

République algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de Blida1



Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales

Département de Navigation Aérienne

Laboratoire des Sciences Aéronautiques

Mémoire de Master

En

Communication Navigation Surveillance-Air Trafic Management

CNS/ATM

Extraction des paramètres électromagnétiques de milieux matériels.
Application à un alliage Fer-Aluminium-Vanadium

Réalisé par : BELLALEM Ahmed

BELEMOU Youcef

Dirigé par :

Dr. Otmane Fadhéla

Année universitaire : 2017/2018

Remerciements

Nous remercions Dieu le tout puissant pour nous avoir donné la force et la patience afin de pouvoir réaliser ce modeste travail et de sa bénédiction et protection sur nos capacités physiques et morales.

Nos sincères remerciements à notre encadreur Mme. Otmane fadhéla, qui a acceptée de nous diriger durant ce travail, qui par ses conseils et ses orientations nous a été d'un grand apport dans la finalisation de notre mémoire.

Nous remercions vivement les membres de jury qui accepteront d'examiner ce travail. Nous remercions également tout le personnel de l'école militaire polytechnique (EMP) pour nous avoir accueilli et assister durant la phase expérimentale ainsi que pour leurs précieux conseils.

Nous remercions tous nos enseignants qui ont contribués à notre formation.

Nous ne pourrions clôturer ces remerciements sans retourner vers les êtres les plus chers pour nous dont leur encouragement nous ont permis de continuer nos études et de réussir.

Merci à tous.



Dédicaces

Je dédie ce travail à :

*Mon cher père, qui m'a toujours été source de courage, conseils et soutien,
Ma très chère mère qui m'a toujours apporté amour et affection,
Mes très chers frères,
Ma très chère sœur,
Toute ma famille et belle famille.*

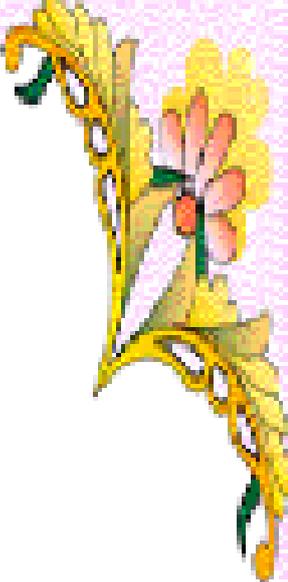
A tous mes enseignants dès l'école primaire jusqu'à l'université.

A mon cher amis et binôme BELEMOU Youcef

*A toute ma promotion 2ème année master (2017/2018) et que ce manuscrit soit utile pour
tous ceux qui en auront besoin.*

Ahmed.B





Dédicaces

Je dédie ce travail à :

A ma chère mère Zahraa

A mon cher père Abdelkader

Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs

A mes chères sœurs

Pour leurs conseils précieux tout au long de mes études

A mon cher petit frère Mehdi

Je te souhaite tout le bonheur que tu mérites...

A toute ma famille

A mon cher ami et binôme Bellalem Ahmed

Qui m'a supporté durant ces cinq ans

A tous mes amis

Youcef. B



LISTE DES FIGURES:

Chapitre 1 :

FIGURE 1.1 : Nature et propagation d'une onde électromagnétique.....	3
FIGURE 1.2 : Spectre électromagnétique.....	4
FIGURE 1.3 : Onde progressive.....	7
FIGURE 1.4 : Onde stationnaire.....	8
FIGURE 1.5 : réflexion spéculaire.....	9
FIGURE 1.6 : réflexion diffuse l'indicatrice de luminance apparait en pointilles.....	10
FIGURE 1.7 : réflexion de volume.....	10
FIGURE 1.8 : phénomène de réfraction.....	11
FIGURE 1.9 : Représentation typique d'un guide d'onde rectangulaire.....	13
FIGURE 1.10 : Charge en circuit ouvert $Z_L = \infty$	15
FIGURE 1.11 : Impédance de charge modérément élevée : $0 < Z_L < Z_c$	15
FIGURE 1.12 : Impédance de charge égale à l'impédance caractéristique : $Z_L = Z_c$	16
FIGURE 1.13 : Impédance de charge en court-circuit : $Z_L = 0$	16
FIGURE 1.14 : interaction du rayonnement électromagnétique avec la matière.....	20
FIGURE 1.15 : Variation de la permittivité diélectrique en fonction de la fréquence.....	22
FIGURE 1.16 : Polarisation dipolaire ou d'orientation.....	24

Chapitre 2 :

FIGURE 2.1 : Schéma du principe de la technique de mesure en espace libre.....	31
FIGURE 2.2 : Réponse en transmission d'une cavité résonnante.....	33
FIGURE 2.3 : Cavité rectangulaire totalement remplie du matériau sous test.....	34

FIGURE 2.4 : Mesure de l'échantillon de tissu à l'aide d'une sonde coaxiale ouverte.....	36
FIGURE 2.5 : Guide d'onde rectangulaire rempli d'une façon homogène.....	39
FIGURE 2.6 : Ondes électromagnétiques transmises et réfléchies dans une ligne de transmission remplie.....	39
FIGURE 2.7 : Analyseur de réseau vectoriel raccordé à un PC pour le traitement des données.....	46
FIGURE 2.8 : Schéma de principe d'un analyseur de réseaux vectoriel.....	47
FIGURE 2.9 : accès d'un quadripôle par un signal.....	49
Chapitre 3:	
FIGURE 3.1 : Dispositif de mesure des paramètres S.....	51
FIGURE 3.2 : Dispositif de calibration lors de la mesure des paramètres S.....	52
FIGURE 3.3 : outils de calibration d'un guide d'ondes bande X.....	56
FIGURE 3.4 Etapes fondamentales pour la détermination des paramètres électromagnétiques.....	56
FIGURE 3.5 : Les spectres du module du S-paramètres à vide.....	57
FIGURE 3.6 : Les spectres du module du S-paramètres en charge (Ech 15h 0.5% et le Ech 30h0.5%).....	58
FIGURE 3.7 : Les spectres du module du S-paramètres à vide après lissage.....	59
FIGURE 3.8 : Les spectres du module du S-paramètres en charge après lissage, (Ech 15h0.5%).....	60
FIGURE 3.9 : Les spectres du module du S-paramètres en charge après lissage, (Ech 30h0.5%).....	61
FIGURE 3.10: ϵ' obtenu par NRW a vide.....	62
FIGURE 3.11 : ϵ'' obtenu par NRW a vide.....	63
FIGURE 3.12 : ϵ' obtenue par NRW de premier échantillon (15h 0.5%).....	63
FIGURE 3.13: ϵ' obtenue par NRW de deuxième échantillon (30h 0.5%).....	64

FIGURE 3.14 : FIGURE 3.9 : ϵ'' obtenue par NRW de premier échantillon (15h 0.5%).....64

FIGURE 3.15 : FIGURE 3.9 : ϵ' obtenue par NRW de deuxième échantillon (Ech 30h 0.5%).....65

FIGURE 3.16 : μ' obtenu par NRW de premier échantillon (15h 0.5%).....65

FIGURE 3.17 : μ' obtenu par NRW de deuxième échantillon (30h 0.5%).....66

FIGURE 3.18 : μ'' obtenu par NRW de premier échantillon (15h 0.5%).....67

FIGURE 3.19 : μ'' obtenu par NRW de deuxième échantillon (30h 0.5%).....67

FIGURE 3.20 : les facteurs de pertes diélectriques a vide ($\tan\delta=0$).....68

FIGURE 3.21 : les facteurs de pertes diélectriques pour le premier échantillon(15h0.5%).....68

FIGURE 3.22 : les facteurs de pertes diélectriques pour le deuxième échantillon(30h0.5%).....69

FIGURE 3.23 : les facteurs de pertes magnétiques a vide ($\tan\delta=0$).....69

FIGURE 3.24 : les facteurs de pertes diélectriques pour le premier échantillon(15h0.5%)70

FIGURE 3.25 : les facteurs de pertes diélectriques pour le deuxième échantillon (30h0.5%),($\tan\delta=0$).....70

Annex:

Figure A1 – Organigramme pour les procédures de mesure.....78

Figure A2 : Organigramme pour la méthode de NRW.....79

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1.1 : les types de polarisations.....25

TABLEAU 2.1 : Méthode de conversion.....41

LISTE DES SYMBOLES

ϵ_r : permittivité diélectrique relative.

ϵ' : partie réelle de permittivité diélectrique.

ϵ'' : partie imaginaire de permittivité diélectrique.

μ_r : perméabilité magnétique.

μ' : partie réelle de perméabilité magnétique.

μ'' : partie imaginaire de perméabilité magnétique.

λ_c : la longueur d'onde de coupure.

λ : Longueur d'onde.

T : Période.

f : Fréquence.

γ : gamma.

ω : pulsation.

k : le nombre d'onde.

$^{\circ}\text{C}$: degré Celsius.

Z_c : l'impédance caractéristique.

Z_L : l'impédance de charge.

c : vitesse de la lumière.

m,n : numéro de mode.

a,b : dimensions du guide d'onde.

K : Kelvin.

σ : la conductivité électrique.

tan δ : tangentes des pertes.

Γ : coefficient de réflexion .

T : un coefficient de transmission.

A : coefficient d'absorption.

η_m : susceptibilités magnétiques.

Cx et Cv : les capacités.

Δf : la largeur de bande.

f0 : la fréquence de résonance.

S_{ij} : le paramètres de dispersion.

S11 : coefficient de réflexion au port 1.

S22 : coefficient de réflexion au port 2.

S12 : coefficient de transmission de port 2 au port 1.

S21 : coefficient de transmission de port 1 au port 2.

Lair : longueur totale de la ligne de transmission.

L1 et L2 : les distances des ports respectifs aux faces de l'échantillon.

L : la longueur de l'échantillon.

S : la matrice de dispersion.

LES ABREVIATIONS

EMP : Ecole Militaire Polytechnique.

VNA : vectoriel Network Analyzer.

NRW : Nicholson-Ross-Weir.

S-paramètres : les paramètres de dispersions.

FM : Frequency Modulation.

TOS : Taux d'Ondes Stationnaires.

MUT: material under test

SCL: Short circuit line

DST: Dispositif Sous Test

ملخص

هذا العمل مخصص لدراسة الخصائص الكهرومغناطيسية لعينتين نانومركبة مكونة أساسا من الحديد و الألمنيوم و الفناديوم محصل عليها على فترات مختلفة ، بهدف معاينة سلوك العينتين المعرضة لحقل كهرومغناطيسي ضمن مسار موجي موجه لمجال الترددات اكس، أولا قمنا بقياسات لمعامل الانعكاس و معامل الارسال باستعمال محلل الشبكة اجيلون 8719ES . ثانيا اعتمادا على خوارزمية نيكلسون-روس-وير باستعمال برنامج ماتلاب ، حددنا الخصائص الكهرومغناطيسية في صيغة للسماحية الكهربائية و للتفاضية المغناطيسية النسبية. أخيرا قمنا بتطبيق طريقة التنعيم لحذف وحل مشكل التباعد المحصل عليها من خوارزمية نيكلسون-روس-وير بغرض الحصول على نتائج دقيقة قابلة للقراءة و لتحليل طيف العوامل الكهرومغناطيسية.

Abstract

This work is devoted to the study of the electromagnetic properties of materials mediums in view to investigate their behavior when exposed to the action of an electromagnetic field in a rectangular waveguide over the X band. S parameters are measured using an Agilent 8719ES Network Analyzer. The Nicholson-Ross-Weir algorithm is implemented under MATLAB software in order to extract the relative dielectric permittivity magnetic permeability. A smoothing data is undertaken under MATLAB software also to reduce the NRW divergence problems and get interpretable spectra.

Résumé

Ce travail est consacré à la caractérisation des propriétés électromagnétiques d'échantillons de milieux matériels, afin d'examiner leur comportement sous l'action d'un champ électromagnétique dans un guide d'ondes rectangulaire à bande X. les paramètres S sont mesurés en utilisant un Analyseur de réseau Agilent 8719ES. L'algorithme de Nicholson-Ross-Weir (NRW) est mis en œuvre sous Logiciel MATLAB pour l'extraction de la permittivité diélectrique et de la perméabilité magnétique relatives. Un lissage de données est également entrepris sous Matlab pour réduire les les problèmes de divergence de l'algorithme NRW pour l'obtention de spectres interprétables.

SOMMAIRE

Remerciement.

Dédicaces.

Liste des figures.

Liste des tableaux.

Liste des lettres.

Les abréviations

Résumé.

Introduction générale.....1

CHAPITRE 1 : rayonnement électromagnétique et milieux matériels

Introduction.....3

1.1 - Rayonnement électromagnétique : nature et propagation..... 3

1.1.1- Définition.....3

1.1.2- Onde électromagnétique.....3

1.1.3- Spectre électromagnétique.....4

1.2- Propagation des ondes.....6

1.2.1- Définition.....6

1.2.2- Conditions de propagation.....6

1.2.3- Vitesse de propagation.....7

1.2.4- Ondes longitudinales et transversales.....7

1.2.5- Ondes progressives et ondes stationnaires.....7

1.2.6- Phénomènes affectant la propagation des ondes.....8

1.3- Propagation guidée.....12

1.4- Exemples de lignes de transmission.....12

1.5- Notions de base sur un guide d'onde rectangulaire.....13

1.5.1. Paramètres relatifs à la propagation dans un guide d'ondes rectangulaire.....	14
1.6. Classification des matériaux.....	17
1.6.1. Classification basée sur la conductivité électrique.....	17
1.6.2. Classification basée sur les niveaux d'énergie.....	17
1.6.3. Classification basée sur la permittivité diélectrique	18
1.6.4. Classification basée sur la susceptibilité magnétique.....	19
1.7. Rayonnement et matière.....	19
1.7.1. Interactions rayonnement-matière.....	19
1.7.2. Permittivité diélectrique.....	21
1.7.2.1. Phénomènes de polarisation.....	21
1.7.2.1.1. Polarisation électronique.....	22
1.7.2.1.2. Polarisation ionique (ou atomique).....	23
1.7.2.1.3. Polarisation dipolaire (ou d'orientation).....	23
1.7.2.1.4. Polarisation macroscopique (de charge spatiale).....	24
1.7.2.1.5. Polarisation interfaciale.....	24
1.7.2.2. Permittivité.....	25
1.7.2.2.1. Permittivité relative.....	25
1.7.2.2.2. Permittivité absolue.....	25
1.7.2.2.3. Permittivité relative complexe.....	26
1.7.2.2.4. Facteur de dissipation diélectrique.....	27
1.7.2.2.5. Permittivité effective et champ d'excitation.....	27

CHAPITRE 2 : Techniques de caractérisation électromagnétique.

Introduction	30
2.1. Techniques de caractérisation électromagnétique des matériaux.....	30
2.1.1. Technique de l'espace libre	31
2.1.2. Techniques résonantes.....	32
2.1.2.1. Technique de la cavité résonante.....	33
2.1.2.2. Autres techniques résonantes.....	35
2.2.3. Technique de sonde coaxiale à extrémité ouverte	35
2.2.4. Technique de la ligne de transmission / réflexion.....	37

2.2.5. Caractérisation en guide d'onde rectangulaire plein.....	38
2.3. Méthodes de conversion.....	41
2.3.1. Méthode Nicholson-Ross-Weir (NRW).....	42
2.3.2. Méthode NIST.....	44
2.3.3. Nouvelle méthode non itérative.....	45
2.3.4. Méthode de ligne de court-circuit (SCL).....	46
2.4. Analyseur de réseaux.....	46
2.4.1. Modélisation des erreurs dans un analyseur.....	47
2.4.2. Paramètres de dispersion (paramètres S).....	48
2.4.3. Utilisation des paramètres S	50

CHAPITRE 3 : Résultats et Interprétation.

Introduction.....	51
3.1- procédures de mesure.....	51
3.1.1. Câbles et connecteurs.....	53
3.1.2. Calibration.....	53
3.2. Résultats et interprétation	57
3.2.1. Paramètres S mesurés	57
3.2.2. S-paramètres après lissage.....	58
3.2.3. Extraction de la permittivité et de perméabilité diélectrique	62
3.2.3.1. Permittivité diélectrique	62
3.2.3.2. Perméabilité magnétique	65
3.2.4. Les pertes diélectrique et magnétique.....	68
Conclusion.....	71
Conclusion générale.....	72
Bibliographie.....	74
Annexes.....	78

Les propriétés électromagnétiques des milieux matériels sont définies à partir de deux paramètres constitutifs: la permittivité ϵ , qui traduit la réaction du milieu face à une excitation électrique et la perméabilité μ , qui décrit le comportement du matériau vis-à-vis d'une excitation magnétique. La permittivité et la perméabilité sont représentées par des valeurs complexes $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$, $\mu = \mu' - j\mu''$. La réponse électromagnétique de milieux peut être représentée par une permittivité et une perméabilité moyenne.

Pour avoir accès à la permittivité et la perméabilité complexes d'un milieu matériel on prélève un échantillon de matière et on le place sur le trajet d'une onde électromagnétique progressive, soit dans l'espace libre, soit à l'intérieur d'une structure de propagation. On peut également positionner l'échantillon dans une cavité résonante. Les coefficients de réflexion et de transmission du dispositif expérimental dépendent directement des propriétés électromagnétiques du matériau, c'est la caractérisation électromagnétique. A partir de la mesure de ces coefficients et de l'analyse électromagnétique des discontinuités créées par l'échantillon, on remonte à la permittivité et la perméabilité de l'échantillon.

Le choix d'une technique de caractérisation est d'abord déterminé par la bande de fréquence exploitée, puis par les propriétés physiques du matériau : magnétique ou non, transparent ou absorbant, isotrope ou anisotrope, homogène ou hétérogène, dispersif ou non et enfin par la forme et la nature des échantillons de matière disponibles : plaquettes ou films minces, liquides ou solides, conducteur, semi-conducteur, diélectrique.

Pour concevoir de nouveaux matériaux, une analyse de leurs comportements est nécessaire. La possibilité de traitement d'une telle matière à l'aide des paramètres effectifs, ainsi que l'influence de ces matériaux sur le comportement du champ électrique, est essentielle dans certaines applications comme la télédétection, les applications industrielles et médicales des micro-ondes, la science des matériaux, des mélanges artificiels peuvent être étudiés en vue de constater et/ou d'envisager leurs applications potentiellement utiles.

Dans ce contexte s'insère notre modeste recherche qui consiste en la caractérisation électromagnétique d'échantillons de matériaux dans un guide d'ondes rectangulaire à bande X et l'extraction de leurs paramètres électromagnétiques. Pour cela nous avons articulé notre mémoire autour de trois chapitres :

- Nous présentons dans le chapitre 1 les bases fondamentales de rayonnement et propagation des ondes ainsi que les classifications des matériaux et leurs interactions avec le rayonnement.
- Dans le chapitre 2 nous abordons les différentes techniques de caractérisation électromagnétique et les méthodes de conversion. Dans cette partie nous consacrons un intérêt particulier à la méthode de conversion de Nicholson-Rose-Weir (NRW) pour l'extraction des paramètres électromagnétique.
- Dans le chapitre 3 nous exposons la procédure de mesure en guide d'onde rectangulaire associé avec l'analyseur de réseaux, les paramètres S mesurés et leur traitement et les paramètres électromagnétiques obtenus à vide et pour des échantillons de matériaux en utilisant la méthode d'extraction NRW.

Enfin on termine avec une conclusion générale et les perspectives envue pouvant contribuer à compléter ce travail de recherche que nous présentons.

Introduction

Les interactions rayonnement-matière décrivent les effets d'un rayonnement sur un atome. Le terme « rayonnement » est à prendre dans son sens quantique :

- rayonnement électromagnétique (lumière, rayon X, rayon gamma) ;
- particule (électron, neutron, rayonnement alpha).

1.1- Rayonnement électromagnétique : nature et propagation

1.1.1- Définition

Le rayonnement électromagnétique correspond à l'ensemble des radiations émises par une source qui peut être soit le soleil, soit la surface terrestre ou océanique ou l'atmosphère, ou bien encore le capteur satellitaire lui-même, sous forme d'ondes électromagnétiques ou de particules.

1.1.2- Onde électromagnétique

Une onde électromagnétique comporte à la fois un champ électrique et un champ magnétique oscillant à la même fréquence. Ces deux champs, perpendiculaires l'un par rapport à l'autre se propagent dans un milieu selon une direction orthogonale (figure 1.1). La propagation de ces ondes s'effectue à une vitesse qui dépend du milieu considéré. Dans le vide, la vitesse de propagation est égale à 3.10^8 m.s^{-1} .

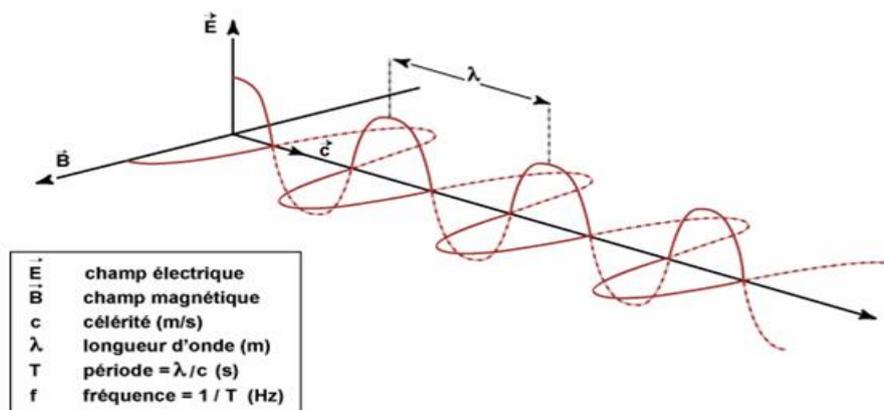


FIGURE 1.1 : Nature et propagation d'une onde électromagnétique.

Une onde électromagnétique est caractérisée par plusieurs grandeurs physiques :

- **Longueur d'onde (λ)** : elle exprime le caractère oscillatoire périodique de l'onde dans l'espace. C'est la longueur d'un cycle d'une onde, la distance séparant deux crêtes successives.
- **Période (T)** : elle représente le temps nécessaire pour que l'onde effectue un cycle.
- **Fréquence (f)** : cette grandeur traduit le nombre de cycles par unité de temps. Elle s'exprime en Hertz (Hz) - un Hz équivaut à une oscillation par seconde - ou en multiples de l'Hertz.

1.1.3- Spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique représente la répartition des ondes électromagnétiques en fonction de leur longueur d'onde, de leur fréquence ou bien encore de leur énergie (figure 1.2).

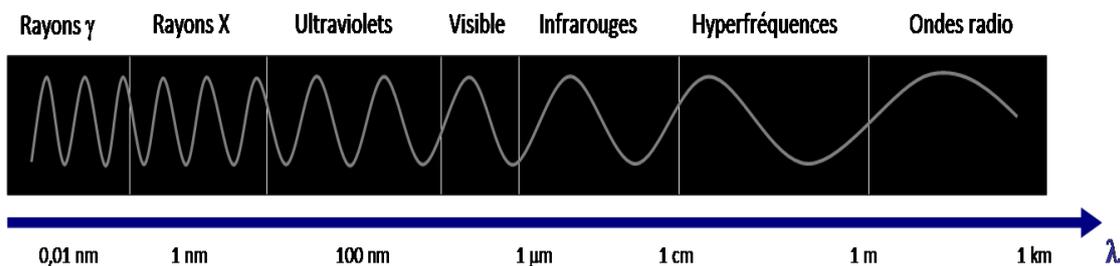


FIGURE 1.2 : Spectre électromagnétique.

En partant des ondes les plus énergétiques, on distingue successivement :

- **Les rayons gamma (γ)** : ils sont dus aux radiations émises par les éléments radioactifs. Très énergétiques, ils traversent facilement la matière et sont très dangereux pour les cellules vivantes. Leurs longueurs d'onde s'étendent d'un centième de milliardième (10^{-14} m) à un milliardième (10^{-12} m) de millimètre.
- **Les rayons X** : rayonnements très énergétiques traversant plus ou moins facilement les corps matériels et un peu moins nocifs que les rayons gamma, ils sont utilisés notamment en

médecine pour les radiographies, dans l'industrie (contrôle des bagages dans le transport aérien), et dans la recherche pour l'étude de la matière (rayonnement synchrotron). Les rayons X ont des longueurs d'onde comprises entre un milliardième (10^{-12} m) et un cent millième (10^{-8} m) de millimètre.

- **Les ultraviolets** : rayonnements qui restent assez énergétiques, ils sont nocifs pour la peau. Heureusement pour nous, une grande part des ultraviolets est stoppée par l'ozone atmosphérique qui sert de bouclier protecteur des cellules. Leurs longueurs d'onde s'échelonnent d'un cent millième (10^{-8} m) à quatre dixièmes de millième ($4 \cdot 10^{-7}$ m) de millimètre.

- **Le domaine visible** : correspond à la partie très étroite du spectre électromagnétique perceptible par notre œil. C'est dans le domaine visible que le rayonnement solaire atteint son maximum ($0,5 \mu\text{m}$) et c'est également dans cette portion du spectre que l'on peut distinguer l'ensemble des couleurs de l'arc en ciel, du bleu au rouge. Il s'étend de quatre dixièmes de millième ($4 \cdot 10^{-7}$ m) (lumière bleue) à huit dixièmes de millième ($8 \cdot 10^{-7}$ m) de millimètre (lumière rouge).

- **L'infrarouge** : rayonnement émis par tous les corps dont la température est supérieure au zéro absolu (-273°C). La gamme des infrarouges couvre les longueurs d'onde allant de huit dixièmes de millième de millimètre ($8 \cdot 10^{-7}$ m) à un millimètre (10^{-3} m).

- **Les ondes radar ou hyperfréquences** : Cette région du spectre est utilisée pour mesurer le rayonnement émis par la surface terrestre et s'apparente dans ce cas à la télédétection dans l'infrarouge thermique, mais également par les capteurs actifs comme les systèmes radar.

Un capteur radar émet son propre rayonnement électromagnétique et en analysant le signal rétrodiffusé, il permet de localiser et d'identifier les objets, et de calculer leur vitesse de déplacement s'ils sont en mouvement. Et ceci, quel que soit la couverture nuageuse, de jour comme de nuit. Le domaine des hyperfréquences s'étend des longueurs d'onde de l'ordre du centimètre jusqu'au mètre.

- **Les ondes radio** : Ce domaine de longueurs d'onde est le plus vaste du spectre électromagnétique et concerne les ondes qui ont les plus basses fréquences. Il s'étend des longueurs d'onde de quelques cm à plusieurs km. Relativement faciles à émettre et à recevoir, les ondes radio sont utilisées pour la transmission de l'information (radio, télévision et

téléphone). La bande FM des postes de radio correspond à des longueurs d'onde de l'ordre du mètre. Celles utilisées pour les téléphones cellulaires sont de l'ordre de 10 cm environ.

Contrairement à l'œil humain qui n'est capable de capter le rayonnement que dans une fenêtre très étroite du spectre électromagnétique, celle correspondant au domaine du visible (longueurs d'onde comprises entre $0,4\mu\text{m}$ et $0,7\mu\text{m}$), les capteurs satellitaires utilisent une fraction beaucoup plus étendue du spectre.

1.2- Propagation des ondes

1.2.1- Définition

La propagation des ondes est un phénomène physique dont découlent l'évolution et la progression d'une onde au sein d'un milieu, ou encore certains mouvements d'une particule dans l'espace et le temps. En considérant la direction de propagation de l'onde dans l'espace, on peut distinguer deux types d'ondes :

- les ondes longitudinales.
- les ondes transversales.

La grandeur principale caractérisant la propagation des ondes est la célérité, c'est-à-dire la vitesse de propagation d'une onde dans un milieu donné. Dans certains cas l'amortissement joue un rôle, par exemple dans la propagation sur de grandes distances.

1.2.2- Conditions de propagation

Certains types d'onde ont besoin d'un milieu matériel pour se propager. Par exemple, le son ne se propage pas dans le vide. La propagation d'une onde n'implique pas de déplacement des composants du milieu à grande échelle, mais plutôt leur oscillation ou la variation des propriétés du milieu traversé. Pour les ondes mécaniques, ce n'est pas la matière qui est transportée, mais la quantité de mouvement.

1.2.3- Vitesse de propagation

La vitesse de propagation d'une onde correspond à la vitesse de translation de son profil. Pour une onde harmonique monochromatique, elle est liée à sa longueur d'onde λ , à sa fréquence f et à sa période T par les égalités suivantes :

$$v = \lambda f = \frac{\lambda}{T}. \quad (1.1)$$

1.2.4- Ondes longitudinales et transversales

On parle d'onde longitudinale lorsque le phénomène physique s'effectue dans la même direction que la propagation de l'onde. Les ondes acoustiques, un système de ressort en sont des exemples. Le terme d'onde transversale est employé lorsque le phénomène physique se déroule perpendiculairement à la direction de propagation, comme les ondes électromagnétiques dans le vide, ou les vagues.

1.2.5- Ondes progressives et ondes stationnaires

Il est d'usage dans la communauté scientifique de distinguer les ondes progressives des ondes stationnaires. Les ondes progressives avancent dans l'espace.

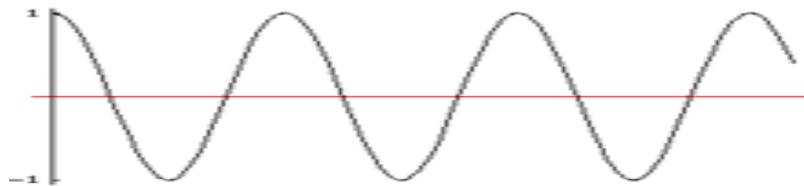


FIGURE 1.3 : Onde progressive.

Les ondes stationnaires, au contraire, oscillent sans se déplacer. Ainsi, elles ne dépendent plus du seul paramètre $z-ct$, mais des paramètres d'espace z et de temps t de façon indépendante. Un exemple typique est une corde tendue qui peut aussi bien vibrer à sa fréquence fondamentale qu'à chacune de ses harmoniques. Une expression simple d'une onde stationnaire harmonique à une dimension est la suivante :

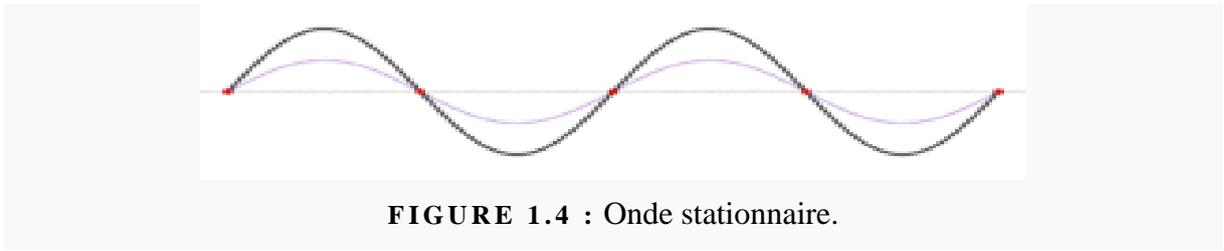


FIGURE 1.4 : Onde stationnaire.

On appelle pulsation

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (1.2)$$

et le nombre d'onde

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (1.3)$$

À un temps t fixé, une onde stationnaire ressemble à une onde progressive. En revanche, son évolution temporelle est totalement différente. Une onde stationnaire possède des minima (nœuds) et des maxima (ventres) d'amplitude *fixes* dans l'espace. Ainsi, si on se place aux nœuds de cette onde, l'amplitude est nulle quel que soit le temps. Avec une onde progressive, nous aurions vu l'amplitude évoluer, de façon sinusoïdale avec le temps dans le cas d'une onde harmonique. Une façon simple de construire une onde stationnaire est de superposer deux ondes progressives se propageant en sens inverse. C'est d'ailleurs ce qui se passe lorsqu'une onde se réfléchit sur un miroir parfait. Les ondes stationnaires sont très courants et se rencontrent notamment dans les cavités laser ou les lignes hyperfréquence.

1.2.6- Phénomènes affectant la propagation des ondes

- **Emission**

Tout corps dont la température est supérieure au zéro absolu (0° Kelvin équivaut à -273°C) émet un rayonnement électromagnétique issu de l'agitation thermique des molécules, dont la longueur d'onde est fonction de la température. Emission et absorption étant liées (loi du rayonnement de Kirchhoff), le physicien Max Planck en 1900 a imaginé ce qui se produirait dans le cas idéal du corps noir.

- **Réflexion**

La réflexion se définit comme un changement de direction du rayonnement électromagnétique quand celui-ci atteint une surface. On distingue ainsi trois types de réflexion : réflexion spéculaire, réflexion diffuse et réflexion de volume.

Réflexion spéculaire : La réflexion est dite spéculaire lorsque le rayonnement réfléchi par la surface l'est dans une seule et même direction. Ce type de réflexion est régi par les lois de Descartes, l'angle du rayonnement réfléchi θ_r est donc le symétrique de celui du rayonnement incident θ_i par rapport à la normale (figure 1.5). La réflexion spéculaire se produit uniquement sur des surfaces lisses, dont les aspérités ont une taille inférieure à la longueur d'onde du rayonnement incident.

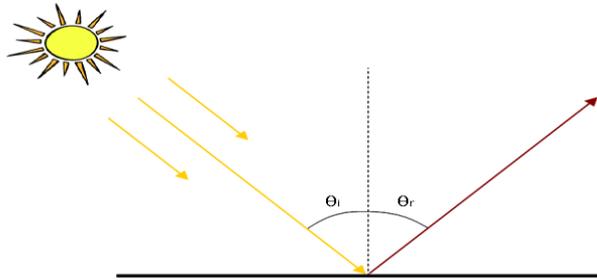


FIGURE 1.5 : réflexion spéculaire.

Une réflexion spéculaire ne signifie pas forcément une surface parfaitement plane. En effet, une surface comportant des rugosités de quelques centimètres apparaîtra lisse dans le domaine des hyperfréquences, mais rugueuse dans le visible.

Réflexion diffuse : Lorsque les surfaces sont rugueuses, qu'elles présentent des aspérités dont la taille est supérieure à la longueur d'onde du rayonnement incident, la réflexion est diffuse. Le rayonnement est réfléchi dans toutes les directions à cause des hétérogénéités du milieu, avec généralement une direction privilégiée pour laquelle la réflexion est plus importante (figure 1.6 à gauche). On peut ainsi définir pour chaque surface une indicatrice de luminance (en pointillés). Si on trace à partir de la surface réfléchissante les vecteurs proportionnels à l'intensité du rayonnement réfléchi dans toutes les directions, l'indicatrice de luminance est la surface obtenue en reliant entre elles toutes les extrémités des vecteurs. Lorsque les directions d'observation et d'éclairage coïncident, la quantité de lumière réfléchie par une surface rugueuse présente un maximum. Ce

phénomène, connu sous le nom de 'hot spot' est lié au fait que dans cette configuration, l'instrument ne voit que des éléments de surface éclairés, ce qui explique le pic de réflectance (figure 1.6 au centre). Dans le cas où l'intensité du rayonnement réfléchi est la même dans toutes les directions, on parle de réflexion lambertienne (figure 1.6 à droite).

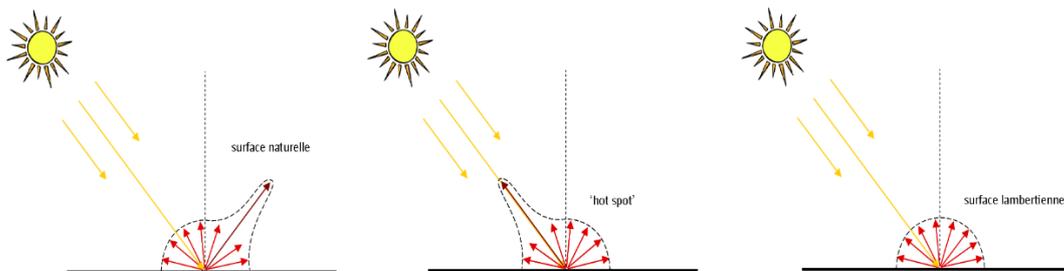


FIGURE 1.6 : réflexion diffuse l'indicatrice de luminance apparaît en pointilles.

Réflexion de volume

La réflexion de volume peut être considérée comme la somme de plusieurs réflexions de surface. Elle se produit lorsqu'une partie du rayonnement incident est transmis dans un milieu.

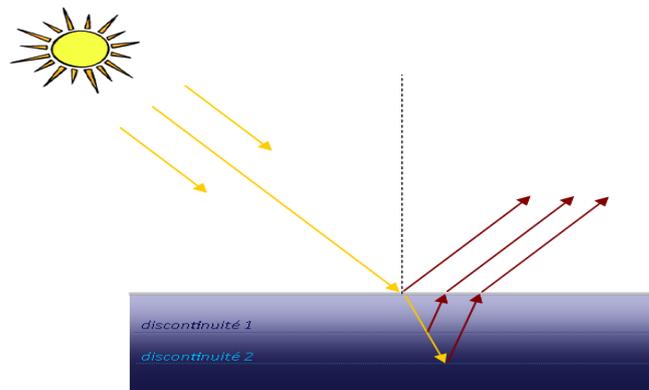


FIGURE 1.7 : réflexion de volume.

Dans la réalité, le rayonnement total réfléchi par les surfaces naturelles est la somme de la réflexion spéculaire, de la réflexion diffuse et de la réflexion de volume.

- **Absorption**

Tous les corps naturels absorbent une partie du rayonnement qui leur parvient. La partie du rayonnement absorbé modifie l'énergie interne du corps. Il y a production de chaleur et réémission de l'énergie à une plus grande longueur d'onde.

- **Transmission**

Lorsqu'une partie du rayonnement incident passe à travers un milieu, on dit que le rayonnement est transmis. Le phénomène de transmission concerne les milieux plus ou moins transparents comme l'eau, les nuages ou l'atmosphère, mais pas uniquement. Le feuillage des arbres par exemple se comporte comme un milieu transparent vis-à-vis du rayonnement proche infrarouge.

- **Réfraction**

Le phénomène de réfraction correspond à une déviation de la trajectoire du rayonnement lorsqu'il passe d'un milieu à un autre n'ayant pas le même indice de réfraction (rapport entre vitesse de la lumière dans le vide et vitesse de la lumière dans le milieu considéré). La réfraction se produit à l'interface entre les deux milieux.

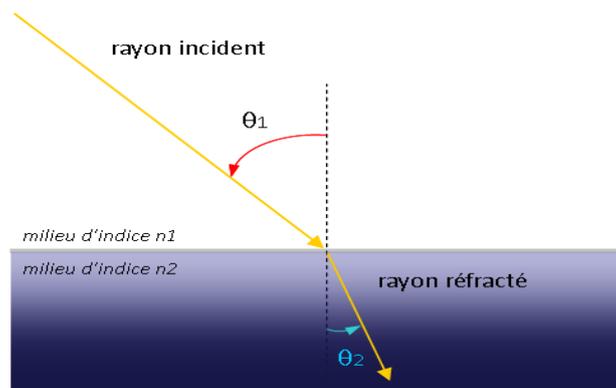


FIGURE 1.8 : phénomène de réfraction.

Selon les lois de Descartes, le rayon réfracté est dans le plan d'incidence et la relation liant les indices de réfraction n_1 et n_2 de chacun des milieux et les angles incident θ_1 et réfracté θ_2 est la suivante :

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (1.4)$$

1.3- Propagation guidée

Pour transporter de l'énergie à haute fréquence d'un point à un autre on n'utilise pas une rallonge électrique ordinaire mais une ligne de transmission aux caractéristiques appropriées. Une ligne peut être constituée soit par un guide d'onde, tube métallique à l'intérieur duquel se propage l'onde, soit par une ligne en "mode TEM", constituée en général par deux conducteurs parallèles. La ligne TEM est composée de deux conducteurs électriques parallèles séparés par un diélectrique, très bon isolant aux fréquences utilisées (air, téflon polyéthylène...etc.). Si l'un des conducteurs est entouré par l'autre, on parle alors de ligne coaxiale.

Une ligne de transmission est censée ne pas rayonner. Cette condition est en pratique satisfaite avec un câble coaxial. Avec une ligne bifilaire, la distance entre les deux conducteurs doit être très petite par rapport à la longueur d'onde, et aucun obstacle ne doit se situer à proximité des deux conducteurs. Aux hyperfréquences, on utilise un guide d'onde de longueur égale pour moins de pertes qu'un câble coaxial.

1.4- Exemples de lignes de transmission

De l'émetteur à l'antenne on utilise un câble coaxial pouvant supporter des tensions de plusieurs centaines ou milliers de volts sans claquage électrique.

- Entre l'antenne parabolique et le récepteur de télévision par satellite les signaux de faible amplitude seront transportés par un câble coaxial présentant de faibles pertes à très haute fréquence.
- L'antenne d'un radar utilisé pour le contrôle aérien est reliée aux équipements de détection à l'aide d'un guide d'onde, tuyau métallique à l'intérieur duquel se déplace l'onde.
- Sur ondes courtes les radioamateurs utilisent parfois des lignes bifilaires pour alimenter leur antenne.
- Sur un circuit imprimé, une piste au-dessus d'un plan de masse est une ligne transmettant le signal d'un point du circuit à un autre.
- Une fibre optique n'est rien d'autre qu'une ligne de transmission pour une onde optique.

1.5- Notions de base sur un guide d'onde rectangulaire

Un guide d'onde assure la propagation par des réflexions successives d'une onde sur ses parois. Les parois par défaut sont de bons conducteurs afin de maximiser la réflexion et ainsi minimiser les pertes. Il existe deux types de guide : homogène et inhomogène. Les guides d'onde sont souvent de type rectangulaire ou circulaire, avec ou sans diélectrique à l'intérieur. Ces derniers sont de différentes dimensions selon la plage de fréquence d'opération désirée.

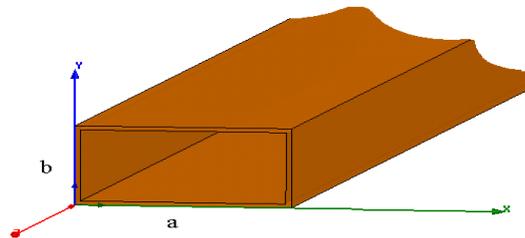


FIGURE 1.9 : Représentation typique d'un guide d'onde rectangulaire.

Les équations de Maxwell décrivent les propriétés des champs électriques et magnétiques dans un milieu. La solution aux équations de Maxwell dans un guide d'onde est un problème de valeurs propres. Autrement dit, plusieurs solutions sont possibles. Ces solutions représentent plusieurs modes de propagation. Chaque mode possède différentes propriétés de propagation (atténuation, déphasage, fréquence de coupure, etc.), on retrouve trois types de mode de propagation pour un guide d'onde rectangulaire : transverse électrique ($E_z=0, H_z \neq 0$), transverse magnétique ($E_z \neq 0, H_z=0$), et hybride ($E_z \neq 0, H_z \neq 0$), z étant l'axe de direction de propagation de l'onde. Le mode transverse électromagnétique ($E_z=H_z=0$) ne peut exister dans un guide fermé en raison de ses parois qui forment une équipotentielle dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (dans un mode TEM le champ E est conservatif dans un tel plan). Dans un guide d'onde, il existe un facteur de propagation ($\gamma = \alpha + j\beta$) pour chaque mode et ainsi une fréquence de coupure spécifique à chacun. Cette fréquence sépare la plage de fréquence où l'onde est atténuée (onde évanescence) de la plage de fréquence où l'onde peut se propager.

Afin de définir la plage idéale de fréquence d'opération d'un guide d'onde, la fréquence de coupure de son mode fondamental et des modes suivants doivent être connus. L'expression de la fréquence de coupure de tous les modes pour un guide d'onde rectangulaire est donnée ci-dessous :

$$f_{mn} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (1.5)$$

Les termes de l'équation (1.6) sont définis comme suit :

- c = vitesse de la lumière (300x10⁶ m/s)
- m, n = numéro de mode (≥ 0)
- a, b = dimensions du guide d'onde

1.5.1. Paramètres relatifs à la propagation dans un guide d'ondes rectangulaire

Dans un guide d'onde, on constate qu'une partie du signal fourni par le générateur placé à l'une des extrémités est réfléchi et donc ne parvient pas au détecteur. La superposition de l'onde incidente et de l'onde réfléchi produit des ondes stationnaires. En effet, en certains points du guide, les tensions des deux ondes sont en phase et elles s'additionnent, produisant ainsi des maxima de tension ; en d'autres points, elles sont en opposition de phase et elles se retranchent, produisant alors des minima de tension. La différence entre les maxima et les minima est d'autant plus grande que l'impédance de charge Z_L s'éloigne de la valeur de l'impédance caractéristique Z_c .

• Impédance d'onde dans un guide d'onde

L'impédance d'onde est définie par :

$$Z = \frac{E}{B/\mu_0} \left(\frac{\mu_0}{\epsilon}\right)^{1/2} = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)^{1/2} \left(\frac{1}{\epsilon_r}\right) = 377 \left(\frac{1}{\epsilon_r}\right)^{1/2} \Omega \quad (1.6)$$

Par analogie avec l'impédance caractéristique d'une ligne, on définit l'impédance caractéristique d'un guide à l'aide du rapport entre les champs électrique et magnétique.

$$Z_c = \frac{E_{\perp}}{B_{\perp}/\mu_0} \tag{1.7}$$

Pour le mode dominant TE₁₀

$$Z_c = \frac{E_y}{B_x/\mu_0} = \frac{k_m}{k_g} \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r} \right)^{1/2} \text{ soit} \tag{1.8}$$

$$Z_c = 377 \left(\frac{1}{\epsilon_r} \right)^{1/2} \Omega \tag{1.9}$$

Z_c est un nombre complexe si ϵ_r l'est aussi, ce qui traduit une atténuation de l'onde. La différence entre les maxima et les minima de tension observés dans le guide est d'autant plus grande que l'impédance de charge Z_L s'éloigne de la valeur de l'impédance caractéristique Z_c . Dans le cas particulier où $Z_L = Z_c$, il n'y a pas d'onde stationnaire, l'amplitude de la tension est constante le long du guide d'onde. On parle alors d'adaptation de charge.

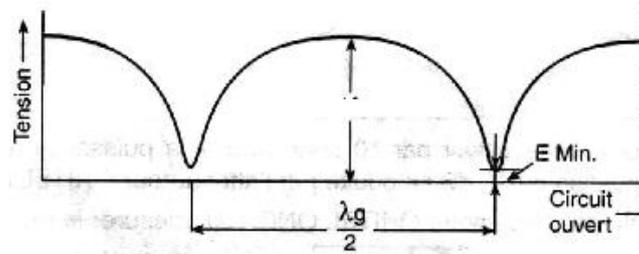


Figure1.10 : Charge en circuit ouvert $Z_L = \infty$.

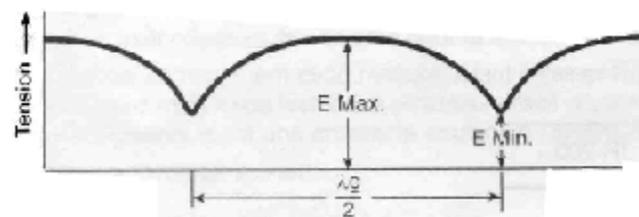


Figure1.11 : Impédance de charge modérément élevée : $0 < Z_L < Z_c$.

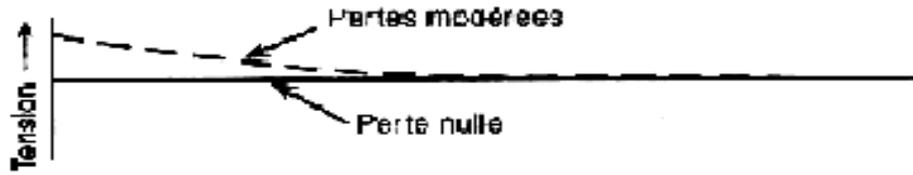


Figure1.12 : Impédance de charge égale à l'impédance caractéristique : $Z_L=Z_c$.

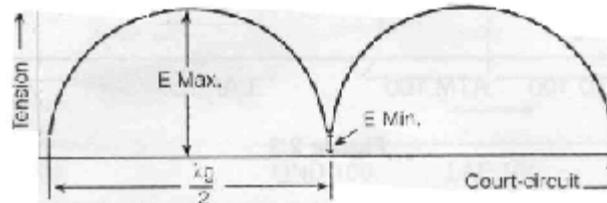


Figure1.13 : Impédance de charge en court-circuit : $Z_L=0$.

- **Facteur de réflexion d'un guide d'onde**

D'une manière générale Z_L est complexe et de la forme $Z_L = R + jX$. On définit encore le facteur de réflexion par analogie à celle d'une ligne coaxiale ou bifilaire :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \tag{1.10}$$

où Z est l'impédance de charge placée à l'autre extrémité du guide. Γ est donc un nombre complexe de la forme :

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta} \tag{1.11}$$

L'amplitude $|\Gamma|$ donne le rapport des amplitudes des ondes réfléchi et incidente, et la phase θ , la rotation de phase lors de la réflexion. On montre que sur une ligne de transmission sans pertes Γ dépend de la position sur la ligne mais que $|\Gamma|$ reste constant sur toute la ligne.

- **Relation entre l'impédance de charge et le facteur de réflexion**

L'impédance réduite est définie par $z_L = Z_L / Z_c$. Ainsi :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (1.12)$$

$$\text{et } Z_L = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (1.13)$$

• Taux d'Ondes Stationnaires (TOS) dans un guide d'ondes

Le TOS est défini comme le rapport des champs électriques maximal et minimal de l'onde stationnaire dans le guide.

$$\text{TOS} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{|E_i| + |E_r|}{|E_i| - |E_r|} = \frac{1 + |E_i/E_r|}{1 - |E_i/E_r|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.14)$$

$$\Rightarrow |\Gamma| = \frac{\text{TOS} - 1}{\text{TOS} + 1} \quad (1.15)$$

Ainsi TOS varie entre 1 (adaptation parfaite) et $+\infty$ (court-circuit et circuit ouvert).

1.6 Classification des matériaux

1.6.1. Classification basée sur la conductivité électrique

Cette classification est faite sur la base de la conductivité électrique σ , mesurée à 20°C (293K) :

- Pour les conducteurs : $\sigma > 10^6 \text{ S/m}$ ($\rho < 10^{-4} \Omega\text{cm}$)
- Pour les semi-conducteurs : $10^{-6} < \sigma \text{ (S/m)} < 10^4$ ($10^{-2} < \rho(\Omega\text{cm}) < 10^8$)
- Pour les diélectriques (isolants) : $\sigma < 10^{-10} \text{ S/m}$ ($\rho > 10^{12} (\Omega\text{cm})$)

1.6.2. Classification basée sur les niveaux d'énergie

Une autre façon de classer les matériaux c'est celle qui consiste à utiliser les niveaux d'énergie. Le modèle de l'état solide décrit les états énergétiques des électrons dans des domaines de la structure cristalline régulière et dont le degré de perturbation est faible. Pour l'interprétation de

plusieurs phénomènes, il suffit d'utiliser trois notions liées au modèle : la bande de valence (niveau fondamental d'énergie), la bande interdite et la bande conduction. La largeur de la bande interdite ΔE_w influe de manière décisive sur la valeur de la conductivité électronique et sa dépendance de la température :

- $\Delta E_w = 0$: matériau conducteur
- $\Delta E_w = 0,5$ à $2,0$ eV : matériau semi-conducteur
- $\Delta E_w \sim$ dizaines d'eV : matériau diélectrique (nombre d'électrons dans la bande de conduction très faible : σ faible).

Ce modèle, basé sur les niveaux d'énergie, explique uniquement le phénomène de conduction électronique. Par contre, il ne décrit pas les autres phénomènes comme la conduction ionique dans les diélectriques, le phénomène de polarisation ...etc.

1.6.3- Classification basée sur la permittivité diélectrique

Une manière intéressante de classer les matériaux est celle basée sur la permittivité diélectrique relative complexe : $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$. Cette représentation complexe ne prend en compte que le courant de conduction et le courant de déplacement ($\epsilon'' = \epsilon_p'' + \sigma/\omega\epsilon_0$, ϵ_p'' étant le terme lié à la polarisation et σ la conductivité électrique). Comme le montre les expériences, l'angle de pertes des métaux, dans la gamme des fréquences les plus utilisées, est égal à $\pi/2$ ($\varphi=0$) et donc $\tan\delta = \epsilon''/\epsilon'$ tend vers l'infini. Les pertes d'énergie due au passage du courant ont évidemment une valeur déterminée. De plus, ϵ'' doit avoir une valeur finie, c'est à dire que pour les métaux, on peut supposer que $\epsilon' = 0$. Pour les autres types de matériaux, $\tan\delta$ a une valeur déterminée qui dépend de la fréquence. Pour les matériaux quasisemiconducteurs, $\tan\delta > 1$ et pour les matériaux quasi-diélectriques, $\tan\delta < 1$. Cependant, comme $\tan\delta$ est fonction de la fréquence, cette subdivision n'est que relative. En effet, selon la fréquence, un matériau passe d'un état quasi-conducteur à un état quasi-diélectrique. Cette fréquence par exemple pour un aussi bon matériau électro-isolant comme le mica, est de l'ordre de 10^5 Hz, alors que dans le cas des métaux, elle est de l'ordre de 10^{20} Hz. Le fait de considérer un matériau donné comme quasi-conducteur ou encore comme quasi-diélectrique a une grande importance en particulier par rapport aux matériaux semi-conducteurs lesquels soumis à des signaux (contraintes) rapidement variables (par exemple des impulsions), peuvent être considérés comme diélectriques.

Ceci peut jouer un rôle essentiel lorsqu'il s'agit de distribution de potentiel dans les systèmes complexes (composites).

Les valeurs de ϵ' pour les matériaux semi-conducteurs et diélectriques varient dans une large gamme, elles sont toujours supérieures à 1. Les diélectriques de permittivité relative statique $\epsilon_r > 3$ sont considérés en pratiques comme polaires alors que les diélectriques dont $\epsilon_r < 3$ sont dits non polaires ou peu polaires.

1.6.4- Classification basée sur la susceptibilité magnétique

Selon leur comportement dans un champ magnétique et plus particulièrement selon la valeur de leurs susceptibilités magnétiques η_m , les matériaux sont divisés en :

- Diamagnétiques : $\eta_m \sim 10^{-6}$; $0 < \mu_r < 1$
- Paramagnétiques : $\eta_m > 0$; $\mu_r > 1$ (à 20°C, $\eta_m \sim 10^{-2} \dots 10^{-5}$)
- Ferromagnétiques : $\eta_m \gg 0$; $\mu_r \gg 1$ selon l'intensité du champ magnétique

La susceptibilité magnétique est définie par la relation : $\eta_m = \mu_r - 1$.

1.7- Rayonnement et matière

Lorsque le soleil éclaire la surface terrestre, des interactions se produisent entre le rayonnement et la cible illuminée. En fonction des propriétés et des caractéristiques de la cible, une partie du rayonnement est réfléchi vers le capteur satellitaire. Chaque objet ou chaque surface possède ainsi une réponse spectrale bien précise à une longueur d'onde donnée. L'ensemble des réponses spectrales à différentes longueurs d'onde constitue ce que l'on appelle la signature spectrale d'une surface. Chaque type de surface peut ainsi être caractérisé et identifié sur une image.

1.7.1. Interactions rayonnement-matière

Lorsqu'un rayonnement électromagnétique atteint un objet, certaines longueurs d'onde sont absorbées tandis que d'autres sont réfléchies par l'objet (figure 1.16). Une partie du rayonnement peut éventuellement être transmise à travers l'objet si celui-ci est plus ou moins transparent, avec un changement de direction de la propagation dû à la réfraction. La partie du rayonnement qui est absorbée modifie l'énergie interne de l'objet et produit de la chaleur qui sera réémise sous forme d'un rayonnement à une plus grande longueur d'onde.

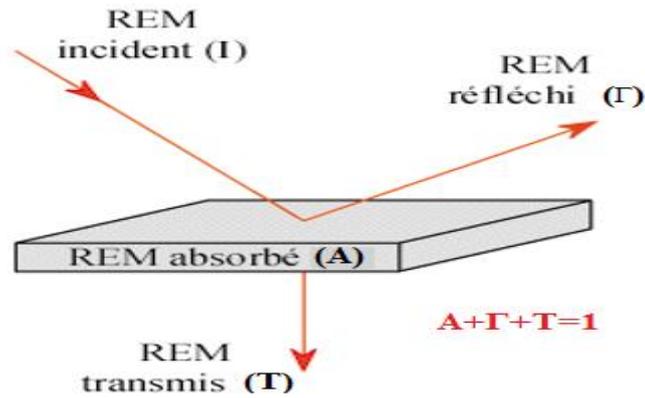


FIGURE 1.14 : interaction du rayonnement électromagnétique avec la matière
Absorption, réflexion, transmission.

Tous les objets sont ainsi caractérisés par un coefficient d'absorption (noté **A**), un coefficient de réflexion (noté **Γ**), et un coefficient de transmission (noté **T**), qui expriment respectivement la part d'énergie absorbée, réfléchie et transmise. Ces trois coefficients ont des valeurs qui varient entre 0 et 1 et leur somme est toujours égale à 1, selon le principe de la conservation de l'énergie :

$$A + \Gamma + T = 1 \quad (1.16)$$

Avec,

A : coefficient d'absorption à la longueur d'onde λ

Γ : coefficient de réflexion à la longueur d'onde λ

T : coefficient de transmission à la longueur d'onde λ .

- **cas particuliers :**

- Corps totalement opaque ne transmettant pas le rayonnement, qui est en partie absorbé et en partie réfléchi :

$$T = 0 \quad , \quad \text{donc} \quad A + \Gamma = 1 \quad (1.17)$$

- Corps parfaitement transparent ne réfléchit pas le rayonnement, mais en absorbe et en transmet une partie :

$$\Gamma = 0 \quad , \quad \text{donc} \quad A + T = 1 \quad (1.18)$$

1.7.2. Permittivité diélectrique

L'étude de la permittivité effective (ou constante diélectrique macroscopique) des matériaux composites remonte au début du siècle dernier. Le concept de la permittivité effective est pratiquement indispensable dans la modélisation des matériaux composites à basses fréquences. La permittivité effective d'un matériau dépend des permittivités des matériaux constituants, de leurs fractions volumiques et de la forme des inclusions. L'accès à la permittivité effective dépend du degré de complexité de la structure du composite. Plusieurs théories et modèles ont été développés pour calculer les grandeurs électriques effectives des matériaux hétérogènes constitués de deux ou plusieurs phases en fonction des permittivités de chaque constituant et de sa concentration. Ces théories sont basées soit sur une approche typiquement phénoménologique (théorie de Wiener, Wagner, Rayleigh), soit sur des lois de mélanges moléculaires (théories de Clausius-Mossotti, Onsager). Des théories plus générales consistant à étudier les permittivités effectives des systèmes à deux composants sans se préoccuper des détails de leur comportement (Looyenga, McLachlan) ont été également développées.

1.7.2.1. Phénomènes de polarisation

L'application d'un champ électrique induit des mouvements des porteurs de charges. L'effet de ces mouvements est appelé polarisation induite. Michael Faraday en 1837 était le premier à découvrir l'effet de la polarisation diélectrique. Plusieurs types de polarisation (Tableau 1.1) sont à distinguer : électronique, ionique, dipolaire, macroscopique, interfaciale (ou du type Maxwell - Wagner), spontanée (Figure 1.15) ; celles-ci peuvent coexister ou apparaître séparément.

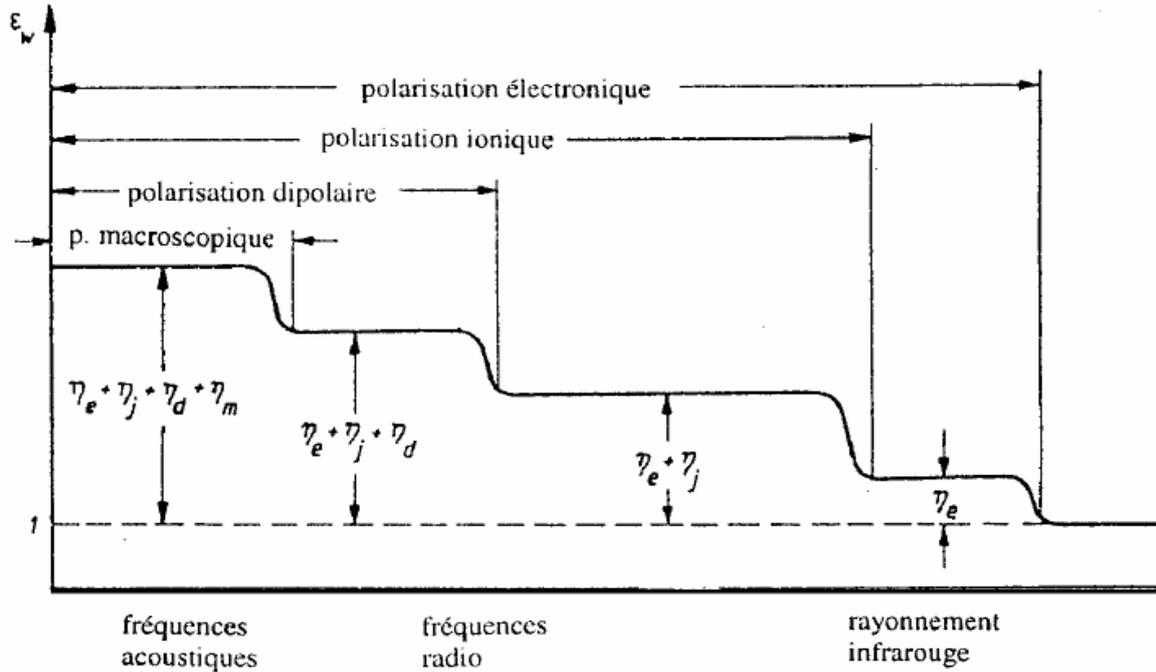


Figure 1.15 : Variation de la permittivité diélectrique en fonction de la fréquence.

Selon leurs caractères, ces types de polarisation peuvent être classés en deux groupes : la polarisation élastique (ou de résonance) et la polarisation de relaxation. La polarisation totale P est la somme des différents types de polarisation :

$$P = \sum_k N_k \alpha_k (E_L)_k \tag{1.19}$$

α_k est la polarisabilité, N_k le nombre de dipôles k par unité de volume et E_L le champ inducteur qui polarise le dipôle.

1.7.2.1.1. Polarisation électronique

Elle caractérise tous les diélectriques sans exception et résulte des déplacements d'orbites électroniques externes par rapport au noyau d'un atome. Ce dernier (atome) est formé d'un noyau ponctuel, portant une charge Ze et entouré d'électrons confinés dans une sphère de rayon R , à l'intérieur de laquelle ils constituent une densité de charge σ uniforme. En l'absence de champ, le noyau se trouve au centre de la sphère. Un champ local E_L crée des forces F_r tendant à extraire le noyau de la sphère chargée. Mais un déplacement δ du noyau par rapport au centre de la sphère, crée à son tour des forces d'attraction coulombienne F_a tendant à ramener le noyau au centre de cette

sphère. La polarisation électronique s'établit en quelques 10^{-15} s, elle est donc indépendante de la fréquence jusqu'à l'ultraviolet.

1.7.2.1.2. Polarisation ionique (ou atomique)

Elle résulte du déplacement des atomes liés par des liaisons ioniques. Ces liaisons sont rencontrées dans la plupart des diélectriques solides non-organiques avec une structure cristalline (exemple : un monocristal ionique de structure cubique simple). Dans une structure donnée, le déplacement des ions sous l'action d'un champ local d'une quantité Δx par rapport à leurs positions de repos, donne naissance à une polarisation dite ionique (ou atomique). Δx correspond à l'équilibre entre les forces de rappel et la force due au champ local. Pour les petits déplacements, les forces de rappel peuvent être supposées proportionnelles à Δx . Vu l'inertie des ions relativement lourds, ce type de polarisation s'établit en environ 10^{-13} s, donc plus lentement que la polarisation électronique. Elle existe jusqu'aux fréquences correspondant à l'infrarouge ; elle est propre à la plupart des matériaux céramiques.

1.7.2.1.3. Polarisation dipolaire (ou d'orientation)

Les molécules présentant un moment dipolaire sont orientées sous l'action du champ électrique. La structure de ces molécules est asymétrique : le centre de gravité résultant de toutes les charges négatives d'une telle molécule ne coïncide pas avec celui de toutes ses charges positives –la molécule est un dipôle électrique. Dans une molécule comprenant plus de deux atomes, plusieurs liens peuvent présenter un moment dipolaire spontané. Le moment dipolaire de la molécule est alors la somme vectorielle de ceux-ci. Le caractère dipolaire est généralement propre aux molécules des composés chimiques ayant des liaisons ioniques, mais également aux composés ayant des liaisons covalentes qui ont une structure asymétrique (par exemple H₂O). La figure 1.16.a correspond à la molécule CO₂ qui, parfaitement symétrique, ne présente pas de moment dipolaire spontané. La figure 1.16.b correspond à celle de H₂O qui présente un moment dipolaire P_m .

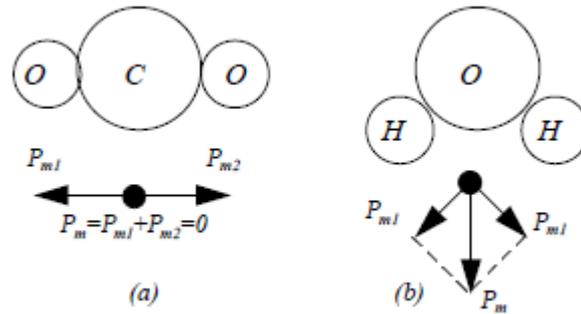


Figure 1.16 : Polarisation dipolaire ou d'orientation.

1.7.2.1.4. Polarisation macroscopique (de charge spatiale)

Elle décrit le processus du déplacement limité des charges libres. Elle peut être rencontrée dans les diélectriques liquides et solides, surtout avec une structure non-homogène ou amorphe. La polarisation macroscopique s'établit lentement. Selon le type de matériau et des conditions de mesure (température, hygrométrie), le courant de déplacement qui l'accompagne lorsqu'une tension constante est appliquée, peut être observé pendant quelques millisecondes jusqu'à des centaines d'heures. La polarisation macroscopique dans les diélectriques liquides résulte de l'amasement des ions au voisinage des électrodes. Dans les diélectriques solides, le mouvement des charges est limité à cause des états énergétiques locaux de capture ou des barrières de potentiel. Les deux phénomènes résultent de non homogénéité du matériau.

1.7.2.1.5. Polarisation interfaciale

Elle peut apparaître lorsqu'il y'a association de deux diélectriques non homogènes dont les permittivités (ϵ_1 et ϵ_2) et les conductivités (σ_1 et σ_2) des matériaux constituants 1 et 2 sont telles que :

$$\epsilon_1 / \epsilon_2 \neq \sigma_1 / \sigma_2. \quad (1.20)$$

Elle résulte d'une accumulation de charges dues à l'ensemble des phénomènes de migration à la frontière des deux milieux à. En effet, les porteurs de charges, jamais totalement absents dans un diélectrique, migrent sous l'effet du champ et tendent à se concentrer autour de défauts tels que les impuretés, les lacunes et les joints de grains. Cette polarisation est caractérisée par le temps d'établissement le plus long de tous, qui peut atteindre plusieurs minutes et même davantage.

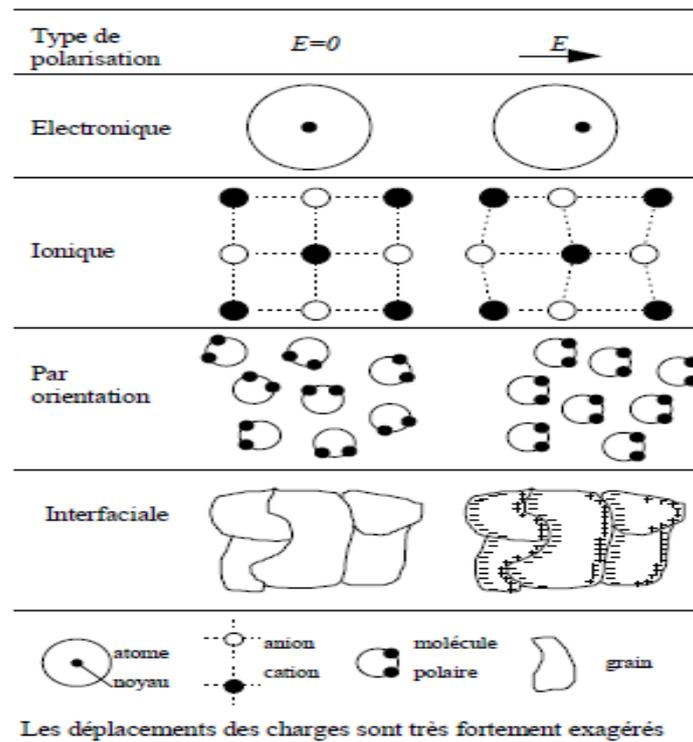


Tableau 1.1 les types de polarisations

1.7.2.2. Permittivité

1.7.2.2.1. Permittivité relative

Un diélectrique est caractérisé par sa permittivité relative ou constante diélectrique ϵ_r . Dans le cas d'un diélectrique parfait, ϵ_r est le quotient de la capacité C_x entre deux électrodes, supposées noyées dans ce diélectrique, par la capacité C_v de la même configuration d'électrodes dans le vide:

$$\epsilon_r = \frac{C_x}{C_v} \tag{1.21}$$

1.7.2.2.2. Permittivité absolue

La permittivité absolue ϵ est le produit de la permittivité relative ϵ_r par la permittivité du vide ϵ_0 ($\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m) :

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \tag{1.22}$$

La permittivité absolue définit la possibilité d'être traversé par un courant électrique, sous l'action du champ électrique. Ceci résulte de diverses contributions de déplacements des charges : déplacement des électrons, déplacements des atomes et des ions, orientation des dipôles électriques et déplacement des charges d'espace. En effet, la densité de courant traversant ce diélectrique en présence d'un champ électrique sinusoïdal est :

$$J(t) = \sigma E(t) + \frac{\partial D(t)}{\partial t} \quad (1.23)$$

En passant par la transformé de Fourier, on aura :

$$J(\omega) = \sigma E(\omega) + j\omega D(\omega) \quad (1.24)$$

$$J(\omega) = [\sigma + j\omega\epsilon_0(1 + \chi'(\omega) - j\chi''(\omega))]E(\omega) \quad (1.25)$$

ou encore

$$J(\omega) = [\sigma_c + \omega\epsilon''(\omega) + j\omega\epsilon'(\omega)]E(\omega) \quad (1.26)$$

Où

$$\epsilon_0(1 + \chi'(\omega) - j\chi''(\omega)) = \epsilon'(\omega) - j\epsilon''(\omega) = \epsilon^*(\omega) \quad (1.27)$$

χ' et χ'' sont les composantes réelle et imaginaire de la susceptibilité électrique χ du milieu.

ϵ' et ϵ'' sont les composantes réelle et imaginaire de la permittivité électrique complexe ϵ du milieu.

Cette permittivité complexe tient compte de dissipation d'énergie, des pertes par absorption et par diffusion.

1.7.2.2.3. Permittivité relative complexe

On définit également une permittivité complexe relative :

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r' - j\epsilon_r'' \quad (1.28)$$

Où ϵ_r' joue le rôle qu'avait ϵ_r dans le cas des isolants parfaits. La permittivité complexe absolue est, de la même manière, égale au produit de la permittivité complexe relative par ϵ_0 .

La composante en phase que présente J avec E est à l'origine des pertes diélectriques, elle représente la dissipation d'une puissance dans le diélectrique. Ces pertes sont dues au travail nécessaire à l'établissement de la polarisation et à la conduction ohmique résiduelle σ_c du diélectrique.

1.7.2.2.4. Facteur de dissipation diélectrique

Le facteur de dissipation diélectrique est égale au quotient $\frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'}$; ce quotient est appelé aussi tangente de l'angle de perte ou $\tan \delta$; δ est l'angle complémentaire du déphasage entre la tension appliquée au diélectrique et le courant qui en résulte ($\tan \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'}$)

En pratique, il n'est pas possible de s'affranchir des pertes par conduction, dans ce cas :

$$\tan \delta = \frac{\epsilon_r''(\omega) + (\sigma_c / \omega \epsilon_0)}{\epsilon_r'(\omega)} \quad (1.29)$$

1.7.2.2.5. Permittivité effective et champ d'excitation

La permittivité effective, ou la permittivité macroscopique, ϵ_{eff} , est définie comme le rapport entre le déplacement et le champ électrique:

$$D = \epsilon_{eff} E \quad (1.30)$$

Le déplacement D dépend de la polarisation P dans le matériau :

$$D = \epsilon_0 E + P = \epsilon_{eff} E \quad (1.31)$$

La polarisation P est par définition la somme de tous les moments multipolaires induits. Elle peut donc être reliée à une caractéristique des constituants microscopiques du milieu : la polarisabilité. Dans le cas où les moments multipolaires d'ordre supérieur à deux sont négligeables, on obtient une relation entre la polarisation (dipolaire) P et la polarisabilité α de la forme :

$$P = \sum_i N_i \alpha_i (E_i)_i \quad (1.32)$$

où la sommation s'effectue sur les différents types de dipôles ; N_k est le nombre de dipôles k par unité de volume et E_l est le champ inducteur qui polarise le dipôle. Cette équation permet de relier les caractéristiques microscopiques et macroscopiques du milieu.

En substituant (1.31) dans (1.32), il vient :

$$(\epsilon_{eff} - \epsilon_0)E = \sum_k N_k \alpha_k (E_l)_k. \quad (1.33)$$

Par conséquent, si on peut établir une relation entre le champ macroscopique appliqué E et le champ local E_l , on peut alors obtenir une relation entre ϵ_{eff} , grandeur macroscopique caractéristique du milieu et α_k caractérisant ses constituants élémentaires. L'établissement de relations entre les grandeurs macroscopiques et les grandeurs microscopiques de la matière est un problème physique d'une grande complexité et nécessite de nombreuses approximations qui sont loin d'être satisfaisantes. En effet, on suppose que l'équation (1.33) qui relie la fonction diélectrique ϵ_{eff} à la polarisabilité α s'applique aussi bien au cas des atomes et des molécules qu'à celui d'une inclusion de plusieurs centaines d'Angström d'un matériau k caractérisé lui-même par une fonction diélectrique ϵ_k . Il faut pour cela que la relation linéaire (1.31) soit applicable, ce qui suppose que : (1) l'approximation dipolaire est valable aussi bien pour l'atome que pour l'inclusion, ce qui limite les formes acceptables pour celle-ci, et (2) le champ est uniforme sur le dipôle, ce qui limite la taille supérieure de l'inclusion (approximation quasi-statique). Dans ces conditions, la fonction diélectrique effective ϵ_{eff} est donnée par :

$$(\epsilon_{eff} - \epsilon_0)E = \sum_k N_k \alpha_k (E_m)_k \quad (1.34)$$

où N_k est le nombre d'inclusions k par unité de volume, α_k leurs polarisabilité et $(E_m)_k$ le champ inducteur sur l'inclusion k , α_k est relié à la fonction diélectrique du matériau k par l'équation:

$$(\epsilon_k - \epsilon_0)E = N a_k \alpha_k (E_l)_k \quad (1.35)$$

où $N a_k$ est le nombre d'atomes k par unité de volume du matériau k , et $(E_l)_k$ le champ local dans le matériau pur. L'équation (1.34) devient alors

$$(\epsilon_{eff} - \epsilon_0) = \sum_k \frac{N a_k}{N_k} (\epsilon_k - \epsilon_0) \frac{(E_m)_k}{(E_l)_k} \quad (1.36)$$

$N a_k / N_k$ est égal à la fraction volumique occupée par le matériau k dans le composite. Il faut maintenant déterminer la relation entre le champ inducteur mésoscopique $(E_m)_k$ polarisant

l'inclusion et le champ local microscopique $(E)_{\mathbf{k}}$ polarisant ses atomes. C'est très précisément le problème, à une échelle intermédiaire, traité à trois dimensions par Lorentz et qui conduit à l'équation de Clausius-Mossotti, que nous décrirons dans le paragraphe suivant. D'autres approches plus simples sont cependant envisageables ; elles conduisent à des théories dont le champ d'application est réduit mais qui constituent parfois de très bonnes approximations.

Introduction

Tous les matériaux possèdent un ensemble de caractéristiques électromagnétiques qui leurs sont spécifiques. La maîtrise de ces propriétés est indispensable afin de répondre aux exigences industrielles et de mieux intégrer les systèmes dans leur environnement. La problématique est donc d'importance capitale du point de vue développement des matériaux, du fait que les propriétés désirées des matériaux conventionnels sont sérieusement dégradées pour des fréquences supérieures à 1 GHz.

Différentes techniques de caractérisation existent. Elles dépendent essentiellement de la nature du matériau à caractériser, la cellule de mesure utilisée, le modèle de dépouillement des données, le domaine d'application etc. le facteur commun de toutes ces méthodes est la détermination des caractéristiques intrinsèques du matériau, à savoir, la permittivité diélectrique ϵ , la conductivité σ et la perméabilité magnétique μ . Le principe de ces méthodes repose sur la mesure de paramètres S_{ij} d'une cellule chargée par le matériau en question ce qui permet de remonter aux caractéristiques de ce dernier. Finalement, le problème est considéré résolu si on arrive à définir un modèle mathématique dans lequel les paramètres mesurables S_{ij} sont exprimés en fonction des inconnus du problème. A l'exception de quelques cas particuliers, les équations reliant les paramètres mesurés et les grandeurs inconnues ne sont pas explicites, par conséquent elles sont difficiles à manipuler, et nécessitent parfois de résoudre un problème d'optimisation complexe.

2.1. Techniques de caractérisation électromagnétique des matériaux

Il existe Plusieurs techniques de caractérisation des matériaux. Le choix d'une des méthodes dépend de la bande de fréquences que l'on veut couvrir, des paramètres électriques privilégiés, de la précision que l'on cherche à obtenir sur celui-ci, de la rapidité de la méthode ou de sa simplicité, du type du matériau (isolant ou semi-conducteur) et de l'état du matériau à caractériser (gaz, liquide, solide etc.). Les techniques de caractérisation électromagnétique sont généralement de deux types : méthodes résonantes et non résonantes. Les méthodes non résonantes sont globalement utilisées pour obtenir une connaissance générale des caractéristiques électromagnétiques sur une gamme de fréquence, alors que les méthodes résonantes sont utilisées pour préciser les propriétés des matériaux à une seule fréquence ou à des fréquences discrètes différentes.

Il est aussi envisageable de combiner ces deux types de méthodes dans l'objectif de bénéficier des avantages de chaque type et par conséquent on tombe sur une caractérisation précise en plus sur une large bande de fréquence. Dans ce qui suit, on présentera le principe de fonctionnement de quelques techniques.

2.1.1- Technique de l'espace libre

La technique de l'espace libre est une technique relativement ancienne. Plusieurs travaux ont été menés détaillant cette technique. Son principe s'articule sur la mesure des coefficients de réflexion et de transmission (paramètres S_{ij}) d'un échantillon de matériau suspendu entre deux antennes utilisées comme émetteur et récepteur (Figure 2.1). Elle est large bande et non destructive d'une part et ne nécessite pas de contact entre l'échantillon et les outils de mesure d'autre part. Ainsi les puissances incidentes, réfléchies et transmises sont utilisées comme paramètres pour extraire les paramètres électriques. L'équipe de D. K. Ghodgaonkar (1990) a mis au point un nouveau principe basé sur la mesure des s-paramètres en réflexion et en transmission des échantillons plans. Ce nouveau principe est fiable en termes de temps et de mesure large bande de matériau à fortes pertes. Quant aux matériaux faibles pertes, une métallisation, non reliée à la masse est mise en dessous de l'échantillon à caractériser pour diminuer les effets du rayonnement de l'onde. La technique suppose que l'échantillon soit mince, dans ce cas, le modèle mathématique pour obtenir les expressions complexes des constantes diélectriques et magnétiques en utilisant les s-paramètres est possible.

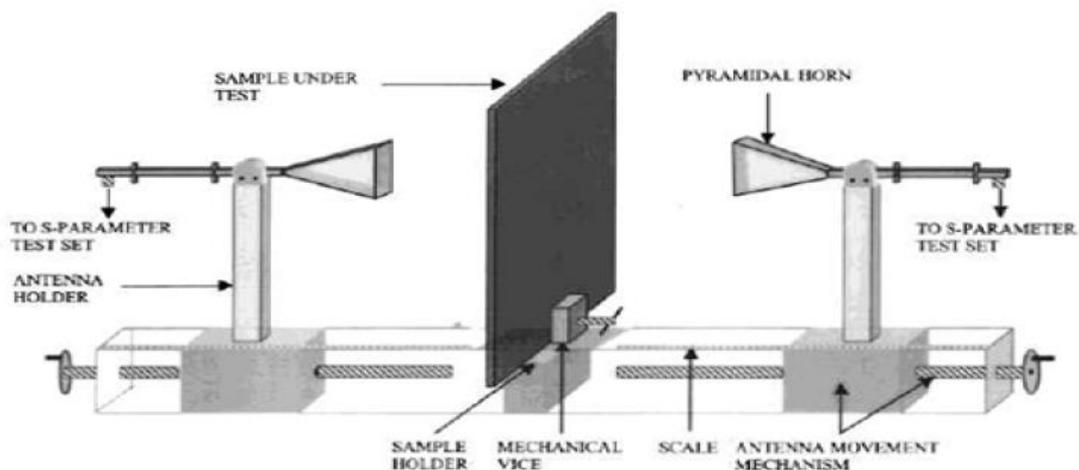


Figure 2.1 : Schéma du principe de la technique de mesure en espace libre.

- **Avantages**

Le modèle de calcul développé pour cette technique est simple, de plus et en se basant sur le principe de mesure des paramètres S_{ij} , on peut déduire les avantages suivants :

- Possibilité de réaliser des mesures pour des matériaux non linéaires,
- Possibilité d'application d'un champ magnétique stationnaire,
- Peut être utilisé pour une mesure à haute fréquence,
- Permet des mesures non destructives,
- Les propriétés magnétiques et électriques peuvent être évaluées.

- **Inconvénients de la méthode de l'espace libre**

Le système de mesure en espace libre présente les inconvénients suivants :

- Besoin de grand et plat échantillon de matériau,
- Réflexions multiples entre antenne et surface de l'échantillon,
- Effets de diffraction au bord de l'échantillon,
- Coup élevé des équipements,
- Faible précision des mesures des matériaux minces et flexible à cause du fléchissement de l'échantillon suspendu,
- Difficulté de bien calibrer le système de mesure.

Les effets de diffraction aux bords de l'échantillon et les réflexions multiples entre les antennes et les modes de transition sont les principales sources d'erreurs dans la méthode de l'espace libre. Ces erreurs ont pu être corrigées en minimisant les réflexions par une combinaison des lentilles et d'antennes. Avec la méthode espace libre, plus l'épaisseur du diélectrique est grande, meilleure est la précision obtenue sur les paramètres électriques de l'échantillon.

2.1.2. Techniques résonantes

Les techniques résonantes sont les techniques de caractérisation les plus fiables en terme de précision sur ϵ_r et sur $\tan \delta_e$, surtout pour les matériaux faibles pertes. Cependant, ces techniques fonctionnent généralement à bande étroite. Le principe de ces méthode est basé sur les paramètres de résonance, en l'occurrence la fréquence de résonance f_r et le facteur de qualité Q . L'extraction de f_r ou de Q se fait à partir des paramètres de réflexion. Les configurations permettant d'appliquer la

méthode résonante sont diverses, on cite alors les résonateurs dits whispering-gallery, guides d'ondes (cylindrique, rectangulaire, etc.), cavités résonantes etc. La bande de fréquence de travail est définie par les dimensions du dispositif de résonance et de l'échantillon.

2.1.2.1. Technique de la cavité résonante

A partir des coefficients de réflexion S_{11} ou de transmission S_{21} , une analyse des paramètres de résonance (fréquence et facteur de qualité) est effectuée, ainsi ϵ_r est déterminée à partir des dimensions de la cavité et des fréquences de résonance. De même, les pertes sont calculées à partir du coefficient de qualité à la résonance.

- **Principe**

Le principe de cette technique consiste à placer le matériau dans une cavité résonante et à remonter à la valeur de ϵ_r à partir de la variation de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de la cavité. Elle s'applique essentiellement à des matériaux à faibles pertes (peu conducteurs). Elle est aussi adaptable à la mesure des conductivités élevées. Cette méthode peut être exploitée dans la mesure des constantes diélectriques élevée, faible pertes et matériaux anisotropiques.

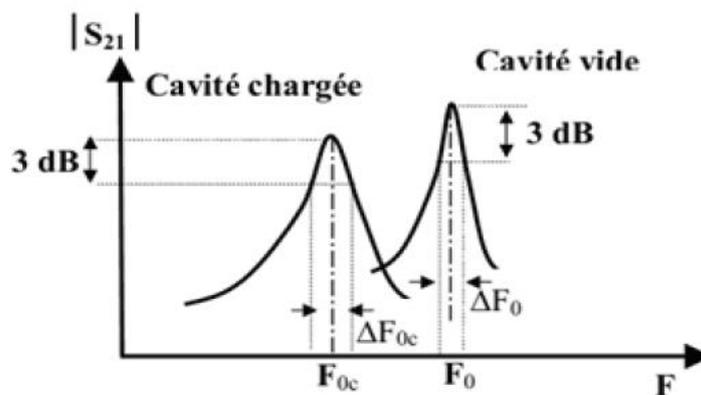


Figure 2.2 : Réponse en transmission d'une cavité résonnante.

Les techniques en cavité, adaptées aux matériaux à faibles pertes, présentent l'avantage d'être précises (environ 1%). Cependant, la caractérisation des matériaux sur une large bande micro-ondes (100 MHz – 100 GHz) requiert l'usinage d'une série de cavités de dimensions variant de quelques mètres à quelques millimètres ainsi que des échantillons de tailles spécifiques, d'où la limitation de cette technique à une bande plus petite (de 2 GHz à 50 GHz). De plus, cette technique ne donne des

résultats qu'à la fréquence de résonance de la cavité. La figure 2.3 est un exemple d'une cavité en guide d'ondes rectangulaire. Les paramètres d'une telle structure sont essentiellement :

- **La fréquence de résonance** : pour une cavité rectangulaire, la fréquence de résonance se détermine de façon générale par la relation suivante :

$$f_{r(m,n,p)} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (2.1)$$

Où les entiers m , n et p représentent les indices du mode excité dans la structure, a , b et d représentent les dimensions de la structure.

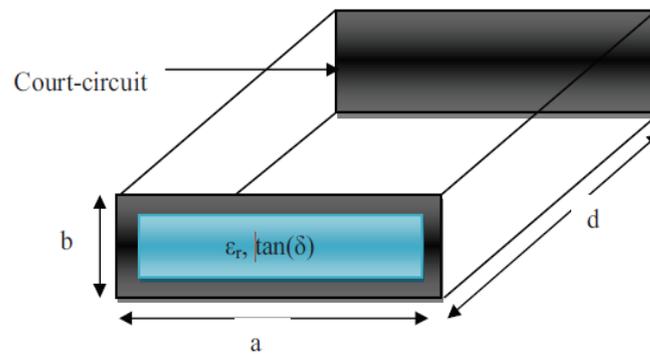


Figure 2.3 : Cavité rectangulaire totalement remplie du matériau sous test.

- **Le facteur de qualité à vide de la cavité** : il est défini comme étant une mesure de sélectivité.

$$Q_0 = 2\pi \frac{\text{énergie emmagasinée à la résonance}}{\text{énergie dissipée dans une période à la fréquence de résonance}}$$

$$Q_0 = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (2.2)$$

Avec f_0 la fréquence de résonance et Δf la largeur de bande à -3dB .

- **Pertes** : elles sont définies comme la différence de la puissance d'entrée et de sortie d'une cavité à la fréquence de résonance. Pour déterminer ces paramètres il suffit de tracer les paramètres S_{ij} de la cavité en fonction de la fréquence :

$$Pertes = 1 - |S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 \quad (2.3)$$

L'avantage principal de la cavité résonante est le niveau de précision dans l'extraction de ϵ_r et de $\tan\delta$. Elle permet d'obtenir une erreur relative inférieure à 2% et d'extraire des tangentes de perte inférieures à 10^{-2} .

2.1.2.2. Autres techniques résonantes

Plusieurs types de techniques résonantes existent dans la littérature. Sans pourtant les traiter en profondeur, ces méthodes couvrent les domaines centimétriques et millimétriques. Les plus utilisées sont basées sur des résonateurs en mode de galerie (WGM), les résonateurs Fabry-Perot, des cylindres à fente résonante (Split-cylinder Resonator), des résonateurs magnétiques et diélectriques (TE01 Split-Post Dielectric and Magnetic Resonators), la cavité entrante (Re-entrant cavity), etc. Les techniques basées sur les cavités sont les plus précises au niveau des pertes diélectriques, mais ne fonctionnent qu'aux fréquences de résonances.

- **Avantages de la méthode de résonance**

- Possibilité de mesurer très petits échantillons de matériaux,
- Utilisation de l'expression approximative pour les champs dans l'échantillon et la cavité.

- **Inconvénients de la méthode de résonance**

- Besoin d'analyseurs de réseaux de haute résolution,
- Limité à une bande étroite de fréquences uniquement.

2.2.3. Technique de sonde coaxiale à extrémité ouverte

La technique des sondes coaxiales à extrémité ouverte est utilisée depuis des années comme méthode de contrôle non destructive. Dans cette technique la sonde est pressée contre un spécimen ou immergée dans les liquides et le coefficient de réflexion est mesuré et utilisé pour déterminer la

permittivité. De plus, pour certaines mesures, il peut être impossible de découper l'échantillon d'un matériau à mesurer. Ceci est particulièrement important dans le cas d'échantillons biologiques pour effectuer des mesures *in vivo* car les caractéristiques du matériau peuvent changer. Par conséquent, avec cette technique, l'échantillon peut être placé en contact étroit avec la sonde sans provoquer de modification des caractéristiques du matériau. Le coefficient de réflexion est mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Le VNA avec un système de sonde est d'abord étalonné de sorte que les mesures du coefficient de réflexion soient référencées au plan d'ouverture de la sonde. Cela peut être fait en utilisant deux méthodes. La première méthode utilise des liquides de référence pour la calibration directe à l'extrémité ouverte de la sonde. Cependant, les incertitudes dans la mesure sont dues aux incertitudes dans la caractérisation des liquides de référence et à la sélection des liquides de référence comme étalon. Dans la méthode, toutes les mesures sont effectuées en plaçant les étalons (un liquide court, ouvert et référencé) à la fin de la sonde. Le liquide référencé est utilisé comme étalon et doit être un liquide avec des propriétés diélectriques connues. L'eau, le sérum physiologique et le méthanol sont généralement choisis comme liquides de référence. Une calibration complète standard à un port est alors appliquée. Les paramètres S_{ij} mesurés sur l'échantillon de matériau peuvent être post-traités pour obtenir les paramètres diélectriques à l'aide d'un programme.

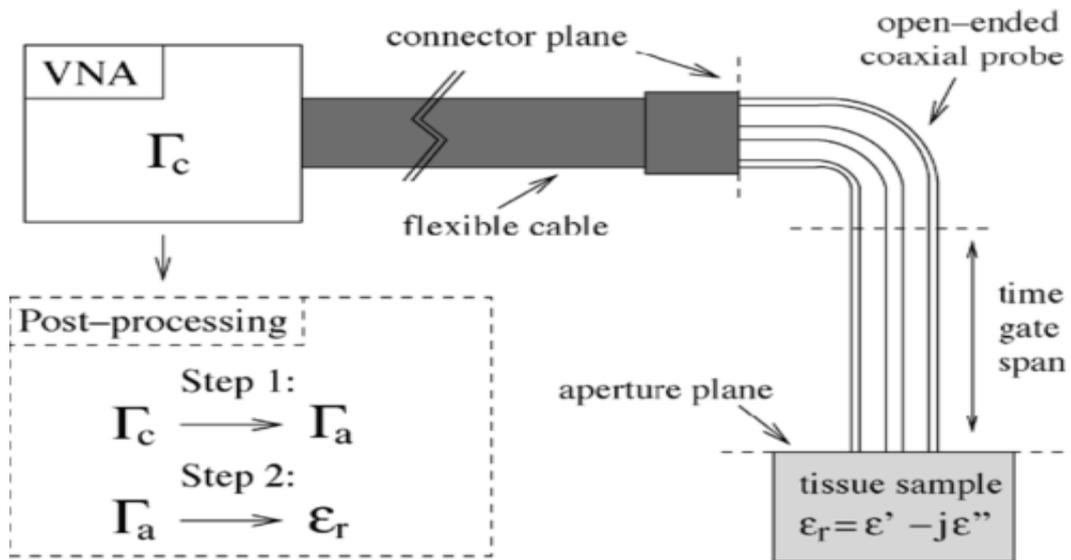


Figure 2.4 : Mesure de l'échantillon de tissu à l'aide d'une sonde coaxiale ouverte.

- **Avantages**
 - Ne nécessite aucun usinage de l'échantillon,
 - préparation facile des échantillons,
 - Après calibration, les propriétés diélectriques d'un grand nombre d'échantillons peuvent être mesurées de manière routinière en peu de temps,
 - La mesure peut être effectuée dans un environnement à température contrôlée.

- **Inconvénients**
 - Seule la mesure de réflexion est disponible,
 - Affecté par des entrefers pour la mesure sur spécimen.
 -

2.2.4. Technique de la ligne de transmission / réflexion

Une mesure utilisant la méthode de transmission / réflexion consiste à placer un échantillon dans une section de guide d'onde ou de ligne coaxiale et à mesurer les paramètres de diffusion complexes des deux ports avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA). La calibration doit être effectuée avant d'effectuer la mesure. Le procédé consiste à mesurer le signal réfléchi (S_{11}) et le signal transmis (S_{21}). Les paramètres de diffusion pertinents sont étroitement liés à la permittivité complexe et à la perméabilité du matériau par des équations. La conversion des paramètres S_{ij} en paramètres diélectriques complexes est effectuée en résolvant les équations à l'aide d'un programme. Dans de nombreux cas, la méthode nécessite une préparation d'échantillons, telle que l'usinage, de sorte que l'échantillon s'insère parfaitement dans le guide d'ondes ou la ligne coaxiale.

Les calibrations dans les mesures de lignes de transmission utilisent diverses terminaisons qui produisent un comportement de résonance différent dans la ligne de transmission. Pour une bonne mesure diélectrique, un champ électrique maximal est requis, ce qui peut être réalisé en circuit ouvert ou autre terminaison capacitive, tandis que la calibration dans les mesures de ligne coaxiale peut être effectuée en utilisant soit une terminaison de court-circuit, en circuit ouvert ou une charge adaptée. La méthode de mesure permet de mesurer la permittivité et la perméabilité du matériau diélectrique. Le VNA est d'abord calibré sur le plan de calibration du connecteur et le matériau testé (MUT) est placé dans un porte-échantillon. Le MUT doit tenir fermement dans le porte-échantillon afin de réduire l'incertitude de mesure causée par les lacunes d'air. Le plan de calibration peut être étendu à

la surface de l'échantillon par deux méthodes. La première méthode consiste à introduire manuellement le facteur de phase équivalent à la distance entre la surface de l'échantillon et le plan de calibration du connecteur. Le facteur de phase peut être facilement inclus dans la mesure avec les caractéristiques du VNA. Le VNA décale le plan de calibration du connecteur vers la surface MUT.

La seconde méthode implique la fonction de désenrobage du VNA. La méthode nécessite de mesurer le paramètre s d'un porte-échantillon vide après calibration. Le paramètre s mesuré du support vide est ensuite entré dans l'analyseur de réseau. En utilisant la fonction de désemballage dans le VNA, l'influence du porte-échantillon sur la mesure réelle du matériau peut être annulée. Les deux méthodes produiront les mêmes résultats. Les paramètres S_{ij} mesurés sont ensuite traités pour déterminer les propriétés diélectriques complexes à l'aide d'un programme.

- **Avantages**

- Les lignes coaxiales et les guides d'ondes sont couramment utilisés pour mesurer des échantillons avec des pertes moyennes à élevées,
- Il peut être utilisé pour déterminer à la fois la permittivité et la perméabilité du matériau testé.

- **Inconvénients**

- La précision des mesures est limitée par les effets de l'entrefer,
- Il est limité à une faible précision lorsque la longueur de l'échantillon est le multiple d'une demi-longueur d'onde dans le matériau.

2.2.5. Caractérisation en guide d'onde rectangulaire plein

La permittivité et la perméabilité relatives complexe du matériau sous test qui remplit d'une façon homogène l'intérieur du guide rectangulaire peuvent être obtenues à partir des paramètres S_{ij} mesurés directement par l'analyseur de réseau pour chaque fréquence.

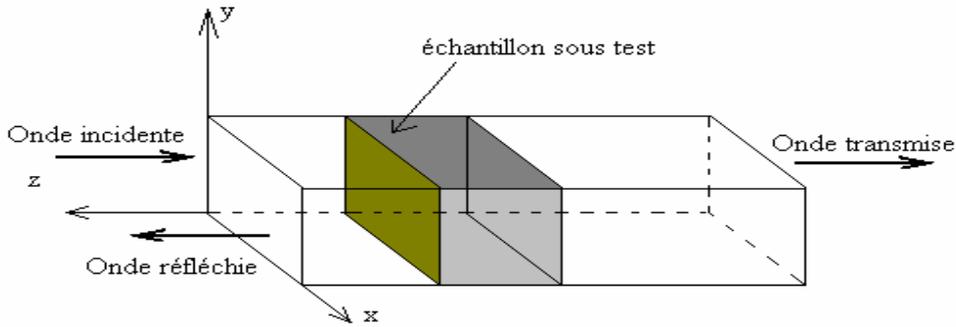


Figure 2.5 : Guide d'onde rectangulaire rempli d'une façon homogène.

Un segment de guide d'onde rectangulaire où un échantillon a été placé, remplissant la ligne et ne laisser aucun espace d'air est une configuration de mesure typique.

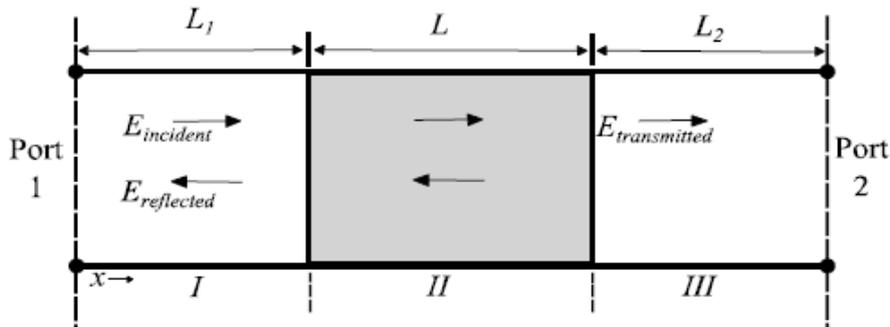


Figure 2.6 : Ondes électromagnétiques transmises et réfléchies dans une ligne de transmission remplie.

La figure 2.6 illustre un tel segment dont l'axe est dans la même direction x avec la direction de propagation. Les champs électriques dans les trois sections de la ligne de transmission sont EI, EII et EIII. Pour une onde incidente normalisée :

$$E_I = e^{(-\gamma_0 x)} + C_1 e^{\gamma_0 x} \tag{2.4}$$

$$E_{II} = C_2 e^{(-\gamma x)} + C_3 e^{\gamma x} \tag{2.5}$$

$$E_{III} = C_4 e^{(-\gamma_0 x)} \tag{2.6}$$

Avec:

$$\gamma_o = j \sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (2.7)$$

$$\gamma = j \sqrt{\left(\frac{\omega \mu_r \epsilon_r}{c}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (2.8)$$

Les constantes de propagation dans la ligne remplie respectivement d'air et d'échantillon, où μ_r est la perméabilité complexe, ϵ_r est la permittivité complexe c est la vitesse de la lumière dans le vide, ω est la fréquence angulaire et λ_c est la longueur d'onde de coupure, avec $\lambda_c = 2a$ où a est la largeur du guide d'ondes. Les constantes C_i ($i = 1,2,3,4$) peuvent être déterminées à partir des conditions aux limites du champ électrique et du champ magnétique.

La longueur totale de la ligne de transmission peut être exprimée comme suit:

$$L_{air} = L_1 + L + L_2 \quad (2.9)$$

Où L est la longueur de l'échantillon et L_1 et L_2 sont les distances des ports respectifs aux faces de l'échantillon correspondant aux trois sections définies. Les paramètres de diffusion (paramètres S_{ij}) de cette ligne à deux ports peuvent être obtenus, et comme la matrice de diffusion est symétrique ($S_{12} = S_{21}$), nous avons :

$$S_{11} = R_1^2 \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (2.10)$$

$$S_{22} = R_2^2 \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (2.11)$$

$$S_{21} = R_1 R_2 \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2 T^2} \quad (2.12)$$

où R_1 et R_2 sont les transformations du plan de référence sur deux ports :

$$R_i = e^{(-\gamma_o L_i)} \quad (i = 1,2) \quad (2.13)$$

Le coefficient de réflexion est :

$$\Gamma = \frac{(\gamma_0/\mu_0) - (\gamma/\mu)}{(\gamma_0/\mu_0) + (\gamma/\mu)} \quad (2.14)$$

et le coefficient de transmission est :

$$T = e^{(-\gamma L)} \quad (2.15)$$

Pour le porte-échantillon vide, nous avons

$$S_{21}^0 = R_1 R_2 e^{(-\gamma_0 L)} \quad (2.16)$$

Les quantités inconnues sont généralement ϵ_r' , ϵ_r'' , μ_r' , μ_r'' , R_1 , R_2 , L et nous avons huit(8) équations (2.9 – 2.16). Le système d'équations surdéterminé peut être résolu de plusieurs manières. Habituellement, la longueur L de l'échantillon est connue. L_1 , L_2 sont aussi souvent connus, et donc R_1 et R_2 . Si le matériau est non magnétique $\mu_r = 1$, donc $\mu_r' = 1$ et $\mu_r'' = 0$.

2.3. Méthodes de conversion

Il existe différentes approches pour obtenir la permittivité et la perméabilité à partir des s-paramètres. Le tableau (2.1) donne un aperçu des méthodes de conversion utilisant différents ensembles de s-paramètres pour déterminer les propriétés diélectriques.

Conversion techniques	S-parameters	Dielectric properties
NRW	$S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$ or S_{11}, S_{21}	ϵ_r, μ_r
NIST iterative	$S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$ or S_{11}, S_{21}	$\epsilon_r, \mu_r = 1$
New non-iterative	$S_{11}, S_{21}, S_{12}, S_{22}$ or S_{11}, S_{21}	$\epsilon_r, \mu_r = 1$
SCL	S_{11}	ϵ_r

Tableau 2.1 : Méthode de conversion.

2.3.1. Méthode Nicholson-Ross-Weir (NRW)

Cette méthode fournit un calcul direct de la permittivité et de la perméabilité à partir des paramètres S_{ij} . C'est la méthode la plus couramment utilisée pour effectuer une telle conversion. La mesure du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission exige que les quatre paramètres (S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22}) ou une paire (S_{11} , S_{21}) des paramètres du matériau testé soient mesurés. Cependant, la 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, ce qui est dû à l'ambiguïté de la phase. Par conséquent, il est limité à l'épaisseur optimale de l'échantillon de $\lambda_g / 4$ et est utilisé de préférence pour les échantillons courts. La méthode NRW est divergente aux multiples entiers d'une demi-longueur d'onde dans l'échantillon. Cela est dû au fait qu'en un point correspondant à la demi-longueur d'onde, le paramètre S_{11} devient très petit. Pour une petite valeur du paramètre S_{11} , l'incertitude dans la mesure de la phase de S_{11} sur le VNA est très grande. Par conséquent, l'incertitude a causé la divergence à ces fréquences. Ces divergences peuvent être évitées en réduisant la longueur de l'échantillon, mais il est difficile de déterminer la longueur appropriée de l'échantillon lorsque ses ϵ et μ sont inconnus.

- **Algorithme**

L'algorithme de Nicholson-Ross-Weir (NRW) combine les équations (2.10), (2.11) et dérive des formules pour le calcul de la permittivité et de la perméabilité.

Le coefficient de réflexion est :

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (2.17)$$

Avec :

$$X = \frac{(S_{11}^2 - S_{21}^2) + 1}{2S_{11}} \quad (2.18)$$

et le signe approprié est choisi pour que $|\Gamma| \leq 1$ afin d'exprimer la passivité de l'échantillon.

Le coefficient de transmission est :

$$T = \frac{(S_{11} + S_{21}) - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (2.19)$$

La perméabilité complexe est calculée à partir de :

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{(1 - \Gamma)\Lambda \sqrt{(1/\lambda_0^2) - (1/\lambda_c^2)}} \quad (2.20)$$

et la permittivité complexe à partir de :

$$\epsilon_r \mu_r = \lambda_0^2 \left(\frac{1}{\Lambda^2} + \frac{1}{\lambda_c^2} \right) \quad (2.21)$$

Avec :

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \quad (2.22)$$

où λ_c est la longueur d'onde de coupure de la section de la ligne de transmission, λ_0 la longueur d'onde de l'espace libre et $\text{Re}(1/\Lambda) = 1/\lambda_g$ où λ_g est la longueur d'onde du guide de la ligne de transmission.

L'équation (2.22) a un nombre infini de racines puisque la partie imaginaire du logarithme d'une quantité complexe (T) est égale à l'angle de la valeur complexe plus $2\pi n$, où n est égal à l'entier de (L/λ_g) . Cette équation est ambiguë car la phase du coefficient de transmission T ne change pas lorsque la longueur du matériau est augmentée d'un multiple de la longueur d'onde. La méthode de déballage, peut être utilisée pour résoudre le problème de l'ambiguïté de phase. La détermination de la phase initiale est nécessaire, puis le déroulement de la phase. Pour un échantillon à permittivité constante sur une large gamme de fréquences, la phase de T fluctue entre $+\pi$ ou $-\pi$. L'ambiguïté de phase résulte de l'effet d'enroulement de phase. Équivalent au déballage de la phase, on obtient la constante additive correcte de $2\pi n$. Une manière simple et commune de dérouler la phase consiste à détecter un saut de valeur de phase supérieur à π d'une fréquence de mesure à l'autre, puis à décaler toutes les phases suivantes de 2π dans la direction opposée.

- **Avantages**

- Rapide, non itératif,
- Applicable aux guides d'ondes et à la ligne coaxiale,

- **Inconvénients**

- Divergence à des fréquences correspondant à des multiples d'une demi-longueur d'onde,
- Un échantillon court doit être utilisé,
- Ne convient pas aux matériaux à faible perte.

La procédure proposée pour le processus de conversion NRW est indiquée à l'annexe 2.

2.3.2. Méthode NIST

Cette méthode effectue le calcul en utilisant une recherche itérative de racines de Newton-Raphson et convient uniquement au calcul de la permittivité. Elle utilise les quatre paramètres (S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22}) ou une paire (S_{11} , S_{21}) des paramètres S_{ij} de l'échantillon à tester pour calculer le coefficient de réflexion et de transmission. Cela fonctionne bien si une bonne estimation initiale est disponible. La méthode contourne les pics d'imprécision qui existent dans la méthode NRW lorsque l'épaisseur de l'échantillon est un multiple entier d'une demi-longueur d'onde ($n \cdot \lambda g / 2$). Elle convient aux échantillons longs et caractérise les matériaux à faible perte. En utilisant cette méthode, on peut obtenir une permittivité stable sur le spectre de fréquences à partir des paramètres S_{ij} et cela permet de prendre des mesures sur des échantillons de longueur arbitraire. La méthode minimise l'instabilité présente dans la méthode NRW en définissant la valeur $\mu_r = 1$. Cependant, avec cette méthode, seuls les matériaux non magnétiques peuvent être mesurés.

- **Avantages**

- Résultats de permittivité en douceur, pas de divergence,
- Précision,
- La longueur arbitraire des échantillons peut être utilisée,
- Robuste pour les matériaux à faible perte et à perte élevée.

- **Inconvénients**

- Applicable pour la mesure de la permittivité uniquement,
- Besoin de deviner la valeur de permittivité initiale.

2.3.3. Nouvelle méthode non itérative

Cette méthode est assez similaire à la méthode NRW mais avec une formulation différente et convient au calcul de la permittivité pour une perméabilité $\mu_r = 1$. Elle utilise les quatre paramètres (S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22}) ou seulement deux paramètres (S_{11} , S_{21}) de l'échantillon à tester pour calculer les coefficients de réflexion et de transmission. La méthode a l'avantage d'être stable sur toute une gamme de fréquences pour une longueur d'échantillonnage arbitraire. La méthode est basée sur une version simplifiée de la méthode NRW et aucune divergence n'est observée à des fréquences correspondant à des multiples d'une demi-longueur d'onde dans l'échantillon. Il n'a pas besoin d'une estimation initiale de la permittivité et peut effectuer le calcul très rapidement. Les précisions sont comparables à la méthode itérative. La méthode utilise une formulation partiellement différente de la méthode NRW et elle peut être facilement étendue à d'autres échantillons de mesure, par exemple des lignes à microbandes ou des lignes coplanaires. La permittivité et la perméabilité apparaissent dans l'expression des paramètres électromagnétiques effectifs. Les paramètres électromagnétiques effectifs représentent un mode de propagation. En comparant la méthode avec les méthodes itératives NRW et NIST, il n'y a pas de divergences à des fréquences correspondant à des multiples entiers d'une demi-longueur d'onde dans l'échantillon et la précision de la permittivité obtenue est similaire à la méthode itérative NIST. Il n'y a pas de suppositions initiales nécessaires et le résultat peut être obtenu très rapidement.

- **Avantages**

- Résultats de permittivité en douceur, pas de divergence,
- Précision,
- La longueur arbitraire des échantillons peut être utilisée,
- Rapide, non itérative,
- Aucune estimation initiale nécessaire.

- **Inconvénients**

- Applicable pour la mesure de la permittivité uniquement.

2.3.4. Méthode de ligne de court-circuit (SCL)

C'est une mesure à un port sur des lignes coaxiales ou des guides d'ondes. Il effectue le calcul en utilisant la même approche numérique de Newton-Raphson que dans la méthode itérative NIST et convient uniquement au calcul de la permittivité. Il utilise uniquement le paramètre S_{11} de l'échantillon à tester pour calculer le coefficient de réflexion. La méthode nécessite une bonne estimation initiale pour obtenir un résultat précis. La méthode nécessite également la saisie de la longueur de l'échantillon et de la position pour des mesures précises.

- **Avantages**

- Résultats de permittivité en douceur, pas de divergence.

- Précis.

- La longueur arbitraire des échantillons peut être utilisée.

- Pour les mesures à large bande, il est préférable d'utiliser des échantillons longs pour les matériaux à faible perte.

- **Inconvénients**

- Besoin de deviner.

- Itératif.

- Besoin d'une longueur d'échantillon précise.

2.4. Analyseur de réseaux

L'analyseur de réseau permet de déterminer les paramètres S_{ij} d'un dipôle ou d'un quadripôle. Il existe deux grandes familles d'analyseurs de réseaux : les scalaires qui ne mesurent que le module des paramètres S_{ij} et les vectoriels qui mesurent le module et la phase .

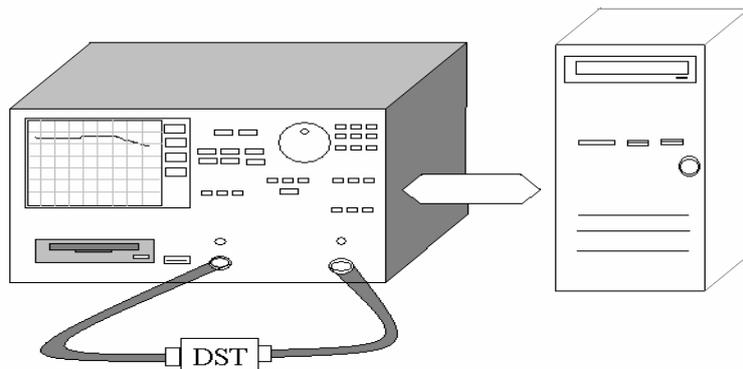


Figure 2.7 : Analyseur de réseau vectoriel raccordé à un PC pour le traitement des données.

Le principe d'un analyseur de réseau consiste à exciter le dispositif sous test (DST) par ses accès à l'aide d'un signal sinusoïdal d'amplitude constante et de fréquence variable automatiquement, puis mesurer les signaux réfléchis et transmis. En excitant successivement tous les accès, on obtient les termes de la matrice de dispersion en fonction de la fréquence balayée. Le système permet de diriger le signal source du port 1 vers le port 2, puis du port 2 vers le port 1. Lorsqu'un port est excité, le système doit séparer le signal en deux parties. La première partie est destinée à la voie de test et constitue la source pour le DST. La deuxième partie sert de signal de référence auquel sont comparés le signal réfléchi et le signal transmis par le DST. La figure 2.8 donne un schéma synoptique d'un analyseur vectoriel de réseaux.

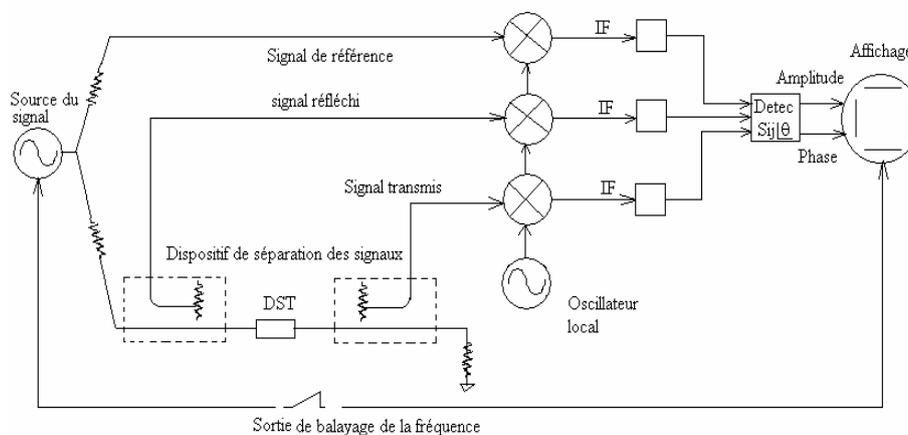


Figure 2.8 : Schéma de principe d'un analyseur de réseaux vectoriel.

2.4.1. Modélisation des erreurs dans un analyseur

Selon la méthodologie habituelle, on distingue les types d'erreurs systématiques et aléatoires.

- **Erreurs aléatoires**

Ce sont des erreurs de mesure qui changent dans le temps. Elles sont essentiellement liées au bruit, aux dérives, à l'opérateur et au changement des conditions de mesure. Parmi ces erreurs on trouve la non répétabilité des connections. Ces erreurs sont difficiles à évaluer, mais on peut les minimiser par la bonne préparation des conditions de mesure (température, temps de mise en marche de l'appareil... etc) et par l'expérience de l'opérateur.

- **Erreurs systématiques**

Ce sont des erreurs reproductibles, elles peuvent donc être évaluées et corrigées. Elles sont répertoriées selon leur nature physique :

- **Erreur de directivité** : elle provient de l'imperfection des dispositifs utilisés pour séparer les signaux incidents des signaux réfléchis.
- **Erreur de désadaptation de sortie du générateur** : une partie de l'onde réfléchie par le DST vers la source est renvoyée par celle-ci.
- **Erreur de poursuite** : elle est due à la différence de chemin entre les signaux de test et les signaux de référence. Elle dépend fortement de la qualité des câbles.
- **Erreur due à la dissymétrie du commutateur** qui dirige le signal issu du générateur vers l'un ou l'autre des ports.
- **Erreur d'isolation** : elle est due au couplage entre les deux voies du commutateur de port.

Les erreurs systématiques peuvent être corrigées. Pour cela il faut choisir un modèle qui traduit le comportement du banc de mesure.

2.4.2. Paramètres de dispersion (paramètres S)

Pour tout composant linéaire à n accès, il existe une relation algébrique linéaire liant tous les signaux qui sortent aux signaux qui entrent. On a un système de n équations à n inconnues, qui peut être mis sous forme matricielle, définissant la matrice de dispersion ou de répartition (S). Pour n égal à deux c'est-à-dire un système à deux accès le système d'équation s'écrit :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (2.23)$$

Où S_{ij} sont appelés paramètres de dispersion. On peut écrire le système sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

ou sous forme abrégée:

$$(b) = (S)(a) \quad (2.25)$$

S est la matrice de dispersion.

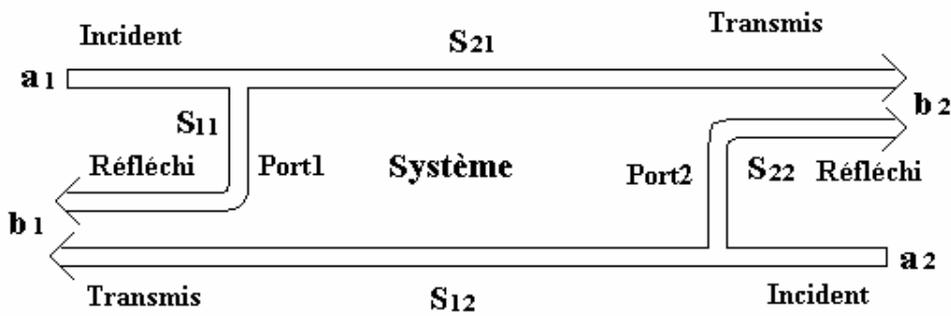


Figure 2.9 : accès d'un quadripôle par un signal.

Où

$$S_{11} = \frac{\text{signal réfléchi au port 1}}{\text{signal incident au port 1}} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2.26)$$

S_{11} : coefficient de réflexion en entrée (sortie adaptée)

$$S_{21} = \frac{\text{signal réfléchi au port 2}}{\text{signal incident au port 1}} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2.27)$$

S_{21} : coefficient de transmission direct (sortie adaptée)

$$S_{12} = \frac{\text{signal réfléchi au port 1}}{\text{signal incident au port 2}} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.28)$$

S_{12} : coefficient de transmission inverse (entrée adaptée)

$$S_{22} = \frac{\text{signal réfléchi au port 2}}{\text{signal incident au port 2}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.29)$$

S_{22} : coefficient de réflexion en sortie (entrée adaptée)

2.4.3. Utilisation des paramètres S

La matrice de dispersion est l'outil de base pour l'étude des systèmes en hyperfréquences que ça soit des systèmes en espace libre ou en ligne de transmission. Il existe pour les quadripôles d'autres paramètres bien connus: matrice des paramètres hybrides (H), matrice impédance (Z) et la matrice admittance (Y). La détermination expérimentale de ces paramètres exige des mesures en court-circuit ou en circuit-ouvert. Au dessus de 100MHz, la condition circuit-ouvert, est difficile à réaliser ; quant à la mise en court-circuit, elle entraîne souvent l'oscillation du montage. En revanche, la mesures des paramètres S se fait sur entrée et sortie adaptées et n'entraîne pas de difficultés. La connaissance des paramètres S permet en outre de calculer les grandeurs les plus communément recherchées : qui sont dans notre cas les coefficients de réflexion et de transmission qui vont nous permettre de trouver les caractéristiques électromagnétique d'un échantillon diélectrique mis dans le trajet d'une onde.

Introduction

Dans notre étude expérimentale deux échantillons de matériaux composites nanostructurés (Fer-Aluminium-Vanadium) de durées d'élaboration et dimensions différentes ont été caractérisés dans le guide d'onde WR-90 associé à un analyseur de réseaux de réseaux Agilent 8719ES. L'expérience a eu lieu au sein de l'Ecole Militaire Polytechnique (EMP) de Bordj El Bahri. Pour mesurer les paramètres S, l'approche transmission/réflexion à deux ports a été utilisée, avec l'échantillon de matériau de test de faces planes et lisses, remplissant complètement la section transversale du guide d'onde rectangulaire à bande X (8.2 à 12.4 GHz).

3.1. Procédure de mesure

La technique de mesure en guide d'onde rectangulaire est une des techniques les plus utilisées pour la caractérisation électromagnétique appliquées en science des matériaux. Un échantillon de matériaux à caractériser est placé à l'intérieur de structure de propagation, un analyseur de réseaux associé permet d'effectuer des mesures de réflexion et de transmission (paramètres S) ce qui permet de déduire les propriétés électromagnétiques du matériau en termes de permittivité diélectrique et perméabilité magnétique relatives.



Figure 3.1 : Dispositif de mesure des paramètres S.

Dans cette étude, la méthodologie expérimentale a été réalisée selon les étapes décrites à la Figure 3.1. Pour cela, elle a été assemblée avec un analyseur automatique de réseau vectoriel (VNA), connecté en tant que source et équipement de mesure. Lors de calibration, les valeurs de configuration standard doivent être mémorisées afin que, les valeurs mesurées et de référence soient comparées pour caractériser les erreurs systématiques de mesure. La calibration établit également les plans de référence pour les ports de test de mesure. La figure 3.2 montre le kit de calibration de bande X utilisé.



Figure 3.2 : Dispositif de calibration lors de la mesure des paramètres S.

Pour déterminer la permittivité et la perméabilité relatives complexes via les paramètres S, on a utilisé l'approche transmission / réflexion à deux ports, avec un matériau sous test de faces planes et lisses, remplissant complètement la section transversale de l'appareil, étant placé à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire. Pour mesurer la permittivité d'un matériau, on le place à l'intérieur d'une portion d'un guide rectangulaire qu'on appelle cellule de mesure ou Dispositif Sous Test (DST). L'échantillon doit avoir la forme exacte de la section du guide d'onde. Il est recommandé d'avoir une longueur de la cellule de mesure égale à l'épaisseur de l'échantillon pour minimiser l'effet de perte et le décalage de phase dans la ligne entre l'échantillon et les plans de références. La cellule doit être munie des deux côtés d'une terminaison coaxiale (exemple : connecteur de type APC7) pour lui permettre d'être branché à l'analyseur de réseau. Les coefficients de réflexion et de transmission, du

dispositif, obtenus à partir des paramètres S_{ij} mesurés par un analyseur de réseau dépendent directement des propriétés électromagnétiques du matériau.

3.1.1. Câbles et connecteurs

Les câbles véhiculant le signal issu d'un port vers le DST et réciproquement sont généralement conçus en structure coaxiale. Un câble doit avoir une bande passante supérieure à celle étudiée, il doit présenter une bonne stabilité en température et résister au vieillissement. Ses caractéristiques électriques doivent être insensibles aux contraintes mécaniques (torsion, flexion, tension,...). On trouve divers types de câbles coaxiaux : des câbles semi rigides présentant une grande stabilité mais supportant peu la déformation et il y'a les câbles souples de stabilité moyenne et moins chers.

3.1.2. Calibration

L'objectif de la procédure de calibrage est d'obtenir un système de mesure corrigé en s'affranchissant des erreurs introduites par le banc de mesure. D'une manière générale, le calibrage consiste à mesurer des étalons (standards), de manière à acquérir suffisamment d'informations pour permettre le calcul des termes d'erreurs du modèle choisi. On obtient ainsi une relation exempte d'erreur entre les paramètres intrinsèque du DST et les paramètres mesurés par l'analyseur.

- **Calibration OSTL (Open Short Thru Load)**

C'est la procédure traditionnelle. Elle est basée sur le modèle à douze termes d'erreurs. Cette calibration nécessite 4 standards:

- Un circuit ouvert (Open)
- Un court circuit (Short)
- Une charge parfaitement connue (Load)
- Une ligne de transmission directe parfaite (Thru)

- **Calibration OST (Open Short Thru) et OSL (Open Short Load)**

Ce sont des procédures dérivées de l'OSTL qui utilisent le modèle à huit termes d'erreurs. Ceci a entraîné la réduction du nombre de standards de quatre à trois. Le standard load, le plus difficile à

réaliser, est éliminé. Mais le standard Thru doit être parfaitement connu ainsi que la qualité du court-circuit et celle du circuit ouvert.

- **Auto calibration TSD (Thru Short Delay)**

Le terme auto calibration indique que les standards utilisés pour l'évaluation des erreurs ne peuvent être que partiellement connus. Ceci résulte de l'obtention d'un nombre d'équations supérieur au nombre de termes d'erreurs. La possibilité d'utiliser des standards inconnus permet de calibrer des systèmes complexes. Le calibrage TSD utilise le modèle à huit termes et nécessite trois standards. Il permet d'ignorer les caractéristiques du standard Delay (Line) ainsi que la longueur du standard Thru, mais il impose la connaissance du standard Short.

- **Auto calibration TRL (Thru Reflect Line)**

C'est une procédure de calibrage appliqué aux dispositifs à deux ports. Elle consiste à représenter les défauts des ports et des accès de chaque côté du DST par deux quadripôles d'erreurs. Il utilise un modèle à huit termes d'erreurs. Les huit équations nécessaires à la détermination des huit paramètres d'erreurs sont obtenues à l'issue des trois étapes de mesure des standards de calibration:

- Thru: c'est la connexion des deux ports d'accès au DST directement ou à travers d'une courte ligne de transmission.
- Line: on insère une ligne de transmission entre les deux ports d'accès.
- Reflect: on connecte dans ce cas des dispositifs à fort coefficient de réflexion identiques sur chacun des ports.

La mesure des trois standards donne dix équations pour huit inconnues. Deux des paramètres caractérisant les standards peuvent être déterminés. En général, ces deux s-paramètres ont l'exposant de propagation du standard Line et le coefficient de réflexion du standard Reflect.

- **Procédure LRL**

Afin de remédier au problème du standard Thru pour des structures non insérables, celui-ci est remplacé par une ligne de transmission appelée Line Court pour la distinguer de la ligne long du standard Line. Pour cette procédure il faut connaître avec précision l'exposant de propagation du standard Line Court et sa longueur.

- **Calibrage imparfaite**

La procédure de calibration permet de corriger les mesures issues d'une instrumentation a priori imparfaite. Seules subsistent les erreurs aléatoires. Mais la méthode est basée sur des hypothèses qui ne sont pas toujours vérifiées.

- Les quadripôles d'erreur notés QA et QB doivent rester identique lors des étapes de mesure du standard et du DST.
 - Le standard Reflect doit avoir le même coefficient sur les deux ports.
 - Les standards Thru et Line doivent être des lignes parfaites.
 - Les standards et le DST doivent posséder les mêmes caractéristiques électriques (γ, Z_c)
- Pour déterminer l'influence des imperfections des standards, la notion de calibrage imparfait a été introduite. Le calibrage imparfait est celui défini comme un calibrage qui utilise des standards dont les caractéristiques électriques (γ, Z_c) sont distinctes.

Le concept de calibrage imparfait implique l'existence d'erreurs systématiques non totalement corrigées. Celles-ci sont dénommées erreurs systématiques résiduelles :

- Les erreurs résiduelles en transmission sont très faibles devant les erreurs en réflexion.
- Le standard Reflect n'a pas d'influence sur la qualité du calibrage si la condition de symétrie du standard est respectée. Cette condition peut être satisfaite en pratique en connectant successivement le même dispositif Reflect de type un-port sur chaque accès ou en supprimant les standards (accès "en l'air").
- Si les impédances caractéristiques des deux standards Thru et Line sont très proches, alors l'ensemble des erreurs résiduelles est fortement réduit.

- Il est très important d'éviter les domaines de fréquence où l'écart de longueur entre les standards Thru et Line correspond à une phase multiple de 180° . On observe alors des divergences très importantes. Ces fréquences sont appelées fréquence de résonance d'excès de ligne.
- La largeur de la bande interdite autour des fréquences de résonance est en général fixée à 20° ($\Delta Z/Z = 4\%$). En réalité, un contrôle soigné de l'impédance standard ($\Delta Z/Z < 1\%$) permet de réduire cette largeur à 5° pour une erreur inférieure à 0.05dB.



Figure 3.3 : outils de calibration d'un guide d'ondes bande X.

En fin pour l'extraction des paramètres électromagnétiques de permittivité et perméabilité relatives complexes, on suit les étapes de l'organigramme dressé dans la figure 3.4.

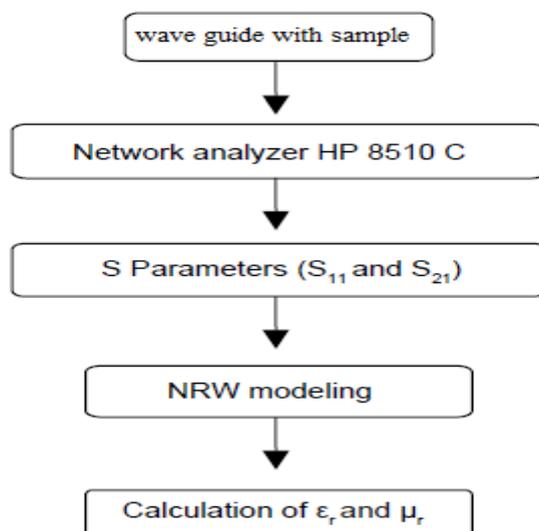


Figure 3.4 Etapes fondamentales pour la détermination des paramètres électromagnétiques.

3.2. Résultats et interprétation

3.2.1. Paramètres S mesurés

- A vide

La figure suivante représente les différents spectres des modules des paramètres S à vide :

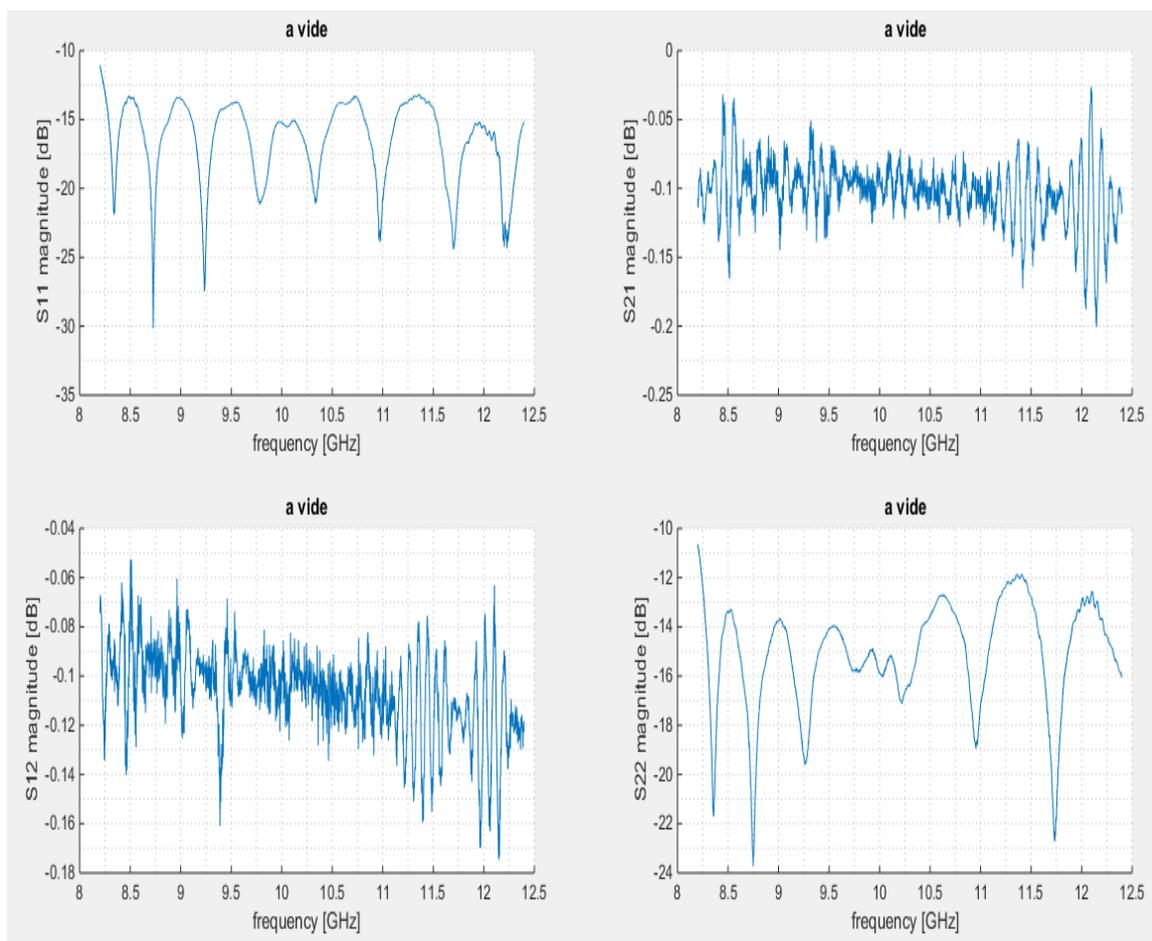


Figure 3.5 : Spectres des modules des paramètres S à vide.

Ces S-paramètres sont des coefficients de réflexion et de transmission au port 1 et au port 2, les spectres des modules du S-paramètres montrent des fluctuations qui sont peut-être dues aux imperfections du montage.

- **En charge**

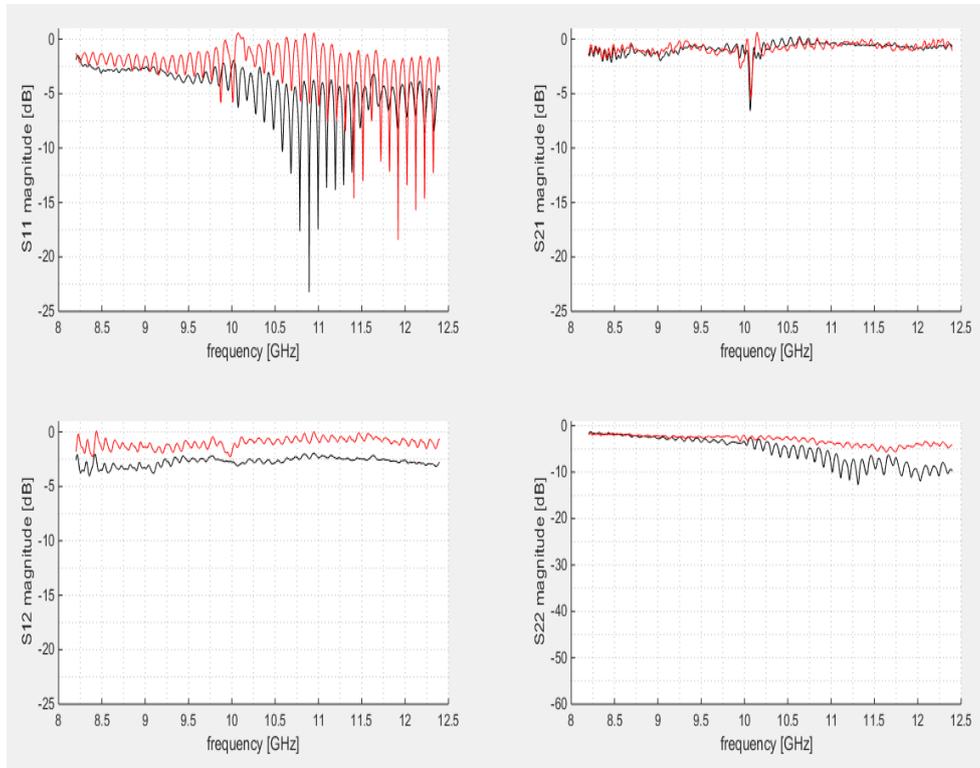


Figure 3.6 : Spectres des modules des paramètres S en charge.

Cette figure montre une variété de spectre du module de ces S-paramètres au port 1 et port 2.

- Le paramètre S11 est un coefficient de réflexion au port 1.
- Le paramètre S21 exprime la transmission du port 1 au port 2.
- Le paramètre S12 renseigne sur la transmission du port 2 au port 1.
- Le paramètre S22 est un coefficient de réflexion mesuré au port 2 de l'échantillon de matériaux.

3.2.2. Paramètres S après lissage

Dans les figures 3.5 à 3.6 les fluctuations (divergences) du spectre ne permettent pas d'interpréter les résultats obtenus. L'utilisation d'une méthode de lissage nous a permis de résoudre ce problème. Les figures suivantes illustrent les spectres fluctués avec les spectres après lissage des différents paramètres S à vide et en charge.

- À vide

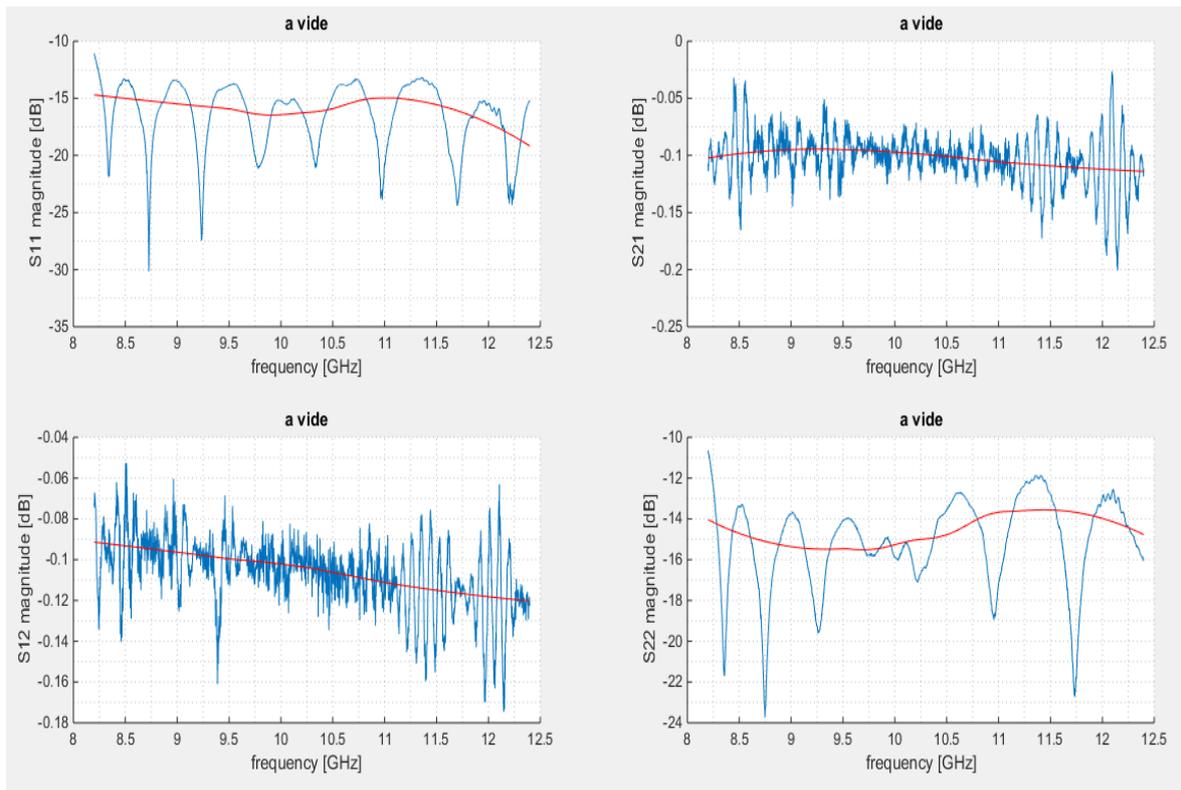


Figure 3.7 : Spectres des modules des paramètres S à vide après lissage.

- Le spectre du module du paramètre S11 à vide montre une faible réflexion de -15dB et -18dB ce qui correspond a une intensité de réflexion au port 1 comprises entre 0.031(3.1%) et 0.015(1.5%).
- Le spectre du module du S22 à vide fluctue considérablement ente -13dB et -16dB ce qui est presque identiques au spectre du module S11 (Symétrie). Ces réflexions très faibles sont dues aux imperfections du montage.
- Le spectre du module du S21 à vide montre une intensité de transmission plus importante de -0.1 dB correspond à une transmission de 0.97 (97%).

- Le spectre du module du S12 à vide est presque identique avec Le spectre du module du S21.

- **En charge**

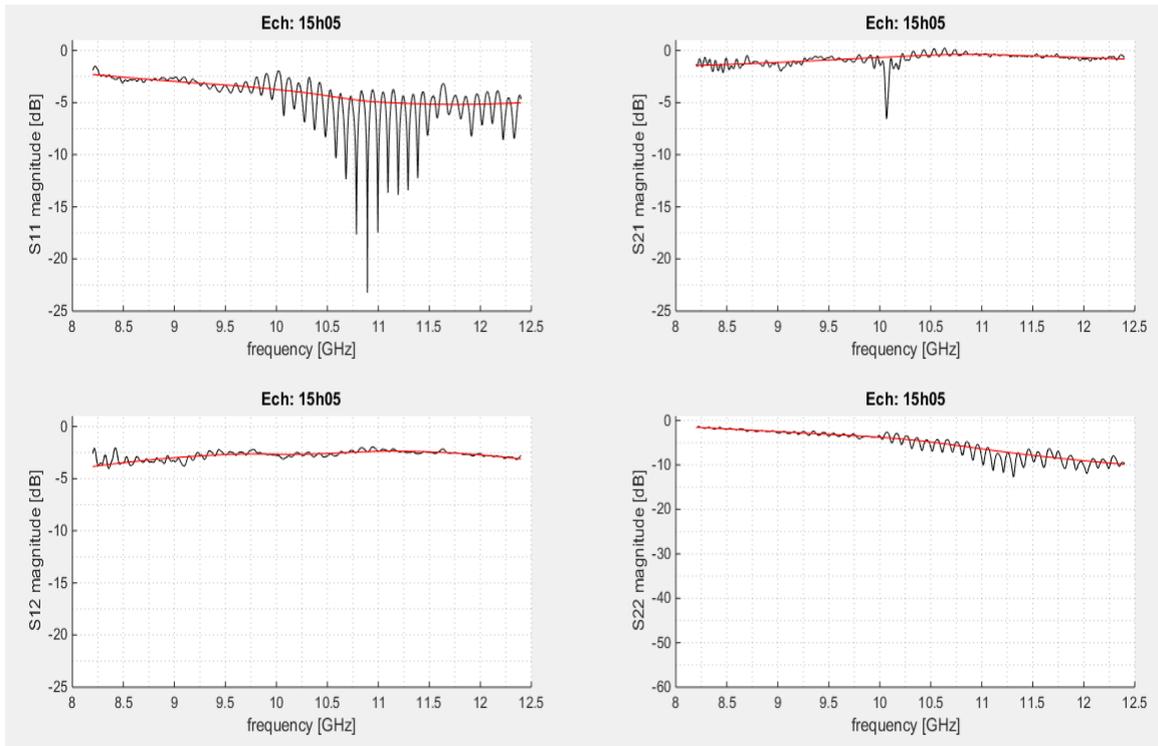


Figure 3.8 : Spectres des modules des paramètres S après lissage en charge.

(Echantillon : 15h 0.5%)

- Le spectre du module du paramètre S11 en charge (Echantillon : 15h 0.5%) montre une réflexion importante de -2.5dB ce qui correspond à une intensité de réflexion au port 1 de 0.56 (56%).
- Le spectre du module du S22 en charge montre une réflexion importante diminuée de -1dB à -10dB avec l'augmentation de fréquence, ce qui correspond à une intensité de réflexion au port 2 comprises entre 0.79 (79%) et 0.1 (10%).
- Le spectre du module du S21 en charge montre une intensité de transmission plus importante de -1 dB correspond à une transmission de 0.79 (79%).

- Le spectre du module du S12 en charge montre une intensité de transmission importante de -4 dB correspond à une transmission de 0.39 (39%).

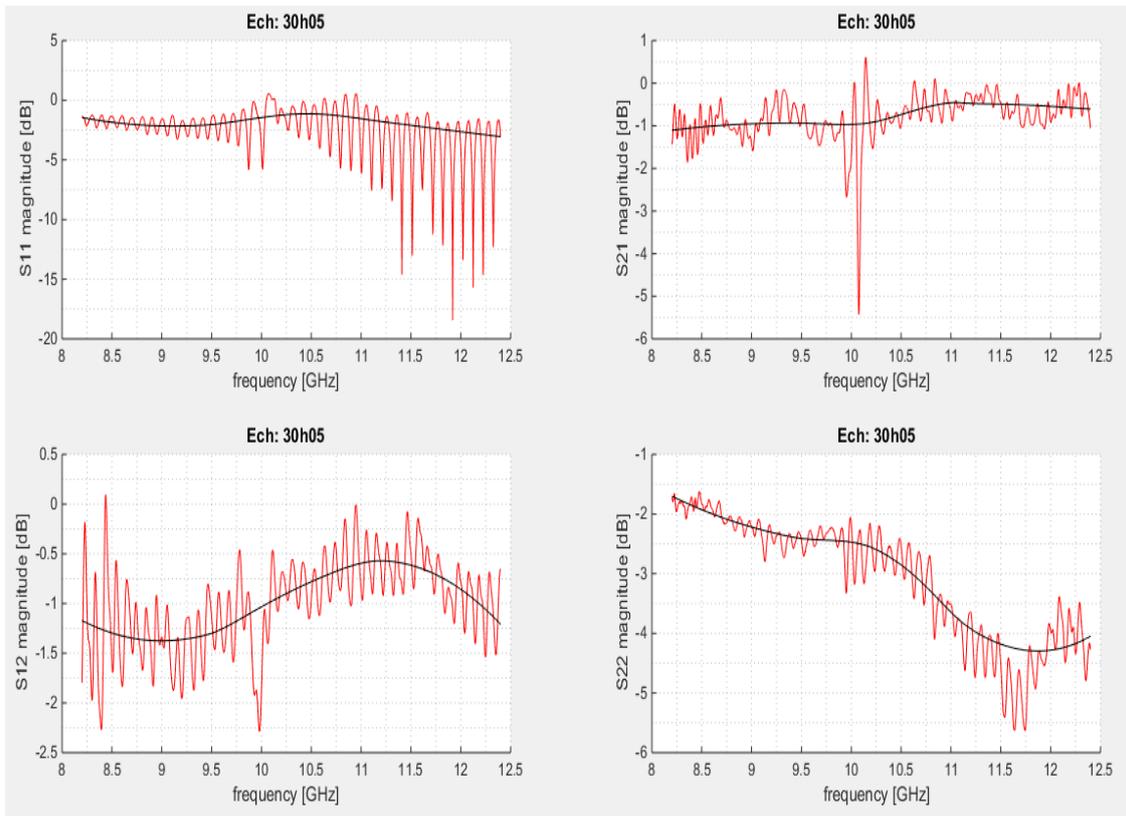


Figure 3.9 : Spectres des modules des paramètres S après lissage en charge.

(Echantillon : 30h 0.5%)

- Le spectre du module du paramètre S11 en charge (Echantillon : 30h 0.5%) montre une réflexion importante de -2dB ce qui correspond à une intensité de réflexion au port 1 de 0.63 (63%).
- Le spectre du module du S22 en charge montre une réflexion importante diminuée de -1.8dB à -4.5dB avec l'augmentation de fréquence, ce qui correspond à une intensité de réflexion au port 2 comprises entre 0.66 (66%) et 0.355(35.5%).

- Le spectre du module du S21 en charge montre une intensité de transmission plus importante de -0.7 dB correspond à une transmission de 0.85 (85%).
- Le spectre du module du S12 en charge montre une intensité de transmission intéressante varie de -0.7 dB à -1.4 correspond à une transmission de 0.85 (85%) et 0.724 (72.4%).

3.2.3. Extraction de la permittivité et de perméabilité diélectrique

Après la mise en œuvre de l'algorithme de Nicholson Rose-Weir sous logiciel Matlab, nous avons déterminé les paramètres électromagnétique ϵ_r et μ_r du vide qui sont des valeurs de référence connue ($\epsilon_r = \mu_r = 1$). L'objectif de Nicholson Rose-Weir est d'extraire la permittivité diélectrique et de la perméabilité magnétique pour des échantillons de matériaux. Les spectres obtenus montrent des variations en branches périodique, nous avons utilisé le lissage pour obtenir des résultats présentés dans les figures suivantes :

3.2.3.1. Permittivité diélectrique

Les figures suivantes représentent la partie réelle de la permittivité diélectrique extraite avec la méthode de NRW à vide et en charge.

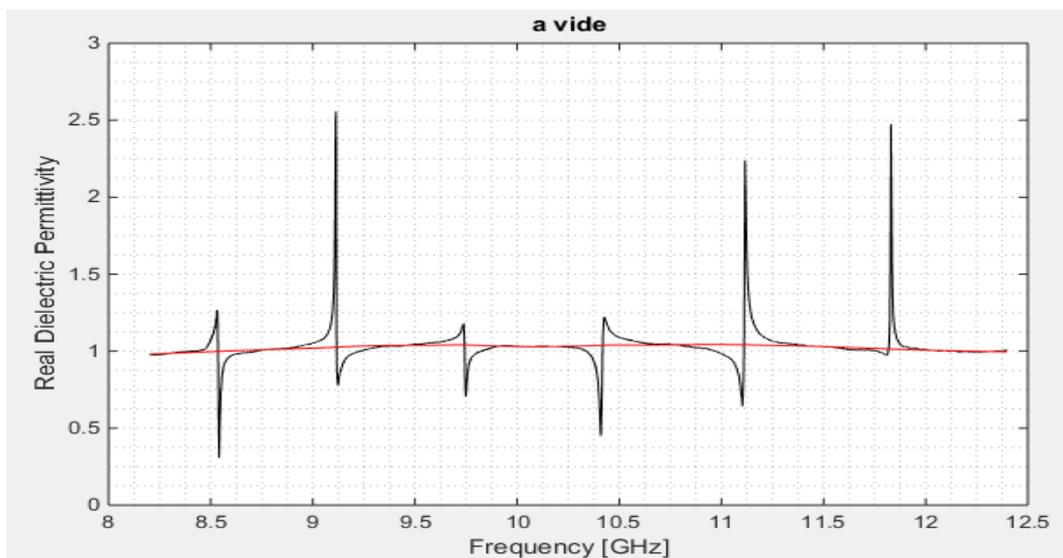


Figure3.10 : ϵ' obtenu par NRW à vide.

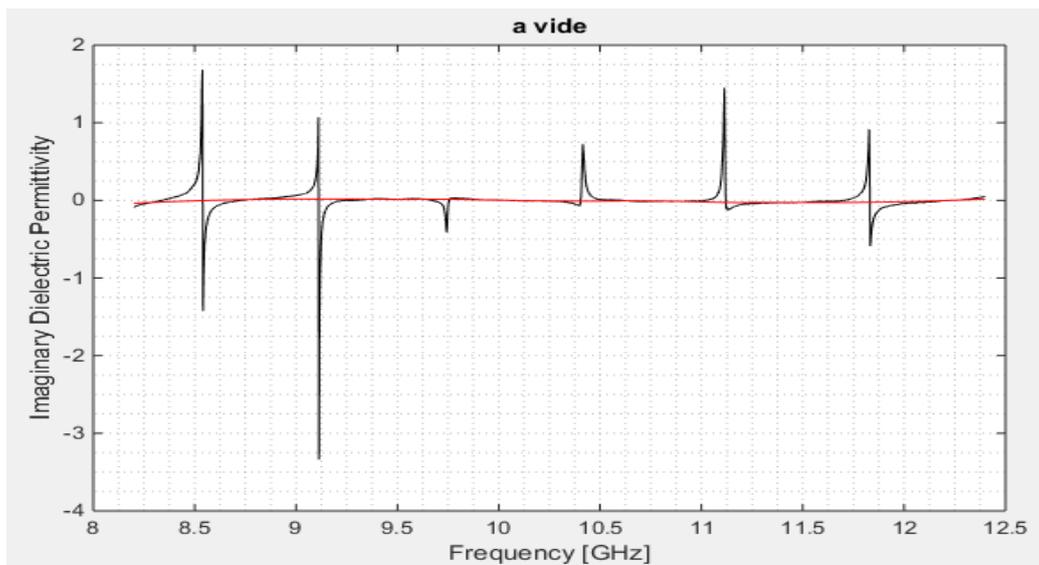


Figure 3.11 : ϵ'' obtenu par NRW à vide.

Nous constatons que les parties réelles de la permittivité diélectrique relative prennent des valeurs qui tendent vers l'unité ($\epsilon'=1$), alors que les parties imaginaires de la permittivité diélectrique relative prennent des valeurs presque nulles ($\epsilon''=0$), ce qui correspond aux valeurs théoriques à vide. De la même manière, nous avons déroulé l'algorithme de NRW pour les deux échantillons qui ont été caractérisé dans le guide d'onde utilisant un analyseur de réseaux. Les calculs obtenus par NRW avant et après lissage ont permis de dresser les graphes suivants :

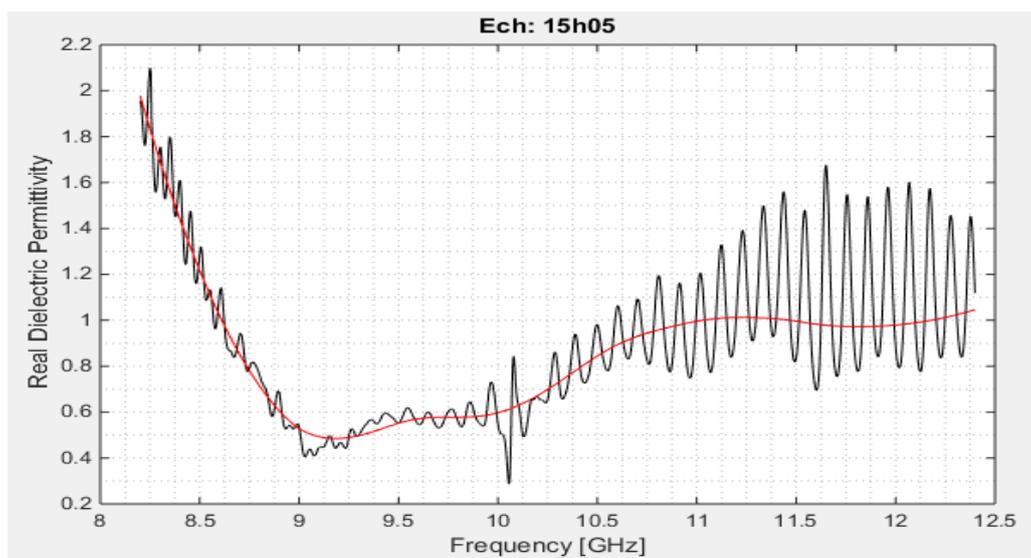


Figure3.12 : ϵ' obtenue par NRW de l'échantillon (15h 0.5%).

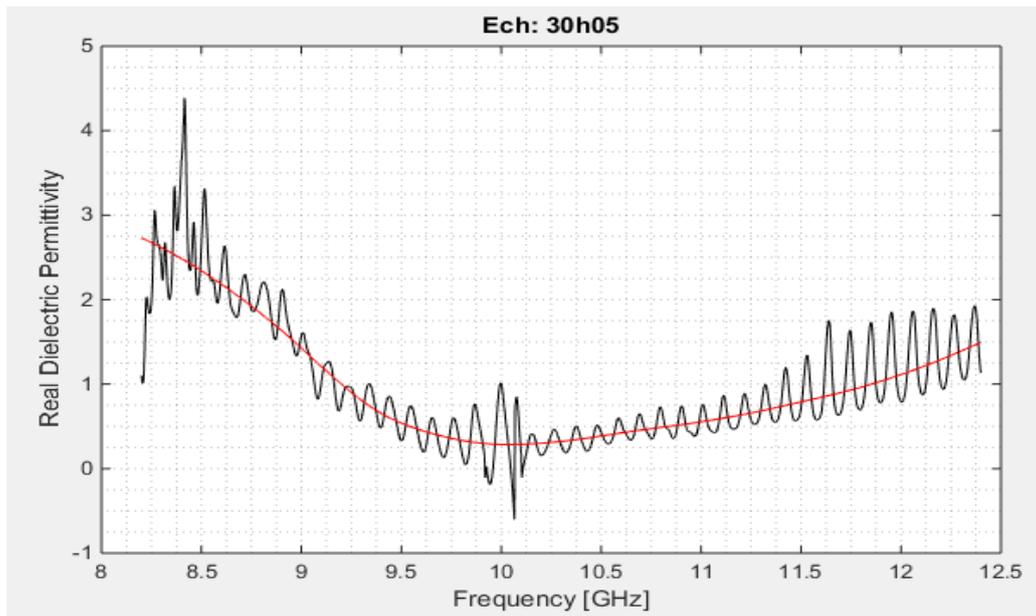


Figure 3.13 : ϵ' obtenue par NRW de l'échantillon (30h 0.5%).

Dans les figures 3.12 à 3.13 nous observons que les spectres des constantes diélectriques relatives ϵ_r' montrent des valeurs positives subit des diminutions pour les deux échantillons. La différence de l'évolution de ϵ_r' d'un échantillon à l'autre diffère à cause de la différence de la durée d'élaboration et de variation d'épaisseur de chacun.

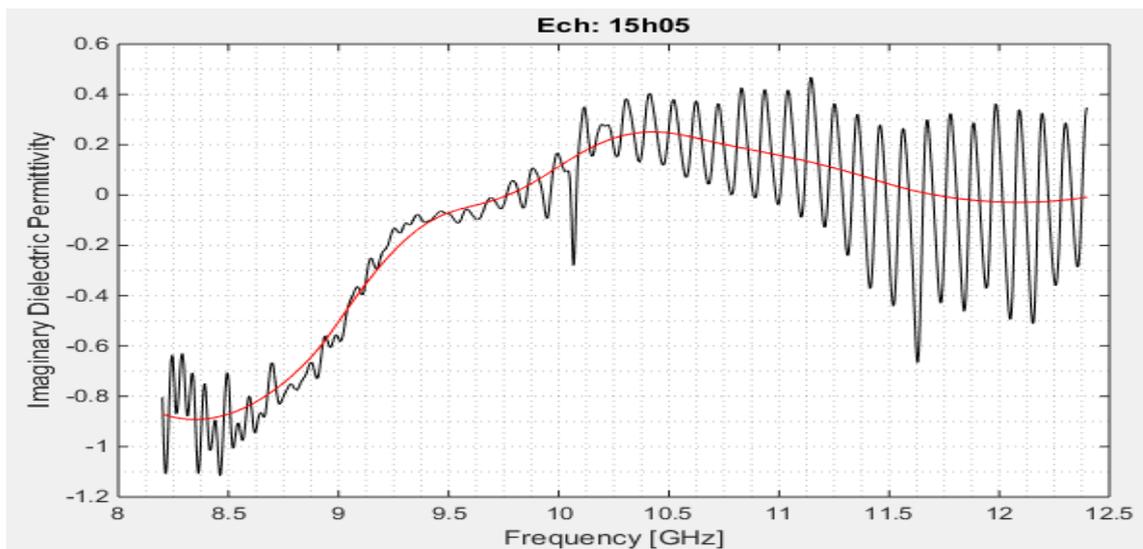


Figure 3.14 : ϵ'' obtenue par NRW de l'échantillon (15h 0.5%).

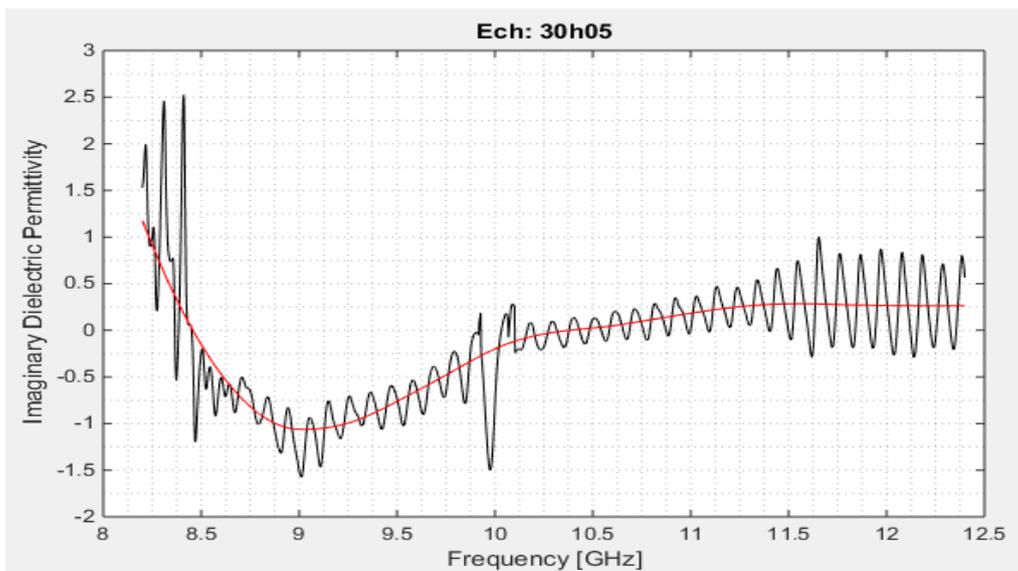


Figure 3.15 : ϵ'' obtenue par NRW de l'échantillon (30h 0.5%).

ϵ'' exprime la dissipation de l'énergie électrique dans le milieu matériel. Les spectres ϵ'' établis dans les figures 3.14 et 3.15 montrent de faibles pertes dans les milieux matériels tend vers 0.

3.2.3.2. Perméabilité magnétique

La Perméabilité magnétique relative μ_r représente l'interaction du champ magnétique avec le milieu matériel. Les figures au-dessous représentent la perméabilité réelle et imaginaire avant et après lissage.

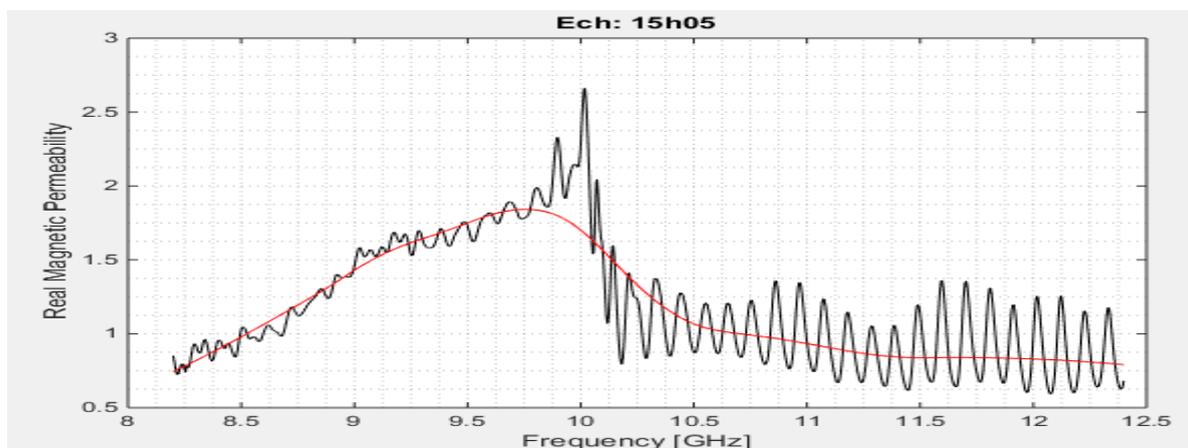


Figure 3.16 : μ' obtenu par NRW de l'échantillon (15h 0.5%).

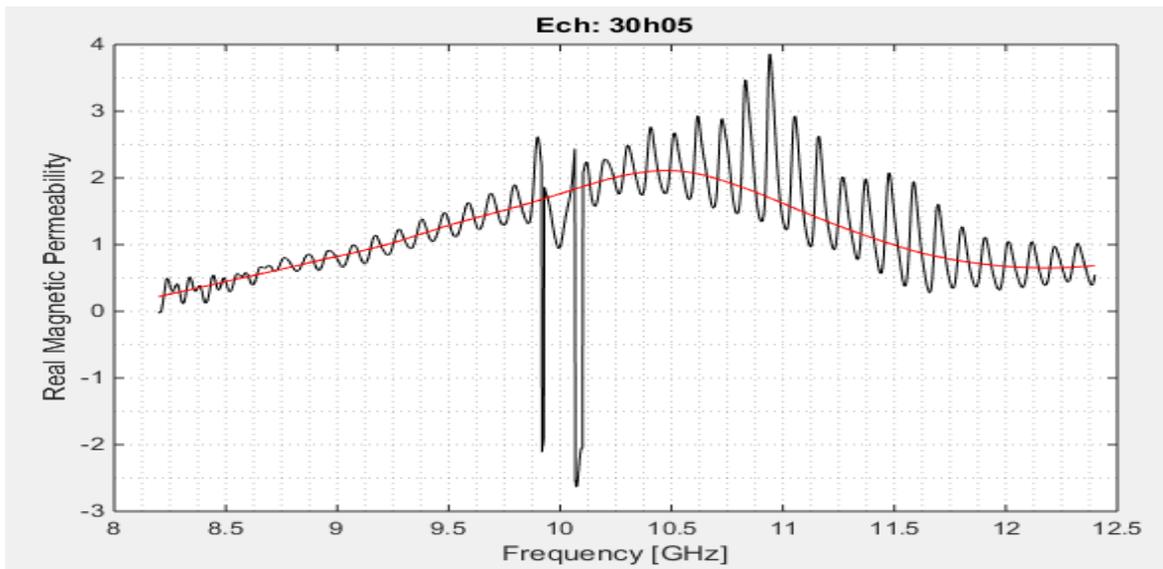


Figure 3.17 : μ' obtenu par NRW de deuxième échantillon (30h 0.5%).

Avec la progression des durées d'élaboration, la perméabilité μ' subit une augmentation entre les fréquences 8 et 9.7 GHz (pour l'échantillon 15h 0.5%) et entre 8 et 10.5 GHz (pour l'échantillon 30h 0.5%) mais cette perméabilité diminue lorsque la fréquence est supérieure à 9.7 et 10.5 GHz pour l'échantillon 15h0.5% et 30h0.5% respectivement. Lorsque le champ magnétique de l'onde électromagnétique est appliqué, les moments engendrent une nouvelle orientation qui varie également avec la fréquence.

Le paramètre μ'' exprime la dissipation de l'énergie magnétique dans le milieu matériel qui est faibles en valeurs plus précises .ces valeurs subit un diminution a des valeurs négatif entre les fréquences 8 et 10.2 GHz (pour l'échantillon 15h 0.5%) et entre 9.5 et 11.5 GHz (pour l'échantillon 30h 0.5%), mais cette perméabilité tend vers 0 lorsque la fréquences est supérieur a 9.7GHz et a 10.5GHz pour l'échantillon 15h0.5% et 30h0.5% respectivement. Ces valeurs sont dressées dans les figures (3.14 et 3.15) suivantes :

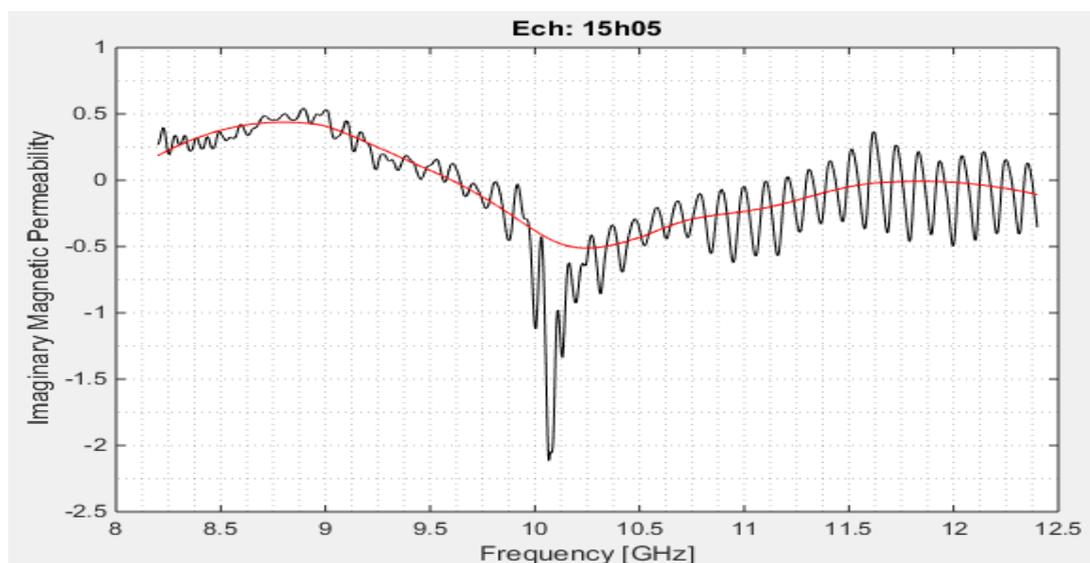


Figure 3.18 : μ'' obtenu par NRW de l'échantillon (15h 0.5%).

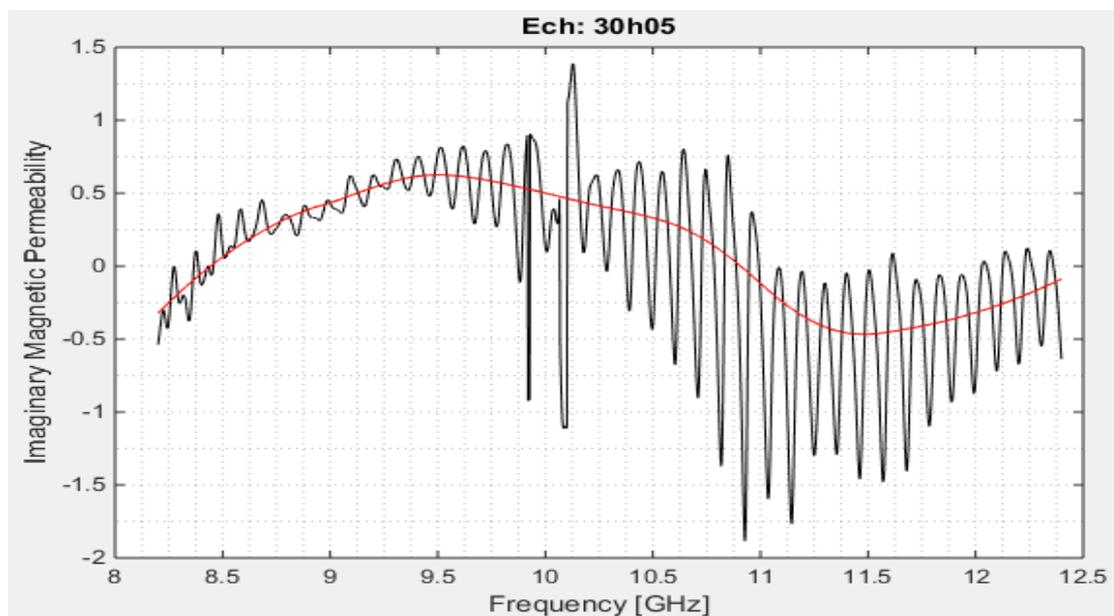


Figure 3.19 : μ'' obtenu par NRW de l'échantillon (30h 0.5%).

De même que pour la permittivité diélectrique, lorsqu'on varie progressivement la taille de l'échantillon on remarque une petite variation des valeurs de la perméabilité magnétique.

3.2.4. Pertes diélectriques et magnétiques

- Pertes diélectriques

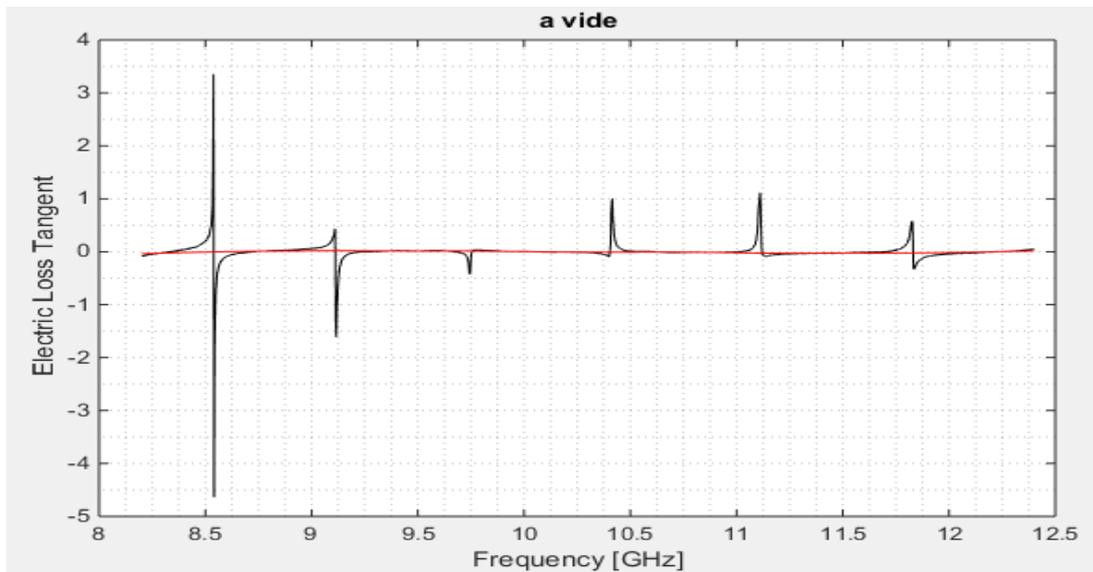


Figure 3.20 : Facteur de pertes diélectriques à vide ($\tan \delta_e$).

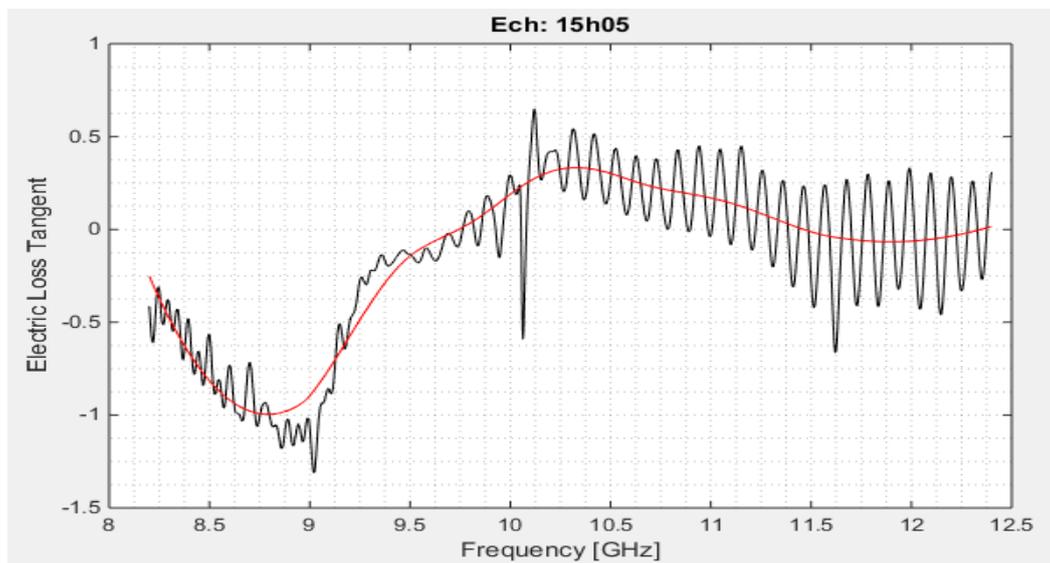


Figure 3.21 : Facteurs de pertes diélectriques pour l'échantillon (15h0.5%).

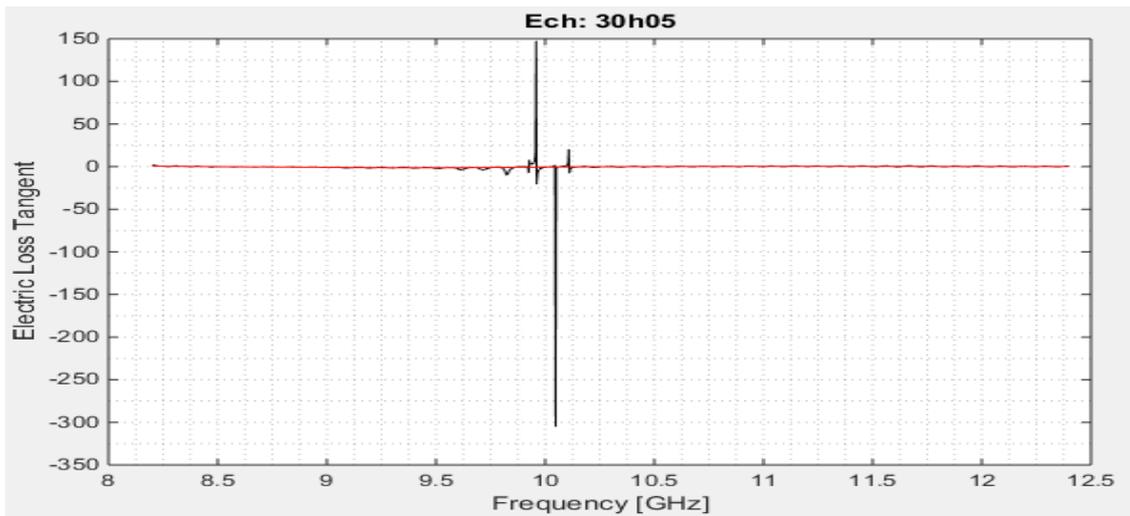


Figure 3.22 : Facteurs de pertes diélectriques pour l'échantillon (30h0.5%).

- Perte magnétiques

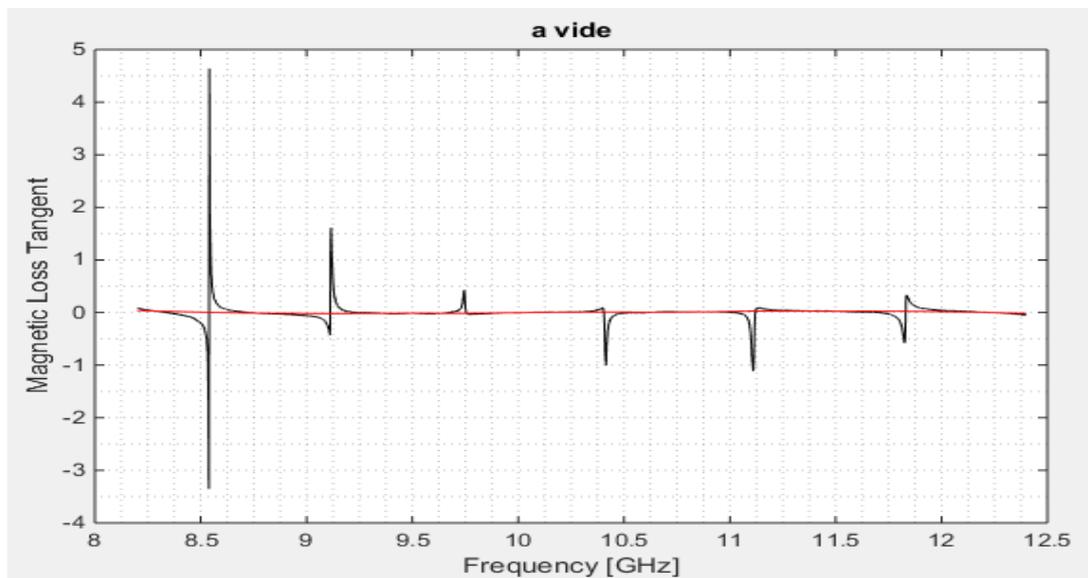


Figure 3.23 : Facteurs de pertes magnétiques à vide ($\tan \delta_m$).

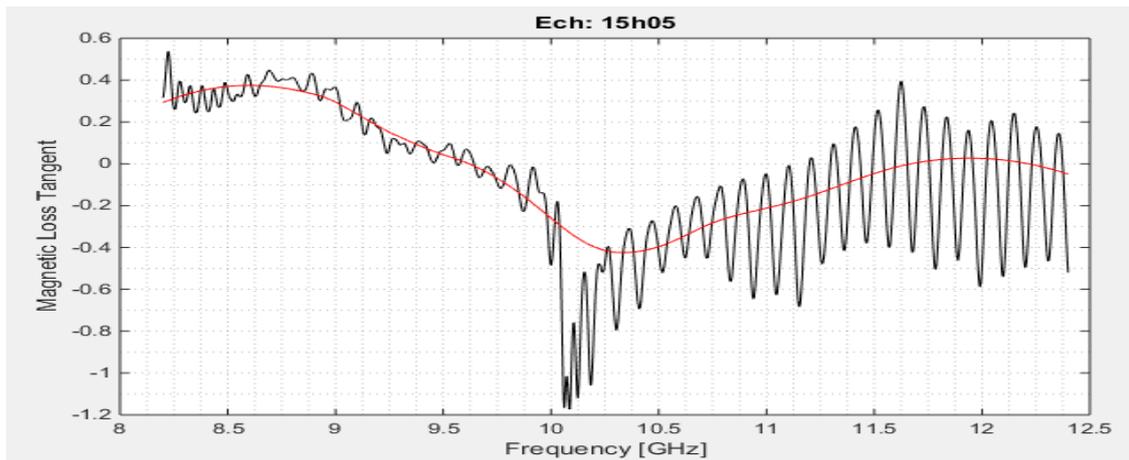


Figure 3.24 : Facteurs de pertes diélectriques pour l'échantillon (15h0.5%).

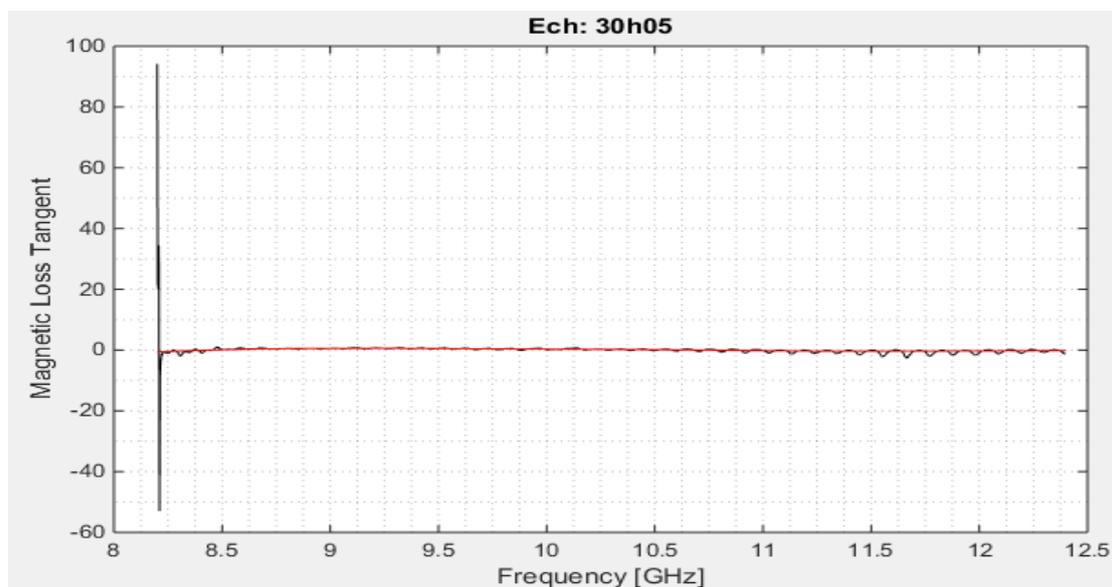


Figure 3.25 Facteurs de pertes diélectriques pour l'échantillon (30h0.5%).

Ce qui nous permet de dire que dans la figure 3.20 et la figure 3.23 à vide il y'a pas de pertes diélectriques et magnétiques ($\tan\delta=0$). Dans les figures (3.21 et 3.22) il y'a des faibles pertes diélectriques et magnétiques ($\tan\delta$ varier entre -1 et 0.6 pour les pertes diélectrique et entre -0.4 et +0.4 pour les pertes magnétiques).

Conclusion

A la fin de cette partie expérimentale nous soulignons les constatations suivantes :

- L'évolution des spectres des paramètres électromagnétiques varie avec la durée de l'élaboration parce qu'à l'échelle nanométrique cela affecte la structure du milieu matériel.
- L'évolution des spectres des paramètres électromagnétiques varie avec la fréquence parce que l'interaction du milieu matériel avec l'onde électromagnétique qui s'exprime à travers le phénomène de polarisation et magnétisation du milieu matériel varie avec la fréquence.
- L'extraction des paramètres électromagnétique par l'algorithme de Nicholson Rose Weir présente des problèmes de précision dus aux pics intenses (observés aux fréquences multiples de $\lambda/2$), ces problèmes peuvent être évité et éliminé par des autres méthodes de conversion comme NIST itérative, New non itérative et la méthode SCL et autre solution possible come le lissage.

conclusion générale

Ce travail a été entrepris dans le but de connaître le principe de la caractérisation électromagnétique de milieux matériels, les techniques disponibles pour son accomplissement et les paramètres affectant l'évolution des propriétés électromagnétiques dans un étendu fréquentiel donné.

Le choix de la méthode de caractérisation repose sur la taille de l'échantillon de matériau disponible. Des échantillons de matériaux à base d'un alliage Fer-Aluminium-Vanadium) a deux durées d'élaboration différentes et deux épaisseurs différentes ont été mis à notre disposition pour test. Leur section transversale a été usinée aux dimensions du guide d'ondes rectangulaire WR-90 à bande X (8 à 12 GHz) disponible à l'Ecole Militaire Polytechnique EMP. Des mesures de paramètres S ont été effectuées en utilisant un analyseur de réseaux agilent 8719ES.

La permittivité diélectrique ainsi que la perméabilité magnétique relative aux échantillons de matériaux ont été extraites sous Matlab en utilisant l'algorithme de Nicolson-Ross-Weir. Suite aux problèmes de divergences de l'algorithme, un lissage de données a été également effectué sous Matlab pour l'obtention de spectres interprétables.

L'accomplissement de ce travail nous a permis de souligner les remarques suivantes :

- L'utilisation de l'analyseur de réseaux nous a permis une caractérisation sur un étendu fréquentiel important. La bande X étant une bande très riche en application radar et autres.
- Nous avons vérifié que la caractérisation électromagnétique dans une guide d'ondes présente des problèmes de précision (dus à la phase des grandeurs complexes selon la bibliographie). Ces problèmes peuvent être réduits en augmentant la taille de l'échantillon.
- l'algorithme de Nicholson Ross Weir est une formulation mathématique de base qui existe pour l'extraction des paramètres électromagnétiques en espace libre ou dans une structure de propagation. Elle présente des problèmes de divergences qui peuvent être réduits par d'autres méthodes plus robustes en précision mais limitées à certaines conditions. Dans notre travail nous avons fait appel à une fonction de lissage de données disponible sous logiciel Matlab.

conclusion générale

- Les échantillons de matériaux composites obtenus par dispersion uniforme de poudres d'un alliage Fer Aluminium Vanadium nanostructuré dans une matrice en résine époxy ont montré des pertes importantes lors de leur interaction avec un champ électromagnétique dans la bande X.

- Les paramètres électromagnétiques déterminés pour ces échantillons de matériaux ont montré une variation en fonction de la durée d'élaboration des poudres dispersées dans la matrice et en fonction de la fréquence.

En perspectives les méthodes NIST itérative et non itérative peuvent être appliquées pour une meilleure extraction des paramètres électromagnétiques. D'autres structures hyperfréquences peuvent également être impliquées en caractérisation pour comparaison.

Références Bibliographiques

- ✓ Électricité par G. Goudet : applications des équations de Maxwell ; éditions Masson 1967.
- ✓ Abdel Wahab, M., El-Metwally, M., Hassan, R., Lefèvre, M., Oumbe, A. And Wald, L. Assessing surface solar irradiance in Northern Africa desert climate and its long-term variations from Meteosat images. *International Journal of Remote Sensing*, 2009, 31, n°1, 261-280. - [hal-00356122 – version 2]
- ✓ Antoine, J.Y., Derrien, M., Harang, L., Le Borgne, P., Le Gleau, H. And Le Goas, C. Errors at large satellite zenith angles on AVHRR derived sea surface temperatures. *International Journal of Remote Sensing*, 1992, 13, n°9, 1797-1804.
- ✓ Bacour, C., Breon, F.M., Maignan, F. Normalization of the directional effects in NOAA - AVHRR reflectance measurements for an improved monitoring of vegetation cycles. *Remote Sensing of Environment*, 2006, 102, n°3-4, 402-413.
- ✓ Bannari, A., Morin, D., Huete, A.R. And Bonn, F. A review of vegetation indices. *Remote Sensing Reviews*, 1995, n°13, 95-120.
- ✓ Cano, D., Monget, J., Albuissou, M., Guillard, H., Regas, N. And Wald, L. A method for the determination of the global solar radiation from meteorological satellite data. *Solar Energy*, 1986, 37, 31-39.
- ✓ Elvidge, C. D., Baugh, K. E., Kihn, E., Kroeh, L. H. W., Davis, E. R. Mapping City Lights with Nighttime Data from the D.M.S.P. Operational Linescan System. *Photogrammetric Engineering & Remote Sensing*, 1997, 63, n°6, 727-737.
- ✓ ESRA(*European solar radiation atlas*). Edited by J. Greif, K. Scharmer, 2000. coll. Presses de l'Ecole des Mines de Paris, France. - including CD-ROM
- ✓ Fensholt, R. *Assessment of primary production in a semi - arid environment from satellite data: exploiting capabilities of new sensors*. Institute of Geography, University of Copenhagen, Denmark, 2003. 270p. – PhD
- ✓ Fensholt, R., Sandholt, I., Stisen, S. And Tucker, C. Vegetation monitoring with the geostationary Meteosat Second Generation SEVIRI sensor. *Remote Sensing of Environment*, 2006, n°101, 212-229.
- ✓ Gadal, S. *Identification des formes spatiales de métropolisation par télédétection*. Lausanne : Eratosthène, 2003. 350 p.
- ✓ Gao, B.C. A normalized difference water index for remote sensing of vegetation liquid water from space. *Remote Sensing of Environment*, 1996, n°58, 257-266.
- ✓ Huete, A.R. A Soil - Adjusted Vegetation Index (SAVI). *Remote Sensing of Environment*, 1988, n°25, 295 309.

- ✓ Huete, A.R., Justice, C.O., Van Leeuwen, W.J.D *MODIS Vegetation Index (MOD 13).Version 3. Algorithm Theoretical Basis Document* , 1999.
129p.http://modis.gsfc.nasa.gov/data/atbd/atbd_mod13.pdf
- ✓ Jacovides, C.P. Model comparison for the calculation of Linke turbidity factor. *International Journal of Climatology*, 1997, n°17, 551-563.
- ✓ Jordan, C.F Derivation of leaf area index from quality of light on the forest floor. *Ecology*, 1969, 50, 663-666.
- ✓ Kasten, F. The Linke turbidity factor based on improved values of the integral Rayleigh optical thickness. *Solar Energy*, 1996, 56, n°3, 239-244.
- ✓ Lacaze, B. Suivi du couvert végétal des zones arides, 2004. - *Séminaire GDR MSG - ATR*, Paris, 22 mars 2004
- ✓ Lillesand, T.M., Kiefer, R.W. *Remote Sensing and Image Interpretation*. 2nd edition. John Wiley & Sons, 1987.
- ✓ Millot, C. Circulation in the Western Mediterranean sea. *Journal of Marine System*, 1999, 20, n°1-4, 423-442.
- ✓ Millot, C., Taupier-Letage, I. Circulation in the Mediterranean sea. *Hdb Env Chem*, 2005, Vol. 5, Part K, 29-66.
- ✓ Ogrosky, C.E. Population estimates from satellite imagery. *Photogrammetric Engineering & Remote Sensing*, 1975, n°41, 707-712.
- ✓ Pagano, P., De Leonibus, L. And Schiarini, S. Use of AVHRR data in the air-sea interactions. *Proceedings of the 5th AVHRR data users' meeting, Tromsø, Norway*, 1991, 243-252.
- ✓ Qi, J., Chehbouni, A., Huete, A.R., Kerr, Y.H., Sorooshian, S. A modified soil adjusted vegetation index: MSAVI. *Remote Sensing of Environment*, 1994, n° 48, 119-126.
- ✓ Rebert, J-P. *Hydrologie et dynamique des eaux du plateau continental sénégalais*. 89. Document Scientifique Du CRODT, 1983. 99p.
- ✓ Richardson, A.J., Wiegand, C.L. Distinguishing vegetation from soil background information. *Photogrammetric Engineering and Remote Sensing*, 1977, n°43, 1541-1552.
- ✓ Schiffer, R.A., Rossow, W.B. ISCCP Global Irradiance Data Set: A New Resource for Climate Research. *Bull. Amer. Meteor. Soc.*, 1985, n°66, 1498-1505.
- ✓ Slater, P.N. *Remote sensing, optics and optical systems*. Reading : Addison - Wesley, 1980. 575p.
- ✓ The GHRSSST-PP International Project Office *The GHRSSST-PP Product User Guide*. International GHRSSST-PP Project Office, 2005. 86p.
- ✓ Tucker, C. J. Red and photographic infrared linear combinations for monitoring vegetation. *Remote Sensing of the Environment*, 1979, 8, 127-150.
- ✓ Wald, L. *Utilisation du satellite NOAA 5 à la connaissance de la thermique océanique. Etude de ses variations saisonnières en mer Ligure et de ses variations spatiales en Méditerranée*. Thèse de 3ème cycle, 1980. 93p.

- ✓ Priou, *Dielectric properties of heterogeneous materials: A.H. Shivola and I.V. Lindell–Polarisability modeling of heterogeneous media*, Progress in Electromagnetics Research, Grosse et J.L Greffe, *Permittivité Statiques des Emulsions*, Journ. Chim. Phys., 76 (4),(1979), p. 305.
- ✓ L.K.H. Van Beck, “Progress in Dielectrics”, Vol. 7, Heywood Books, London, 1967, p.69.
- ✓ S. Berthier, *Optique des milieux composites*, Polytechnica, Paris 1993.
- ✓ A.H. Shivola, J.A. Kong, *Affective permittivity of dielectric mixtures*, IEEE Trans. Geoscience Remote Sensing, vol. 26 (4), (1988), pp. 420-429.
- ✓ H. Looyenga, *Dielectric constants of heterogeneous mixtures*, Physica 31, (1965), pp.401-406.
- ✓ R. Landauer, ”Electrical transport optical properties of homogeneous media”, (Ohio State University, 1977), Proceedings of the first Conference on the Electrical and optical Properties of Inhomogeneous Media, AIP Conf. N°40, Edited y J.C. Garland and D.B. Tanner (AIP, New York, 1978).
- ✓ David S. McLachlan, Michael Blaszkievicz, Robert E. Newnham, *Electrical resistivity of composites*, J. Am. Ceram. Soc., 73 (8), (1990), pp. 2187-2203.
- ✓ D.S. McLachlan, M. Blaszkievicz and R.E. Newnham, „Equation for conductivity of binary media”, Jap. J. Applied Physics, Vol. 26 (1987), supplement 26-3, p. 901.
- ✓ von Hippel, *Dielectrics and waves*, (Artech House, Boston London 1995).
- ✓ Chelkowski, *Fizyka dielektrykow*, PWN, Warszawa 1993.
- ✓ Hilczer, *Elektrety i piezopolimery*, PWN, Warszawa, 1992.
- ✓ Beroual, *Matériaux pour le génie électrique*, cours de DEA de génie électrique,
- ✓ J.C. Mage, *Origine des pertes dans les matériaux*, RGE, N°7 (Juin 1991), p.24. isolants”, Ed. Hermès, 1993.29
- ✓ J.C. Maxwell Garnett, , *Colours in metal glasses and in metallic films*, Philos. Trans. R. Soc. Lond. A 203, (1904), pp. 38-420.

- ✓ Michel, A. Lakhtakia, On the application of the strong property fluctuation theory for homogenizing chiral-in-chiral composites, J. Phys. D: Appl. Phys. 29 (1996) pp.1431–1440.
- ✓ Robert W Boydy, Russell J Gehry, George L Fischery and J E Sipez, *Nonlinear optical properties of nanocomposite materials*, Pure Appl. Opt. 5, (1996), pp. 505–512. Printed in the UK
- ✓ D.A.G. Bruggeman, *Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von Substanzen. I. Dielektrizitätskonstanten und Leitfähigkeiten der Mischkörper aus isotropen Substanzen*, Annalen der Physik (Leipzig) 24, (1935), pp. 636-679.
- ✓ Pecharròmàn, J.E. Iglesias, *Effictive dielectric properties of packed mixtures of insulator particles*, Physical Review B 49 (11), (1994), The American Physical Society.
- ✓ H. Fricke, *A mathematical treatement of the electrical conductivity and capacity of disperse systems I*, Phys. Review 24, (1924), pp.575-587.
- ✓ H. Fricke, *A mathematical treatement of the electrical conductivity and capacity of disperse systems II*, Phys. Review, 26, (1926), pp. 687-681.

- ✓ C.J.F. Böttcher, *Theory of Electric Polarization*, Elsevier Science Publishing Co., Amsterdam, 1952.
- ✓ L.D. Landau, E.M. Lifschitz, *Course of Theoretical Physics*, Pergamon Press, Oxford, 1960.
- ✓ P.S. Neelakanta, *Handbook of Electromagnetic Materials. Monolithic and Composite Versions and their Applications*, Florida Atlantic University, Boca Raton, Florida, 1995.
- ✓ Bergman D. J. and Stroud D., *Physical Properties of Macroscopically Inhomogeneous Media*, Solid State Physics 46, (1992), pp. 147-269.
- ✓ G.W. Milton, *Bounds on the electromagnetic, elastic, and optical properties of twocomponent composites*, Physical Review Letters 46 (8), (1981), pp. 5294-5304.
- ✓ S. Kisdnasamy, P.S. Neelakantaswamy, *Complex permittivity of a dielectric mixture, Modified Fricke's formula based on logarithmic law of mixing*, Electron Letts. vol. 20, (1984), pp. 291-293.
- ✓ R.W. Sillars, Properties of dielectric containing semi-conducting particles of various shapes, J. Inst. Elect. Engr., vol. 80, (1937), pp. 378-392.
- ✓ [NF C26-231,231] Norme AFNOR 2004
- ✓ Zaibet, Mémoire de Master, Département d'électronique Sétif, 2010
- ✓ Z. Zerrougui, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas Sétif, 2007
- ✓ L. F. Chen, C. K. Ong and C. P. Neo V. V. Varadan and V. K. Varadan *Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization*
- ✓ F. Djerfaf, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas Sétif, 2012
- ✓ Abdel Hakim Boughrie, Christian Legrand, Alain Chapoton, "Non-iterative stable transmission/reflection method for lowloss material complex permittivity determination", IEEE Transaction on microwave theory and methods, vol 45, no.1, January 1997.
- ✓ James Baker-Jarvis, "Transmission/Reflection and short circuit line permittivity measurements", Technical Note NIST.
- ✓ Dijana Popovic, Cynthia Beasley, Michal Okoniewski, John H.Booske, "Precision open-ended coaxial probes for in-vivo and ex vivo dielectric spectroscopy of biological tissue at microwaves frequencies", IEEE Transaction on microwave theory and methods, vol 53, no.5, May 2005.
- ✓ Measuring the dielectric constant of solids with HP8510 network analyzer", Hewlett Packett application note 8510-3 August 1985.
- ✓ Madhan Sundaram, Yoon Kang, SM Shajedul Hasan, Mostofa K Howlader, "Measurement of Complex material properties using transmission/reflection method", Dept of electrical and computer engineering , university of Tennessee, Knoxville.
- ✓ Mohamad Nurul Afsar, James R Birch, R N Clarke, "The measurement of the properties of materials", IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol MTT-25, June 1977
- ✓ Baker-Jarvis 1990, Chen et al. 2004 p 176
- ✓ Nicolson-Ross 1970, Weir 1974, Chen et al. 2004 pp. 177-178
- ✓ Chen et al. 2004 pp. 177-178

ANNEXE 1: General Measurement Procedure

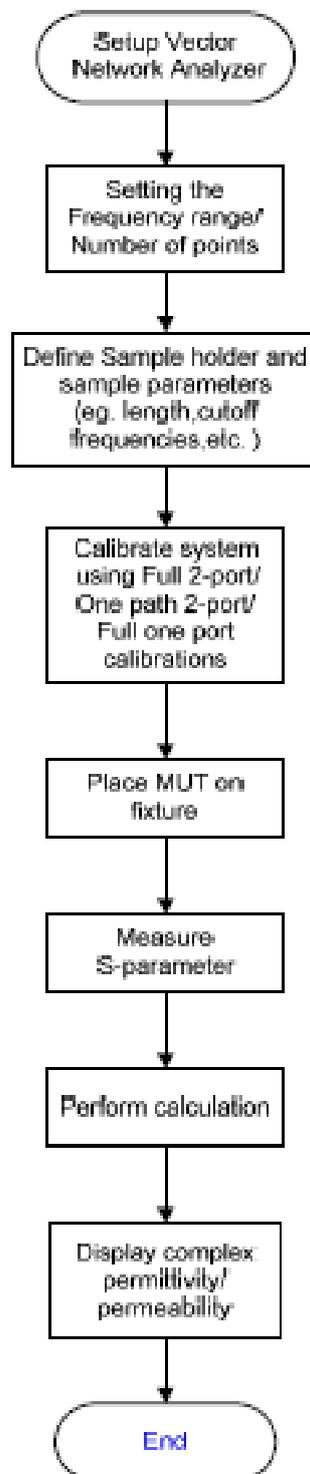


Figure A1 – Organigramme pour les procédures de mesure.

ANNEXE 2

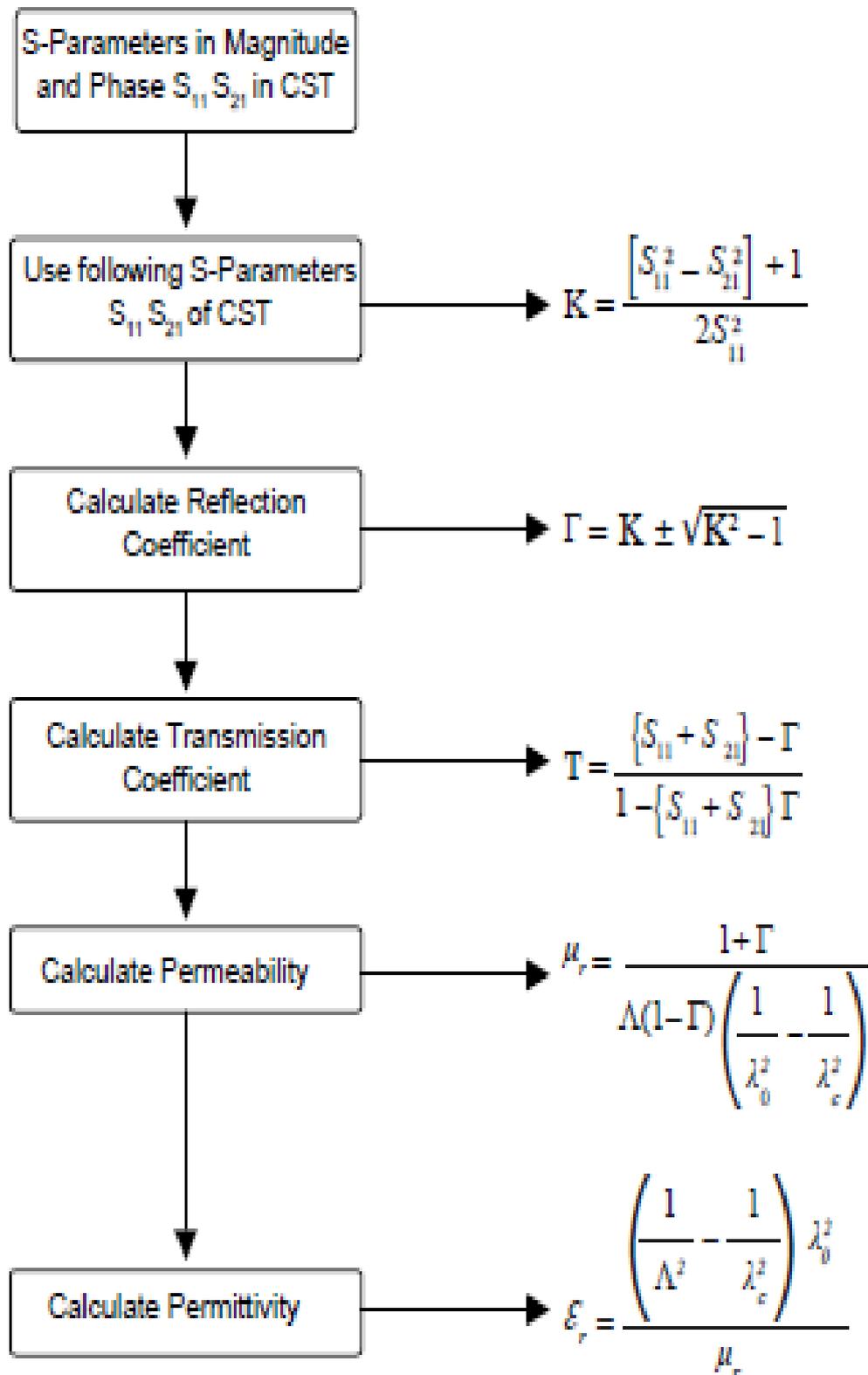


Figure A2 : Organigramme pour la méthode de NRW.

INTRODUCTION
GENERALE

CONCLUSION

GENERALE

*CHAPITRE 1 : RAYONNEMENT
ELECTROMAGNETIQUE ET
MILIEUX MATERIELS*

*CHAPITRE 2 : TECHNIQUES DE
CARACTERISATION
ELECTROMAGNETIQUE*

*CHAPITRE 3 : RESULTAS ET
INTERPRETATION*

ANNEXES

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUE