

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Larbi Tebessi-Tébessa
Faculté des Sciences Exactes et des Sciences de la Nature et de la Vie
Département : des science de la matière



MEMOIRE DE MASTER

Domaine : Sciences de la Matière

Filière : Physique

Option : Physique de la matière condensée

Thème

La Simulation Électromagnétique par la Méthode Itérative Basée sue le Concept de l'Onde (W.C.I.P).

Présenté par :

KHOULED Souhaila & NINOUH Meriem

Devant le jury :

Mme S.Zouai	M.C.A	Université de Tébessa	Présidente
Mr T. Ziar	M.C.A	Université de Tébessa	Rapporteur
Mr M.H.Mansouri	M.C.B	Université de Tébessa	Examineur



Déclaration sur l'honneur de non-Plagiat

(À joindre obligatoirement au mémoire; Remplie et signée)



Nous soussignés

Nom, prénom: *Khouiled Souhaila & Ninouh Meriem*

N° de carte d'étudiant: (1) *13/34020749/2013* (2) *14/34016958/2014*

Régulièrement inscrits (es) en **Master** au **Département Sciences de la Matière**

Année universitaire: **2018/2019**

Domaine: **Sciences de la matière**

Filière: **Physique**

Spécialité: *physique de la matière condensée*

Intitulé du mémoire: *La simulation électromagnétique par la méthode itérative basée sur le concept de l'onde (w.c.I-P)*

Attestons que notre mémoire est un travail original et que toutes les sources utilisées ont été indiquées dans leur totalité. Nous certifions également que nous n'avons ni recopié ni utilisé des idées ou des formulations tirées d'un ouvrage, article, ou mémoire, en version imprimée ou électronique, sans mentionner précisément leur origine et que les citations intégrales sont signalées entre guillemets.

Sanctions en cas de plagiat prouvé:

Les étudiants seront convoqués devant le conseil de discipline, les sanctions prévues selon la gravité du plagiat sont:

- L'annulation du mémoire avec possibilité de le refaire sur un sujet différent.
- L'exclusion d'une année du master.
- L'exclusions définitive.



Fait à Tébessa, le: *7/7/2019*
 Signature des étudiants (es):
 (1): *[Signature]* (2): *[Signature]*

نسخة 3: 2019/07/04

الطالبان =

- خويلد سهيلة

- نينوح مريم

الموضوع = تعهد بتصحيح أخطاء المذكرة.

أثفهد وأقر إلى لجنة المناقشة أنه تم تصحيح الأخطاء

الملاحظة من طرفكم لمذكرة تخرج ماستر فيزياء المادة

المكثفة بعنوان = Simulation electromagnetique
par la methode iterative basee sur le
concept de l'onde (WCIP).

و لكم منا قائق التعدير والإحترام -

- الأستاذ المحترم


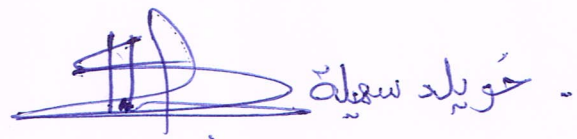
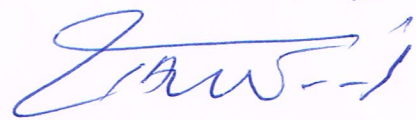
منصور محمد المادي

- الأستاذة الرئيسة =

زواي سهيلة

- الأستاذ المؤطر =

زيار توفيق



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Larbi Tebessi-Tébessa
Faculté des Sciences Exactes et des Sciences de la Nature et de la Vie
Département des sciences de la matière



MEMOIRE DE MASTER

Domaine : Sciences de la Matière

Filière : Physique

Option : Physique de la matière condensée

Thème

***La Simulation Électromagnétique par la
Méthode Itérative Basée sue le Concept de
l'Onde (W.C.I.P).***

Présenté par :

KHOULED Souhaila & NINOUH Meriem

Devant le jury :

Mme S .Zouai	M .C .A	Université de Tébessa	Présidente
Mr T. Ziar	M .C .A	Université de Tébessa	Rapporteur
Mr M. H.Mansouri	M .C .B	Université de Tébessa	Examineur

Date de soutenance : 25 /06/2019

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

ملخص

في مذكرة الماستر هذه، حاولنا إثبات أهمية المحاكاة الكهرومغناطيسية في صناعة دوائر الموجات الدقيقة. يتعامل المهندسون مع مشاكل العالم الحقيقي: فهم يصممون ويختبرون ويقيسون ويحاكون. أصبحت النماذج والمحاكاة الكهرومغناطيسية (EM-MODSIM)، وكذلك التحقق من الصحة والتحقق والمعايرة (validation, vérification and calibration VV & C) قضايا مهمة في الهندسة الكهرومغناطيسية. يحتاج مصممو الحاكيات إلى فهم عميق لفيزياء المشكلة، والإلمام بالأساسيات النظرية المتينة، واستخدام المحاكاة الحاسوبية وتدعيم نتائجهم من خلال القياسات. يعرض الفصل الأول من المذكرة دراسة لحالة انتشار الموجات الكهرومغناطيسية في الفراغ وفي الوسائط الطبقية وأيضًا عرض للموجات الموجية، وخاصة الموجه الموجي المستطيل ومفاهيم عن الفزحيات (les iris) كعقبات وضعت داخل الموجه الموجي لمعالجة الموجه.

يقدم الفصل الثاني دراسة نظرية مفصلة للطريقة التكرارية وهي طريقة للتوصيف الكهرومغناطيسي حديثة قائمة على مفهوم الموجه المستعرضة وتحويل فوربييه السريع. في الفصل الأخير، قدمنا عرضًا لبرنامج المحاكاة الذي تم تطويره تحت برنامج MATLAB واستناداً إلى الطريقة التكرارية (WCIP)، وكذلك توجب محاكاة لدارتي تجاوب. عن طريق اختيار مناسب لمعاملات البنية (الأبعاد، جودة الركيزة...) وكذلك معاملات المحاكاة (عرض النطاق الترددي، عدد التكرارات..). لقد قمنا برسم منحنيات تمثل خصائص الدارتيين مثل ممانعة الدخول ومسامحة الدخول وكذا معامل الانعكاس ومعامل الإرسال.

الكلمات المفتاحية: موجة كهرومغناطيسية، موجه موجي، الطريقة التكرارية، نمذجة، محاكاة.

Abstract

In this master dissertation, we have tried to highlight the importance of electromagnetic simulators in the microwave circuit industry. Engineers deal with real world problems: they design, test, measure and simulate. Electromagnetic modeling and simulation (EM-MODSIM), as well as validation, verification and calibration (VV & C) have therefore become important issues in electromagnetic engineering. Simulator designers need to understand the physics of the problem, have a solid theoretical foundation, use computer simulations and validate their results with measurements.

The first chapter of the dissertation presents the state of the art of the propagation of electromagnetic waves in vacuum and in stratified media and also a presentation of wave guides particularly the rectangular waveguide and the concepts of iris which are obstacles placed inside the wave guide to treat the wave.

The second chapter presents a detailed theoretical study of the iterative method which is a recent method of electromagnetic characterization. In the last chapter, we made a presentation of the simulation program developed under MATLAB and based on the iterative method which is based on the transversal wave and the fast Fourier transform FFT, all crowned by the simulation of two resonant circuits by an adequate choice of the parameters of the structure (dimensions, quality of the substrate ...) as well as simulation parameters (bandwidth, number of iterations ..). We have plotted curves representing the characteristics of simulated circuits such as input impedance, input admittance, and transmission and reflection coefficients at the circuit interface.

Key words: E/M wave, Waveguide, iterative method, modeling, simulation.

Résumé

Dans ce mémoire, nous avons essayé de mettre en évidence l'importance des simulateurs électromagnétiques dans l'industrie des circuits micro ondes. Les ingénieurs traitent des problèmes du monde réel : ils conçoivent, testent, mesurent et simulent. La modélisation et la simulation électromagnétiques (EM-MODSIM), ainsi que la validation, la vérification et l'étalonnage (VV & C) sont donc devenues des questions importantes du génie électromagnétique. Les concepteurs des simulateurs doivent bien comprendre la physique du problème, avoir une base théorique solide, utiliser des simulations sur ordinateur et appuyer leurs résultats au moyen de mesures.

Le premier chapitre du mémoire présente l'état de l'art de la propagation des ondes électromagnétiques dans le vide et dans les milieux stratifiés et aussi une présentation des guides d'ondes particulièrement le guide d'onde rectangulaire et le concept des iris qui ne sont autre que des obstacles posés à l'intérieur du guide d'ondes pour traiter l'onde.

Le deuxième chapitre présente une étude théorique détaillée de la méthode itérative qui est une méthode de caractérisation électromagnétique récente. Dans le dernier chapitre, on a fait une présentation du programme de simulation développé sous MATLAB et basée sur la méthode itérative qui est conçue sur la base de l'onde transverse et de la transformation de Fourier rapide FFT, le tout couronné par la simulation de deux circuits résonnants par un choix adéquat des paramètres de la structure (dimensions, qualité du substrat...) ainsi que des paramètres de simulation (bande passante, nombre d'itérations..). Nous avons tracé des courbes représentant les caractéristiques des circuits simulés comme l'impédance d'entrée, l'admittance d'entrée et les coefficients de transmission et de réflexion à l'interface du circuit.

Mots clés : Onde E/M, Guide d'onde, méthode itérative, modélisation, simulation.

Dédicaces

Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, l'amour, le respect, la reconnaissance, c'est tout simplement que : Je dédie cette thèse de master à :

L'être qui m'est le plus cher au monde, à celle qui m'a tout donnée pour que je sois ce que je suis, ma mère **NOUARA** .

Celui qui fait tout son possible pour me réussir dans ma vie, mon père **MEFTAHA** .
À mon très cher fiancé **DOUIB WARD** : Tes sacrifices, ton soutien moral et matériel m'ont permis de réussir mes études. Ce travail soit témoignage de ma reconnaissance et de mon amour sincère et fidèle.

À Ma chère sœur : FOUZAI et son mari : ELOUAR .

À ma cousine : LILAI .

À mon cher frère : YAHIA.

À mes sœurs : RAHMA, ROUMAÏSSA ET BOUTHAINA.

À mes très chères amies : ASMA , HAFSIA , ANISSA ,IMEN , DJASSMINE .

À ma chère collègue :MERIEM.

À mes oncles et mes tantes.

À mes petits proches :AHLEM ,BILEL, RESLEN , MOUHAMEDISLEM, MALEK , CHIFAA , ALAA, AYOUB.

À monsieur Toufik Ziar : Cette humble dédicace ne saurait exprimer mon grand respect et ma profond estime, que dieu vous procure bonne santé et longue vie.

À tous les membres de ma promotion.

À tous mes enseignants depuis mes premières années d'études.

À tous ceux qui me sont chers et que j'ai omis de citer.

A Tous ...

KHOULED

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

À l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir , à toi mon père SALAH EDDINE .

À la lumière de mes jours, la source de mes effort, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur, maman que j'adore AMEL

À mon frère NADHIR et sa femme AICHA.

À mon frère:REDHOUANE.

À mes sœurs :MAROUA ET SAFA.

À toutes ma famille :NINOUH et ZEBDI.

À ma chère collègue:SOUHAILA

À toutes les personnes qui m'ont aidé et encouragé, qui m'ont accompagné durant mon chemin d'études supérieures.

À mes collègues d'études.

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible ,je vous dis merci.

A Tous...

NINOUH

Remerciement

Nos remerciements vont tout d'abord à *Allah* le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donné pour terminer ce mémoire.

Nous remercions Monsieur. **T. Ziar** maître de conférences A au département des sciences de la matière à l'université Larbi Tébessi de Tébessa qui nous a fait l'honneur de nous encadrer.

Nous tenons à remercier Mme. **S.ZOUAI** maître de conférences A au département des sciences de la matière à l'université Larbi Tébessi de Tébessa, d'avoir accepté d'être président du jury de notre soutenance.

Nous tenons aussi à remercier Monsieur. **M.H.MANSOUR** maître de conférences B au département des sciences de la matière à l'université Larbi Tébessi de Tébessa d'avoir accepté d'examiner notre travail.

Nos vifs remerciements vont, aussi, à **tous les enseignants**, tout paliers confondus, qui ont contribué à notre formation.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Khouiled & Ninouh

Table des matières

Introduction Générale	1
Chapitre I . Propagation des ondes et guide d'ondes	
I-1 Introduction.....	3
I-2 Généralités sur la propagation électromagnétique	3
I-2.1 Les équations de Maxwell	3
I-2.2 Les équations d'ondes	4
I-2.3 Propriétés des ondes électromagnétiques	5
I-2.4 . Types d'ondes électromagnétiques	6
I-2.5 Cas de l'onde électromagnétique plane	7
I-2.6 Le mode TEM	8
I-3 Théorie des guides d'ondes	11
I-3.1 Les guides d'ondes.....	11
I-3.2 Incidence réflexion et transmission des ondes	11
I-3.3 Les iris capacitif , inductif et complexe.....	12
I.4 Conclusion	14
Chapitre II Théorie de la méthode itérative	
II-1 Introduction.....	15
II-2 Théorie de la méthode itérative (WCIP)	17
II-2.1 Le processus itératif basé sur la (WCIP).....	17
II-2.2 Les fonctions de base des composants des champs TE et TM	19
II-2. 3 Le coefficient de réflexion $\Gamma_{m,n}$	21
II-2.4 L'opérateur de diffraction \hat{S}	22
II-2.5 Le coefficient de réflexion à l'entrée du circuit d'obstacle.....	23
II-2.6 L'impédance d'entrée	23
II-2.7 Les distributions des champs électrique et magnétique sur l'obstacle.....	23
II-3 Conclusion	24
CHAPITRE III : Présentation et applications du programme de simulation basée sur la méthode itérative (WCIP)	
III-1 Introduction.....	25
III.2 Présentation du programme de simulation.....	25
III.2.1 Organigramme du programme de simulation.....	25

Table des matières

III.2.2 Les différentes étapes de simulation.....	26
III.3 Applications du programme de simulations sur quelques circuits de base	31
III.3.1 la fenêtre rectangulaire	31
III.3.1.1 L'interface de simulation de la fenêtre rectangulaire.....	31
III.3.1.2 Les paramètre de simulation pour la fenêtre rectangulaire.....	31
III.3.1.3 Résultats de la simulation de la fenêtre rectangulaire	32
III.3.2 l'inductance spirale carrée	34
III.3.2.1 L'interface à simuler de l'inductance spirale carrée	34
III.3.2.2 Les paramètre de simulation de l'inductance spirale carrée.....	34
III.3.2.3 Résultats de la simulation de l'inductance spirale carrée	35
Conclusion Générale	38

Liste des Tableaux

Tableaux	Titre	Page
Tableau II.1	Les Modèles analytiques les plus connus.	16
Tableau II.2	Les Modèles numériques les plus connus.	17

Liste des figures

Figure	Titre	Page
Fig .1	Les blocs fondamentaux pour une modélisation/simulation EM.	1
Fig .I.1	Région de source libre dans un milieu (μ ; ϵ ; σ).	3
Fig .I.2	Onde plane uniforme.	7
Fig .I.3	Champs électrique E et magnétique H pour une onde plane uniforme dans un milieu sans pertes.	8
Fig .I.4	La propagation de l'onde à travers un obstacle.	11
Fig .I.5	La structure de la fenêtre capacitive et son circuit équivalent.	12
Fig .I.6	La structure de la fenêtre inductive et son circuit équivalent.	13
Fig .I.7	La structure de la fenêtre rectangulaire et son circuit équivalent.	13
Fig . II.1	Approche basée sur un modèle analytique.	15
Fig . II.2	Approche basée sur un modèle numérique.	16
Fig .II.3	Guide d'ondes rectangulaire présentant un obstacle .	18
Fig . II.4	Processus itératif de propagation dans un guide d'ondes.	18
Fig . II.5	Le mur électrique .	20
Fig . II.6	Le mur électrique – magnétique.	21
Fig . II.7	Le circuit électromagnétique équivalent de l'obstacle.	22
Fig .III.1	Organigramme du programme de simulation.	25
Fig .III.2	Interface pour le choix du nombre de couche constituant la structure à étudier.	26
Fig .III.3	Interface pour le choix du domaine à représenter.	27
Fig .III.4	Interface pour la représentation d'un domaine.	27
Fig .III.5	Interface pour l'enregistrement Du circuit conçu.	28
Fig . III.6	Interface pour la saisie des grandeurs physiques.	28
Fig .III.7	Interface pour l'introduction de la fréquence.	29
Fig .III.8	Interface pour l'introduction du nombre d'itérations.	29

Liste des Figures

Fig .III.9	Interface pour indiquer le sens des sources.	30
Fig .III.10	Interface pour choisir les résultats à afficher.	30
Fig .III.11	L'obstacle fenetre rectangulaire encapsulé dans un guide d'ondes et son interface.	31
Fig .III.12	Variation de l'impédance vue par la source Z_{in} en fonction de la fréquence.	32
Fig .III.13	Variation de l'admittance d'entrée vue par la source Y_{in} en fonction de la fréquence.	32
Fig .III.14	Variation du paramètre de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.	33
Fig .III.15	Variation du paramètre de transmission S_{21} en fonction de la fréquence .	33
Fig .III.16	L'obstacle Inductance spirale encapsulé dans un guide d'ondes et son interface.	34
Fig .III.17	Variation de l'impédance d'entrée vue par la source Z_{in} en fonction de la fréquence .	35
Fig .III.18	Variation de l'admittance d'entrée vue par la source Y_{in} en fonction de la fréquence.	35
Fig .III.19	Variation du paramètre de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.	36
Fig .III.20	Variation du paramètre de transmission S_{21} en fonction de la fréquence .	37

Liste des Symboles

Symbole	Signification
FFT	Transformée de Fourier rapide.
TE	Transverse électrique.
TM	Transverse magnétique.
TLM	Méthode de la ligne de transmission.
MEF	Méthode des éléments finis.
T.E.M.	Transverse électrique magnétique.
ϵ_r	Permittivité relative .
h	L'épaisseur du substrat.
c	Vitesse de la lumière.
λ	La longueur d'onde guidée.
λ_0	La longueur d'onde dans l'air.
\vec{A}_0	Les ondes incidentes dues à la source planaire.
\vec{E}_0	Le champ électrique total qui est produit par la source d'excitation.
Z_{0k}	L'impédance intrinsèque du milieu k.
η	L'impédance du vide.
\hat{Y}	L'opérateur admittance.
E	Champs électriques.
$\Gamma_{m,n}$	Le coefficient de réflexion.
\hat{S}	L'opérateur de diffraction.
\vec{H}	Le champ magnétique.
∇	L'opérateur différentiel (nabla).
ρ	Le nombre d'onde transverse.
μ	Perméabilité.
ϵ	Permittivité.
σ	Conductivité.

Introduction Générale

Lors d'une modélisation pour une simulation numérique, tout problème électromagnétique peut être décrit par des équations différentielles partielles et / ou des équations intégrales dérivées des équations de Maxwell, plus a priori un ensemble de contraintes du problème posé, telles que : les conditions aux limites et les conditions initiales, les propriétés physiques, les dimensions, etc...

Les étapes clés du processus de modélisation/simulation sont les suivantes : la validation, la vérification et l'étalonnage du code (VV & C) tiré de l'anglo-saxonne (validation, vérification and calibrage) et les mots critiques sont: mathématique, physique, expérience et pratique. Les blocs et relations réciproques fondamentaux du

(VV& C) sont illustrés dans la Fig .1.

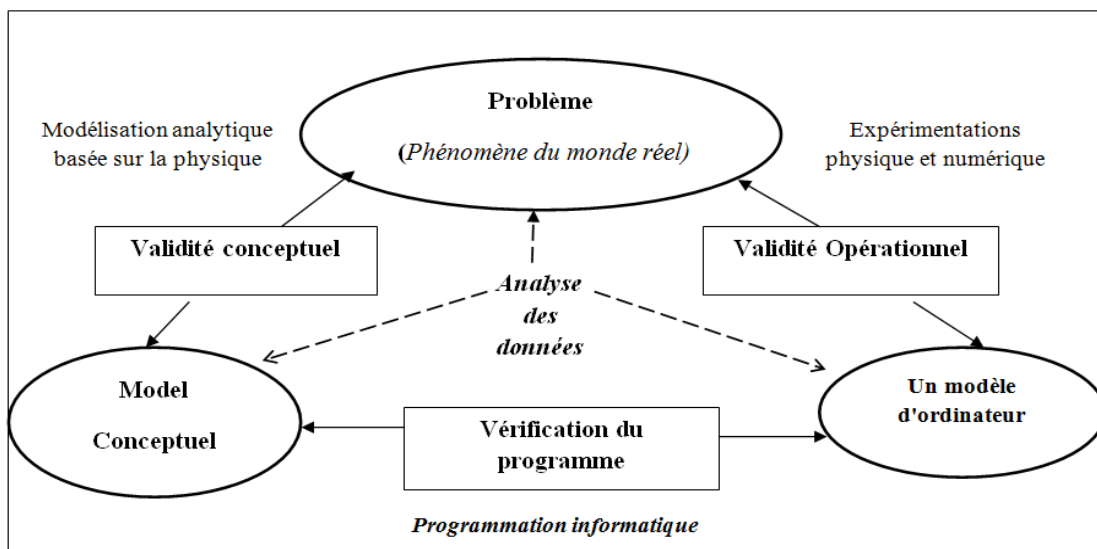


Fig.1 Les blocs fondamentaux pour une modélisation/simulation EM.[1]

La modélisation conceptuelle du système physique ou du processus est essentielle pour comprendre, prédire ou contrôler son action. Cependant, la fidélité du modèle conceptuel à la physique doit être évaluée pour s'assurer que le modèle est fiable. Ce processus de détermination si le bon modèle est construit (c-à-d qu'on a résolu les bonnes équations) est appelé *validation*. Une fois validé, le modèle conceptuel est représenté par un modèle numérique. L'une des principales préoccupations à ce stade est la fiabilité du modèle numérique.

Introduction Générale

Cela peut être prouvé en effectuant deux tests : la vérification et l'étalonnage. L'évaluation de la *vérification* examine si le modèle est construit correctement. Enfin, *l'étalonnage* est le processus d'ajustement des paramètres de modélisation numériques ou physiques dans le modèle de calcul pour améliorer l'accord avec les données expérimentales. [1-3]

La procédure (VV & C) peut être mise en œuvre dans différents buts, tels que:

- i.) la Simulation contre la solution exacte analytique / la formulations approximative (empirique).
- ii.) Comparaison entre les codes de différents modèles.
- iii.) Simulation vs données réelles (les mesures).

Le travail développé dans ce mémoire est relatif à l'analyse des structures planaires passives. Les différents circuits passifs sont alimentés par une source via une ligne micro ruban. L'analyse du circuit est exécutée par simulation par le biais d'un logiciel de simulation E/M conçu à base de la méthode itérative qui est basée sur le concept de l'onde en utilisant une transformée de Fourier rapide, est développée pour l'étude de circuits planaires de géométrie arbitraires, la surface du circuit est divisée en pixels pour permettre l'application de la FFT en modes TE et TM.

Le mémoire peut être divisé en trois chapitres :

- ✓ Le premier chapitre présente l'état de l'art de la propagation électromagnétique par le biais des équations de Maxwell et des équations d'ondes , leurs solutions et les différents types d'onde ainsi que leurs caractéristiques dans le vide et dans différents milieux ,spécialement dans les guides d'ondes rectangulaires.
- ✓ Le deuxième chapitre présente une étude détaillée de la méthode itérative.
- ✓ Le troisième chapitre présente l'algorithme du logiciel de la méthode itérative (conçu sous MATLAB) et les différentes étapes de simulation données par les fenêtres du logiciel utilisé. Une application du logiciel pour l'analyse des structures planaires passives présentant deux circuits passifs connues dans la littérature : la fenêtre rectangulaire et l'inductance spirale , suivi des résultats et discussions de la simulation et enfin une conclusion.

CHAPITRE I :
Propagation des ondes électromagnétiques et
guide d'ondes.

I-1 Introduction

Il y a plusieurs années, les caractéristiques des ondes dans des régions de l'espace homogènes et sans source ont été examinées. En conséquence, nous allons nous intéresser à la réflexion, la transmission et l'incidence subis par les ondes électromagnétiques sur une surface diélectrique stratifiée. Il existe de nombreuses situations dans lesquelles une onde traverse plusieurs couches de matériaux différents. Un exemple est le passage de l'onde électromagnétique à travers un espace libre avec le mode ligne de transmission ou le mode transverse électromagnétique TEM. Il existe plusieurs moyens d'analyser les résultats corrects, mais une méthode très courante est une transformation d'impédance qui intègre les réflexions dans un seul paramètre pour générer les résultats numériques.

I.2 Généralité sur la propagation électromagnétique

I.2.1 Les équations de Maxwell

Les équations de Maxwell décrivent la propagation de l'énergie électromagnétique pour des sources lointaine et variables dans le temps, sous formes d'ondes.

Considérons un milieu linéaire, isotrope homogène caractérisé par sa perméabilité μ , sa permittivité ϵ et sa conductivité σ dans une région de source libre (les sources dans la région 1, la région de la source libre est la région 2).[4-5]

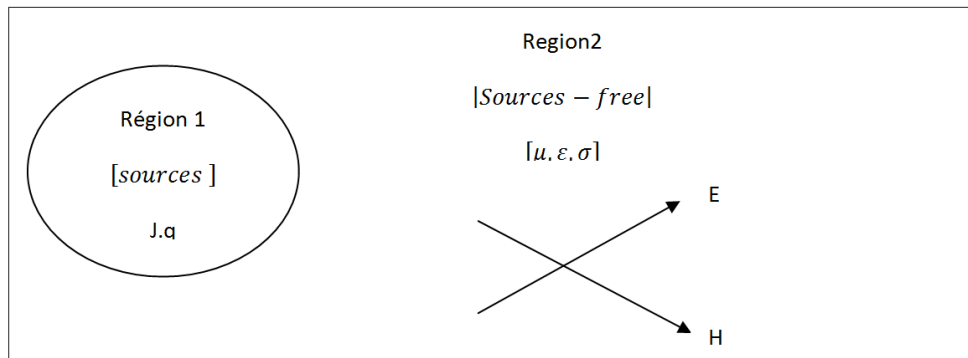


Fig.I.1 Région de source libre dans un milieu (μ ; ϵ ; σ).[4]

Commençons par la source libre, les équations de Maxwell sont écrites en termes de E et H seulement. Notons que le courant de conduction dans la source libre est pris en considération dans le terme $\sigma \cdot E$.

Les équations de Maxwell sont données par :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad (1.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0 \quad (1.4)$$

I.2.2 Les équations d'ondes :

- **Démonstration**

Assumant la première transformation suivante sur l'équation de Maxwell (1.1)

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} (\vec{\nabla} \wedge \vec{H})$$

Avec l'insertion de la deuxième équation (1.2) on trouve :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \left(\sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = -\mu \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

Une deuxième transformation sur la deuxième équation de Maxwell

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \sigma (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} (\vec{\nabla} \wedge \vec{H})$$

L'insertion de la première équation (1.1) donne :

$$\begin{aligned} \vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{H} &= \sigma \left(-\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) + \varepsilon \frac{\partial}{\partial t} \left(-\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \right) \\ &= -\mu \sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \end{aligned}$$

Utilisons le vecteur identité. Pour n'importe quel vecteur F.

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{\nabla} \wedge \vec{F} = \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) - \nabla^2 \vec{F}$$

On aura les équations d'ondes instantanées dites équations de Helmholtz suivantes

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu \sigma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.5)$$

$$\nabla^2 \vec{H} = \mu \sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \quad (1.6)$$

NB : dans tout ce qui suit les notations des vecteurs sont omises pour une simplification d'écriture

Le vecteur instantané F dans le domaine temporel est relié au vecteur phasor F_s dans le domaine fréquentiel par :

$$\begin{aligned} F &\longleftrightarrow F_s \\ \frac{\partial F}{\partial t} &\longleftrightarrow j\omega F_s \\ \frac{\partial^2 F}{\partial t^2} &\longleftrightarrow (j\omega)^2 F_s \end{aligned}$$

En utilisant ces relations les équations d'ondes instantanées sont transformées en équations d'ondes de vecteur phaseur.

$$\nabla^2 E_s = \mu\sigma(j\omega)E_s + \mu\varepsilon(j\omega)^2 E_s = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)E_s \quad (1.7)$$

$$\nabla^2 H_s = \mu\sigma(j\omega)H_s + \mu\varepsilon(j\omega)^2 H_s = j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)H_s \quad (1.8)$$

Si on prend

$$j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon) = \gamma^2 \quad (1.9)$$

Les équations d'onde seront réduites à

$$\nabla^2 E_s - \gamma^2 E_s = 0 \quad (1.10)$$

$$\nabla^2 H_s - \gamma^2 H_s = 0 \quad (1.11)$$

I.2.3 Propriétés des ondes électromagnétiques : la constante de propagation, la constante de phase et la constante d'atténuation :

La constante complexe γ de l'équation (1.9), définie comme étant la constante de propagation, est donnée par :

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta \quad (1.12)$$

La partie réelle de la constante de propagation (α) est définie comme étant la constante d'atténuation qui définit le taux dans lequel les champs de l'onde sont atténués pendant la propagation de l'onde. Si l'onde EM se propage dans un milieu idéal (sans pertes), alors son atténuation est nulle ($\alpha=0$).

La partie imaginaire (β) est définie comme étant la constante de phase qui définit le taux dans lequel la phase change durant la propagation de l'onde.

Des unités différentes mais équivalentes sont définies pour les constantes de phase et d'atténuation pour identifier chaque quantité par son unité :

γ : la constante de propagation en (m⁻¹) .

α : la constante d'atténuation en (Neper/m) .

β : la constante de phase en (rad/m) .

Connaissant les propriétés ($\mu; \varepsilon; \sigma$) du milieu on peut déterminer les équations pour les constantes de phase et d'atténuation :

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1 \right]} \quad (1.13)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\omega}{2} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right]} \quad (1.14)$$

I.2.4 . Types d'ondes électromagnétiques :

Les propriétés des ondes électromagnétiques (direction de propagation, vitesse de propagation, longueur d'onde, atténuation . . .) peuvent être déterminées par la résolution des équations d'ondes qui définissent les champs électrique et magnétique de l'onde. Dans la région de la source libre les équations d'onde sont définies dans les équations (1.10) et (1.11) .[6]

L'opérateur dans les équations (1.10) et (1.11) est l'opérateur Laplacien du vecteur.

Dans les coordonnées cartésiennes l'opérateur Laplacien pour un vecteur est relié à l'opérateur Laplacien pour un scalaire comme suit :

$$\begin{aligned} F_s &= F_{xs}a_x + F_{ys}a_y + F_{zs}a_z \\ \nabla^2 F_s &= (\nabla^2 F_{xs})a_x + (\nabla^2 F_{ys})a_y + (\nabla^2 F_{zs})a_z \\ \nabla^2 F_s &= \frac{\partial^2 f_s}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 f_s}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 f_s}{\partial z^2} \end{aligned}$$

Les équations d'onde peuvent être écrites :

$$\begin{aligned} (\nabla^2 E_{xs})a_x + (\nabla^2 E_{ys})a_y + (\nabla^2 E_{zs})a_z &= \gamma^2 (E_{xs}a_x + E_{ys}a_y + E_{zs}a_z) \\ (\nabla^2 H_{xs})a_x + (\nabla^2 H_{ys})a_y + (\nabla^2 H_{zs})a_z &= \gamma^2 (H_{xs}a_x + H_{ys}a_y + H_{zs}a_z) \end{aligned}$$

Des équations d'onde individuelles pour les composantes des champs (E_{xs} , E_{ys} , E_{zs}) et (H_{xs} , H_{ys} , H_{zs}) par l'égalisation des composants des champs pour les deux termes pour chaque équation d'onde .

$$\frac{\partial^2 E_{xs}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{xs}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_{xs}}{\partial z^2} = \gamma^2 E_{xs} \quad (1.15)$$

$$\frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_{ys}}{\partial z^2} = \gamma^2 E_{ys} \quad (1.16)$$

$$\frac{\partial^2 E_{zs}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_{zs}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_{zs}}{\partial z^2} = \gamma^2 E_{zs} \quad (1.17)$$

$$\frac{\partial^2 H_{xs}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{xs}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_{xs}}{\partial z^2} = \gamma^2 H_{xs} \quad (1.18)$$

$$\frac{\partial^2 H_{ys}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{ys}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_{ys}}{\partial z^2} = \gamma^2 H_{ys} \quad (1.19)$$

$$\frac{\partial^2 H_{zs}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{zs}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_{zs}}{\partial z^2} = \gamma^2 H_{zs} \quad (1.20)$$

Les composantes de champs de n'importe quelle onde électromagnétique doivent satisfaire aux six équations différentielles partielles, dans la majorité des cas, l'onde électromagnétique ne contient pas toutes les six équations.

I.2.5 Cas de l'onde électromagnétiques plane :

L'onde plane est caractérisée par :

- E et H sont dans le même plan et perpendiculaires à la direction de propagation.
- E et H sont perpendiculaire l'un à l'autre.

On aura les deux Types de modes transverses des ondes électromagnétiques suivants :

- ✓ **Le mode TE** : le mode transverse électrique, également appelé onde H, est caractérisé par $E_y = 0$ et $H_y \neq 0$ (pas de champ électrique dans la direction de la propagation). Le mode TE peut être supporté à l'intérieur des conducteurs fermés, ainsi qu'entre deux ou plusieurs conducteurs.
- ✓ **Le mode TM** : le mode transverse magnétique, également dénommé onde E, est caractérisé par $E_y \neq 0$ et $H_y = 0$ (pas de champ magnétique dans la direction de la propagation). Même que pour l'onde TM, le mode TE peut être supporté à l'intérieur des conducteurs fermés, ainsi que entre deux ou plusieurs conducteurs.

Pour L'onde électromagnétique plane et uniforme on ajoute la caractéristique suivante :

- E et H sont uniforme dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation (E et H) varient seulement dans la direction de propagation voir la figure Fig.1.2)

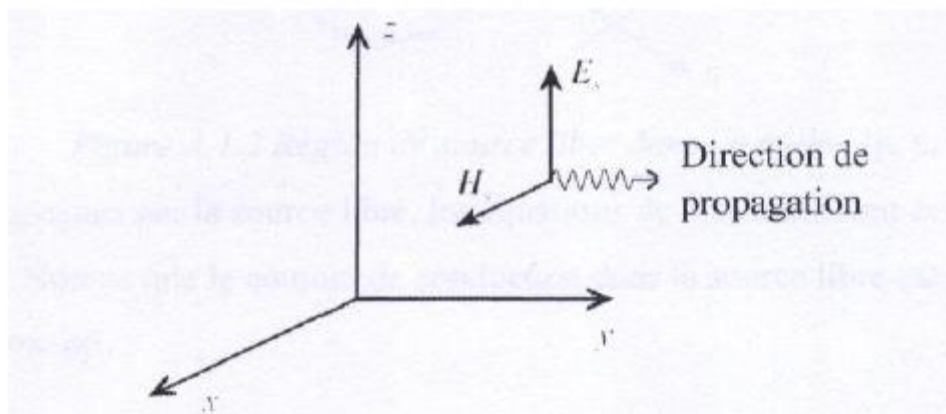


Fig .I.2 Onde plane uniforme [6]

I.2.6 Le mode TEM

La figure Fig.I.2 montre l'exemple d'une onde plane uniforme qui possède seulement une composante de champ électrique selon z et une composante de champs magnétique selon x les deux sont seulement fonction de y (aucune composante de champs dans la direction de propagation y). Une onde électromagnétique qui ne possède pas de composante de champs électrique ni de champs magnétique dans la direction de propagation (toutes les composantes de E et H sont perpendiculaires à la direction de propagation) est nommée **onde électromagnétique transversale (TEM)**. Toutes les ondes planes sont des ondes TEM. La polarisation de l'onde plane est définie comme étant la direction du champ électrique (dans notre exemple la direction est z). Le mode TEM est également appelé mode différentiel, car le courant de signal circulant sur la conducteur intérieur est dirigée à l'opposé du courant circulant au sol sur le conducteur externe.

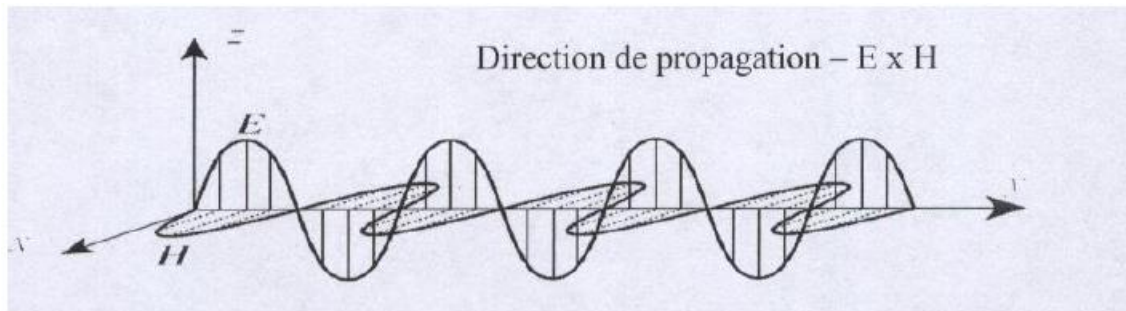


Fig.I.3 Champs électrique E et magnétique H pour une onde plane uniforme dans un milieu sans pertes[6]

- **Caractéristiques du mode TEM**

Le mode TEM a plusieurs caractéristiques :

- ✓ Pour que le mode TEM apparaisse, il faut au moins deux conducteurs non connectés et d'un matériau isolant unique .
- ✓ Sa fréquence de coupure est égale à 0 HZ.
- ✓ Il ne comporte que deux composantes de champ (E et H) alignés avec la direction transversale à la direction de propagation.
- ✓ Sa constante de propagation est le nombre d'onde dans le vide multipliée par la racine carrée de la constante diélectrique relative ϵ_r de l'isolateur.
- ✓ En mode TEM, en raison de la symétrie de la structure, tous les éléments de discontinuité dans le plan de la bande centrale sont purement réactifs.

- **Solutions générales pour les équations d'ondes réduites**

$$E_s = E_{zs}(y)a_z$$

$$H_s = H_{xs}(y)a_x$$

Pour cette onde plane uniforme, les équations d'ondes pour les deux composantes de champs seulement (E_{zs} , H_{xs}) peuvent être simplifiées donnant des champs dépendant seulement de y . Les dérivées partielles dans les équations d'onde deviennent des dérivées simples car E_{zs} et H_{xs} sont fonction seulement de y , on aura deux équations différentielles de second ordre homogènes et linéaires.

$$\frac{d^2 E_{zs}}{dy^2} - \gamma^2 E_{zs} = 0$$

$$\frac{d^2 H_{xs}}{dy^2} - \gamma^2 H_{xs} = 0$$

Les solutions générales pour les équations d'ondes réduites sont :

$$E_{zs}(y) = E_1 e^{y\gamma} + E_2 e^{-y\gamma} = E_1 e^{y\alpha} e^{jy\beta} + E_2 e^{-y\alpha} e^{-jy\beta} \quad (1.21)$$

$$H_{xs}(y) = H_1 e^{y\gamma} + H_2 e^{-y\gamma} = H_1 e^{y\alpha} e^{jy\beta} + H_2 e^{-y\alpha} e^{-jy\beta} \quad (1.22)$$

Où E_1 et E_2 sont constantes (amplitudes du champ électrique et H_1 et H_2 sont aussi constantes (amplitudes du champ magnétique). On remarque que E_{zs} et H_{xs} elles satisfaites la même équation différentielle, alors en plus des amplitudes des champs, les caractéristiques de l'onde des champs sont identiques. Les caractéristiques des ondes définies par les solutions générales des champs dans les équations (1.21) et (1.22), peuvent être déterminées par l'investigation des champs instantanés correspondants.

On doit étudier seulement l'un des deux champs le champ électrique ou magnétique car ils possèdent les mêmes caractéristiques.

On aura dans le domaine temporel l'équation suivante :

$$E_{zs}(y, \omega) = E_1 e^{\alpha y} e^{j\beta y} + E_2 e^{-\alpha y} e^{-j\beta y} \quad (1.23)$$

Pour le domaine fréquentiel on aura l'équation :

$$E_z(y, t) = E_1 e^{\alpha y} \cos(\omega t + \beta y) + E_2 e^{-\alpha y} \cos(\omega t - \beta y) \quad (1.24)$$

- **La vitesse de phase , la longueur d'onde et l'impédance intrinsèque:**

La vitesse de phase est la vitesse de propagation pour l'onde si on résout pour la variable de position y dans les équations définissant la constante de phase on a :

$$y = \pm \frac{1}{\beta} (\omega t - cst)$$

Connaissant la coordonnée y du point de la constante de phase en fonction du temps, la vitesse avec laquelle la constante de phase se déplace u est donnée par :

$$U = \frac{dy}{dt} \alpha_y = \pm \frac{\omega}{\beta} \alpha_y = \frac{\omega}{\beta} (\pm \alpha_y) \quad (1.25)$$

Pour une onde se déplaçant à une vitesse u , l'onde voyage une longueur d'onde pendant une période T .

$$\lambda = u \cdot T = \frac{u}{f} = \frac{\omega/\beta}{f} = \frac{2\pi}{\beta} \quad (1.26)$$

Pour une onde uniforme se propageant dans un milieu donné, le rapport du champ électrique au champ magnétique est une constante. L'unité de ce rapport est l'Ohm et il définit l'impédance intrinsèque de l'onde pour le milieu considéré, en assumant un déplacement de l'onde uniforme plane selon la direction $+ay$ défini par le champ électrique:

$$E_s = E_{zs} \cdot \alpha_z = E_0 \cdot e^{-\gamma y} \alpha_z$$

Le champ magnétique correspondant peut être trouvé à partir des équations de Maxwell pour une source libre et l'impédance intrinsèque de l'onde est définie comme suit :

$$\eta = \frac{E_{zs}}{H_{xs}} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (1.27)$$

On peut écrire

$$\eta = |\eta| e^{j\theta_\eta} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$$

En général l'impédance intrinsèque de l'onde est complexe l'amplitude de l'impédance intrinsèque complexe de l'onde est :

$$|\eta| = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}}{\left[1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2\right]^{-1/4}} \quad (1.28)$$

- **Cas particulier de la propagation de l'onde dans l'espace libre.** L'air est typiquement un milieu avec faibles pertes (une atténuation négligeable). Donc l'air peut être modélisé comme un espace libre (vide) $\sigma = 0$, $\epsilon = \epsilon_r$, $\mu = \mu_0$ ($\epsilon_r = 1, \mu_r = 1$) On aura après calcul adéquat l'impédance intrinsèque dans le cas d'un espace libre.

$$\eta = \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega$$

I. 3 Théorie des guides d'ondes

I.3 .1 Les guides d'ondes

Les guides d'ondes sont utilisés pour transporter de l'énergie électromagnétique le long d'un chemin fixe transportant des modes non TEM, souvent appelés modes guides d'ondes. La plus importante des propriétés des guides d'onde est qu'ils peuvent prendre en charge un nombre infini de modes générés par diffraction sur chaque interface dans ces guides d'onde [8]. Les guides d'ondes fonctionnent presque de sorte qu'un seul mode de propagation est présent car la présence de plus d'un mode de propagation entraîne une grande dispersion. En règle générale, les guides d'ondes doivent fonctionner sur des largeurs de bande et des pertes plus faibles que les lignes de transmission, ce qui les rend attrayants pour de nombreuses applications. Un exemple parmi d'autres consiste à placer un élément obstacle dans un guide d'ondes afin de fabriquer des dispositifs tels que des éléments en bloc (intégrés), des filtres, des coupleurs ou une antenne.

I.3 .2 Incidence réflexion et transmission des ondes parcourant un guide d'onde contenant des obstacles

Soit la figure Fig.I.4 suivante :

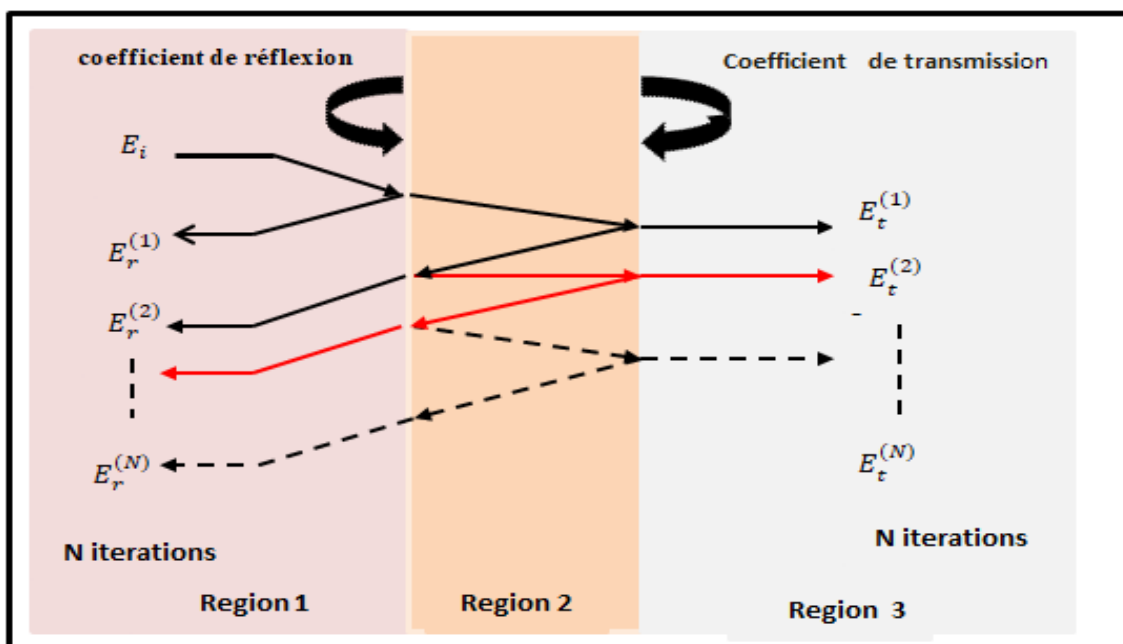


Fig .I.4 La propagation de l'onde à travers un obstacle.[8]

La figure Fig.I.4 montre les phénomènes de propagation dans une région diélectrique stratifiée contenue dans un guide d'onde rectangulaire. Lorsqu'une onde est normalement incidente depuis la région 1 et transmise dans les régions 2 et 3 respectivement, un nombre infini d'ondes

réfléchies et transmises dans la même longueur d'onde sont produites à l'interface de la frontière. À la fois, toutes les ondes incidentes E_i , les ondes réfléchies E_r et les ondes transmises E_t peuvent être considérées comme une seule entité de chaque onde. Nous pouvons développer l'expression du coefficient de réflexion en suivant la progression des ondes incidentes et des ondes réfléchies. De même, l'expression du coefficient de transmission peut être présentée en suivant la progression des ondes incidentes et de leurs transmissions. Enfin, nous pouvons utiliser les relations des expressions pour calculer les propriétés de l'interface à la frontière. [5]

1. 3.3 Les iris capacitif, inductif et complexe [5]

- **L'iris capacitif ou la fenêtre capacitive**

La figure Fig.I.5 montre deux fines ailettes métalliques placées sur les parois supérieure et inférieure d'un guide d'onde, appelée fenêtre capacitive. Considérant le vide dans l'obstacle, lorsque l'énergie électrique monte dans la fenêtre, l'énergie stockée entre les deux surfaces conductrices augmente. Il a été observé que le circuit équivalent de l'obstacle est un condensateur shunt.

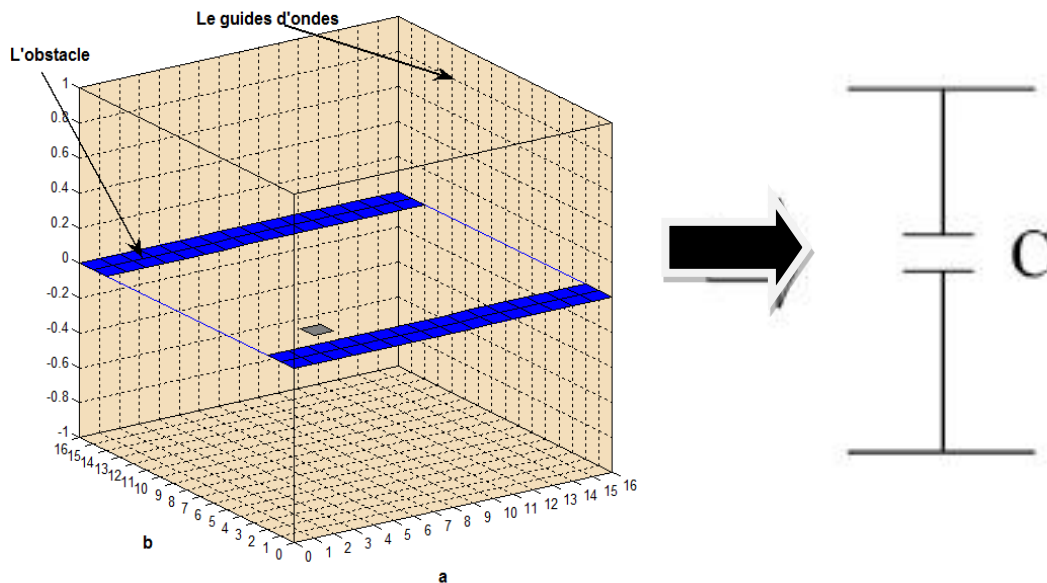


Fig.I.5 La structure de la fenêtre capacitive et son circuit équivalent [5].

- **L'iris inductif ou la fenêtre inductive**

D'une manière similaire à la fenêtre capacitive, la figure Fig.I.6 montre une fenêtre inductive dans laquelle la plupart des champs magnétiques peuvent circuler dans la largeur de l'obstacle. Le circuit équivalent de l'obstacle est un inducteur shunt.

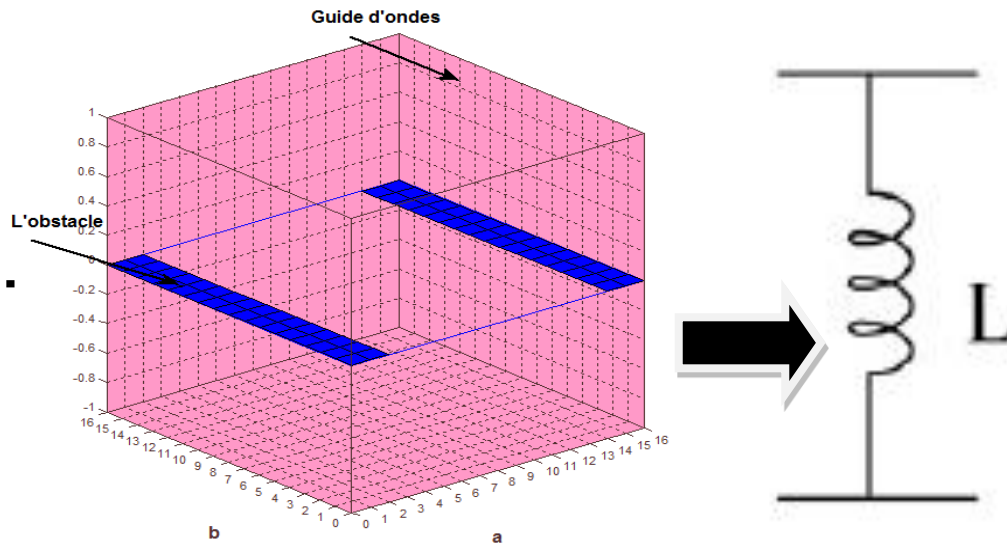


Fig .I.6 La structure de la fenêtre inductive et son circuit équivalent.[5]

- **L'iris complexe ou la fenêtre rectangulaire**

La figure Fig.I.7 montre quatre fines ailettes métalliques placées sur les parois supérieure, inférieure et de cotés d'un guide d'onde, appelée fenêtre rectangulaire. Considérant le vide dans l'obstacle, lorsque l'énergie électrique monte dans la fenêtre, l'énergie stockée entre les quatre surfaces conductrices augmente. Il a été observé que le circuit équivalent de l'obstacle est un circuit LC shunt.

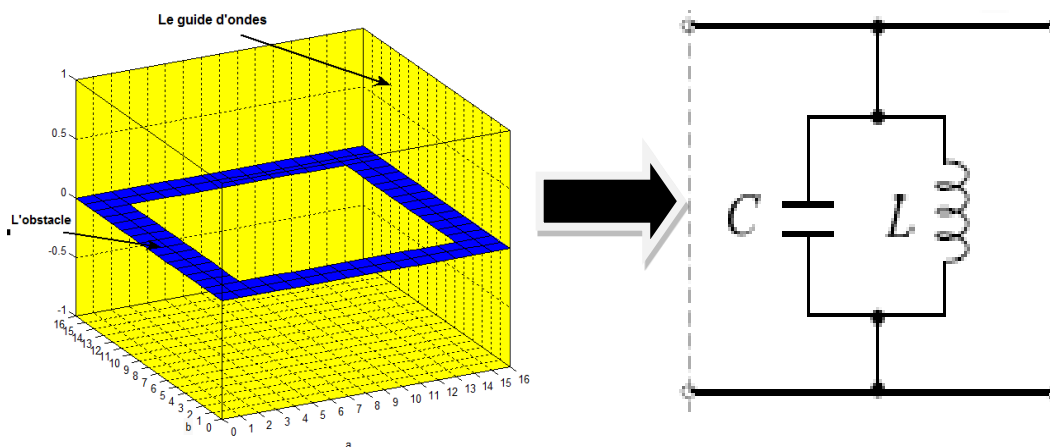


Fig.I.7 La structure de la fenêtre rectangulaire et son circuit équivalent[5].

I.4 Conclusion

Dans ce premier chapitre, on a présenté l'état de l'art de la propagation électromagnétique par le biais des équations de Maxwell et des équations d'ondes, leurs solutions et les différents types d'onde ainsi que leurs caractéristiques dans le vide et dans différents milieux, spécialement dans les guides d'ondes rectangulaires.

CHAPITRE II :
Théorie de la méthode itérative

II-1 Introduction (Les différentes approches de modélisation /simulation)

Les équations de Maxwell définissent bien la théorie des ondes électromagnétiques (EM) et présentent les mathématiques de l'interaction onde-matière de point de vue électromagnétique. La solution peut être analytique ou numérique [1-3]. À base de modèles analytiques et numériques les approches sont schématisées sur les figures FigII.1 et FigII.2, respectivement. La seule différence entre ces deux approches est la considération du problème de géométrie (c.-à-d les conditions aux limites). Les approches analytiques dépendent de la géométrie. D'autre part, les approches numériques sont indépendantes de la géométrie. Les deux tableaux Tableau II.1 et Tableau II.2 montrent les modèles analytiques et numériques largement utilisés.[8]

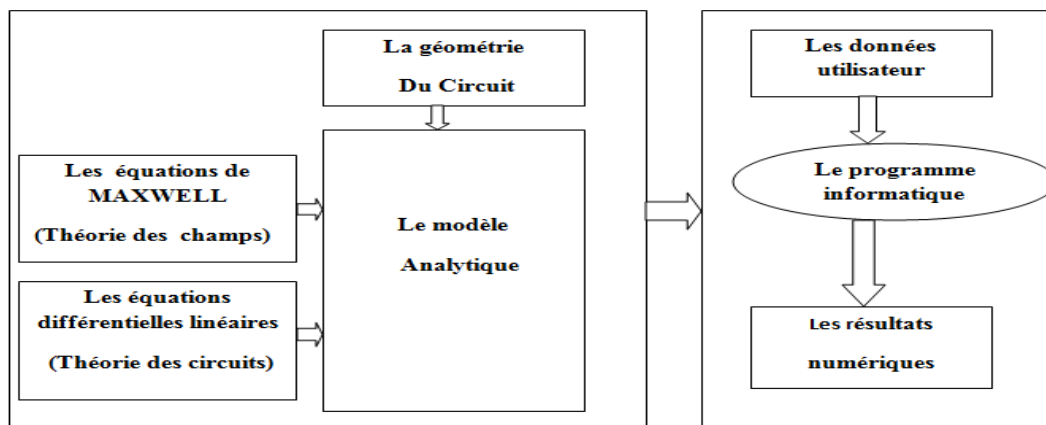


Fig.II. 1. Approche basée sur un modèle analytique [8]

Pour l'approche basée sur un modèle analytique, le modèle est dérivé des équations de Maxwell sous des conditions aux limites données. Ces modèles donnent des solutions pour les variables indépendantes sous forme de fonctions analytiques. Un programme informatique n'est requis que pour calculer une valeur de sortie pour une entrée fournie par l'utilisateur.

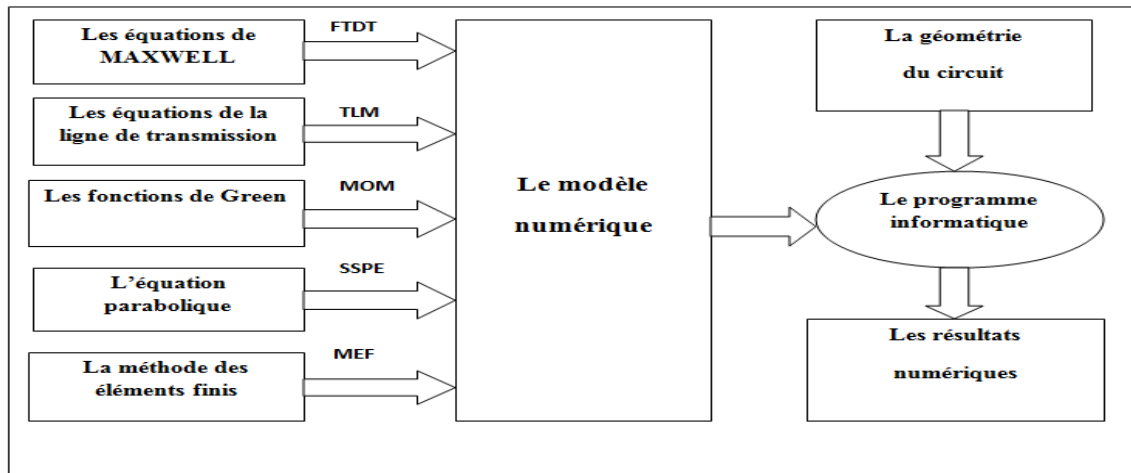


Fig.II. 2. Approche basée sur un modèle numérique [8].

Dans l'approche numérique, l'algorithme principal modélise le comportement intrinsèque des champs / circuits sans faire attention aux conditions aux limites. Un modèle numérique est appliqué dès le début et est complété par des simulateurs de frontière et/ou d'autres unités périphériques, telles que des transformations de champ lointain en champ proche. Différents problèmes peuvent être résolus avec de tels modèles. Qu'ils soient analytiques ou numériques, des algorithmes sont développés pour les modèles et ces algorithmes qui seront ensuite codés pour les calculs numériques.

Les deux tableaux suivants présentent une récapitulation des différentes méthodes analytiques et numériques les plus connues.[9-15]

TableauII.1 Les Modèles analytiques les plus connus

Acronyme du modèle analytique	Basée sur :
GO	L'optique géométrique (onde plane , réflexion + réfraction)
GTD	La théorie géométrique de la diffraction (GO + diffraction)
PO	L'optique physique (les courants de surface , réflexion + réfraction)
PTD	La théorie physique de la diffraction (diffraction + PO)

Tableau II.2 Les. Modèles numériques les plus connus [10]

Acronyme et nom du modèle numérique	Basée sur :
FDTD Domaine temporel différence finie	La discrétisation directe de l'équation de Maxwell
TLM Matrice de la ligne de transmission	La représentation tridimensionnelle de la matrice de la ligne de transmission
MOM Méthode des moments	Sur la nécessité la dérivation de la fonction de Green)
PEM Méthode de l'équation parabolique	La simulation de la propagation axiale unidirectionnelle
WCIP Méthode itérative	Le concept de l'onde transverse et la transformée de Fourier rapide

II-2 Théorie de la méthode itérative (WCIP)

II-2.1 Le processus itératif basé sur la (WCIP)

Le concept de calcul de la propagation des ondes électromagnétiques dans un guide d'onde basé sur la méthode WCIP (Wave Concept Iterative Procedure) est bien expliqué dans la littérature [16-33]. Le processus de fonctionnement est illustré dans les figures Fig.II.4 et Fig.II.5 qui présentent l'amplitude et la direction des ondes incidentes, réfléchies et transmises, qui se propagent dans les obstacles du guide d'ondes. Sur l'obstacle, les ondes sont calculées dans le domaine réel (pixels) et les ondes dans l'espace libre sont calculées dans le domaine spectral (modes). Pour alterner entre les deux domaines, nous utilisons la transformée de Fourier rapide (FFT) pour réduire le temps de calcul et afficher directement le champ électromagnétique dans le domaine réel.

Sur les figures Fig.II.3 et Fig.II.4, dans la première étape, le champ TE₁₀ qui est le mode dominant se propage dans l'obstacle sous forme de circuit à iris, puis les ondes du mode supérieur générées par la dispersion à la surface du conducteur seront incidentes et seront à leur tour réfléchies dans le guide d'onde. Un nombre infini d'ondes réfléchies et transmises sont produites à l'interface de l'obstacle. Finalement le calcul des ondes utilisera le principe de l'adaptation de mode aux ports d'entrée et de sortie du guide d'ondes.

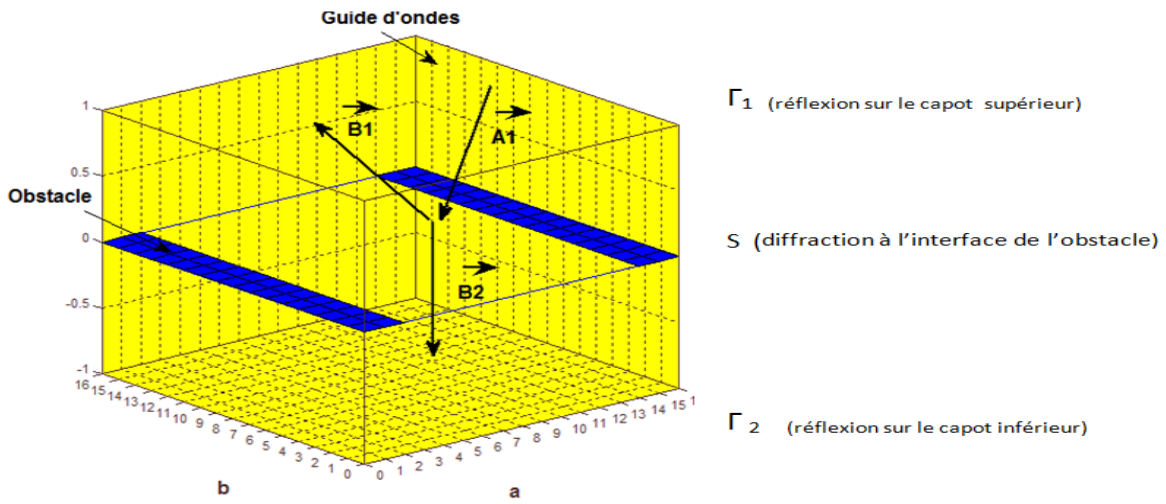


Fig.II. 3 Guide d'ondes rectangulaire présentant un obstacle [13].

A : l'onde incidente .

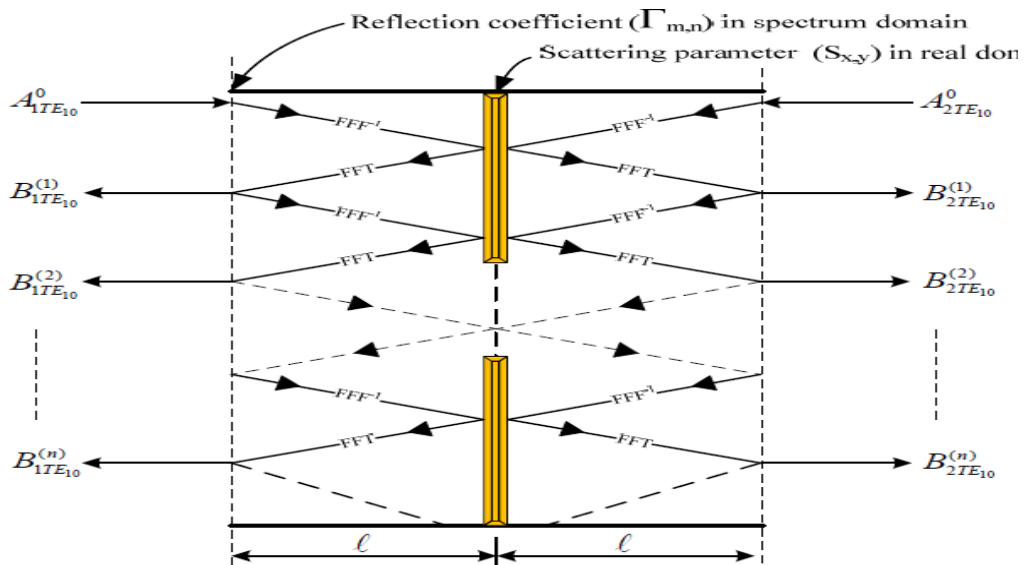


Fig.II.4 Processus itératif de propagation dans un guide d'ondes rectangulaire présentant un obstacle [10]

✓ **Initialisation du processus itératif**

L'onde incidente d'initialisation est assurée par la valeur du mode dominant $TE_{1,0}$ est donnée par :

$$A_{x,y}^{(0)} = -\sqrt{\frac{2}{a.b}} \sin\left(\frac{\pi.x}{a}\right) \quad (2.1)$$

Où a et b sont les dimensions du guide d'ondes.

✓ **La nième itération**

Les ondes réfléchies ($B_{x,y}$) à la nième itération sur l'obstacle sont données par :

$$B_{x,y}^{(n)} = S_{x,y} A_{x,y}^{(n-1)} \quad (2.2)$$

La matrice de diffraction $S_{x,y}$ des ondes dans le domaine réel pour un réseau à deux ports est définie comme suit:

$$[S_{x,y}] = \begin{bmatrix} -S_{C(x,y)} & S_{D(x,y)} \\ S_{D(x,y)} & -S_{C(x,y)} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Où S_C est égal à 1 dans la zone du conducteur et S_D à 1 pour l'espace libre. Pour transformer l'onde du domaine réel en domaine spectral, nous utilisons la transformation rapide de Fourier (FFT) des modes TE / TM comme suit:

$$B_{m,n}^{(n)} = Modal_FFT(B_{x,y}^{(n)}). \quad (2.4)$$

II-2.2 Les fonctions de base des composants des champs TE et TM

Les fonctions de base des composants du champ TE dans le cas d'un mur électrique [12], illustrées à la Fig.2.2 pour un obstacle inductif, sont les suivantes:

$$\vec{E}_{x(x,y)}^\alpha = K_x^\alpha \cos\left(\frac{m.\pi.x}{a}\right) \sin\left(\frac{n.\pi.y}{b}\right) \quad (2.5)$$

$$\vec{E}_{y(x,y)}^\alpha = -K_y^\alpha \sin\left(\frac{m.\pi.x}{a}\right) \cos\left(\frac{n.\pi.y}{b}\right) \quad (2.6)$$

Où α fait référence au mode TE et K sont des valeurs constantes dépendant des directions x et y et définies par les équations suivantes.

$$K_x^{TE} = \frac{n\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{b\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}}, K_x^{TM} = \frac{m\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{a\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}} \quad (2.7)$$

$$K_y^{TE} = \frac{-m\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{a\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}}, K_y^{TM} = \frac{n\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{b\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}} \quad (2.8)$$

Où $\tau = 1$ si $m, n = 0$ et $\tau = 2$ si $m, n \neq 0$.

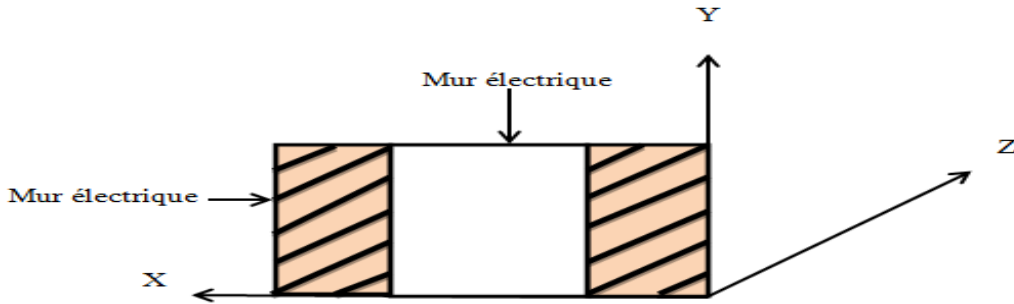


Fig.II.5 Le mur électrique [14]

Les fonctions de base des composantes du champ TM dans le mur électrique magnétique, illustrées à la Fig.4 (b) pour un obstacle capacitif, sont les suivantes :

$$\vec{E}_{x(x,y)}^\alpha = -K_x^\alpha \sin\left(\frac{m.\pi.x}{a}\right) \sin\left(\frac{n.\pi.y}{b}\right) \quad (2.9)$$

$$\vec{E}_{y(x,y)}^\alpha = K_y^\alpha \cos\left(\frac{m.\pi.x}{a}\right) \cos\left(\frac{n.\pi.y}{b}\right) \quad (2.10)$$

Où α fait référence au mode TM et K est une constante dépendant des directions x et y et définies par les équations suivantes :

$$K_x^{TE} = \frac{n\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{b\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}}, K_x^{TM} = \frac{m\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{a\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}} \quad (2.11)$$

$$K_y^{TE} = \frac{m\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{a\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}}, K_y^{TM} = \frac{-n\sqrt{\frac{2\tau}{ab}}}{b\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2}}} \quad (2.12)$$

Où $\tau = 1$ si $m, n = 0$ et $\tau = 2$ si $m, n \neq 0$.

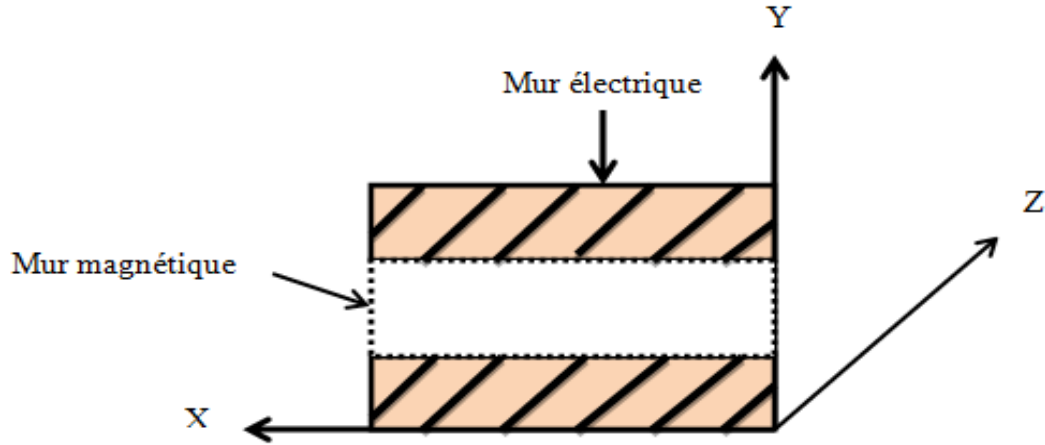


Fig.II.6 Le mur électrique – magnétique [14].

II-2.3 Le coefficient de réflexion $\Gamma_{m,n}$

Au port d'entrée du guide d'ondes, les ondes incidentes ($A_{x,y}$) des modes d'ordre supérieur vont s'infiltrer dans l'obstacle du guide d'ondes. L'équation des ondes incidentes $A_{m,n}$ est :

$$A_{m,n}^{(n)} = \Gamma_{m,n} B_{m,n}^{(n)} + A_{1,0}^{TE/TM}, \quad (2.13)$$

Où $A_{1,0}$ est la source d'exciton initiale. Le coefficient de réflexion $\Gamma_{m,n}$ des ondes dans le domaine spectral aux ports d'entrée et de sortie du guide d'ondes peut être écrit ainsi:

$$\Gamma_{m,n} = \Gamma_{m,n}^{TE/TM} = \frac{1 - Z_0 Y_{m,n}^{TE/TM}}{1 + Z_0 Y_{m,n}^{TE/TM}}, \quad (2.14)$$

Où Z_0 est l'impédance intrinsèque du mode dominant TE/TM et $Y_{m,n}$ est l'admittance des modes TE/TM avec les ordres de m et n qui peuvent être exprimés par

$$Y_{m,n}^{TE} = \frac{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon}{j\omega \mu} \quad (2.15)$$

$$Y_{m,n}^{TM} = \frac{j\omega \epsilon}{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon} \quad (2.16)$$

Par conséquent, compte tenu des ondes sur l'obstacle, les ondes $A_{m,n}$ seront transformées en utilisant la transformée de Fourier rapide inverse (IFFT) pour analyser les fonctions de base des

composantes du champ TE/TM en utilisant L les équations (2.5) et (2.9) pour revenir au domaine réel

$$A_{m,n}^{(n)} = Pixel_IFFT(B_{x,y}^{(n)}). \quad (2.17)$$

II-2.4 L'opérateur de diffraction \hat{S}

L'implémentation de la méthode WCIP(Wave Concept Iterative Procedure) consiste en une relation de récurrence des ondes entre la propagation des deux côtés du guide d'ondes et la propagation sur l'obstacle qui représente le circuit à l'interface entre les deux milieux. À partir des équations (2.2) et (2.13), le total des ondes à la nième itération est :

$$A_{m,n}^{(n)} = \Gamma_{m,n} \hat{S} A_{m,n}^{(n-1)} + A_{1,0}^{TE/TM}, \quad (2.18)$$

Où \hat{S} est l'opérateur de diffraction dans le domaine spectrale.

Compte tenu de la propagation des ondes dans le guide d'ondes rectangulaire avec des obstacles d'épaisseur nulle, le circuit équivalent électromagnétique de la section d'obstacle est présenté pour identifier l'élément d'impédance (Z) et les sections d'entrée et de sortie du guide d'ondes sont présentées par l'admittance de mode dominant, comme indiqué sur la Fig. II.7.

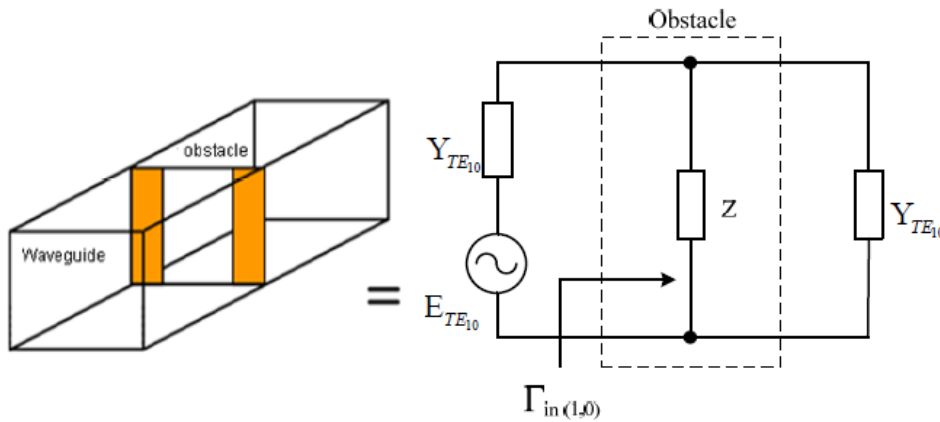


Fig.II.7 Le circuit électromagnétique équivalent de l'obstacle[15].

II-2.5 Le coefficient de réflexion à l'entrée du circuit d'obstacle

A la convergence, l'onde réfléchiée sur l'obstacle lors de la n^{ième} itération, a tendance à tendre vers zéro , la totalité des ondes constitueront le champ à l'état stationnaire. On peut donc obtenir le coefficient de réflexion à l'entrée du circuit d'obstacle du mode dominant, $\Gamma_{in(1,0)}$

$$\Gamma_{in(1,0)} = \frac{B_{1,0}^{TE/TM}}{A_{1,0}^{TE/TM}} = \frac{\sum_{n=1}^N B(n)_{1,0}^{TE/TM}}{A_{1,0}^{TE/TM}}, \quad (2.17)$$

II-2.6 L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée $Z_{in(1,0)}$ d'un obstacle d'épaisseur nulle dans le guide d'onde rectangulaire peut être écrite comme suit:

$$Z_{in(1,0)} = Z_0 \left(\frac{\Gamma_{in(1,0)} - 1}{2\Gamma_{in(1,0)}} \right), \quad (2.18)$$

Ensuite, la réactance d'entrée sera une valeur imaginaire positive pour un élément inductif et une valeur imaginaire négative pour un élément capacitif. Si l'impédance d'entrée est égale à zéro ou à l'infini, l'élément obtenu sera respectivement un circuit résonant LC série ou parallèle.

II-2.7 Les distributions des champs électrique et magnétique sur l'obstacle

La distribution du champ électrique sur l'obstacle est obtenue en additionnant l'amplitude des ondes incidentes et des ondes réfléchies des N itérations et peut être exprimée comme suit:

$$E_{x,y} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \sum_{n=1}^N (A_{x,y}^{(n)} + B_{x,y}^{(n)}). \quad (2.19)$$

De même, les champs magnétiques peuvent être exprimés en soustrayant l'amplitude de l'onde incidente et les ondes réfléchies des N itérations, comme suit :

$$H_{x,y} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} \sum_{n=1}^N (A_{x,y}^{(n)} - B_{x,y}^{(n)}). \quad (2.20)$$

II-3 Conclusion

En tirant profit des plusieurs références trouvées dans la littérature, Nous avons présenté une étude détaillée de la méthode itérative basée sur le concept de l'onde transverse. Nous avons commencé par définir le processus itératif basé sur la propagation des ondes, puis on a présenté les différents paramètres tel que le coefficient de réflexion, l'opérateur de diffraction, l'impédance d'entrée et les distributions des champs électriques et magnétiques à l'interface de l'obstacle à l'intérieur du guide d'ondes.

CHAPITRE III :

Présentation et applications du programme de simulation basé sur la méthode (W.C.I.P).

III-1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons un programme de simulation développé sous MATLAB qui effectue une analyse numérique en utilisant la méthode itérative basée sur le concept des ondes transverses (WCIP).

III.2 Présentation du programme de simulation

L'organigramme du programme est illustré à la Fig.III .1. Ce programme de simulation consiste en un menu principal, des paramètres de configuration, ainsi que des fenêtres de conception et d'affichage du circuit. L'utilisateur peut tracer l'interface de n'importe quel obstacle en pixel dans le guide d'onde, introduire les dimensions du circuit (l'obstacle) et les paramètres physiques du circuit, configurer les valeurs initiales utilisées pour calculer le circuit à deux ports et enfin lancer la simulation des caractéristiques de l'obstacle et afficher des résultats simulés.[35]

III.2.1 Organigramme du programme de simulation

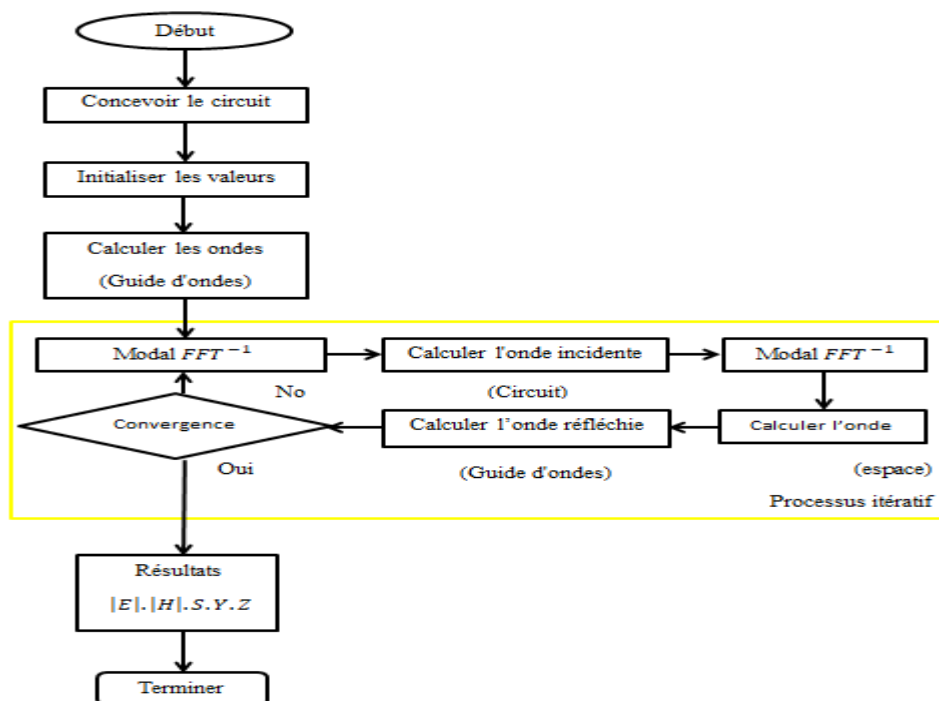


Fig.III.1 Organigramme du programme de simulation.[10]

III.2.1 Les différentes étapes de simulation

Dans cette partie, on a résumé les étapes essentielles qui constituent une simulation complète d'un circuit en utilisant la méthode W.C.I.P comme suit

- ✓ Lancez le programme de simulation à partir du menu principal qui affichera une interface pour le choix du nombre de couche à simuler et le nombre de pixels la constituant, comme illustré à la Fig.III.2.

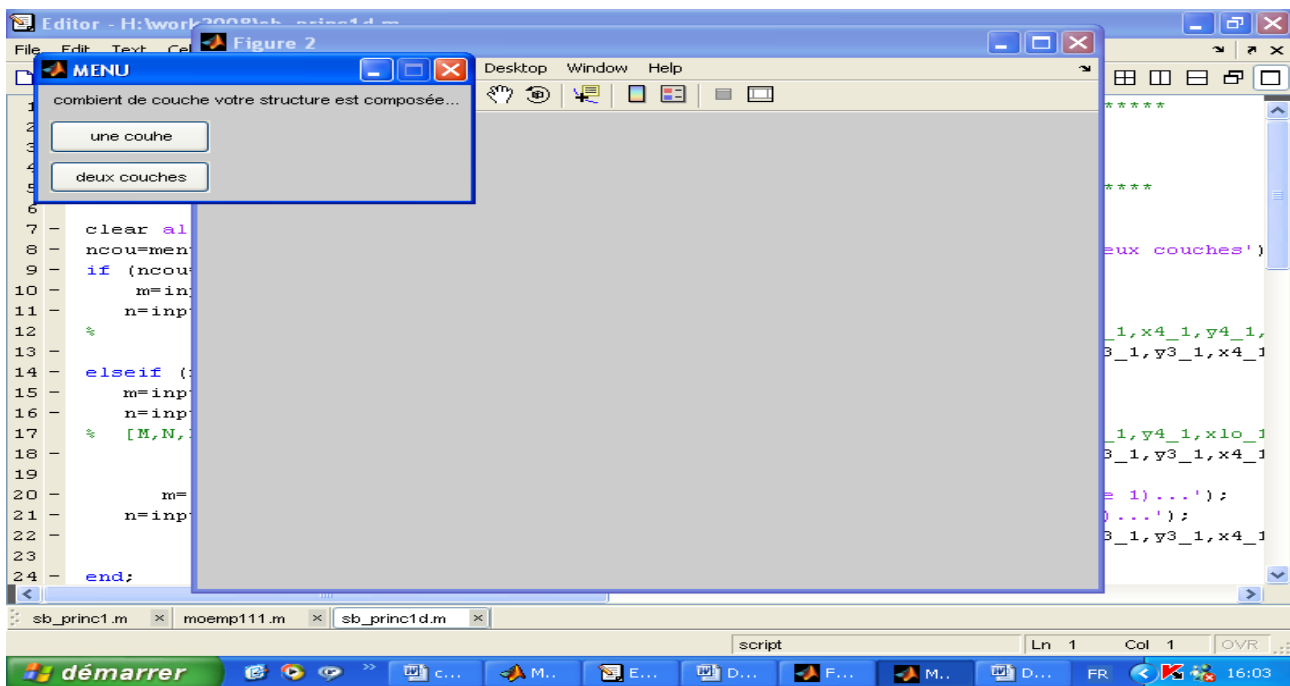


Fig.III.2: Interface pour le choix du nombre de couche constituant la structure à étudier.

- ✓ Choisir les différents domaines à représenter : partie métallique, source Ou élément localisé, comme il est illustré à la Fig.III.3.

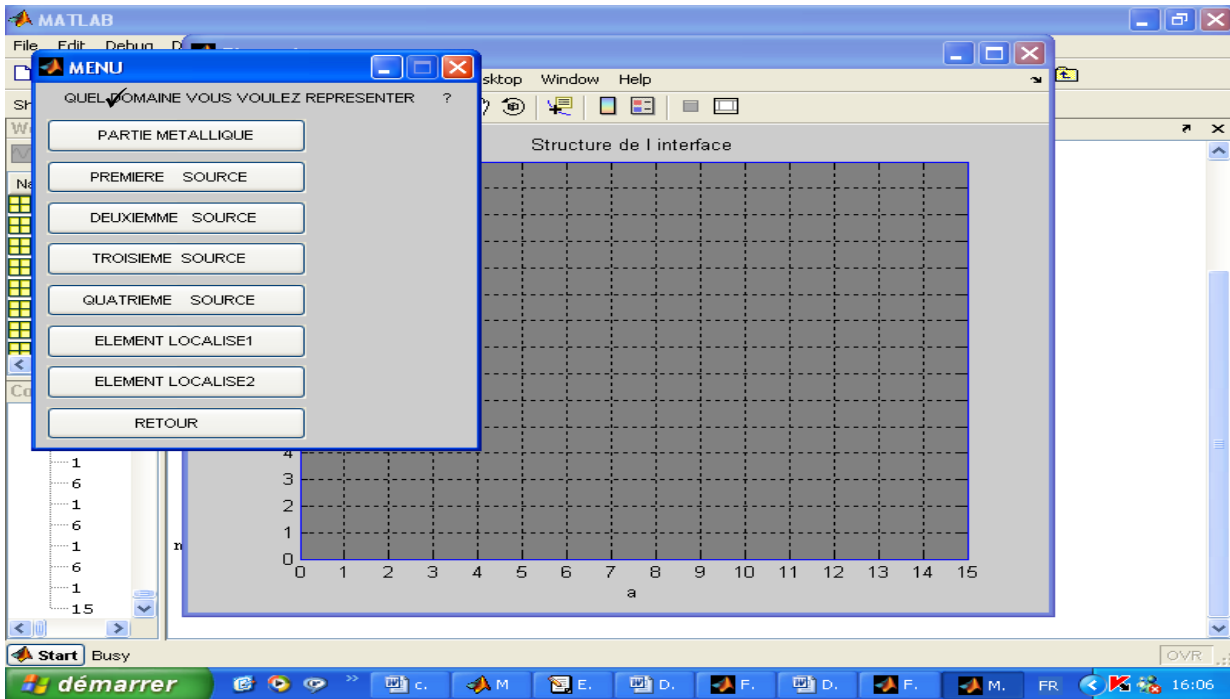


Fig.III.3 : Interface pour le choix du domaine à représenter.

- ✓ Présentation des différents domaines à représenter : partie métallique ou source comme illustré à la Fig.III.4.

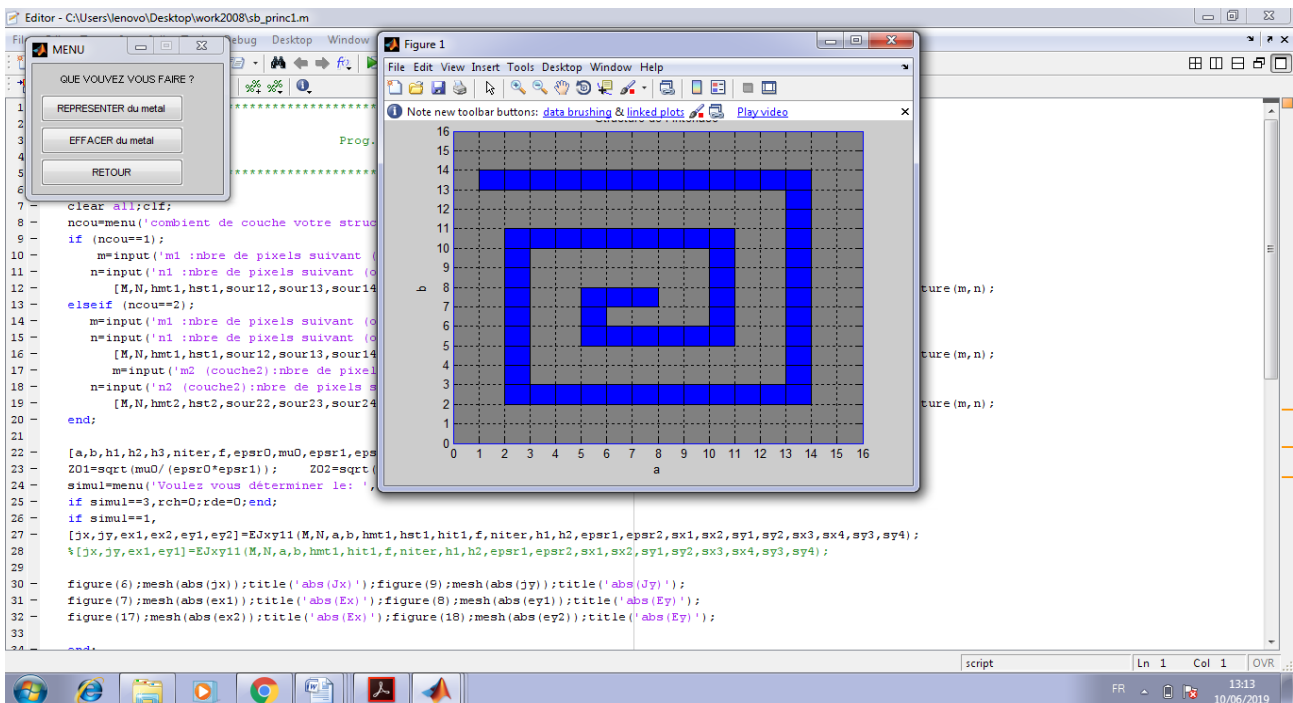


Fig.III.4 : Interface pour la représentation d'un domaine.

Chapitre III : Présentation et applications du programme de simulation basé sur la méthode (W.C.I.P).

- ✓ Enregistrement du circuit conçu, comme illustré à la Fig.III.5.

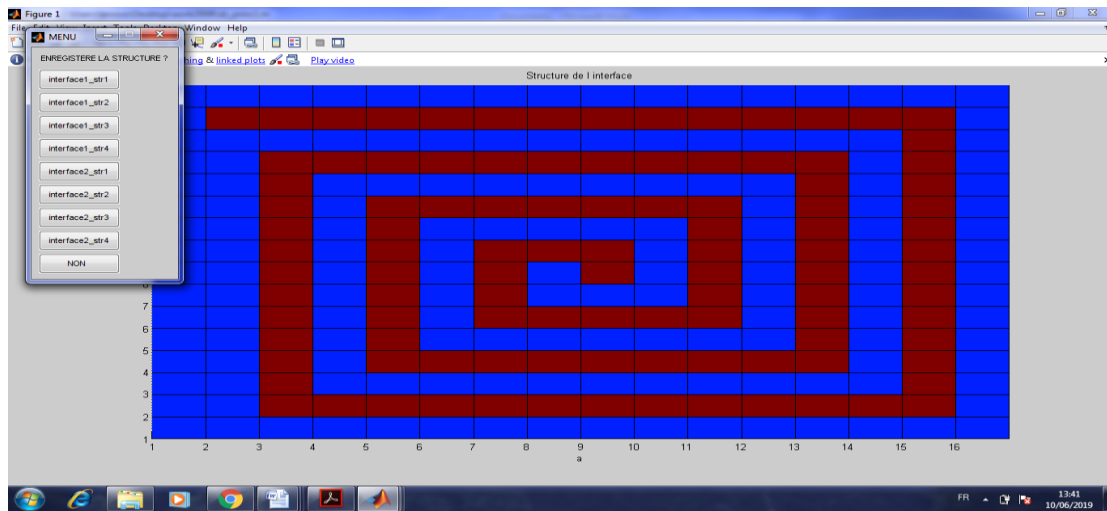


Fig.III.5: Interface pour l'enregistrement Du circuit conçu.

- ✓ Le choix des grandeurs physique du circuit, en définissant les valeurs initiales telles que les dimensions (la largeur, la longueur, la hauteur) et la fréquence de fonctionnement, le nombre d'itérations, la direction des sources, la constante diélectrique, etc., comme illustrés sur les figures Fig.III.6, Fig.III.7, Fig.III.8 et

Fig.III.9 .

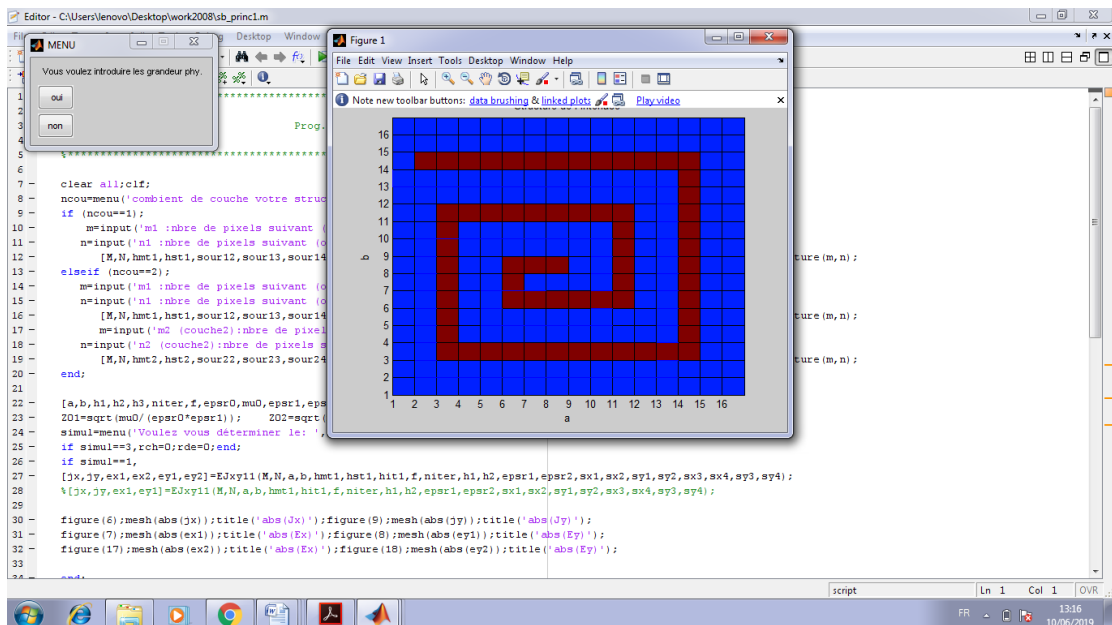


Fig.III.6: Interface pour la saisie des grandeurs physiques.

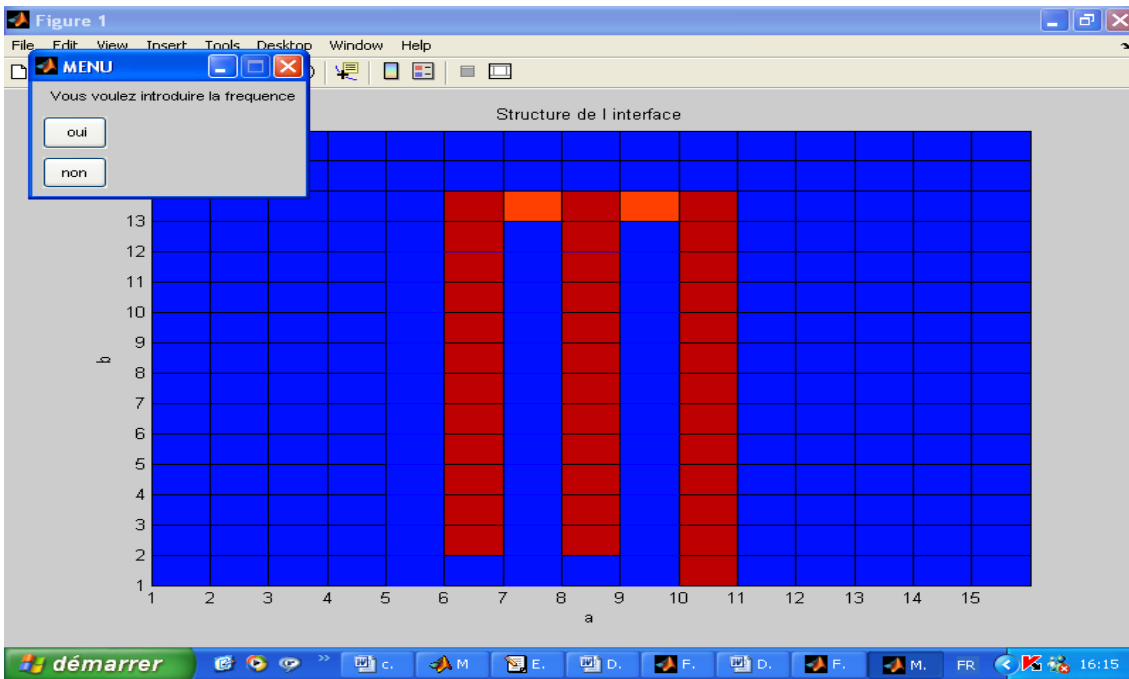


Fig.III.7 Interface pour l'introduction de la fréquence.

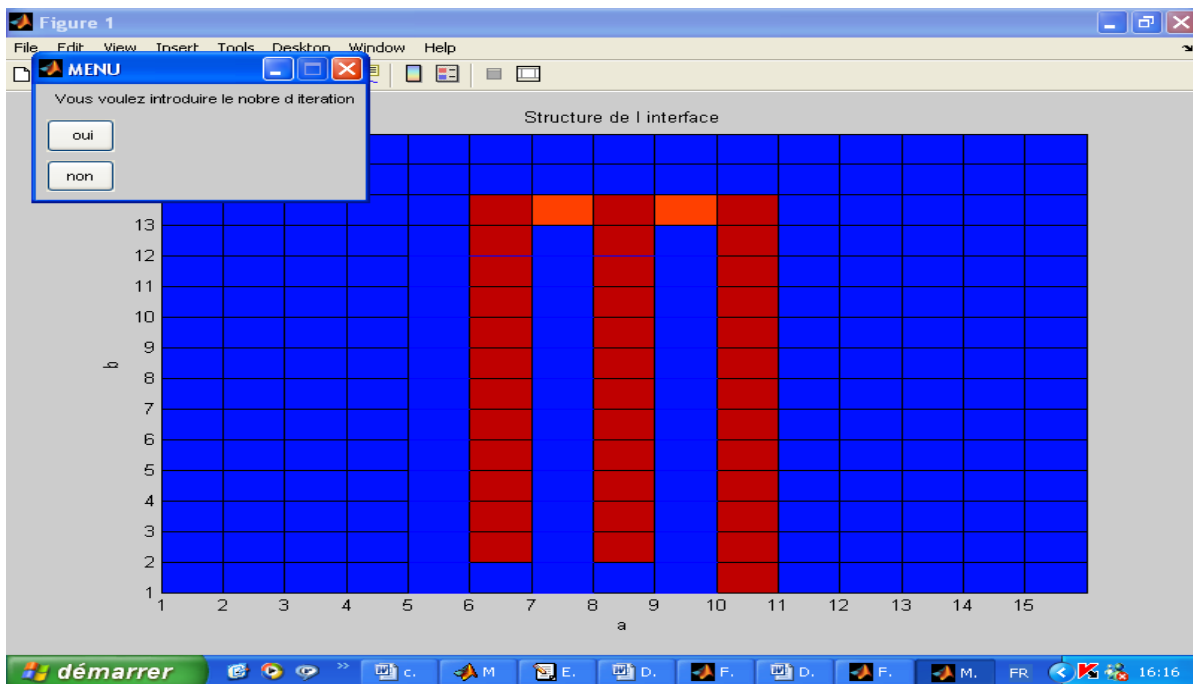


Fig.III.8 Interface pour l'introduction du nombre d'itérations.

Chapitre III : Présentation et applications du programme de simulation basé sur la méthode (W.C.I.P).

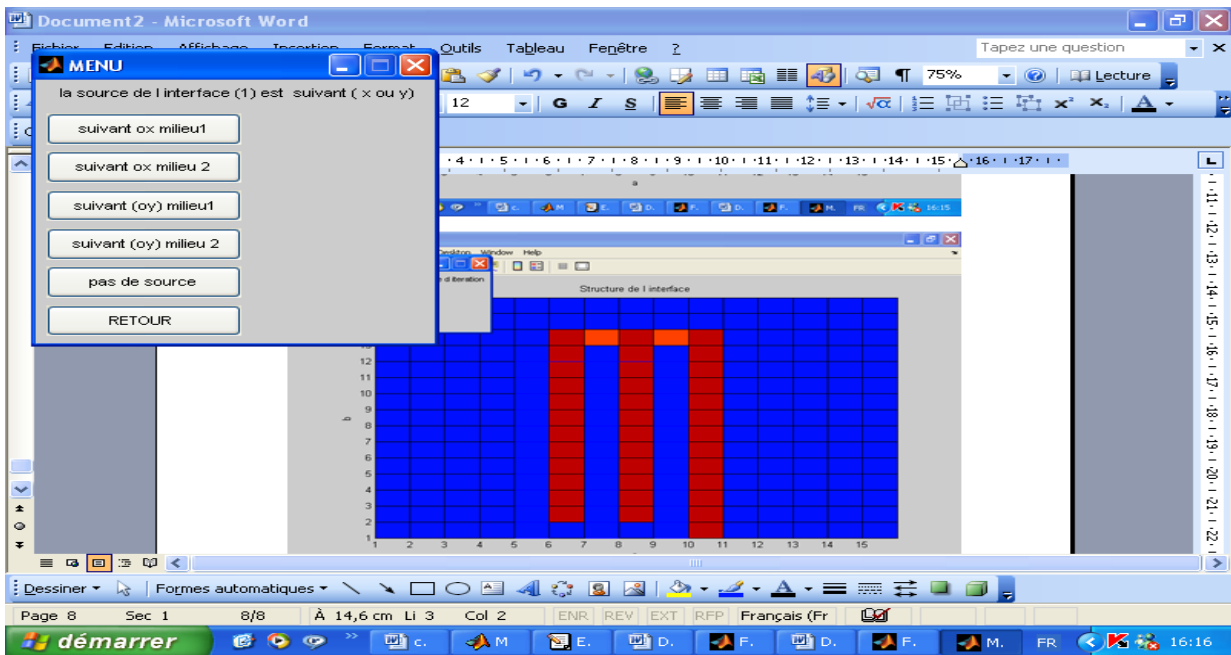


Fig.III.9 Interface pour indiquer le sens des sources.

- ✓ Présenter les résultats simulés. tels que l'impédance, les paramètres de diffusion et d'admittance, et les champs comme indiqué à la figure Fig.III .10.

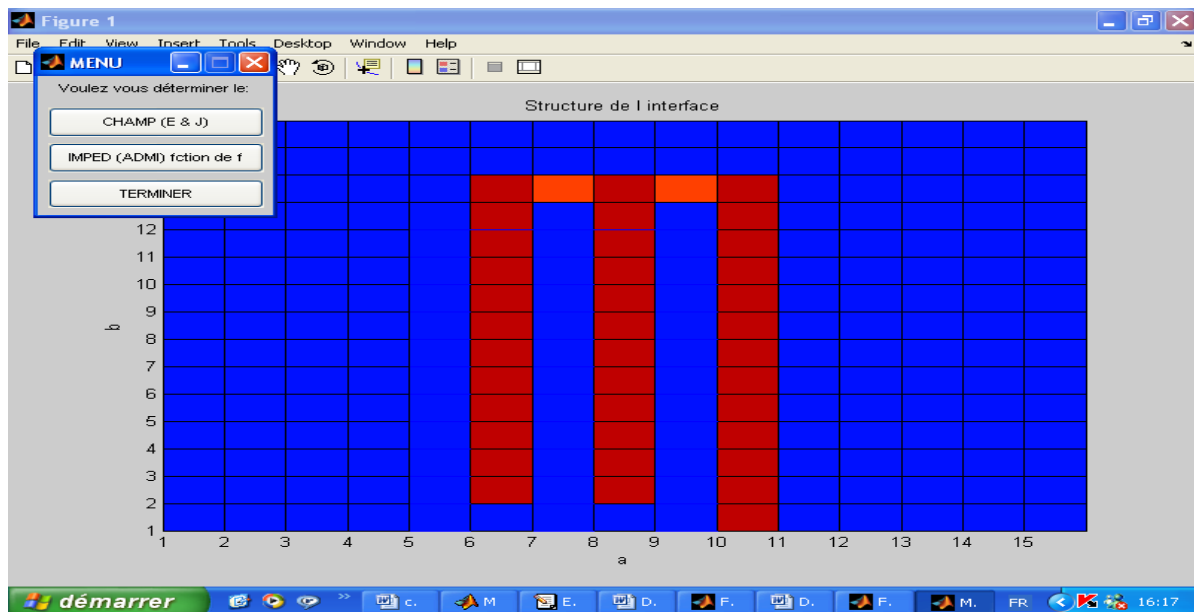


Fig.III.10 Interface pour choisir les résultats à affichés.

III.2 Applications du programme de simulations sur quelques circuits de base :

Dans cette partie, nous avons lancé des simulation, basées sur la méthode itérative, pour caractériser deux circuits passifs : la fenêtre rectangulaire et l'inducteur planaire spiral.

III.2.1 la fenêtre rectangulaire

III.2.1.1 L'interface de simulation pour la fenêtre rectangulaire

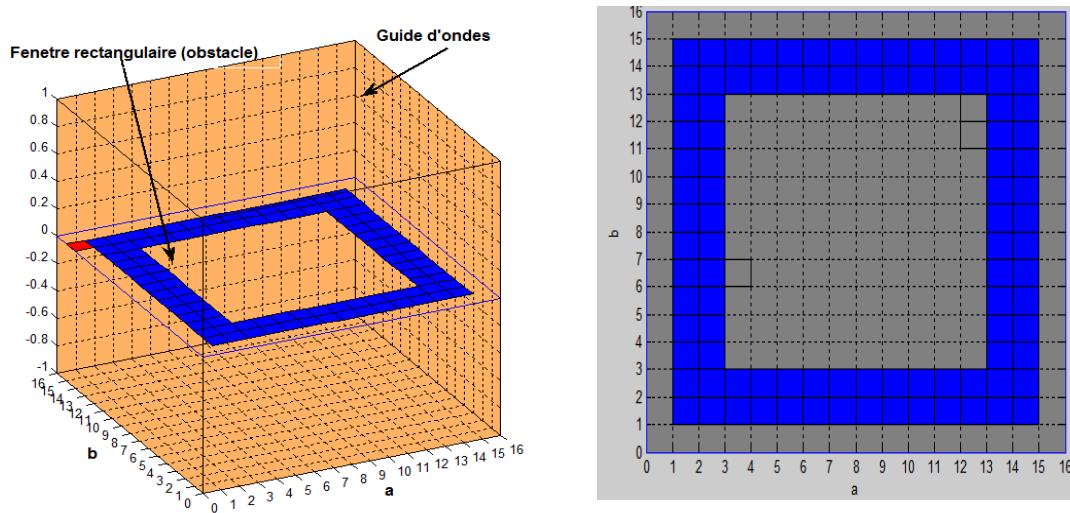


Fig.III.11 L'obstacle fenetre rectangulaire encapsulé dans un guide d'ondes et son interface.

III.2.1.2 Les paramètre de simulation pour la fenêtre rectangulaire

a...(mm)18, b...(mm)24, h1...(mm)6, h2...(mm)2, h3...(mm)6, epsr1...1, epsr2...4.8, epsr3...1, la fréquence=...(GHZ)23, Nombre Itération=...300, la fréquence initiale (en GHZ)= :10, la fréquence finale (en GHZ)= :55 ; le pas de fréquence (en GHZ)=:1

III.2.1.3 Résultats de la simulation pour la fenêtre rectangulaire

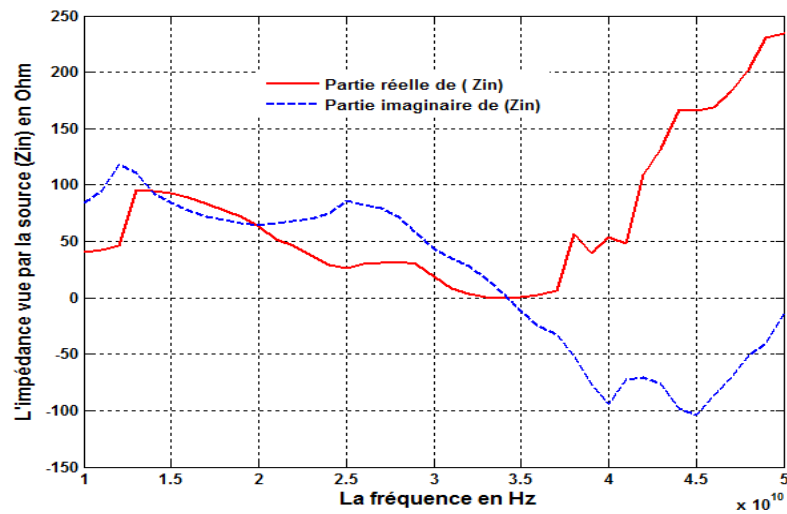


Fig .III.12 Variation de l'impédance vue par la source Z_{in} en fonction de la fréquence.

La figure III.12 montre la variation de l'impédance d'entrée de la fenêtre rectangulaire en fonction de la fréquence de fonctionnement. On remarque que la fréquence de résonance est égale à 34 GHz.

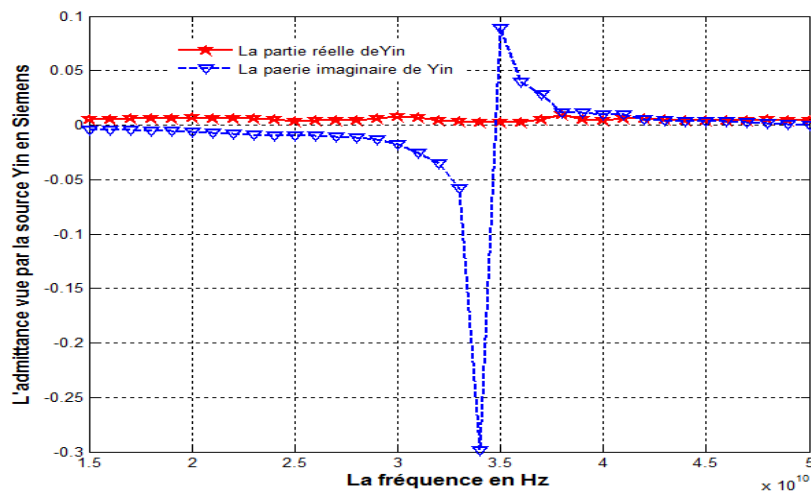


Fig.III.13 Variation de l'admittance d'entrée vue par la source Y_{in} en fonction de la fréquence.

La figure III.13 montre la Variation de l'admittance d'entrée de la fenêtre rectangulaire en fonction de la fréquence de fonctionnement. On remarque que la fréquence de résonance est égale à 34 GHz.

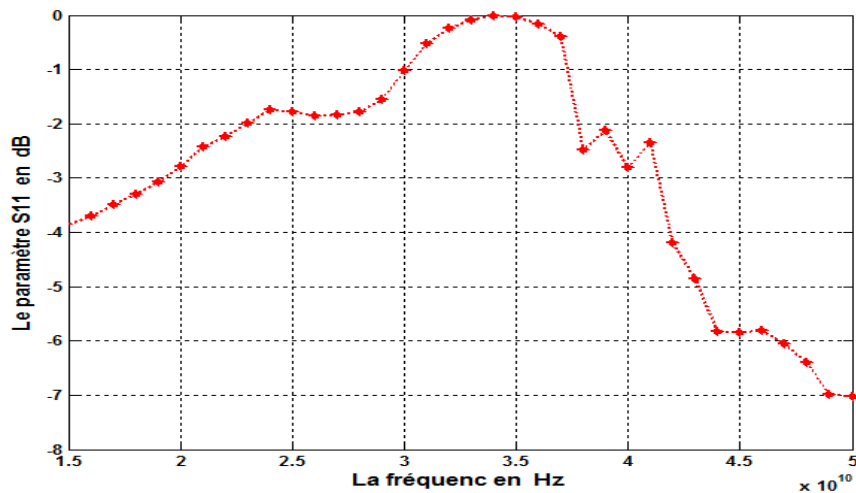


Fig .III.14 Variation du paramètre de réflexion S11 en fonction de la fréquence.

La figure III.14 montre la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement. on remarque qu'on a une transmission totale à la fréquence de résonance 34GHZ.

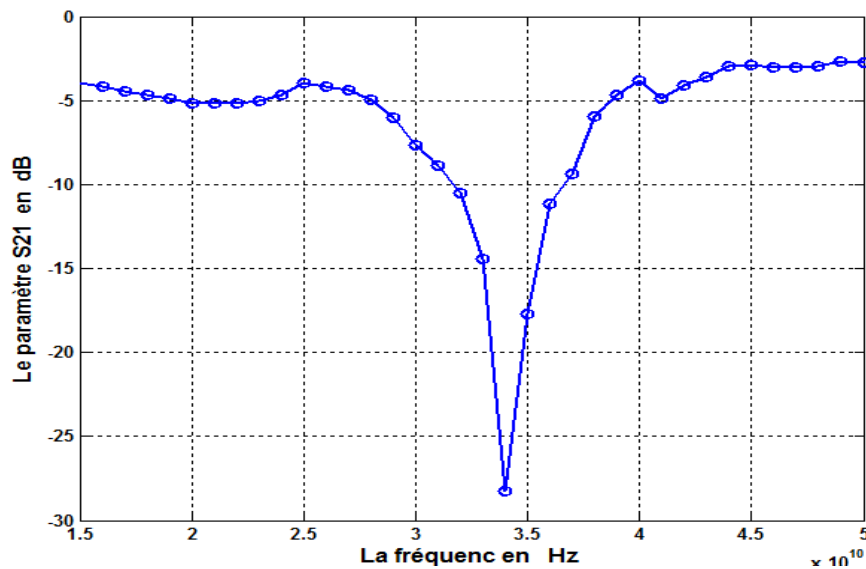


Fig .III.15 Variation du paramètre de transmission S21 en fonction de la fréquence.

La figure .III.15 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement. on remarque qu'on a un gain en transmission égale a -27 dB .

III.2.2 L'inductance spirale

III.2.2.1 Les paramètre de simulation pour l'inductance spirale

Les mêmes que dans la partie III.2.1.2

III.2.2.2 L'interface à simuler pour l'inductance spirale

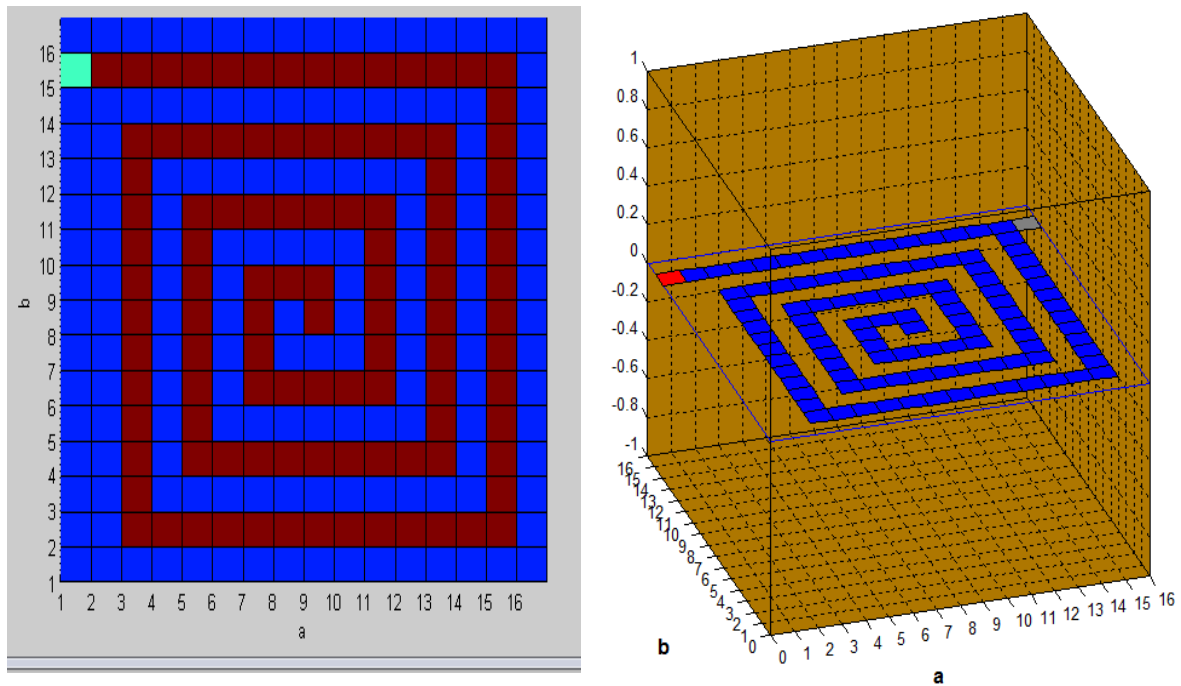


Fig.III.16 L'obstacle Inductance spirale encapsulé dans un guide d'ondes et son interface

III.2.2.3 Résultats de la simulation pour l'inductance spirale.

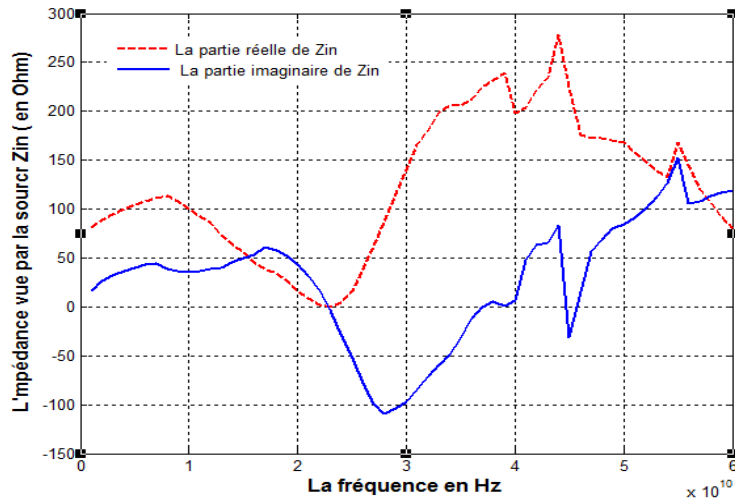


Fig.III.17 Variation de l'impédance d'entrée vue par la source Z_{in} en fonction de la fréquence.

La figure III.17 montre la variation de l'impédance d'entrée de la fenêtre rectangulaire en fonction de la fréquence de fonctionnement. On remarque que la fréquence de résonance est égale à 23 GHz.

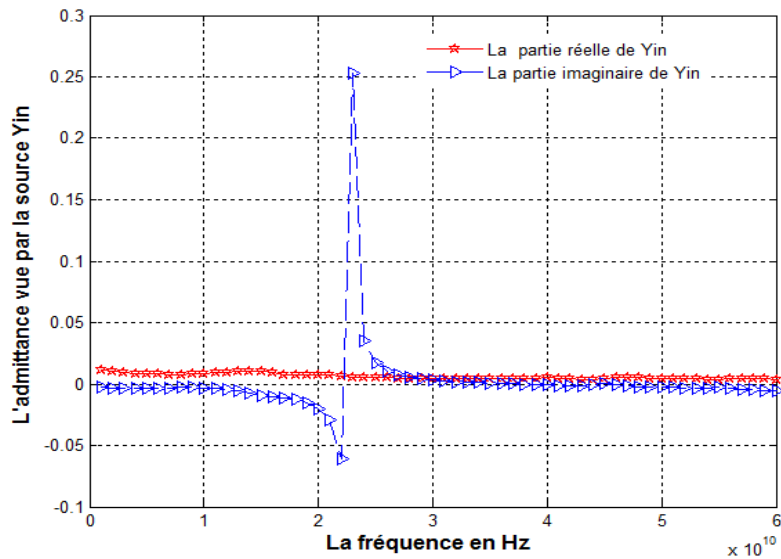


Fig.III.18 Variation de l'admittance d'entrée vue par la source Y_{in} en fonction de la fréquence.

Chapitre III : Présentation et applications du programme de simulation basé sur la méthode (W.C.I.P).

La figure III.18 montre la Variation de l'admittance d'entrée de la fenêtre rectangulaire en fonction de la fréquence de fonctionnement. On remarque que la fréquence de résonance est égale à 23GHZ .

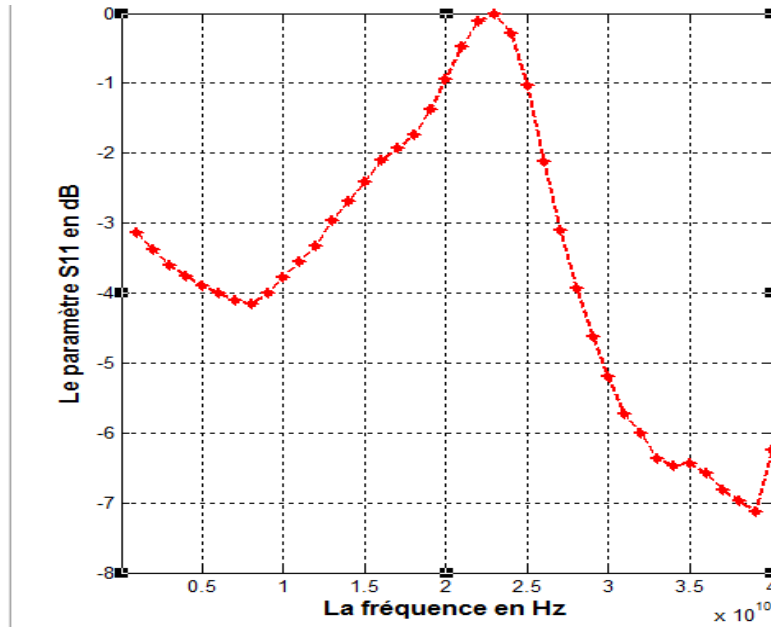


Fig.III.19 Variation du paramètre de réflexion S11 en fonction de la fréquence.

La figure III.19 montre la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de fonctionnement. On remarque qu'on a une transmission totale à la fréquence de résonance 23GHZ.

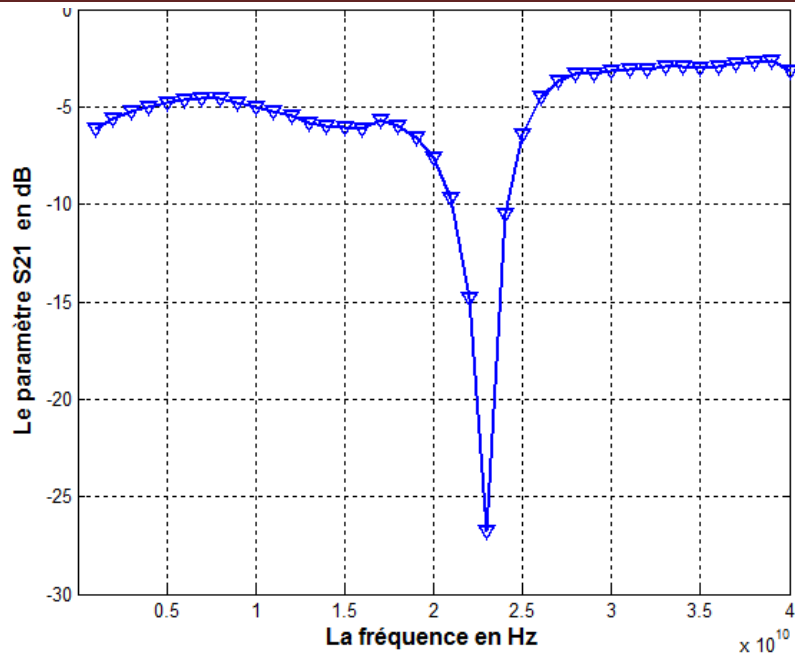


Fig .III.20.Variation du paramètre de transmission S21 en fonction de la fréquence.

La figure. III .20 montre la variation du coefficient de transmission en fonction de la fréquence de fonctionnement. On remarque qu'on a un gain en transmission égale a -27 dB.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Dans notre travail nous avons essayé de mettre en évidence l'intérêt que présente l'utilisation des simulateurs basée sur des méthodes de modélisation numériques. Ces simulateurs conçus à base de logiciel, utilisant des méthodes de caractérisation électromagnétiques. Les étapes clés du processus de modélisation/simulation sont les suivantes : la validation, la vérification et l'étalonnage des programmes du logiciel. On s'est intéressé à un logiciel de simulation développé sous MATLAB et basée sur la méthode itérative basée sur le concept des ondes transverses (WCIP) et la transformée de Fourier rapide FFT.

La méthode itérative nous a permis :

- a. D'approcher le concept de la C.A.O (conception assisté par ordinateur) car modéliser et simuler sans à voir à manipuler un circuit physique réel
- b. De concevoir un logiciel de simulation sous MATALB
- c. De modéliser deux structures planaires passives : une fenetre rectangulaire (iris complexe) et une inductance
- d. De faire une caractérisation électromagnétique globale . car nous avons tracer des courbes caractéristiques et visualiser quelques paramètres caractérisant les deux structures.

Bibliographies

- [1] Sevgi, L., 2015. Electromagnetic modeling and simulation. 2015 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics. Available at: <http://dx.doi.org/10.1109/compem.2015.7052538>
- [2] Balci, O., 1995. Principles and techniques of simulation validation, verification, and testing. Proceedings of the 27th conference on Winter simulation - WSC '95. Available at: <http://dx.doi.org/10.1145/224401.224456>
- [3] Zhang, Z. & Satpathy, S., 1990. Electromagnetic wave propagation in periodic structures: Bloch wave solution of Maxwell's equations. *Physical Review Letters*, 65(21), pp.2650–2653. Available at: <http://dx.doi.org/10.1103/physrevlett.65.2650>
- [4] Ziar, T. and Zaabat, M., 2013. Modélisation et caractérisation des circuits passifs intégrés.(thèse de doctorat université Larb Ben M'hidi d'Oum el Bouaghi).
- [5] Akatimagool, S. & Choocadee, S., 2013. Wave Iterative Method for Electromagnetic Simulation. *Wave Propagation Theories and Applications*. Available at: <http://dx.doi.org/10.5772/51450>.
- [6] Badoual, R., 1984. *Les micro-ondes. Tome I et II*, édition Masson.
- [7] Rejiba, F., 2002. Modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques en milieux hétérogènes: application au radar sol (Doctoral dissertation, Paris 6).
- [8] Hafiane, A., 2003. Étude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique (Doctoral dissertation, Marne-la-Vallée).
- [9] Afrooz, K. et al., 2009. Time-domain analysis of lossy active transmission lines using FDTD method. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 63(3), pp.168–178. Available at: <http://dx.doi.org/10.1016/j.aeue.2007.12.003>
- [10] Méjri, F ,2009 .Modélisation électromagnétique des structure active planaires par une méthode itérative avec une source auxiliaire localisée . (Thèse de doctorat ENIT).
- [11] Denanot, F., 2006. Techniques de sous-maillage dans la méthode FDTD: apports de l'approche variationnelle (Doctoral dissertation, Limoges).
- [12] Lacroux, F., 2005. Contribution à la modélisation d'éléments localisés pour les simulations électromagnétiques en transitoire: Application en millimétrique et au transport d'énergie sans fil (Doctoral dissertation, Limoges).
- [13] Mahanfar, A., 2005. Contribution au développement de méthodes d'optimisation avancées pour la conception électromagnétique de circuits et dispositifs microondes(Doctoral dissertation, Limoges).
- [14] Perret, E., 2005. Application de l'approche par changements d'échelle aux circuits planaires hyperfréquences (Doctoral dissertation).
- [15] Lesage, J.M., 2005. Application de la méthode de compression à l'analyse électromagnétique globale des effets de mise en boîtier d'amplificateurs MMIC (Doctoral dissertation).
- [16] Baudrand, H., 1999. Application of wave concept iterative procedure in planar circuits. *Recent Res. Devel. Microwave Theory & Tech.*, 1, pp.187-197.
- [17] Ayari, M., Aguilu, T. & Baudrand, H., 2009. More efficiency of transverse wave approach (TWA) by applying anisotropic mesh technique (AMT) for full wave analysis of microwave planar structures. *Progress In Electromagnetics Research B*, 14, pp.383–405. Available at: <http://dx.doi.org/10.2528/pierb09022001>
- [18] Wane, S. et al., 2005. A new full-wave hybrid differential-integral approach for the investigation of multilayer structures including nonuniformly doped diffusions. *IEEE Transactions on Microwave Theory*

- and Techniques, 53(1), pp.200–214. Available at: <http://dx.doi.org/10.1109/tmtt.2004.839905>.
- [19] Azizi, M., Aubert, H. and Baudrand, H., 1995, September. A new iterative method for scattering problems. In 1995 25th European Microwave Conference (Vol. 1, pp. 255-258). IEEE
- [20] N. Raveu, G. Prigent, T. Callegari and H. Baudrand “ WCIP Applied to active plasma circuits”. Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 21, 2011, p 89–98.
- [21] Lucanu, N., Pletea, I.V., Bogdan, I. and Baudrand, H., 2012. Wave concept iterative method validation for 2D metallic obstacles scattering. Advances in Electrical and Computer Engineering, 12(1), pp.9-14.
- [22] Baudrand.H, Raveu.N, Sboui.N and Fontgalland.G. “Applications of multiscale waves concept iterative procedure”, IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC , 2007 , p 748 – 752 .
- [23] Akatimagool.S, Bajon.D and H. Baudrand, “Analysis of multilayer integrated inductors with wave concept iterative procedure (WCIP)” IEEE MTT-S Proc. Int. Microw. Symp. Dig.,Vol. 3, May 2001, p1941–1944 .
- [24] Akatimagool. S. “ Electromagnetic software tools for microwave multilayer integrated circuits and compounds ” . The journal of KMITNB vol 13 N° 2 Apr-jun 2003,p2-6.
- [25] Damian, R.F., Ciobanu, R.C. and Casian-Botez, I., 2009. Efficiency And Convergence Of The Wave Concept Iterative Procedure. In ECMS (pp. 784-790).
- [26] H.Zairi, A.Gharsallah, A.Gharbi and H.Baudrand. “ Analysis of planar circuit using a multigrid iterative method” . IEE Proc-Microw. Antenna Propag. Vol. 153 N° 3, 2006,p 100-120 .
- [27] Alexandre Jean René Serres “ Application de la méthode itérative base sur le concept des ondes (WCIP) pour l’analyse des antenne et des circuits planaires multicouches” . thèse de doctorat université fédérale de Campina grande Paraíba Brésil 2011(en portugais),p2-10 .
- [28] Mohamed Glaoui, Hassen Zairi and Hichem Trabelsi. “ Contribution to the Study of the Planar Circuits by a Hybrid Method (Iterative Method + FDTLM Method)”. 5th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications March 22-26, 2009 – Tunisia,P6-9.
- [29] M. Titaouine, A. G. Neto, H. Baudrand, and F. Djahli “Analysis of Frequency Selective Surface on Isotropic/Anisotropic Layers Using WCIP Method” . ETRI Journal, Volume 29, Number 1, February 2007,P8-12.
- [30] Hassen. Zairi , Ali. Gharsallah, L.Desclos and Henri. Baudrand . “ Modeling of Two-dimensional Periodic Arrays Using Iterative Method” 0-7803-8302-8/04/20.00 02004 I IEEE p 157-160.
- [31] Gharsallah, A., A. Gharbi, L. Desclos, and H. Baudrand. "Analysis of interdigital capacitor and quasi-lumped miniaturized filters using iterative method." International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields 15, no. 2 (2002): 169-179.
- [32] N'gongo, R.S. and Baudrand, H., 1999, July. A new approach for microstrip active antennas using modal FFT-algorithm. In IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No. 99CH37010) (Vol. 3, pp. 1700-1703). IEEE.
- [33] Wane, S. and Bajon, D., 2006. Full-Wave Analysis of Inhomogeneous Deep-Trench Isolation Patterning for Substrate Coupling Reduction and Q -Factor Improvement. IEEE transactions on microwave

Bibliographies

- theory and techniques, 54(12), pp.4397-4411.
- [34] Ammar, N., Agui, T. and Baudrand, H., 2008. Analysis of multilayered cylindrical structures using a full wave method. *Progress In Electromagnetics Research*, 85, pp.425-438.
- [35] Ziar, T., Zaabat, M. and Baudrand, H., 2013. The study of packaging miniaturization effect on the characteristics of an active planar circuit by using the iterative method. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 26(6), pp.521-532.