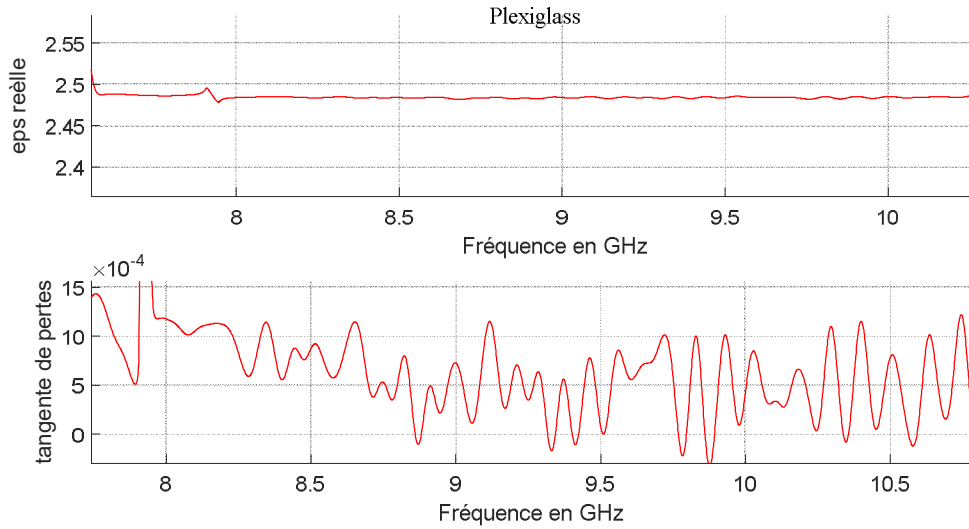
On constate que pour l'algorithme NRW, le phénomène de résonance d'épaisseur est présent pour les trois diélectriques caractérisés (Plexiglass, Polyéthylène et le Rogers 4003C). Des divergences de calcul sont ainsi observées aux fréquences correspondant à des multiples entiers d'une demi-longueur d'onde. Il s'agit d'une grande incertitude de calcul dans la bande W, à laquelle se rajoute la divergence de calcul pour la tangente de pertes des échantillons (valeurs négatives).

### III.3.4.2. Extraction des propriétés des matériaux utilisant l'approche de Boughriet [52]

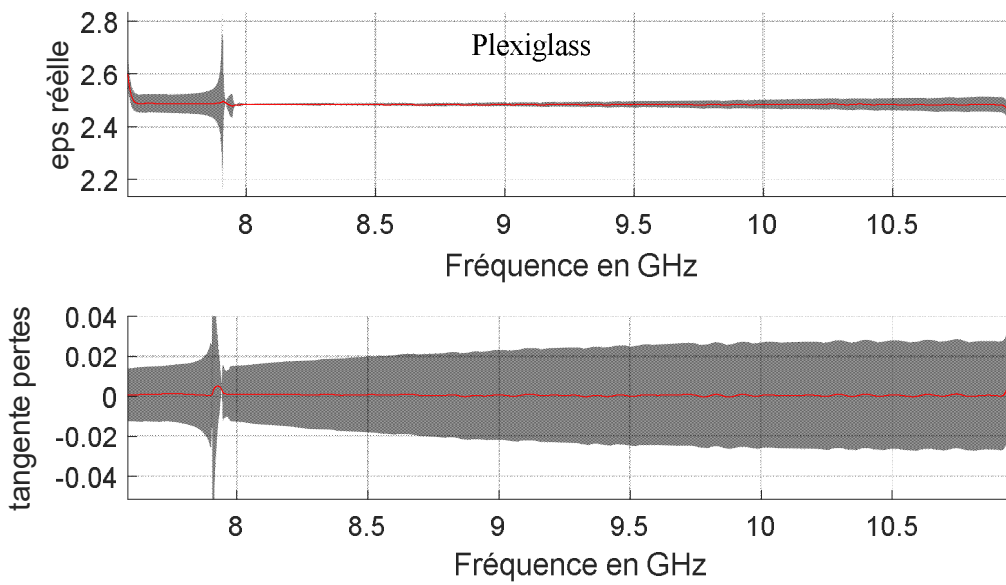
Afin de contourner les problèmes présents pour le code classique NRW, d'autres techniques ont été développées. Parmi ces méthodes, on trouve l'approche de Boughriet. Il s'agit d'une autre méthode de transmission/réflexion non itérative applicable aux mesures des paramètres S. Cette méthode est basée sur une version simplifiée de la méthode de NRW. Pour les matériaux à faibles pertes, cette méthode est stable sur toute la gamme de fréquences : la divergence observée aux fréquences correspondant à des multiples entiers d'une demi-longueur d'onde dans l'échantillon est limitée au maximum. La précision sur la tangente des pertes calculée est acceptable. Néanmoins, la résolution basée sur l'approche de Boughriet suppose que le matériau étudié est parfaitement diélectrique, donc  $\mu_r = 1$ .

Dans le cas des échantillons (Plexiglass, Polyéthylène et Rogers 4003C), qui sont donc des matériaux purement diélectriques, nous pourrions traiter les mesures en appliquant l'approche Boughriet. Ceci permettra de limiter les instabilités créées par les résonances d'épaisseur. Les résultats des calculs obtenus pour les différents échantillons sont donnés sur la *Figure 141*, la *Figure 143*Figure 144 : et la *Figure 145*. Ces figures sont respectivement associées aux *Tableaux 10, 11 et 12*, qui répertorient les valeurs de la permittivité réelle et celles de la tangente des pertes en fonction des fréquences pour les trois échantillons sous test.

D'après la *Figure 141* et le *Tableau 10*, pour le Plexiglass, on retrouve la même valeur de la permittivité réelle calculée auparavant avec l'algorithme NRW, une valeur constante d'environ 2.48 sur toute la bande W. Concernant la tangente des pertes, les calculs obtenus cette fois-ci convergent vers une valeur de quelques  $10^{-4}$  (diélectrique à très faibles pertes). Ses caractéristiques sont non-dispersives sur toute la bande W. De plus, il est à noter que l'incertitude de calcul devient très forte, notamment pour la tangente de pertes, dans le cas où on a un coefficient de transmission proche de 0 dB. Et ce même si l'incertitude sur l'épaisseur de l'échantillon est faible (exemple de 1% d'incertitude d'épaisseur *Figure 142*).



**Figure 141 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Plexiglass (Boughriet)**

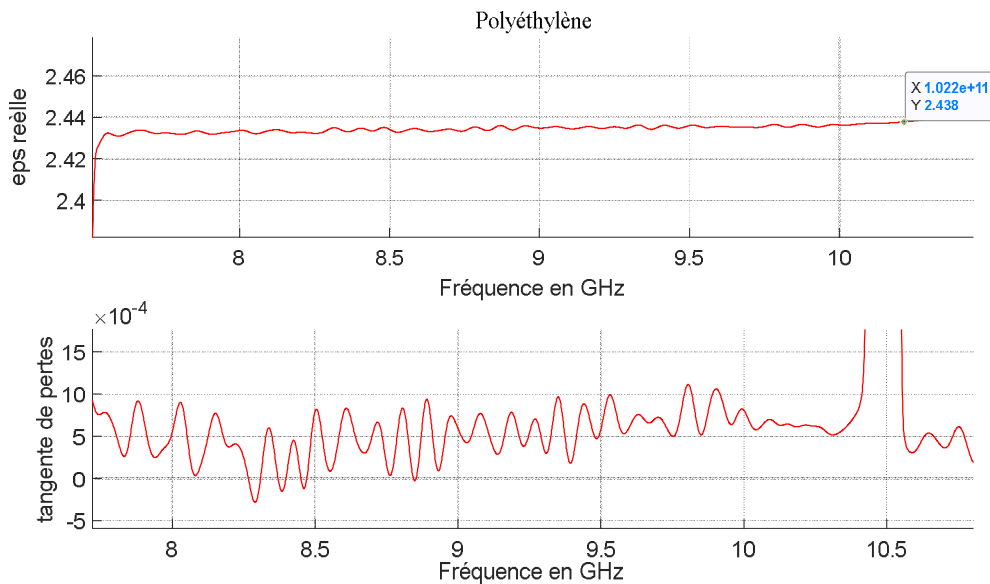


**Figure 142 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Plexiglass (Boughriet) et l'influence d'incertitude de mesure de l'épaisseur de 1% (erreurs d'évaluation en gris)**

Fréquence (GHz)	80	85	90	95	100	105
Eps réelle ( $\epsilon$ )	2.48	2.48	2.48	2.48	2.48	2.48
$\tan(\delta)$	$10^{-3}$	$8.10^{-4}$	$7.10^{-4}$	$8.10^{-5}$	$4.10^{-4}$	$7.10^{-4}$

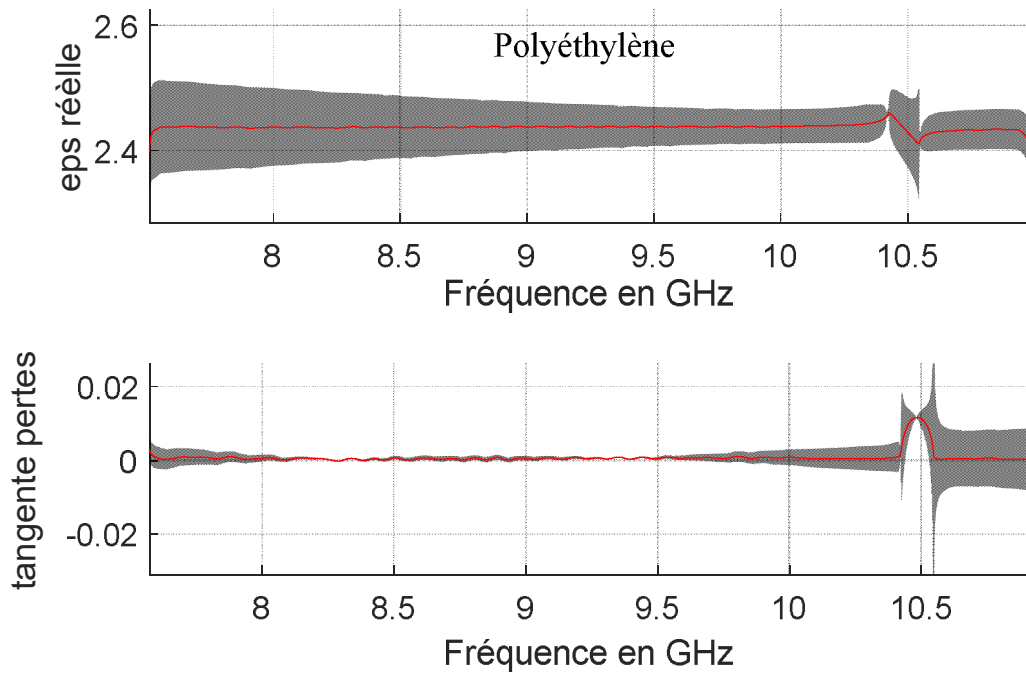
**Tableau 10 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Plexiglass en fonction de la fréquence à l'aide de l'approche de Boughriet**

Pour le Polyéthylène, la **Figure 143** et le **Tableau 11** montrent que la valeur de la permittivité réelle calculée avec l'approche Boughriet est égale à celle calculée avec l'algorithme NRW, soit une valeur constante d'environ 2.43 sur toute la bande W. Les calculs obtenus pour la tangente des pertes montrent des caractéristiques non dispersives pour quelques  $10^{-4}$  (diélectrique à très faibles pertes). Néanmoins, l'incertitude de calcul devient très forte, notamment pour la tangente de pertes, dans le cas où on a un coefficient de transmission proche de 0 dB. Et ce même si l'incertitude sur l'épaisseur de l'échantillon est faible (exemple de 1% d'incertitude d'épaisseur **Figure 144**).



**Figure 143 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Polyéthylène (Boughriet)**





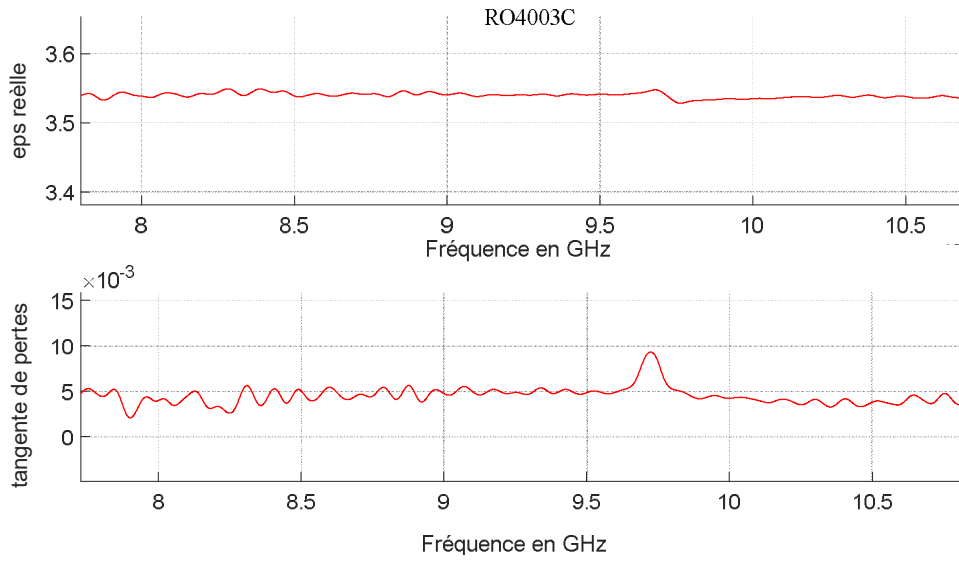
**Figure 144 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Polyéthylène (Boughriet) et l'influence d'incertitude de mesure de l'épaisseur de 1% (erreurs d'évaluation en gris)**

Fréquence (GHz)	77	80	85	90	95	100	102
Eps réelle ( $\epsilon$ )	2.43	2.43	2.43	2.43	2.43	2.43	2.43
$\tan(\delta)$	$8.10^{-4}$	$5.4.10^{-4}$	$8.10^{-4}$	$5.3.10^{-4}$	$5.7.10^{-4}$	$8.10^{-4}$	$6.10^{-4}$

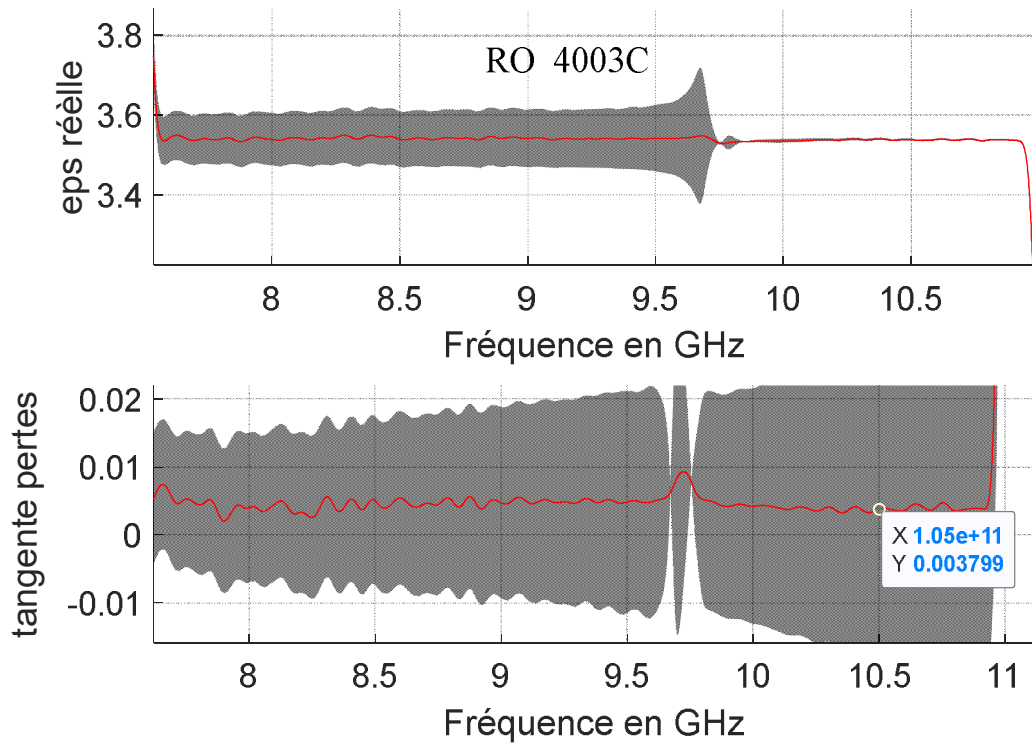
**Tableau 11 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Polyéthylène en fonction de la fréquence à l'aide de l'approche de Boughriet**

Enfin, nous pouvons regarder les calculs effectués pour le Rogers 4003C dans la **Figure 145** et le **Tableau 12**. La valeur de la permittivité réelle calculée avec l'approche Boughriet est toujours constante et peu élevée (3.5) sur toute la bande W. Les calculs de la tangente des pertes convergent à quelques  $10^{-3}$  (diélectrique à très faibles pertes).

D'après la **Figure 146**, on peut préciser que l'incertitude du calcul des propriétés diélectriques (la permittivité et la tangente de pertes) est très forte alors que l'incertitude sur l'épaisseur de l'échantillon est faible (exemple de 1% d'incertitude d'épaisseur). L'origine de ceci est principalement liée au fait que le coefficient de transmission est proche de 0 dB.



**Figure 145 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Rogers 4003C (Boughriet)**



**Figure 146 : Profil de permittivité et tangente des pertes du Rogers 4003C (Boughriet) et l'influence d'incertitude de mesure de l'épaisseur de 1% (erreurs d'évaluation en gris)**

Fréquence (GHz)	80	85	90	95	100	105
Eps réelle ( $\epsilon$ )	3.53	3.53	3.54	3.54	3.53	3.53
$\tan(\delta)$	$4.10^{-3}$	$5.10^{-3}$	$4.7.10^{-3}$	$4.8.10^{-3}$	$4.2.10^{-3}$	$3.8.10^{-3}$

**Tableau 12 : Valeurs calculées pour la permittivité et la tangente des pertes pour le Rogers 4003C en fonction de la fréquence à l'aide de l'approche de Boughriet**

On peut donc constater que, dans le cas des diélectriques purs, l'approche de Boughriet est capable de compenser les erreurs de calculs commises par la méthode de Nicholson-Ross-Weir (NRW) classique dues aux résonances d'épaisseurs. En effet, les calculs basés sur l'approche de Boughriet fournissent des résultats qui semblent plus cohérents (valeurs positives) et quasiment constants sur toute la bande de fréquence en termes de tangente des pertes.

### **III.4. Intercomparaison des caractéristiques des matériaux utilisant différentes méthodes de caractérisation**

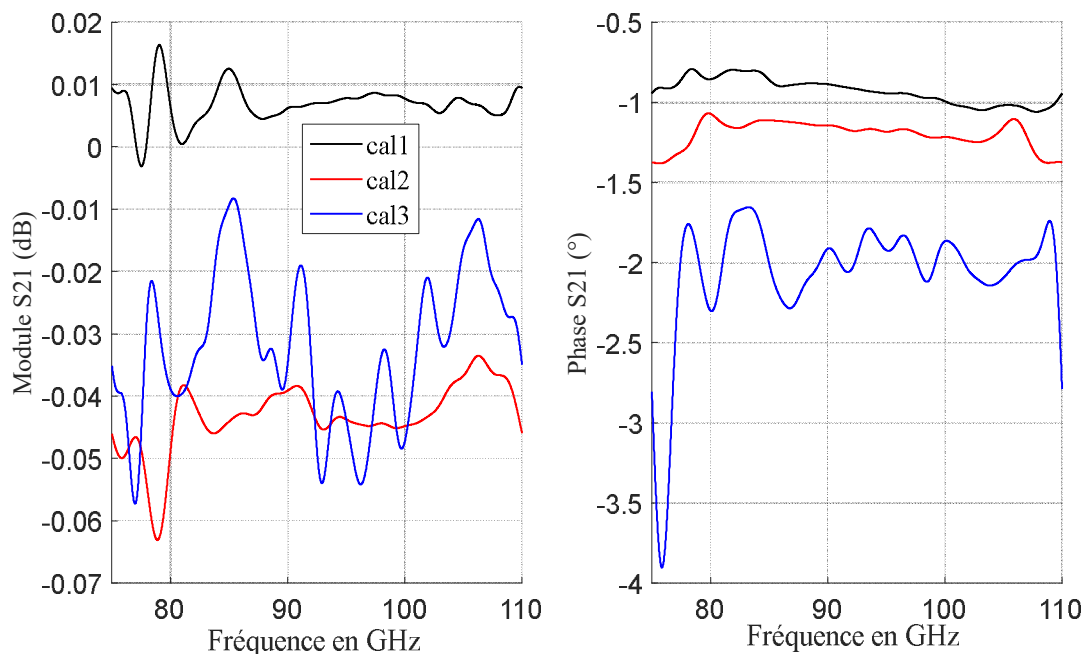
Trois matériaux ont été caractérisés à l'aide du banc mis en place dans la bande W (75 GHz-110 GHz). Ces résultats en cours d'évaluation seront intercomparés dans ce paragraphe avec :

- les résultats obtenus en utilisant le banc de caractérisation CISTEME (*Figure 19*).
- les résultats obtenus avec un banc de caractérisation TDS-THz (disponible à Xlim) qui est adapté pour des mesures à des fréquences plus élevées et sur des bandes passantes plus larges.
- les résultats obtenus en utilisant la cavité ouverte (disponible à Xlim) qui est adaptée pour des mesures à des fréquences discrètes de la bande W.

#### **III.4.1. Intercomparaison avec la caractérisation des matériaux utilisant le banc de mesure CISTEME**

Avec le banc CISTEME, nous avons mesuré les mêmes échantillons caractérisés à l'aide du banc mis en place, présentés dans *III.3.3*.

Le premier élément d'intercomparaison consiste à étudier la répétabilité du banc de mesure CISTEME en évaluant donc la qualité de l'étalonnage TRL appliqué.



**Figure 147 : Mesure en transmission  $S_{21}$  (en module et en phase) après plusieurs étalonnages successifs (Line =  $\frac{\lambda}{4}$  et Reflect = 840 microns) du banc de mesure CISTEME**

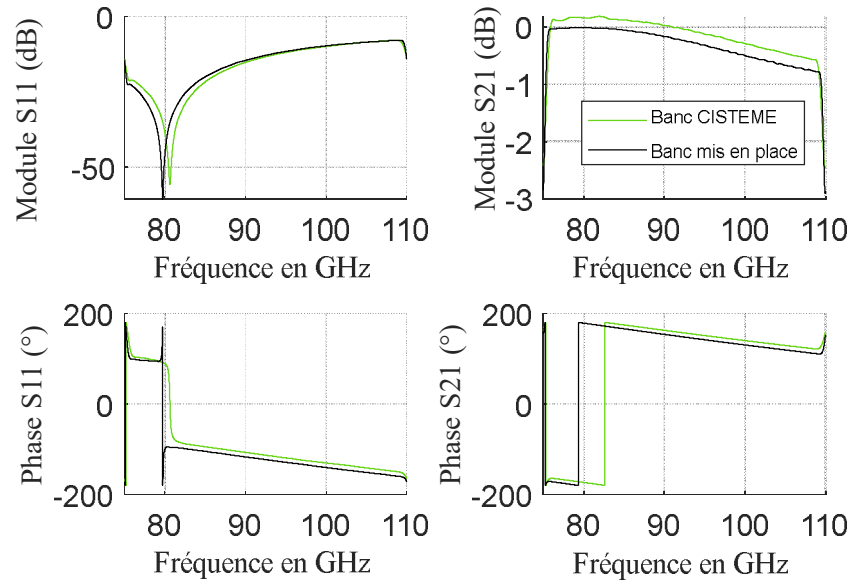
Les résultats en transmission ( $S_{21}$ ) obtenus pour les différents étalonnages sont présentés sur la **Figure 147**. Concernant les résultats en module, les courbes montrent une variation en dB de l'ordre du centième. En ce qui concerne la variation des phases, le niveau de variation est de 2 degrés, correspondant à une distance de 18 microns, qui est lié à la précision de déplacement des positionneurs de précision mis en place (10 microns).

D'après ces premières mesures, on peut constater que les critères de précision de mesure du banc CISTEME ne sont pas suffisants (variation en module de l'ordre du centième et précision de déplacement de l'ordre de 10 microns). Contrairement au banc de mesure CISTEME, le banc de mesure mis en place est caractérisé par de meilleurs critères (variation en module de l'ordre des millièmes et précision de déplacement de l'ordre de 1 micron).

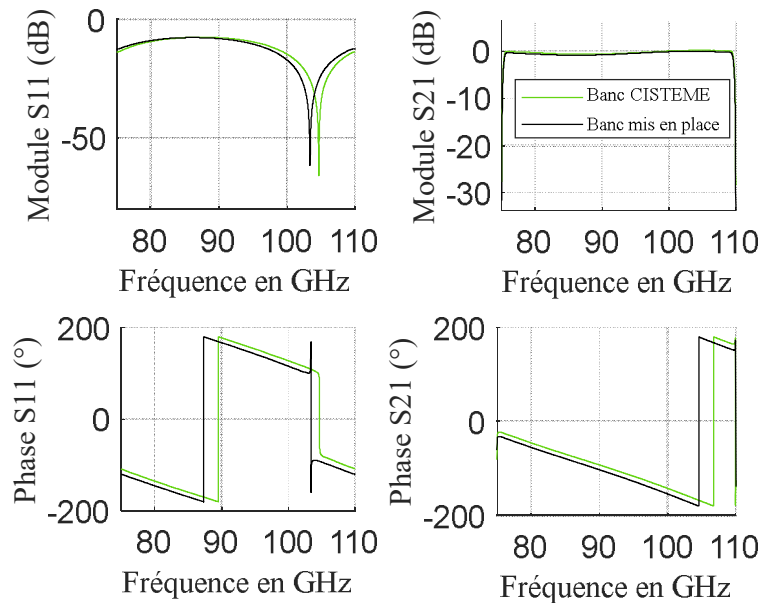
Le 2<sup>ème</sup> élément d'intercomparaison consiste à évaluer les mesures des paramètres S effectuées par les deux bancs de mesures.

### III.4.1.1. Mesures de paramètres S

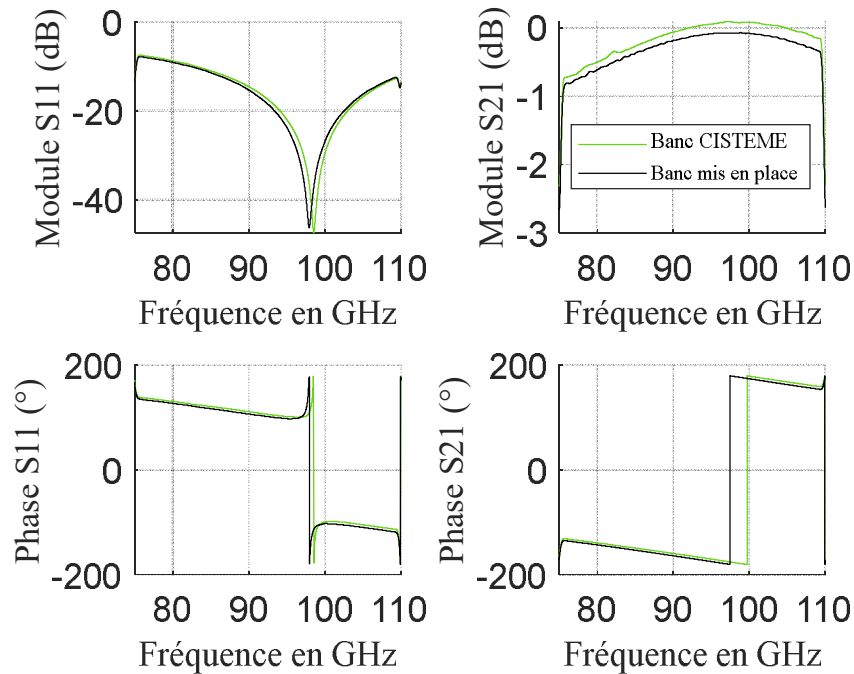
Les paramètres S en module et en phase, mesurés à l'aide du banc CISTEME pour chacun des trois échantillons (Plexiglass, Polyéthylène et Rogers 4003C), sont présentés sur la **Figure 148**, la **Figure 149** et la **Figure 150**. Ils sont comparés à ceux mesurés à l'aide du banc mis en place.



**Figure 148 : Intercomparaison des paramètres S mesurés avec le banc CISTEME avec ceux mesurés avec le banc mis en place (Plexiglass)**



**Figure 149 : Intercomparaison des paramètres S mesurés avec le banc CISTEME avec ceux mesurés avec le banc mis en place (Polyéthylène)**



**Figure 150 : Intercomparaison des paramètres  $S$  mesurés avec le banc CISTEME avec ceux mesurés avec le banc mis en place (Rogers 4003C)**

Les paramètres de transmission et de réflexion des deux mesures, pour les trois cas, sont proches. Les différences relevées sur le module et la phase sont synthétisés dans le **Tableau 13**.

Echantillon	Paramètre de réflexion $S_{11}$		Paramètre de transmission $S_{21}$	
	Ecart en module (dB)	Ecart en phase (°)	Ecart en module (dB)	Ecart en phase (°)
Plexiglass	0.46	9.8	0.2	8.9
Polyéthylène	0.34	11.2	0.16	10
Rogers 4003C	0.48	4.3	0.14	4.2

**Tableau 13 : Ecart en module et en phase entre les paramètres  $S$  mesurés avec le banc CISTEME et ceux mesurés avec le banc mis en place (Plexiglass, Polyéthylène et Rogers 4003C)**

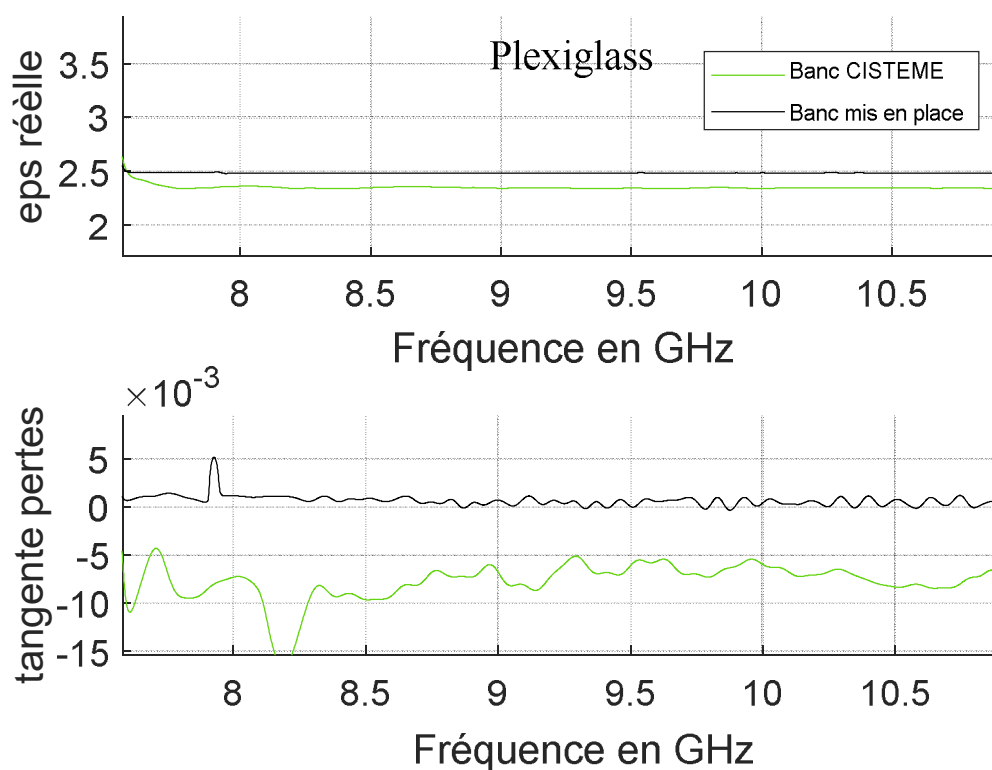
Des écarts sont présents aux fréquences élevées en raison principalement de la précision du banc CISTEME. En effet, les erreurs de calibration sont très difficiles à minimiser car dépendantes du pas de déplacement de ce banc (10 $\mu$ m).

Concernant les modules des paramètres en réflexion ( $S_{11}$ ), la résonance (banc CISTEME) est décalée par rapport à la résonance (banc mis en place), ce qui est directement lié à la précision de la

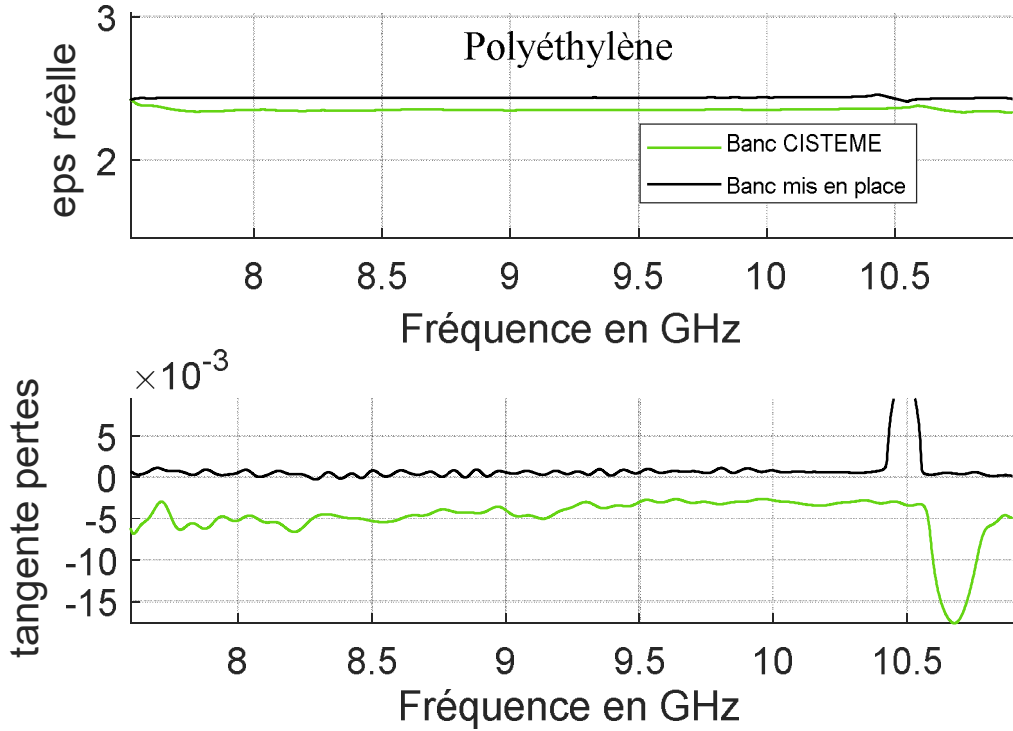
valeur de l'épaisseur de l'échantillon sous test. Ceci justifie également les critères de précision de mesure insuffisantes du banc CISTEME.

### III.4.1.2. Extraction des propriétés des matériaux utilisant l'approche de Boughriet

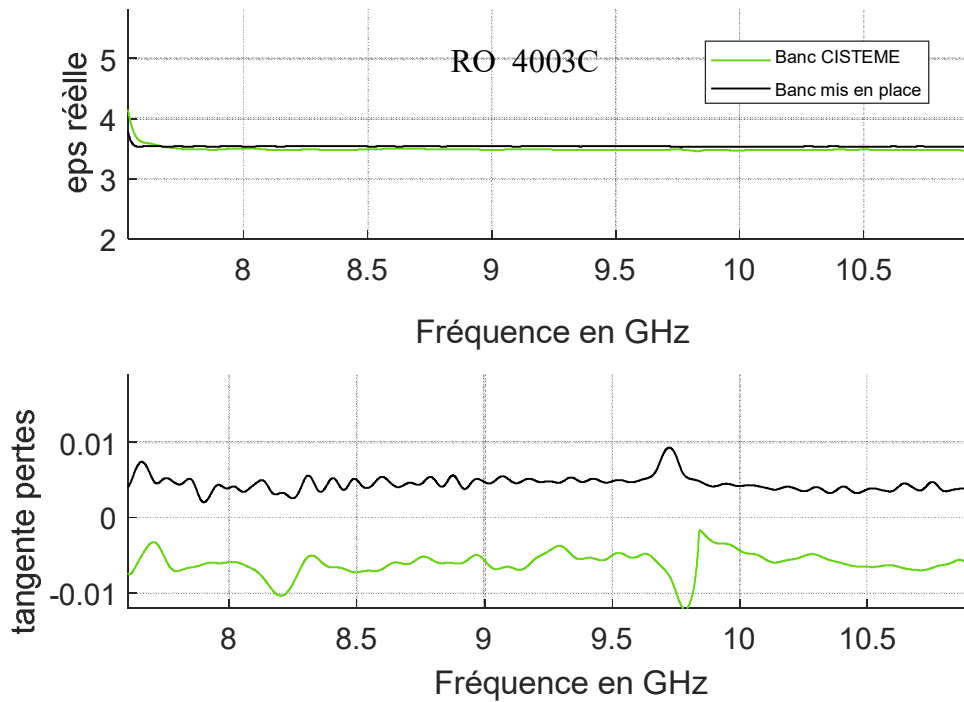
Les permittivités et les tangentes des pertes des trois échantillons, extraites à partir des mesures réalisées par le banc CISTEME et le banc mis en place, sont présentées sur la **Figure 151**, la **Figure 152** et la **Figure 153**. On retrouve bien la même valeur de permittivité réelle pour les trois échantillons et l'on constate une bonne correspondance entre les valeurs obtenues pour le banc CISTEME et le banc mise en place (écart sur les permittivités réelles inférieures à 5% pour le Plexiglass et le Polyéthylène et de 2% pour le Rogers 4003C).



**Figure 151 : Intercomparaison de la permittivité et la tangente de pertes calculées avec le banc CISTEME avec celles calculées avec le banc mis en place (Plexiglass)**



**Figure 152 : Intercomparaison de la permittivité et la tangente de pertes calculées avec le banc CISTEME avec celles calculées avec le banc mis en place (Polyéthylène)**



**Figure 153 : Intercomparaison de la permittivité et la tangente de pertes calculées avec le banc CISTEME avec celles calculées avec le banc mis en place (Rogers 4003C)**

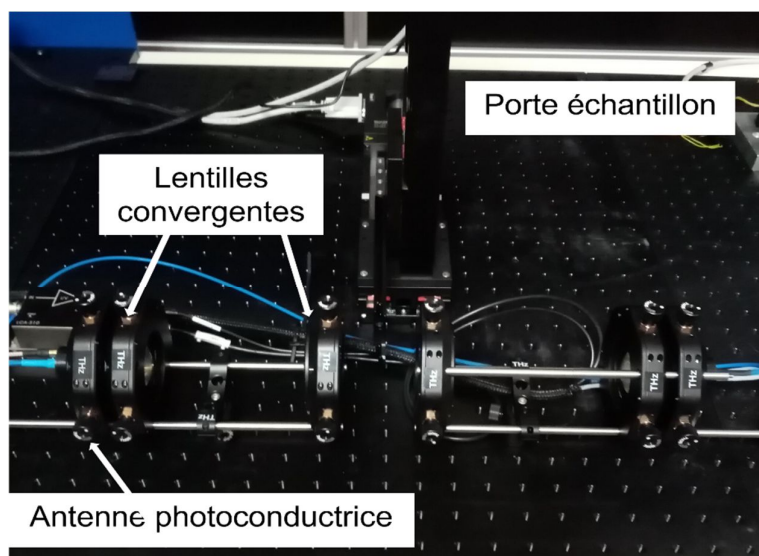


En ce qui concerne les tangentes des pertes, le manque de précision des mesures réalisées avec le banc CISTEME ne permet pas une convergence des calculs. Ceci nous amène donc à confirmer les améliorations apportées avec le banc mis en place en terme de stabilité des mesures réalisées et de précision des calculs obtenus.

Une 2<sup>ème</sup> intercomparaison sera donc établie avec la méthode de spectroscopie TDS-THz disponible à Xlim. Cette intercomparaison a pour but de confirmer les valeurs et les calculs effectués pour les permittivités des échantillons caractérisés dont la partie basse du spectre est proche de la bande W.

### III.4.2. Intercomparaison avec la caractérisation des matériaux utilisant le banc de mesure TDS-THz

Le principe général du banc de mesure TDS-THz est basé sur la génération d'ondes THz à partir d'impulsions laser de durée temporelle ultra-courte excitant des antennes photoconductrices. Les ondes THz émises sont focalisées sur l'échantillon à étudier à l'aide des lentilles convergentes (*Figure 154*).



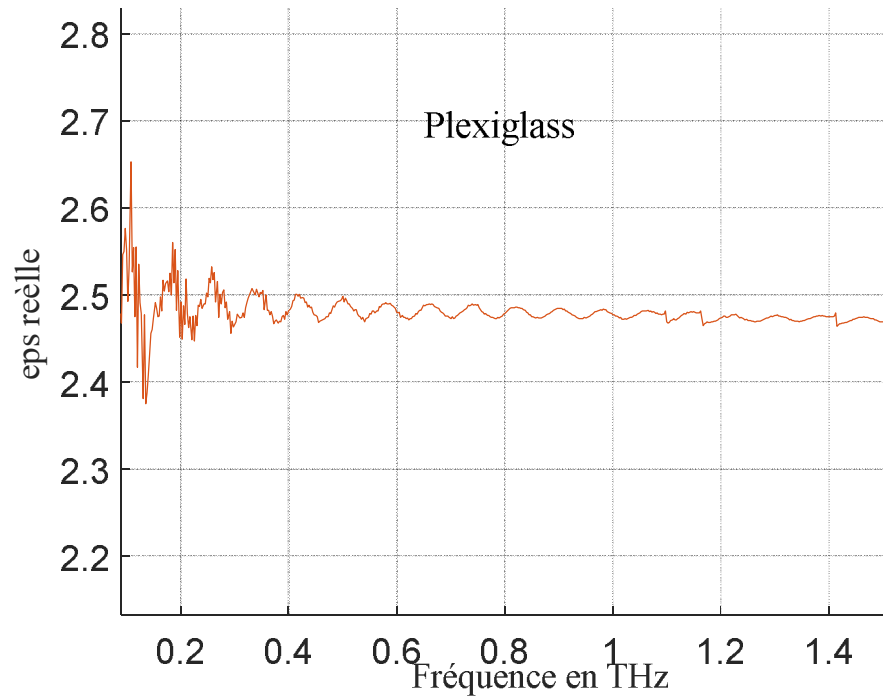
*Figure 154 : Banc de mesure TDS-THz (Xlim)*

Un traitement des signaux issus des mesures effectuées avec et sans échantillon nous fournira le coefficient de transmission «  $k$  » permettant d'extraire les propriétés optiques du matériau (indice de réfraction  $n$  et l'atténuation  $\alpha$ ) et de remonter donc à la partie réelle et la partie imaginaire de la permittivité  $\epsilon$ , sachant que :

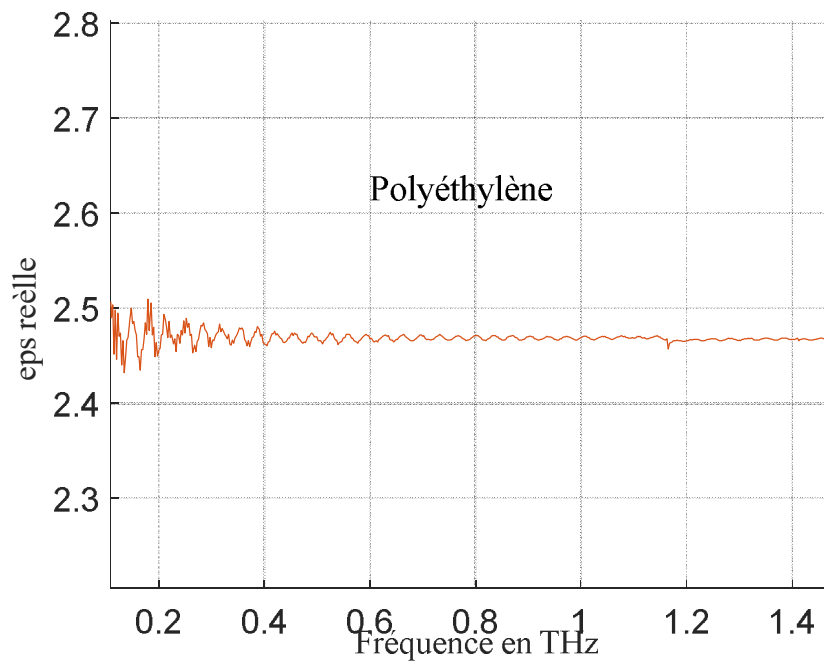
$\epsilon' = n^2 - k^2$  : la partie réelle de la permittivité de l'échantillon.

$\varepsilon'' = 2nk$  : la partie imaginaire de la permittivité de l'échantillon.

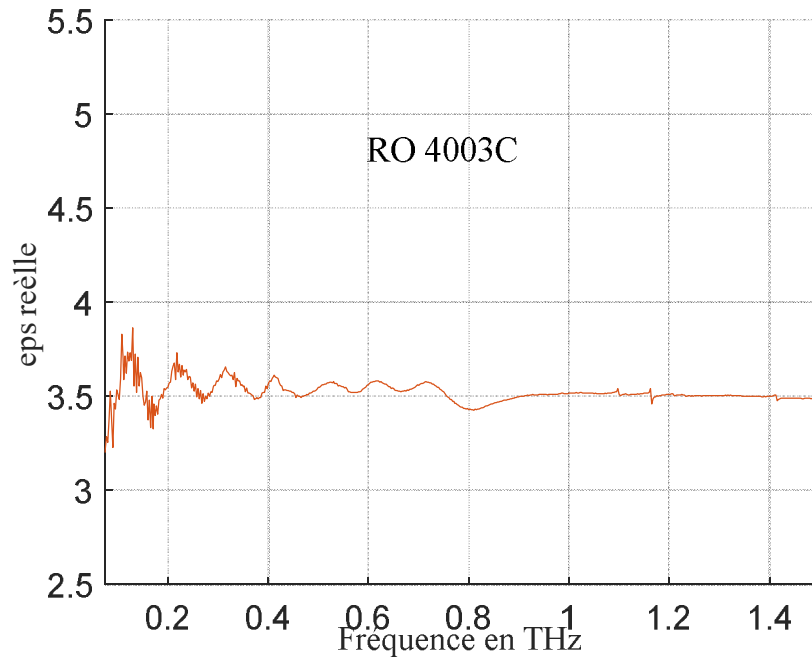
$\alpha = \frac{4\pi k}{\lambda}$  : l'atténuation de l'échantillon.



**Figure 155 : La permittivité et la tangente des pertes calculées avec le banc THz (Plexiglass)**



**Figure 156 : La permittivité et la tangente des pertes calculées avec le banc THz (Polyéthylène)**



**Figure 157 : La permittivité et la tangente des pertes calculées avec le banc THz (Rogers 4003C)**

La **Figure 155**, la **Figure 156** et la **Figure 157** présentent les résultats obtenus avec le banc THz (respectivement pour le Plexiglass, le Polyéthylène et le Rogers 4003C). On remarque que le banc TDS-THz permet des mesures sur une très large bande de fréquences par rapport au banc mis en place, qui permet des mesures sur quelques GHz.

Matériau	Plexiglass	Polyéthylène	Rogers 4003C
Eps réelle ( $\epsilon$ ) <b>banc THz</b> <b>[200 GHz – 1.4 THz]</b>	2.47	2.46	3.5
Eps réelle ( $\epsilon$ ) <b>banc espace libre</b> <b>[75 GHz – 110 GHz]</b>	2.48	2.43	3.5

**Tableau 14 : Valeurs calculées pour la permittivité réelle avec le banc THz et le banc mis en place (Plexiglass, Polyéthylène et Rogers 4003C)**

Le **Tableau 14** répertorie des valeurs calculées pour la permittivité réelle avec les deux bancs pour chaque échantillon. En effet, les valeurs calculées pour le banc THz correspondent aux fréquences de la bande **[200 GHz – 1.4 THz]** et les valeurs calculées pour le banc en espace libre correspondent aux fréquences de la bande W **[75 GHz – 110 GHz]** (bande proche du spectre THz).

Pour les trois cas, malgré que les calculs de la permittivité réelle avec le banc THz soient perturbés pour la partie basse de la bande de fréquences (rapport signal bruit très faible en dessous de 200 GHz), ils oscillent autour de la valeur obtenue avec le banc mis en place et convergent vers cette valeur pour les fréquences les plus élevées [200 GHz – 1.4 THz].

Une dernière intercomparaison sera donc établie avec la cavité ouverte disponible à Xlim. Une intercomparaison ayant pour but de confirmer les valeurs et les calculs effectués pour les permittivités des échantillons caractérisés dont la fréquence de travail appartient à la bande W.

### **III.4.3. Intercomparaison avec la caractérisation des matériaux utilisant la cavité ouverte**

La *Figure 158* illustre la cavité ouverte disponible au laboratoire Xlim. Ce résonateur ouvert se compose de deux miroirs et la mesure est effectuée en plaçant le matériau entre ces deux miroirs. Ce type de résonateur a été introduit par Treacy en 1966 [99]. Plus tard, en 1970, Yu a utilisé le résonateur ouvert comme une nouvelle méthode pour mesurer la constante diélectrique et la tangente de perte [100]. Yu a prouvé que l'incertitude de la constante diélectrique était de  $\pm 0,25$  % pour les matériaux diélectriques. Il a également fourni une base théorique fiable pour la méthode du résonateur ouvert de mesure de la constante diélectrique et de la tangente des pertes [101]. En effet, une telle méthode de caractérisation permet d'obtenir des résultats très précises qui permettent d'atteindre des valeurs de l'ordre de  $10^{-5}$  pour la tangente des pertes. Et c pour cela que ces résultats peuvent être considérés en tant que des valeurs de référence même s'il s'agit d'un résultat à une seule fréquence.



*Figure 158 : La cavité ouverte (Xlim)*

Méthode de caractérisation	Matériau	Eps réelle $\epsilon'$	Tan( $\delta$ )
<b>Banc espace libre</b> [75 GHz – 110 GHz]	Plexiglass	2.48	$8 \cdot 10^{-4}$
	Polyéthylène	2.43	$5.7 \cdot 10^{-4}$
	Rogers 4003C	3.5	$4 \cdot 10^{-3}$
<b>Cavité ouverte 80GHz</b>	Plexiglass	2.5	$8.17 \cdot 10^{-4}$
<b>Cavité ouverte 102GHz</b>	Polyéthylène	2.43	$4.95 \cdot 10^{-4}$
<b>Cavité ouverte 98GHz</b>	Rogers 4003C	3.56	$2.8 \cdot 10^{-3}$

*Tableau 15 : Valeurs calculées pour la permittivité complexe avec le cavité ouverte et le banc mis en place (Plexiglass, Polyéthylène et Rogers 4003C)*

Les résultats obtenus sont très proches en ce qui concerne la constante diélectrique (**Tableau 15**). Concernant la tangente de pertes, les résultats obtenus avec le banc mis en place sont proches mais sont surestimés, ce qui montre la limite de précision de la méthode en espace libre (pour des valeurs inférieures à quelques  $10^{-3}$ , la méthode en transmission/réflexion ne possède pas une très bonne sensibilité) (**Tableau 15**). De plus, les résultats obtenus en utilisant la cavité ouverte peuvent être

compléments des résultats de la méthode large bande vu qu'ils sont obtenus à 80 GHz (Plexiglas), à 102 GHz (Polyéthylène) et à 98 GHz (Rogers 4003C) qui présentent justement les résultats manquants pour les valeurs extraites précédemment en raison de la résonance d'épaisseur.

### III.5. Conclusion

Le troisième chapitre a présenté différentes mesures réalisées avec le nouveau banc de mesure mis en place au cours de cette thèse. Il s'agit d'un banc en espace libre, développé dans les locaux du centre de transfert CISTEME, dont le but est de caractériser différents matériaux en bande millimétrique, notamment la bande W (75 GHz - 110 GHz). Ainsi, les permittivités et les perméabilités des échantillons (Plexiglass, Polyéthylène, Rogers 4003C) ont été déterminées à travers les mesures des paramètres S (en transmission et en réflexion).

Ce chapitre a tout d'abord mis en évidence l'importance de :

- L'alignement : Ceci présente une étape importante pour la mise en place des différents composants du banc. Le principe de base est de transmettre le maximum de la puissance émise.
- L'étalonnage : Un étalonnage de type TRL a été appliqué au niveau des plans de mesure avant de mesurer les paramètres S souhaités. L'étude de la répétabilité du banc a permis de situer la stabilité du nouveau système de mesure.
- Le filtrage temporel : une technique permettant d'éliminer les fluctuations parasites au niveau des résultats mesurés (paramètres S). Le principe consiste à localiser et filtrer les discontinuités dans le domaine temporel.

L'étude de répétabilité sur l'étalonnage, semble conduire à des calculs précis dans la bande de fréquences, mais il restait cependant de nombreuses mesures à réaliser pour valider la fonctionnalité du banc. Pour ceci, plusieurs mesures des paramètres S ont été étudiées pour des échantillons différents.

Ainsi, il a été possible de remonter aux valeurs de permittivités et de perméabilités des échantillons disponibles à partir des calculs basés sur l'algorithme de Nicolson-Ross-Weir (NRW). Ces calculs ont montré une grande sensibilité quand le paramètre de réflexion  $S_{11}$  est faible, phénomène connu sous le nom de « résonance d'épaisseur » qui existe lorsque l'épaisseur de l'échantillon équivaut à un multiple de demi de la longueur d'onde. De plus, la précision de calcul de cet algorithme reste insuffisante pour remonter aux valeurs des tangentes des pertes quand il s'agit des matériaux à très faibles pertes (en dessous de quelques  $10^{-3}$ ). Un retraitement des données, se basant sur l'approche de Boughriet, a été appliqué en considérant les matériaux purement diélectriques. Les nouveaux calculs

effectués pour les permittivités réelle et les tangentes des pertes semblent donc cohérents pour les trois échantillons (Plexiglass, le Polyéthylène et le Rogers 4003C).

La fin de ce chapitre présente deux études d'intercomparaison avec deux bancs différents. Les résultats ont ainsi été intercomparés, dans un premier temps, avec ceux obtenu en utilisant le banc CISTEME, puis dans un deuxième temps avec ceux mesurés avec le banc TDS-THz et finalement avec ceux obtenus en utilisant la cavité ouverte disponible au sein du laboratoire Xlim. Dans les trois cas, cette confrontation des résultats a validé notre nouvelle approche avec des valeurs similaires de la partie réelle de la permittivité et une meilleure précision sur la tangente des pertes.

# Conclusion générale





# Conclusion générale

Au cours des travaux décrits dans ce mémoire, nous avons développé un moyen innovant de caractérisation des matériaux en bande millimétrique, en particulier dans la bande W (75 GHz – 110 GHz), qui a permis d'améliorer sensiblement la précision de mesure.

Nous avons recensé au premier chapitre du manuscrit les différentes méthodes de caractérisation présentées dans la littérature afin de définir et comprendre les principales caractéristiques de chacune de ces méthodes. Bien que dès le début de cette thèse nous avons choisi la technologie en espace libre, il nous a semblé important de détailler les principales méthodes de caractérisation afin d'une part de pouvoir établir un cahier des charges de nos objectifs et d'autre part de pouvoir classer notre futur banc de mesure parmi les solutions existantes.

Nous avons présenté ensuite, une étude détaillée de la méthode de caractérisation des propriétés électriques des matériaux en espace libre, dont un banc est disponible dans les locaux CISTEME. Le principe de fonctionnement a tout d'abord été décrit puis ses performances en termes de variétés de mesures ont été détaillées. Cela a permis de mettre en évidence les principales difficultés rencontrées en hautes fréquences (à partir de 75 GHz) sur ce banc existant dont notamment :

- L'encombrement du système, avec un diamètre de l'ouverture rayonnante du système antennaire qui équivaut à  $95 \lambda$  (égal aussi à la distance focale des deux lentilles de focalisation).
- La zone étroite de focalisation de l'onde, produite par les deux éléments focalisants (deux lentilles pour chaque antenne) qui impose un positionnement précis de l'échantillon à mesurer.
- La difficulté de mise en œuvre de l'étalonnage TRL qui nécessite un déplacement précis des antennes.
- L'incertitude de l'algorithme de Nicholson-Ross-Weir qui présente parfois des incertitudes dans le calcul des propriétés des matériaux ( $\epsilon$  et  $\mu$ ). En effet, la permittivité d'un échantillon diverge si son épaisseur est un multiple d'une demi-longueur d'onde associée à la fréquence centrale de la bande en question.

Toutes ces observations ont permis ainsi d'affiner notre cahier des charges qui a guidé la suite de notre étude.

Dans le deuxième chapitre, nous avons analysé d'une part les différents éléments du banc de mesure actuel disponible à CISTEME, composé des « antennes à élément focalisant », et d'autres part de nouvelles technologies permettant d'obtenir une onde plane focalisée. L'objectif de cette étude était de déterminer la solution la plus adaptée pour la conception d'un nouveau banc de caractérisation des

matériaux. Ces analyses ont porté sur deux principaux points, à savoir la source antennaire primaire et l'élément focalisant.

L'analyse des différentes solutions disponibles de sources primaires nous a permis de choisir une antenne à cornet corrugué. En effet, celle-ci présente un centre de phase bien défini avec une position invariante en fonction de la fréquence, un rayonnement avec des lobes secondaires faibles et enfin une distribution de champ à l'ouverture de forme circulaire, qui se traduit par la symétrie des diagrammes de rayonnements dans les plans E et H.

L'étude des différentes configurations d'éléments focalisants existants (configuration à un élément focalisant / configuration à deux éléments focalisants) a conduit à opter pour la configuration à un seul élément focalisant, assurant les conditions d'onde plane sur une zone de focalisation assez large suivant la direction de propagation (zone de champ proche). Ces conditions sont en effet nécessaires pour améliorer l'efficacité des algorithmes d'extraction de propriétés diélectriques des matériaux (post processing). Cette configuration avec un seul élément focalisant, semble alors être une solution pour éviter l'un des problèmes majeurs du banc CISTEME, responsable en grande partie de la dégradation de la précision de mesure. Parmi les solutions possibles, le réflecteur parabolique en offset a été choisi comme élément focalisant. En effet, il semble être plus efficace que la lentille notamment pour les applications millimétriques et submillimétriques où les pertes diélectriques deviennent importantes.

Afin de mettre en évidence les caractéristiques de rayonnement de l'antenne cornet corrugué et le fonctionnement du réflecteur placé en offset, des premières simulations ont été effectuées dans la bande Ku (12 GHz- 18 GHz) sous le logiciel CST Microwave Studio. Cette bande de fréquences plus faibles a été choisie afin de simplifier le paramétrage des simulations. Nous avons ensuite étendu ces analyses à la bande W (75 GHz – 110 GHz) qui ont permis d'étudier les performances du dispositif et évaluer les caractéristiques du champ rayonné incident au niveau de l'échantillon à caractériser. Les résultats obtenus ont permis de valider le choix du système rayonnant satisfaisant notre cahier des charges, à savoir un système très compact, assurant les conditions d'onde plane sur un rayon relativement petit, permettant de caractériser des échantillons de dimension réduite.

La dernière partie de ce deuxième chapitre décrit l'architecture complète du banc en espace libre pour la caractérisation des matériaux. Le type de calibrage, qui sera appliqué à ce banc de mesure, est également détaillé ainsi que l'algorithme d'extraction des propriétés du matériau à caractériser à partir des paramètres S mesurés.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les différents composants du banc en espace libre pour des caractérisations de matériaux en bande W. Les principales étapes de la mise en place de ce banc ont été ensuite abordées. Tout d'abord, la première étape vise l'alignement des éléments du banc de mesure qui est primordial pour transmettre le maximum de puissance entre les deux antennes d'émission/ réception. Puis, un étalonnage du banc de mesure est nécessaire. L'objectif de cette

procédure est de s'affranchir des erreurs systématiques (des têtes millimétriques, des câbles, des pointes de mesures...) influençant les mesures des paramètres S des matériaux à caractériser. A cela s'ajoute l'utilisation d'un filtrage temporel des paramètres S mesurés, afin d'éliminer les erreurs de mesures qui n'étaient pas supprimées par l'étalonnage. Les résultats présentés, aux fréquences millimétriques, ont montré une bonne reproductibilité lors de la réalisation des mesures des paramètres S (en transmission et en réflexion) pour différents types de matériaux (Plexiglass, Polyéthylène et le Rogers 4003C). Les propriétés de ces matériaux (la permittivité et la perméabilité et les pertes), sont extraites, dans un premier temps, en utilisant l'algorithme de Nicholson - Ross - Weir. Néanmoins, ces calculs sont perturbés par le phénomène des résonances d'épaisseur et souffrent d'une précision de calcul insuffisante pour converger. Ce principe s'observe notamment pour le calcul des tangentes de pertes lorsque les valeurs sont en dessous de  $10^{-3}$ . Cependant, pour les matériaux caractérisés au cours de ces travaux qui sont purement diélectriques et à très faibles pertes, il a été possible d'améliorer la précision du calcul de leurs propriétés diélectriques en utilisant l'algorithme de Boughriet.

Les résultats de mesure des matériaux à l'étude ont été comparés avec ceux obtenus avec le banc de mesure initial du CRT CISTEME. Cette intercomparaison a permis de valider l'amélioration apportée par le nouveau banc en termes de précision de mesure. Une deuxième intercomparaison a été réalisée avec les résultats de mesure des propriétés diélectriques des matériaux obtenus en utilisant un banc de spectroscopie THz fonctionnant jusqu'à 3 THz, disponible dans le laboratoire Xlim. Cette méthode a donné des résultats de référence à des fréquences plus élevées (THz) permettant de valider les résultats obtenus avec le banc mis en place (75 GHz – 110 GHz). Une dernière intercomparaison a été effectuée en utilisant la cavité ouverte disponible au sein du laboratoire Xlim. Malgré que les résultats soient obtenus à une seule fréquence, ceci a permis de valider la précision des résultats obtenus avec le banc en espace libre mis en place.

Quelques perspectives peuvent être envisagées à l'issue de ces travaux.

Tout d'abord, une intercomparaison avec les résultats des propriétés diélectriques obtenus en utilisant une cavité ouverte, fonctionnant à 100 GHz (disponible à Xlim) serait une deuxième validation des résultats. Bien que les mesures soient monofréquences, cette structure résonante permet la détermination de la permittivité réelle et la tangente de pertes avec une très bonne précision (incertitude de mesure de l'ordre de 1%). Cette première perspective, envisageable à court terme, sera mise en place rapidement.

Comme toute les méthodes de caractérisation de matériaux, l'utilisateur doit intervenir au cours de la mesure, soit dans les étapes d'étalonnage soit pour positionner l'échantillon. La précision des mesures dépend alors du manipulateur et de sa minutie qui est difficile à prendre en compte dans un calcul d'erreur. Dans ce contexte, l'automatisation du banc permettrait un gain de temps énorme ainsi qu'une réduction maximale des erreurs systématiques dues à l'utilisateur. Pour ceci, il faudrait mettre

en place toute une configuration programmée pilotant des moteurs permettant la translation avec précision des éléments mobiles du banc (antenne + réflecteurs), le lancement des mesures nécessaires, l'acquisition et le traitement des données de mesure.

Dans beaucoup de cas, les propriétés des matériaux dépendent plus ou moins de la température et il est alors intéressant de pouvoir connaître ces dépendances. Avec cette nouvelle architecture où le volume du système est fortement réduit, les mesures à hautes et basses températures sont envisageables. Deux approches peuvent être envisagées : soit seul le matériau est placé dans une enceinte dont la température peut varier, soit l'ensemble du banc de mesure est placé dans une étuve. Dans ce dernier cas, l'intérêt d'une automatisation de la mesure prend tout son sens.

Au cours de ce travail, seuls des matériaux purement diélectriques ont servi pour valider les différentes étapes de mise au point. Il est donc indispensable que des matériaux magnétiques soient mesurés avec ce nouveau banc de mesure afin de valider l'exploitation de ce système pour n'importe quel type de matériau.

# Annexe



# Les antennes

## A DEFINITION

Une antenne, reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre, peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Par conséquent, étant en général un dispositif réciproque, une antenne permet de recevoir et d'émettre les ondes radioélectriques, donc de transformer l'énergie guidée en énergie rayonnée [102].

De façon générale, plusieurs paramètres sont utilisés afin de décrire les caractéristiques de rayonnement et valoriser les performances des antennes. Ces paramètres sont principalement définies à partir de la notion de puissance (absorbée ou rayonnée).

## B CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT

Les notions qui seront évoquées dans ce paragraphe sont utilisées pour caractériser le champ rayonné à grande distance de l'antenne dans l'espace. D'après le théorème de réciprocité, ces notions sont définies pour les antennes considérées en émission ou en réception.

### 1). Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est obtenu à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

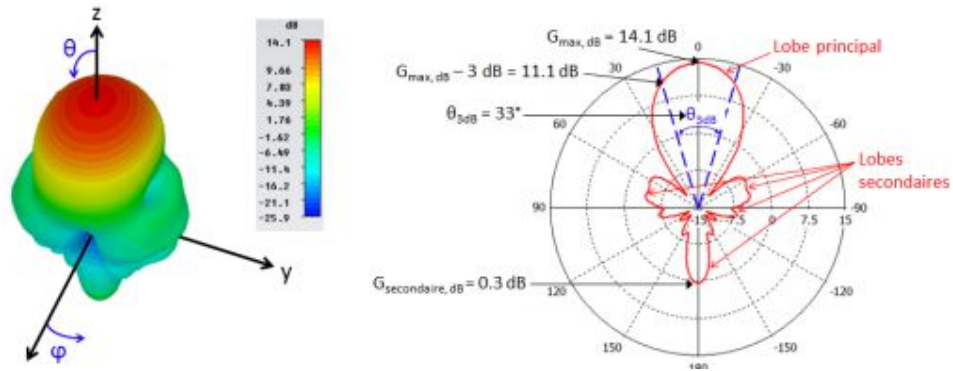
A grande distance  $r$  d'une antenne, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction  $(\theta, \varphi)$ , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide  $\psi$ , est alors une grandeur indépendante de  $r$ , reliée au champ électrique par la relation :

$$\psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \varphi)|^2 r^2$$

Avec  $\eta$  : Impédance d'onde dans le vide ( $120 \Omega$ )

On décrit la répartition de la puissance rayonnée d'une antenne dans l'espace à grande distance grâce au diagramme de rayonnement. En effet, le diagramme de rayonnement d'une antenne permet de visualiser les lobes d'émission dans les trois dimensions, dans le plan horizontal ou dans le plan vertical incluant le lobe le plus important (lobes principal). On peut tracer le diagramme de rayonnement en 3D afin de visualiser la direction dans laquelle l'antenne va rayonner le plus de puissance. On peut également représenter des plans de coupe en 2D (*Figure 159*).





**Figure 159 : Diagramme de rayonnement en 3D (à gauche) et Diagramme de rayonnement en 2D (à droite) [103]**

**2). Gains**

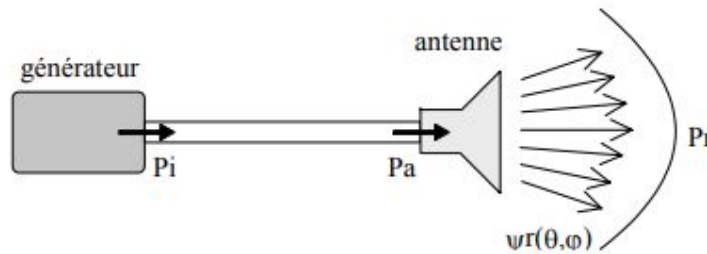
Le gain d'une antenne est une mesure importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée. D'une façon générale, la fonction de gain, qui décrit la variation de puissance rayonnée en fonction de l'angle pour une antenne localisée à l'origine du référentiel, est définie par la relation :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{P}{4\pi}}$$

Avec  $\psi(\theta, \varphi)$  : Densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction  $(\theta, \varphi)$

P : Puissance de référence.

Selon le choix de la puissance de normalisation P, trois définitions du gain sont communément utilisées (**Figure 160**).



**Figure 160 : Puissances d'une antenne**

Avec :  $P_i$  : Puissance incidente

$P_a$  : Puissance acceptée par l'antenne

$P_r$  : Puissance totale rayonnée :

$$P_r = \iint_{4\pi} \psi(\theta, \varphi) d\varpi$$

Avec  $d\varpi$  : Angle solide élémentaire autour de la direction  $(\theta, \varphi)$ .

✚ Si  $P = P_a$  (puissance acceptée par l'antenne) :

La quantité représente le gain intrinsèque de l'antenne et correspond à la définition de gain fournie précédemment. Cette définition ne prend pas en compte les pertes par désadaptation. Elle mesure les pertes de l'antenne autre que le rayonnement. Cette définition montre, en outre, que des antennes à fort gain possèdent un lobe de rayonnement d'amplitude importante mais de largeur étroite et des lobes secondaires de faibles amplitudes.

✚ Si  $P = P_r$  (puissance totale rayonnée) :

La quantité est appelée la directivité. Cette grandeur caractérise l'antenne seule et mesure sa capacité à concentrer l'énergie dans une direction donnée, sans tenir compte d'aucunes pertes.

✚ Si  $P = P_i$  (puissance incidente) :

La quantité est appelée gain réalisé. Sa valeur prend en compte l'ensemble des pertes de l'antenne, désadaptation comprise.

Ces trois définitions de gain sont liées entre elles. Notamment, le gain réalisé est identique au gain de l'antenne, sous réserve que celle-ci soit parfaitement adaptée. De même, pour une antenne sans pertes, le gain et la directivité sont des grandeurs identiques. Le graphe de la Figure A1.5 permet d'obtenir aisément les relations entre ces gains.

### 3). Bande passante

Un des rôles d'une antenne est de transmettre les informations contenues dans une certaine bande de fréquences d'où la notion de la bande passante d'une antenne. Ceci diffère d'une application à une autre.



# Travaux publiés

## Conférences nationales avec comité de lecture

- E. Perrin, S. Guelmami, S. Reynaud and O. Tantôt. “Free space measurement setup for the electromagnetic characterization of materials under high temperatures ”, Pharos, 2018
- S. Guelmami, S. Granet, E. Perrin, S. Reynaud, O. Tantot et D. Cros. “Méthode large bande de caractérisation de matériaux multicouches en espace libre à haute température ”. JNM, 2019
- S. Guelmami, E. Perrin, R. Chantalat, D. Cros et A. Crunteanu. “Conception d’un banc de caractérisation des matériaux en bande W”. JCMM, 2020
- S. Guelmami, E. Perrin, D. Cros et A. Crunteanu. “Conception et réalisation d’un banc quasi optique de caractérisation des matériaux en bande millimétrique d’un banc de caractérisation des matériaux en bande W”. JNM, 2022, En cours de soumission
- S. Guelmami, E. Perrin, D. Cros et A. Crunteanu. “Design and construction of a quasi-optical bench of material characterization in millimeter band”. EuMW, 2022, En cours de soumission



# Bibliographie



## Bibliographie

---

- [1] S. Roberts et A. Von Hippel, « A new method for measuring dielectric constant and loss in the range of centimeter waves », *J. Appl. Phys.*, vol. 17, n° 7, p. 610-616, 1946.
- [2] B. W. Hakki et P. D. Coleman, « A Dielectric Resonator Method of Measuring Inductive Capacities in the Millimeter Range », *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 8, n° 4, p. 402-410, juill. 1960, doi: 10.1109/TMTT.1960.1124749.
- [3] W. E. Courtney, « Analysis and Evaluation of a Method of Measuring the Complex Permittivity and Permeability Microwave Insulators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 18, n° 8, p. 476-485, août 1970, doi: 10.1109/TMTT.1970.1127271.
- [4] MIT RadLab, *Technique of Microwave Measurements*, vol. 11. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.nj7p.org/Manuals/PDFs/Books/MIT-Radiation-Lab-Series-V11-microwave-measurements.pdf>
- [5] D. LEMAIRE, « Contribution à la caractérisation de matériaux à l'aide d'un banc de mesure focalisé », PhD Thesis, Université de LIIMOGES, 1996.
- [6] M. D. Janezic et J. Baker-Jarvis, « Full-wave analysis of a split-cylinder resonator for nondestructive permittivity measurements », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 10, p. 2014-2020, 1999.
- [7] J. Baker-Jarvis *et al.*, « Dielectric characterization of low-loss materials a comparison of techniques », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 5, n° 4, p. 571-577, 1998.
- [8] A. D. Vyas, V. A. Rana, D. H. Gadani, et A. N. Prajapati, « Cavity perturbation technique for complex permittivity measurement of dielectric materials at X-band microwave frequency », in *2008 International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications*, 2008, p. 836-838.
- [9] S. B. Cohn et K. C. Kelly, « Microwave measurement of high-dielectric-constant materials », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 14, n° 9, p. 406-410, 1966.
- [10] « Résonateurs », [En ligne]. Disponible sur: <https://docplayer.fr/72354979-Resonateurs-chapitre-circuits-resonants-serie-et-parallele-circuit-resonant-serie.html>
- [11] JEAN-RENÉ CLICHE, « RÉOLUTION NUMÉRIQUE DE L'ÉQUATION CARACTÉRISTIQUE D'UNE CAVITÉ HYPERFRÉQUENCE RÉ-ENTRANTE ASYMÉTRIQUE CONTENANT UN ÉCHANTILLON DIÉLECTRIQUE », L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES, 1996. [En ligne]. Disponible sur: <https://depot-e.uqtr.ca/id/eprint/4752/1/000629186.pdf>
- [12] A. Perrenoud, « Résumé de la théorie des résonateurs quasi-optiques ouverts », 1984. [En ligne]. Disponible sur: <https://core.ac.uk/download/pdf/148014899.pdf>
- [13] C. A. Guerbi, « Caractérisation diélectrique de matériaux par spectroscopie fréquentielle », PhD Thesis, 2001. [En ligne]. Disponible sur: <https://repository.usthb.dz/bitstream/handle/123456789/3218/TH2128.pdf?sequence=3&isAllowed=y>
- [14] Hewlett Packard, « Measuring dielectric constant with the HP8510 Network analyzer », [En ligne]. Disponible sur: <https://www.hpmemoryproject.org/an/pdf/pn8510-3.pdf>



- [15] H. RMILI, « ÉTUDE, RÉALISATION ET CARACTÉRISATION D'UNE ANTENNE PLAQUÉE EN POLYANILINE FONCTIONNANT À 10 GHz », PhD Thesis, L'UNIVERSITÉ BORDEAUX I, 2004.
- [16] R. K. Shevgaonkar, *Electromagnetic waves*. Tata McGraw-Hill Education, 2005.
- [17] E. Georget, « Preuve de concept d'une liaison radio mer-air d'une balise autonome de petites dimensions-Projet BELOCOPA Conception d'antennes multi-bandes sur substrat souple », PhD Thesis, Aix Marseille Université, 2015.
- [18] A. P. Gregory et R. N. Clarke, « A review of RF and microwave techniques for dielectric measurements on polar liquids », *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 13, n° 4, p. 727-743, 2006.
- [19] P. Goy et M. Gross, « Free space vector transmission-reflection from 18 to 760 GHz », in *1994 24th European Microwave Conference*, 1994, vol. 2, p. 1973-1978.
- [20] S. B. Kumar, U. Raveendranath, P. Mohanan, K. T. Mathew, M. Hajian, et L. P. Lighthart, « A simple free-space method for measuring the complex permittivity of single and compound dielectric materials », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, n° 2, p. 117-119, 2000.
- [21] P. K. Kadaba, « Simultaneous measurement of complex permittivity and permeability in the millimeter region by a frequency-domain technique », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 33, n° 4, p. 336-340, 1984.
- [22] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, et V. K. Varadan, « Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 39, n° 2, p. 387-394, 1990.
- [23] C. Poulin, « Etudes des matériaux, composants et systèmes dans le domaine térahertz par analogie aux méthodes optiques », PhD Thesis, Ecole centrale de Marseille, 2018.
- [24] V. V. Varadan, R. D. Hollinger, D. K. Ghodgaonkar, et V. K. Varadan, « Free-space, broadband measurements of high-temperature, complex dielectric properties at microwave frequencies », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 40, n° 5, p. 842-846, 1991.
- [25] D. LEMAIRE, D. CROS, H. JALLAGEAS, et P. GUILLON, « MATERIAL CHARACTERISATION FROM -160°C UP TO 800°C IN CENTIMETER AND MILLIMETER WAVELENGTH FREQUENCY BAND », *CPEM Dig. Conf. Precis. Electromagn. Meas.*, p. pp.72-73, 1966.
- [26] X. Faget, A. Litman, E. Dieudonné, S. Enoch, et N. Malléjac, « Free-space characterization of the permeability of inhomogeneous magneto-dielectric materials », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, n° 12, p. 5035-5045, 2017.
- [27] G. L. Friedsam et E. M. Biebl, « A broadband free-space dielectric properties measurement system at millimeter wavelengths », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 46, n° 2, p. 515-518, 1997.
- [28] M. N. Afsar, J. R. Birch, R. N. Clarke, et G. W. Chantry, « The measurement of the properties of materials », *Proc. IEEE*, vol. 74, n° 1, p. 183-199, 1986.
- [29] F. LEGRAND, P. GAUTIER, et C. TISSIER, « Caractérisation de matériaux en champ libre et en incidence rasante », *JCMM 92 Journ. Détude*, oct. 1992.
- [30] L. S. Rocha, C. C. Junqueira, E. Gambin, A. N. Vicente, A. E. Culhaoglu, et E. Kemptner, « A free space measurement approach for dielectric material characterization », in *2013*

*SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2013, p. 1-5.

- [31] Z. Abbas, R. D. Pollard, et R. W. Kelsall, « Complex permittivity measurements at Ka-band using rectangular dielectric waveguide », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, n° 5, p. 1334-1342, 2001.
- [32] Clifford E. Kintner, « Free-Space Measurements of Dielectrics and Three-Dimensional Periodic Metamaterials », University of Arkansas Fayetteville, 2017.
- [33] J. Matlacz et D. Palmer, « Using offset parabolic reflector antennas for free space material measurement », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 49, n° 4, p. 862-866, août 2000, doi: 10.1109/19.863939.
- [34] B. Will et I. Rolfes, « A new approach on broadband calibration methods for free space applications », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, p. 1-3.
- [35] N. Gagnon, J. Shaker, P. Berini, L. Roy, et A. Petosa, « Material characterization using a quasi-optical measurement system », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 52, n° 2, p. 333-336, avr. 2003, doi: 10.1109/TIM.2003.810042.
- [36] E. Saenz, L. Rolo, K. Van'T Klooster, M. Paquay, et V. V. Parshin, « Accuracy assesment of material measurements with a quasi-optical free-space test bench », in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, p. 572-576.
- [37] A. Kazemipour, M. Hudlička, M. Salhi, T. Kleine-Ostmann, et T. Schrader, « Free-space quasi-optical spectrometer for material characterization in the 50–500 GHz frequency range », in *2014 44th European Microwave Conference*, 2014, p. 636-639.
- [38] V. V. Varadan, K. A. Jose, et V. K. Varadan, « In situ microwave characterization of nonplanar dielectric objects », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 3, p. 388-394, mars 2000, doi: 10.1109/22.826837.
- [39] F. D. J. Brunner, A. Schneider, et P. Günter, « A terahertz time-domain spectrometer for simultaneous transmission and reflection measurements at normal incidence », *Opt. Express*, vol. 17, n° 23, p. 20684, nov. 2009, doi: 10.1364/OE.17.020684.
- [40] L. Duvillaret, F. Garet, et J.-L. Coutaz, « A reliable method for extraction of material parameters in terahertz time-domain spectroscopy », *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 2, n° 3, p. 739-746, 1996.
- [41] Menlo Systems GmbH, Munich, Germany, « User Manual Tera K15 ». 2018.
- [42] P. H. Bolivar *et al.*, « Measurement of the dielectric constant and loss tangent of high dielectric-constant materials at terahertz frequencies », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 4, p. 1062-1066, 2003.
- [43] D. Armand, « Application de la spectroscopie térahertz à la détection de substances sensibles », PhD Thesis, Grenoble, 2011.
- [44] K. Manallah, « Techniques de mesure hyperfréquences large bande appliquées aux matériaux hétérogènes solides », PhD Thesis, Université FERHAT ABBAS SETIF UFAS (Algérie), 2018.
- [45] J. Munoz, M. Rojo, A. Parrefio, et J. Margineda, « Automatic measurement of permittivity and permeability at microwave frequencies using normal and oblique free-wave incidence with focused beam », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 47, n° 4, p. 886-892, 1998.

- [46] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, et V. K. Varadan, « A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, n° 3, p. 789-793, 1989.
- [47] T. Letertre, « Etude des comportements électromagnétiques des matériaux en fonction de la température pour modéliser l'impact des échauffements générés par les frottements de l'air sur un aéronef lors d'un vol à vitesse élevée », PhD Thesis, Aix-Marseille, 2019.
- [48] W. B. Weir, « Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies », *Proc. IEEE*, vol. 62, n° 1, p. 33-36, 1974.
- [49] I. Rolfes et B. Schiek, « Calibration methods for free space dielectric microwave measurements with a 4-channel-network-analyzer », in *2002 32nd European Microwave Conference*, 2002, p. 1-4.
- [50] A. M. Nicolson et G. F. Ross, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 19, n° 4, p. 377-382, nov. 1970, doi: 10.1109/TIM.1970.4313932.
- [51] O. Luukkonen, S. I. Maslovski, et S. A. Tretyakov, « A stepwise Nicolson–Ross–Weir-based material parameter extraction method », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 1295-1298, 2011.
- [52] A.-H. Boughriet, C. Legrand, et A. Chapoton, « Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, n° 1, p. 52-57, janv. 1997, doi: 10.1109/22.552032.
- [53] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, et V. K. Varadan, *Microwave Electronics Measurement and materials characterization*. 2004.
- [54] N. Fortino, « Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsions », phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2006. Consulté le: 4 juillet 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00455714>
- [55] P. Vaudon, « Cours et recherches sur les antennes et l'électromagnétisme », Université de Limoges, Cours. [En ligne]. Disponible sur: <http://patrick.vaudon.pagesperso-orange.fr/default.htm>
- [56] J.-P. Adam et Y. Béniguel, « Source millimétrique bi-fréquence », *IEEA*, [En ligne]. Disponible sur: <http://www.ieea.fr/publications/ieea-2009-see.pdf>
- [57] P. Piksa, « Comparison of conical horn with optimized corrugated surface and corrugated horn », in *Proceedings of 21st International Conference Radioelektronika 2011*, avr. 2011, p. 1-3. doi: 10.1109/RADIOELEK.2011.5936464.
- [58] G. Bordier, « Développements de composants millimétriques pour la caractérisation de la polarisation du fond diffus cosmologique », PhD Thesis, Université Paris Diderot-Paris 7, 2014.
- [59] N. Tevar, P. Mehta, et K. Bhatt, « A review paper on conical corrugated horn antenna », in *2016 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, 2016, p. 889-892.
- [60] L. Shafai, S. K. Sharma, et S. Rao, *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems Volume II: Feed Systems*. Artech House, 2013.

- [61] S. Taeho, « Phase center and radiation behaviour of Ku-band corrugated horn », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992 Digest*, juin 1992, p. 1844-1847 vol.4. doi: 10.1109/APS.1992.221715.
- [62] D. J. Patel et D. A. C. Suthar, « Design of Corrugated Conical Gaussian profiled Horn Antenna for Multi Beam Application », vol. 03, n° 05, p. 6.
- [63] A. A. Kishk et C.-S. Lim, « Comparative Analysis between Conical and Gaussian Profiled Horn Antennas », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 38, p. 147-166, 2002, doi: 10.2528/PIER02052406.
- [64] T. Salimi, A. Maghoul, et A. A. Abbasid, « Design of a Compact Gaussian Profiled Corrugated Horn Antenna for Low Sidelobe-Level Applications », *Int. J. Comput. Theory Eng.*, p. 223-226, 2013, doi: 10.7763/IJCTE.2013.V5.682.
- [65] C. Yao, C. Ai-xin, et S. Dong-lin, « The optimization design of the Pickett Potter horn antenna for ka band », in *2008 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, mai 2008, p. 626-629. doi: 10.1109/APEMC.2008.4559953.
- [66] L. Polo-Lopez, J. Córcoles, et J. Ruiz-Cruz, « Antenna Design by Means of the Fruit Fly Optimization Algorithm », *Electronics*, vol. 7, p. 3, janv. 2018, doi: 10.3390/electronics7010003.
- [67] M. A. Zaman, M. Gaffar, S. M. Choudhury, et M. A. Matin, « Optimization and analysis of a Ka band Pickett Potter horn antenna with low cross polarization », in *International Conference on Electrical & Computer Engineering (ICECE 2010)*, 2010, p. 542-545.
- [68] K.-H. Lee, C.-C. Chen, et R. Lee, « UWB Dual-Linear Polarization Dielectric Horn Antennas as Reflector Feeds », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, n° 3, p. 798-804, mars 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.891804.
- [69] E. Lier, « A dielectric hybrid mode antenna feed: A simple alternative to the corrugated horn », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, n° 1, p. 21-29, janv. 1986, doi: 10.1109/TAP.1986.1143728.
- [70] S. Silver, « Microwave Antenna Theory and Design », p. 636.
- [71] C. A. BALANIS, *Antenna Theory, Analysis & Design*. John Willey & Sons, 2015. [En ligne]. Disponible sur: <https://books.google.fr/books?hl=fr&lr=&id=uxBCwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PR13&dq=antenna+theory+analysis+and+design+pdf&ots=RJrNQcX7zu&sig=SYmDCwyY7OegnIDUg3EFH89ZaGg#v=onepage&q&f=false>
- [72] Y. RAHMAT-SAMII, « “Lens antennas” », in *ANTENNA HANDBOOK*, Theory Applications and Design, chap 16.,
- [73] B. Fuchs, « Lentilles stratifiées et sources réelles associées - Analyses théoriques et validations expérimentales en ondes millimétriques », phdthesis, Université Rennes 1, 2007. Consulté le: 27 juillet 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00194403>
- [74] W. Rusch, « The current state of the reflector antenna art », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, n° 4, p. 313-329, avr. 1984, doi: 10.1109/TAP.1984.1143333.
- [75] S. Morterolle, « Étude de structures légères déployables pour applications spatiales », phdthesis, Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2011. Consulté le: 27 juillet 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00761365>

- [76] C. Migliaccio, « Développement d'antennes millimétriques en bande W », PhD Thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2006.
- [77] Y. RAHMAT-SAMII, « “Reflectors antennas” », in *ANTENNA HANDBOOK*, Theory Applications and Design, chap 15., p. 31-37.
- [78] N. Gagnon, *Design and study of a free-space quasi-optical measurement system*. University of Ottawa (Canada), 2002. [En ligne]. Disponible sur: <https://ruor.uottawa.ca/bitstream/10393/6129/1/MQ72763.PDF>
- [79] CST, « CST Microwave Studio, Workflow and Solver Overview ». Computer Simulation Technology AG Darmstadt, 2014.
- [80] « TECHSPEC® Miroirs Paraboliques Hors Axe, Traité Argent ». <https://www.edmundoptics.fr/f/silver-off-axis-parabolic-mirrors/39490/> (consulté le 23 novembre 2021).
- [81] I. Rolfes et B. Schiek, « Calibration methods for microwave free space measurements », *Adv. Radio Sci.*, vol. 2, n° A. 1, p. 19-25, 2005.
- [82] G. F. Engen et C. A. Hoer, « Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 27, n° 12, p. 987-993, 1979.
- [83] N. Vohra, L. R. Rodriguez-Aguilar, J. S. Batista, et M. El-Shenawee, « Free-Space Characterization of Radar Absorbing Non-Magnetic Materials in the W-Band », in *2020 94th ARFTG Microwave Measurement Symposium (ARFTG)*, janv. 2020, p. 1-4. doi: 10.1109/ARFTG47584.2020.9071679.
- [84] I. S. Seo et W. S. Chin, « Characterization of electromagnetic properties of polymeric composite materials with free space method », *Compos. Struct.*, vol. 66, n° 1-4, p. 533-542, 2004.
- [85] N. Gagnon, « Design and study of a free space quasi optical measurement system », Ottawa, Canada, 2002.
- [86] P. Bartley et S. Begley, « Improved free-space S-parameter calibration », in *2005 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, 2005, vol. 1, p. 372-375.
- [87] A. M. Hassan, J. Obrzut, et E. J. Garboczi, « A Q-Band Free-Space Characterization of Carbon Nanotube Composites », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n° 11, p. 3807-3819, nov. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2603500.
- [88] A. M. Hassan, J. Obrzut, et E. J. Garboczi, « Free-space reconstruction of the electrical properties of carbon nanotube based composites in the Q-band range », in *84th ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2014, p. 1-4.
- [89] C. Orlob, T. Reinecke, E. Denicke, B. Geck, et I. Rolfes, « Compact unfocused antenna setup for X-band free-space dielectric measurements based on line-network-network calibration method », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, n° 7, p. 1982-1989, 2013.
- [90] D. Bourreau, A. Péden, et S. Le Maguer, « A Quasi-Optical Free-Space Measurement Setup Without Time-Domain Gating for Material Characterization in the W-Band », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 55, n° 6, p. 2022-2028, 2006.
- [91] H. Heuermann et B. Schiek, « Line network network (LNN): An alternative in-fixture calibration procedure », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, n° 3, p. 408-413, 1997.

- [92] I. Rolfes, « Microwave free space calibration methods », in *2004 Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, 2004, p. 72-73.
- [93] I. Rolfes et B. Schiek, « LRR-A self-calibration technique for the calibration of vector network analyzers », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 52, n° 2, p. 316-319, 2003.
- [94] F. J. F. Gonçalves, A. G. Pinto, R. C. Mesquita, E. J. Silva, et A. Brancaccio, « Free-space materials characterization by reflection and transmission measurements using frequency-by-frequency and multi-frequency algorithms », *Electronics*, vol. 7, n° 10, p. 260, 2018.
- [95] D. R. Lima, C. Junqueira, M. A. Canto, et A. C. Migliano, « Accuracy of GRL calibration considering time domain gating for the calculation of permittivity parameter in free space technique », in *2015 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, 2015, p. 1-5.
- [96] T. Chang, X. Zhang, C. Yang, Z. Sun, et H.-L. Cui, « Measurement of complex terahertz dielectric properties of polymers using an improved free-space technique », *Meas. Sci. Technol.*, vol. 28, n° 4, p. 045002, 2017.
- [97] E. J. Rothwell, J. L. Frasch, S. M. Ellison, P. Chahal, et R. O. Ouedraogo, « ANALYSIS OF THE NICOLSON-ROSS-WEIR METHOD FOR CHARACTERIZING THE ELECTROMAGNETIC PROPERTIES OF ENGINEERED MATERIALS », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 157, p. 31-47, 2016, doi: 10.2528/PIER16071706.
- [98] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura, et W. A. Kissick, « Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, n° 8, p. 1096-1103, 1990.
- [99] E. B. Treacy, « The two-cone open resonator », *Proc. IEEE*, vol. 54, n° 4, p. 555-560, avr. 1966, doi: 10.1109/PROC.1966.4775.
- [100] P. K. Yu, « Measurements Using an Open Resonator », *Univ. Coll. Lond. Lond. UK*, 1970.
- [101] C.-K. Lee *et al.*, « Evaluation of Microwave Characterization Methods for Additively Manufactured Materials », *Designs*, vol. 3, n° 4, Art. n° 4, déc. 2019, doi: 10.3390/designs3040047.
- [102] R. Chantalat, « Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources », PhD Thesis, Limoges, 2003.
- [103] A. C. Lepage, « Caractéristiques des antennes », [En ligne]. Disponible sur: [https://lms.fun-mooc.fr/c4x/MinesTelecom/04009/asset/MOOC\\_fiche\\_antenne\\_v4.pdf](https://lms.fun-mooc.fr/c4x/MinesTelecom/04009/asset/MOOC_fiche_antenne_v4.pdf)



Conception et réalisation d'un banc quasi optique de caractérisation des matériaux en bande millimétrique

**Résumé** : Le développement de techniques de caractérisation des propriétés des matériaux dans la gamme des fréquences millimétriques rencontre un intérêt croissant depuis plusieurs années. A cet effet, diverses méthodes théoriques et expérimentales ont été présentées dans la littérature. Les techniques de caractérisation des matériaux en espace libre sont assez attrayantes, par rapport à d'autres méthodes, en raison de leur analyse sans contact et non- destructive et de la relative simplicité de la préparation des échantillons. Le type de mesure en espace libre, « quasi-optique », est aujourd'hui considéré comme le meilleur outil permettant une caractérisation des propriétés diélectriques des matériaux sur une large bande de fréquence. Cette méthode consiste à effectuer une mesure en réflexion et/ou en transmission d'une onde électromagnétique incidente sur un échantillon afin de déterminer ses caractéristiques électromagnétiques. Cette technique peut être utilisée pour la caractérisation non seulement des matériaux diélectriques, mais aussi des matériaux magnétiques et anisotropes.

Dans ce contexte, les travaux présentés dans ma thèse concernent la mise en place d'un système de caractérisation en espace libre « quasi optique » innovant permettant de mesurer avec précision les propriétés des matériaux en bande millimétrique, en particulier en bande W (75 GHz – 110 GHz). Ce système est donc composé des antennes à «réflecteur en offset» capable de satisfaire les conditions d'onde plane au niveau du matériau à caractériser. Ainsi, la caractérisation consiste d'extraire les propriétés de ce matériau à partir des mesures des paramètres S en transmission / réflexion, ceci connaissant son épaisseur.





---

**Keywords :** Characterization of materials, free space method, quasi-optical, millimeter frequencies, electromagnetic properties

### Development of a quasi-optical bench of material characterization in millimeter band

**Abstract:** The development of techniques for characterizing the properties of materials in the range of millimetric frequencies has met a growing interest for several years. For this purpose, various theoretical and experimental methods have been presented in the literature. Free-space materials characterization techniques are quite attractive, compared to other methods, due to their non-contact and non-destructive analysis and the relative simplicity of sample preparation. The type of measurement in free space, "quasi-optical", is today considered as the best tool for characterizing the dielectric properties of materials over a wide frequency band. This method consists of measuring the reflection and/or transmission of an electromagnetic wave incident on a sample in order to determine its electromagnetic characteristics. This technique can be used for the characterization not only of dielectric materials, but also of magnetic and anisotropic materials.

In this context, the work presented in my thesis concerns the establishment of an innovative "quasi-optical" free-space characterization system to accurately measure the properties of materials in the millimeter band, in particular in the W band (75 GHz – 110GHz). This system is therefore composed of "offset reflector" antennas capable of satisfying the plane wave conditions on the material to be characterized. Thus, and knowing its thickness, the characterization consists in extracting the properties of this material from the measurements of the S parameters (transmission / reflection).