



# Conception de tags d'identification sans puce dans le domaine THz

Maher Hamdi

► **To cite this version:**

Maher Hamdi. Conception de tags d'identification sans puce dans le domaine THz. Autre. Université Grenoble Alpes, 2014. Français. <NNT : 2014GRENT048>. <tel-01299569>

**HAL Id: tel-01299569**

**<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01299569>**

Submitted on 7 Apr 2016

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

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

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

### DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Maher HAMDİ**

Thèse dirigée par « **Lionel DUVILLARET** »  
codirigée par « **Frédéric GARET** »

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**  
dans l'**École Doctorale E.E.A.T.S.**

## Conception de tags d'identification sans puce dans le domaine THz

Thèse soutenue publiquement le « **01 octobre 2014** »,  
devant le jury composé de :

**Monsieur, Philippe, PANNIER**

Professeur, Université d'Aix-Marseille (Président, Rapporteur)

**Monsieur, Patrick, MOUNAIX**

Directeur de recherche au CNRS, Université de Bordeaux 1 (Rapporteur)

**Monsieur, Gaël, MOURET**

Maître de conférences, Université du Littoral (Membre)

**Monsieur, Etienne, PERRET**

Maître de conférences, Institut Polytechnique de Grenoble - IUF (Membre)

**Monsieur, Guy, EYMIN-PETOT-TOURTOLLET**

Directeur unité scientifique et technique, Centre Technique du Papier  
Grenoble (Membre)

**Monsieur, Frédéric, GARET**

Maître de conférences, Université de Savoie (Co-encadrant de thèse)

**Monsieur, Lionel, DUVILLARET**

Professeur, Institut National Polytechnique de Grenoble (Directeur de thèse)





*La théorie,*

*c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne.*

*La pratique,*

*c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi.*

*Ici,*

*nous avons réuni théorie et pratique : Tout fonctionne... et*

*tout lecteur saura pourquoi !*



بسم الله الرحمن الرحيم

رب اشرح لي صدري ويسر لي أمري , واحلل عقدة لساني <sup>يفتحها</sup> قول

اهدي هذا النجاح

لي ابي واممي , لي اهل بيتي , لي زوجتي واولادي

لي جميع اصدقائي واصحابي و...

...



---

# REMERCIEMENTS

C E travail de thèse soutenu par l'Agence National de la Recherche dans le cadre du contrat ANR VERSO « THID » a été mené à L'Institut de Microélectronique Electromagnétisme et Photonique et le Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation, IMEP-LAHC, dans l'équipe Optoélectronique THz. Ainsi, mes premiers remerciements vont naturellement à mes directeurs de thèse M. Frédéric GARET et M. Lionel DUVILLARET qui m'ont donné l'opportunité de travailler à leur côté et qui m'ont supervisé tout au long de ces enrichissantes années. Je tiens à remercier vivement M. Lionel DUVILLARET d'avoir consacré une partie de son temps déjà très chargé et de m'avoir dispensé ses précieux conseils. La recherche n'étant une aventure excentrique que si nous sommes accompagnés d'une personne dotant de fines qualités autant scientifiques qu'humaines, la discussion avec elle est à la fois enrichissante et agréable, ses critiques pleines d'aménité et d'intelligence... Je suis heureux d'avoir trouvé cette personne, ravie de la confiance qu'elle m'a accordée lors du recrutement et je n'oublierais jamais son grand soutien pendant les premiers mois de mon arrivé ici en France, merci infiniment Fred. Enfin, un très grand merci pour vous deux, pour votre soutien, professionnalisme ainsi que les liens d'amitié qui, je les espère, perdureront.

J'adresse ma profonde gratitude envers M. Jean-Louis Coutaz, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire IMEP-LAHC et de m'avoir permis d'effectuer cette thèse de doctorat dans d'aussi bonnes conditions.

Je remercie par ailleurs, Monsieur Patrick MOUNAIX, Directeur de recherche au CNRS (Université de Bordeaux 1) et Monsieur Philippe PANNIER, Professeur à l'Université d'Aix-Marseille, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse et pour la révision minutieuse du manuscrit. Je profiterais de ce paragraphe pour remercier aussi l'ensemble des membres de jury de ma thèse : Monsieur Gaël MOURET, Maître de conférences à l'Université du Littoral, Monsieur Etienne PERRET, Maître de conférences à l'ESISAR de Valence et Monsieur Guy EYMIN-PETOT-TOURTOLLET, Directeur d'unité scientifique



et technique au Centre Technique du Papier de Grenoble. Leur lecture rigoureuse du manuscrit fut d'une grande aide pour moi.

Je souhaite aussi saluer l'ensemble de nos collaborateurs, principalement ; Guy et Philippe, pour leur gentillesse et pour avoir contribué à l'avancée de ce travail de thèse.

Je souhaiterais remercier tous les membres du laboratoire IMEP-LAHC pour leur soutien. Il y eut aussi toutes les blagues échangées et les encouragements reçus. Merci Mohan, Romain, Benjamin, JF, Max, Emilie, Fernanda,...

Je tiens à remercier également tous ceux, qui trouveront sûrement ce travail bien fantastique si un jour ils lisent ce manuscrit.

Enfin, je remercie l'Agence National de la Recherche pour avoir financé ce projet.

---

# RÉSUMÉ

<b>Auteur :</b>	Maher HAMDI
<b>Titre :</b>	Conception de tags d'identification sans puce dans le domaine THz
<b>Directeurs de Thèse :</b>	Lionel DUVILLARET et Frédéric GARET
<b>Spécialité :</b>	Optique et Radiofréquences
<b>Lieu et date de soutenance :</b>	Université de Savoie, le 01 octobre 2014
<b>Adresse du laboratoire :</b>	Laboratoire IMEP-LAHC, UMR-CNRS 5130 (Site de Chambéry) Bâtiment Chablais, Université de Savoie 73376 Le Bourget du Lac Cedex, FRANCE

C E travail de thèse a été réalisé dans le cadre d'un contrat avec l'ANR (ANR-09-VERS-013 « THID ») et porte sur le développement d'une nouvelle génération de tags Chipless à bas coût fonctionnant dans le domaine THz, pour des applications d'identification et/ou authentification unitaire des articles commerciaux, des papiers d'identités, des personnes pour le contrôle d'accès... Les structures proposées, constituées d'un empilement périodique de couches diélectriques d'indices de réfraction différents, utilisent les propriétés particulières des cristaux photoniques 1D de présenter une réponse électromagnétique entrecoupée de bandes interdites photoniques (BIP). Toute perturbation de la périodicité de la structure engendre des pics dans les bandes interdites qui sont utilisés pour coder une information binaire. Cette structuration particulière des matériaux permet donc de manipuler précisément une signature électromagnétique. Pour des raisons liées à l'industrialisation (facilité de fabrication en masse) et aussi de coût, nous avons retenu des matériaux de base déjà couramment utilisés dans l'industrie papetière : le papier et le polyéthylène. Le choix de ces matériaux, qui doivent allier contraste d'indice élevé et faible absorption, représente une étape cruciale dans ce travail. Ainsi, à partir des résultats expérimentaux obtenus par spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz-TDS) sur un grand nombre de matériaux, nous avons pu concevoir deux familles de tags sur la base de ces différents matériaux. Par ailleurs, nous avons développé deux méthodes de codage d'une information binaire, toutes deux basées sur l'absence ou la présence de pics dans une BIP, pics dont la position et le nombre dépendent bien évidemment des défauts de périodicité introduits. Pour des applications liées à l'identification, des capacités de codage de près de 20

bits ont été démontrées. Nous avons aussi montré que la richesse d'information contenue dans la réponse électromagnétique de ces Tags THz peut être utilisée pour les applications liées à l'authentification unitaire, en utilisant comme critère de discrimination le coefficient d'autocorrélation. Nous avons ainsi pu évaluer les performances d'un test d'authentification basé sur ce critère dans différents domaines d'analyse : temporel, fréquentiel et temps-fréquence. Nous avons montré qu'une étude du spectrogramme (combinant temps et fréquence) est ainsi bien plus pertinente qu'une étude dans les seuls domaines temporel ou fréquentiel.

**Mots clés : Tags Chipless à bas coût, Identification, Authentification unitaire, Cristal photonique 1D, Spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz-TDS), Industrie papetière**

---

# ABSTRACT

**T**HIS thesis work deals with the development of a new generation of low-cost Chipless tags operating in the THz frequency domain, it has been supported by the french national agency for research (ANR-09-VERS-013 « THID »). It covers a wide area of applications such as the identification and/or unitary authentication of commercial items, identity papers, access control...To manufacture these tags, we proposed to use a periodic stack of dielectric material layers with different refractive index and whose thickness is of the order of the wavelength, commonly known as a one dimensional photonic crystal. The electromagnetic signature of such a structure exhibits photonic bandgaps (PBG), i.e. frequency windows in which light propagation is prohibited. We suggested modifying the periodicity of the crystal to create defect levels (peaks) for example in the 1st PBG to encode binary information. This particular structure allows to precisely tune an electromagnetic signature. To ensure a mass and cost effective industrialization, we retained basic materials which are widely used in the pulp and paper industry: paper and polyethylene. The choice of these materials, which must combine high index contrast and low absorption, represents the first and a crucial step in this work. We characterize a wide range of materials using classical THz time domain spectroscopy (THz-TDS) and we propose two families of tags based on paper and polyethylene. Furthermore, we developed two methods to encode binary information, both based on the absence or presence of peaks in a PBG, peaks whose number and position depend on the introduced defects of periodicity. In a real identification test, a coding capacity of nearly 20-bit has been demonstrated. We also showed that the information contained in the electromagnetic response of these THz tags can be used for other applications related to the unitary authentication and by using the correlation coefficient as criterion for discrimination of the different signatures. Therefore, we evaluate the performance of an authentication test based on this criterion in various analysis domains: time, frequency and time-frequency. We showed that a study of the spectrogram (combining time and frequency representation) is much more relevant than a study in the only time or frequency domain.

**Key words: Low-cost Chipless tags, identification, unitary authentication, 1D photonic crystal, THz Time Domain Spectroscopy (THz-TDS), Pulp and paper industry**



---

# TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS _____	i
RÉSUMÉ _____	iii
ABSTRACT _____	v
TABLE DES MATIÈRES _____	vii
LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES UTILISÉS _____	xi

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE _____</b>	<b>1</b>
------------------------------------	----------

## **CHAPITRE 1 : THID, VERS L'IDENTIFICATION AVEC LES CRISTAUX PHOTONIQUES DANS LE DOMAINE TERAHERTZ**

<b>I. INTRODUCTION _____</b>	<b>17</b>
<b>II. MATERIAUX A BANDES INTERDITES PHOTONIQUES _____</b>	<b>17</b>
II.1. Introduction _____	17
II.2. Dimensionnalité d'un cristal photonique _____	20
II.2.1. Bande interdite unidimensionnelle _____	20
II.2.2. Bande interdite bidimensionnelle et tridimensionnelle _____	24
<b>III. MODELISATION DES MATERIAUX A BANDES INTERDITES PHOTONIQUES _____</b>	<b>26</b>
III.1. Introduction _____	26
III.1. Les équations de Maxwell dans des matériaux de types différents _____	28
III.2. Les grandeurs photométriques _____	32
III.2.1. Calcul des coefficients de Fresnel _____	34
III.2.2. Calcul de la Réflexion et de la Transmission _____	36
III.3. Méthode de Matrices de Transfert _____	37
III.4. Algorithme et Organigramme de calcul _____	39
<b>IV. LES ONDES TERAHERTZ _____</b>	<b>42</b>
IV.1. Introduction _____	42
IV.2. La spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz TDS) _____	45
IV.3. Nouvelle évolution pour les lecteurs des tags THz _____	50
IV.3.1. Lecteurs THz en mode pulsé _____	50
IV.3.2. Lecteurs THz en mode continu _____	53
<b>V. L'IDENTIFICATION VIA DES CRISTAUX PHOTONIQUES DANS LE DOMAINE TERAHERTZ _____</b>	<b>55</b>

## CHAPITRE 2 : ÉTUDE DE MATÉRIAUX & DISPOSITIFS POUR L'IDENTIFICATION DANS LE DOMAINE THZ

<b>I. INTRODUCTION</b>	<b>69</b>
<b>II. CHOIX DES MATERIAUX</b>	<b>70</b>
II.1. Les Charges et les liants	70
II.1.1. Les Charges	70
II.1.2. Les liants	72
II.2. Les fibres et les polymères (films)	72
II.2.1. Les fibres	72
II.2.2. Les polymères synthétiques	75
II.3. Matériaux pour les couches réfléchissantes	76
II.4. Résultats de caractérisations des matériaux purs	77
II.4.1. Matériaux pour la réalisation des couches diélectriques	78
II.4.2. Matériaux pour la réalisation de couches réfléchissantes	81
<b>III. MODÈLES DE MILIEUX EFFECTIFS</b>	<b>82</b>
III.1. Description physique de la théorie du milieu effectif	83
III.2. Résultats des caractérisations des matériaux complexes par THz-TDS	85
III.2.1. Mélange à base de Latex	86
III.2.1.1. Mélange : TiO <sub>2</sub> -Latex	86
III.2.1.2. Mélange : CaCO <sub>3</sub> -Latex	88
III.2.2. Mélange à base de PEBD	89
<b>IV. FABRICATION ET CARACTÉRISATION DES TAGS THz</b>	<b>91</b>
IV.1. Choix des matériaux	91
IV.2. Description des prototypes de Tags	93
IV.3. Présentation de procédés de déposes des couches de haut et de bas indice	94
IV.3.1. L'enduction	94
IV.3.2. L'extrusion couchage et le contre collage	97
IV.3.2.1. L'extrusion couchage	97
IV.3.2.2. Le contre collage	97
IV.3.3. Pressage à chaud	98
IV.3.4. Limitations technologiques de fabrication	99
IV.4. Conception et caractérisation des structures à base de papier	100
IV.4.1. Conception de la structure	100
IV.4.2. Caractérisation optique des couches et analyse MEB	104
IV.4.3. Caractérisation dans le domaine THz	106
IV.5. Conception et caractérisation des structures à base de PEBD	112
IV.5.1. Conception de la structure	112
IV.5.1. Caractérisation optique des couches et analyse MEB	114
IV.5.2. Caractérisation dans le domaine THz	116
IV.5.2.1. Résultats de caractérisation en transmission	116
IV.5.2.2. Résultats de caractérisation en réflexion	119

## CHAPITRE 3 : IDENTIFICATION ET AUTHENTIFICATION UNITAIRE DANS LE DOMAINE THz

<b>I. INTRODUCTION</b>	<b>131</b>
<b>II. IDENTIFICATION THz</b>	<b>131</b>
II.1. Introduction	131
II.2. Méthodologies de conception des tags	133
II.2.1. Introduction	133
II.2.2. Technique des abaques	135
II.2.3. Recours à l'optimisation non linéaire	139
II.2.4. Ingénierie de défauts structuraux	141
II.2.4.1. Défauts faiblement couplés	141
II.2.4.2. Défauts géométriquement séparés	144
II.3. Approche retenue pour le codage de l'information	147
II.3.1. Présentation du principe de codage	147
II.3.2. Optimisation de la technique de codage	152
II.3.3. Validation expérimentale sur des tags THz	154
II.3.3.1. Tags pour des applications en transmission	154
II.3.3.2. Tags pour des applications en réflexion	158
II.3.3.3. Tags à base de papier	161
II.4. Etude de la robustesse de codage des Tags THz	163
II.4.1. Analyse de la répétabilité des mesures	164
II.4.2. Effet de l'incertitude sur l'épaisseur des couches	165
II.4.3. Analyse de l'homogénéité du tag	167
II.4.4. Effet de l'angle d'incidence	168
II.4.5. Influence de la température et de l'humidité	171
II.4.6. Effet du temps d'acquisition de mesure	171
II.5. Capacité de codage	172
<b>III. AUTHENTIFICATION UNITAIRE THz</b>	<b>174</b>
III.1. Introduction	174
III.2. Principe de l'authentification unitaire dans le domaine THz	175
III.2.1. Algorithme d'extraction de signature	175
III.2.2. Transposition en THz	176
III.3. Exemple d'authentification unitaire et étude des paramètres critiques : fenêtre temporelle d'analyse, décalage temporel de la mesure, effet du bruit,...	178
III.3.1. Exemple d'authentification sur une même fenêtre temporelle	178
III.3.2. Effet de la largeur temporelle de la fenêtre d'analyse	179
III.3.3. Effet du décalage temporel	180
III.3.4. Effet du bruit	181
III.3.5. Effet de l'atténuation	182
III.4. Études des performances de la structure pour l'authentification unitaire	182
III.4.1. Étude de la répétabilité de mesure	182



III.4.2. Étude de la reproductibilité de signature en différentes positions d'un même tag	183
III.4.3. Test d'authentification sur deux tags de la même famille	184
III.4.4. Test d'authentification sur deux tags de familles différentes	185
III.4.5. Authentification dans le domaine fréquentiel	187
III.4.6. Authentification dans le domaine Temps-Fréquence	189

**CONCLUSION GÉNÉRALE** \_\_\_\_\_ **201**

<b>Annexe 1</b>	<b>207</b>
<b>Annexe 2</b>	<b>219</b>
<b>Annexe 3</b>	<b>221</b>
<b>Annexe 4</b>	<b>222</b>
<b>Annexe 5</b>	<b>226</b>

---

# LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES UTILISÉS

## SYMBOLES ET CONSTANTES PHYSIQUES

$c$	célérité de la lumière $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} \approx 299\,792\,458\, m/s$
$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$	permittivité d'un milieu en $F/m$
$\epsilon_r$	permittivité relative d'un milieu, sans unité
$\epsilon_0$	permittivité absolue du vide $\frac{1}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot c^2} \approx 8.8541878 \cdot 10^{-12}\, F/m$
$\mu = \mu_r \cdot \mu_0$	perméabilité magnétique d'un milieu en $H/m$
$\mu_r$	perméabilité relative d'un milieu, sans unité
$\mu_0$	perméabilité absolue du vide $4\pi \cdot 10^{-7}\, H/m$
$n$	indice de réfraction, sans unité
$\tilde{\epsilon} = \epsilon' - i\epsilon''$	permittivité complexe d'un milieu
$\tilde{n} = n - ik$	indice de réfraction complexe, $\tilde{n}^2 = \tilde{\epsilon}$
$k = \frac{\alpha}{4\pi} \cdot \lambda$	coefficient d'extinction
$\alpha$	coefficient d'absorption, $m^{-1}$
$\lambda$	longueur d'onde, $m$
$f$	fréquence, $Hz (s^{-1})$

## TERMES TECHNIQUES

<i>ASK</i>	Amplitude Shift Keying
<i>BIP</i>	Bande Interdite Photonique
<i>FDTD</i>	Finite Difference Time Domain
<i>FSK</i>	Frequency Shift Keying
<i>MEB</i>	Microscope Électronique à Balayage
<i>OOK</i>	On-Off Keying
<i>PPM</i>	Pulse-Position Modulation
<i>PSK</i>	Phase Shift Keying
<i>PVD</i>	Physical Vapor Deposition

<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
<i>RFID</i>	Radio Frequency Identification
<i>THz</i>	Terahertz
<i>TME</i>	Théorie du milieu effectif
<i>TMM</i>	Transfer Matrix Method
<i>CP</i>	Cristal Photonique
<i>TE</i>	Transverse Electrique
<i>TM</i>	Transverse Magnétique
<i>FWHM</i>	Full Width at Half Maximum
<i>PEBD</i>	Polyéthylène de basse densité
<i>PEHD</i>	Polyéthylène de haute densité

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**



---

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## I. INTRODUCTION

**L**ES besoins d'identification et d'authentification sont des sujets d'importance capitale dans les sociétés modernes. Tous les secteurs de la société : économie, santé, sécurité-défense, éducation ... font appel à l'identification et/ou à l'authentification. Ceci est particulièrement vrai pour l'identification des articles commerciaux, des papiers d'identités, des personnes dans le cadre de contrôle d'accès, en milieu industriel, militaire, ainsi qu'en milieu médical.

La course vers le développement de technologies innovantes pour l'identification automatique a été mis au point il y a bien longtemps avec le tisserand français Basile Bouchon en 1725<sup>[1]</sup>. Grâce à son système constitué de bandes de papier perforé, il a mis au point un métier à tisser semi-automatique. Plus tard, son compatriote, Joseph Marie Jacquard a repris l'idée du langage codé par des trous sur papiers pour les placer cette fois sur une carte métallique. Cette révolution lui a permis de concevoir la machine Jacquard, entièrement automatique, programmable et commercialisable. Ces cartes perforées ont donné naissance, après plusieurs années de développement et d'amélioration (Charles Babbage en 1834<sup>[2]</sup>, Herman Hollerith en 1889<sup>[3]-[5]</sup>,...), aux premiers systèmes d'identifications aujourd'hui encore les plus utilisés : « les codes à barres » qui sont apparus pour la première fois en 1949<sup>[6][7]</sup>. La méthode de codage simpliste de ces codes à barres est l'une des clés de sa présence dans chaque facette de notre vie. Aussi, l'acquisition des informations s'est automatisée pour devenir plus rapide et plus fiable qu'avec les techniques classiques comme les cartes perforées. Ainsi, ce code à barre est devenu un outil indispensable pour la gestion de l'entreprise (production, stocks, commandes et traçabilité des objets). Cependant, leur utilisation souffre encore de plusieurs gros inconvénients : durée de vie limitée, stockage d'informations restreint, manque de fiabilité et de sécurité, lecture directe et à faible distance (<1m), sensible aux conditions ambiantes (sécurité, humidité),...

Pour certaines applications et compte-tenu des inconvénients de ces étiquettes, il a été primordial de mettre en place une nouvelle famille de tags avec de meilleures performances. L'identification par radiofréquence (RadioFrequency Identification : RFID) dont le principe a été introduit il y a plus de 60 ans (1945)<sup>[8]-[12]</sup> est une des technologies majeures qui connaît un essor considérable dans le domaine de l'identification/authentification. C'est une technique de capture automatique, par lecture radio à distance, des informations contenues dans une étiquette. L'étiquette est constituée d'une puce électronique qui contient les données et d'une antenne qui assure la communication avec un lecteur dédié (cf. exemple de tags RFID : Figure 1).



*Figure 1. Exemples de Tags RFID*

De nombreuses études prospectives<sup>[13]</sup> montrent que l'identification par RFID connaîtra un essor économique considérable dans les années à venir et on situe le marché de la RFID à plusieurs milliards d'euros par an. Même si le marché de la RFID a été en deçà des prévisions pour 2013, il n'en demeure pas moins qu'il est passé de 5.13 G€ en 2012 à 5.80 G€ en 2013 soit une progression de l'ordre de 13%<sup>[14]</sup>. Le nombre de tags installés en 2013 est supérieur à 2.25 milliards. D'ici 2017, le nombre des tags RFID sans puce (en anglais : Chipless RFID tag) devrait atteindre 156.4 milliards<sup>[15]</sup>. De nombreuses études prospectives<sup>[13][16]</sup> montrent une progression très forte du marché de la RFID qui devrait quintupler pour atteindre près de 6,77 G€ en 2014 et 22.24 G€ à l'horizon 2024 alors que le nombre de tag serait multiplié par plusieurs centaines par rapport à 2013<sup>[14]</sup>. Le taux de croissance annuel moyen du marché mondial RFID prévoit une augmentation de 22.4 % sur la période 2013-2018<sup>[17]</sup>. Il s'agit donc d'un marché déjà considérable et en très forte croissance. Il faut donc s'attendre à une généralisation, voir une banalisation de l'utilisation des tags RFID dans de très nombreux domaines de la vie quotidienne. Un exemple très concret est

l'étiquetage des emballages cartons/papiers pour une utilisation journalière. En effet, on estime le nombre d'emballages écoulés annuellement en Europe à 375 milliards d'unités, chiffre qui ne représente que 20 % de l'ensemble des emballages toutes catégories confondues (cartons, papiers, verre, plastique). Pour cette seule application, on voit très clairement que le nombre de tags se comptera en centaines de milliards et ce annuellement.

Par ailleurs, la naissance d'une nouvelle science, technologie, invention,... est toujours accompagnée d'un sentiment de satisfaction, mais il n'en demeure pas moins qu'il y a aussi un sentiment d'anxiété. Une inquiétude qui nous incite à se poser plusieurs questions sur la sécurité de cette nouvelle technologie, son impact sur notre mode vie, son respect de notre vie privée, son accessibilité,... d'une manière générale quels sont ses avantages et ses inconvénients ?

Ainsi, malgré les nombreux avantages que procurent la RFID son déploiement demeure freiné, par plusieurs facteurs aussi bien économiques, que technologiques ou sociétaux. Parmi ces freins on peut citer le coût encore trop élevé des tags mais également le manque de fiabilité et de sécurité dans les informations contenues dans la puce RFID. En effet la présence d'une puce électronique qui communique grâce à un protocole bien défini, qui autorise l'accès aux données et surtout leur modification par quiconque connaît (ou peut connaître) le protocole de communication. Différentes techniques de piratage ont été développées et testées avec succès. Nous citons, par exemple, la technique Brute Force Key Search, Time-Memory Trade-Offs, Algebraic Attacks... Aussi, nous trouvons plusieurs sites, blog et des conférences pour hackers qui ont fait des démonstrations de ce type. Il est ainsi possible avec moins de dix euros d'équipement accessible en ligne et un simple lecteur RFID d'intercepter les informations présentes sur une carte RFID<sup>[18]-[22]</sup>. Bien que les outils de piratage et les moyens de sécurisation se développent tout aussi rapidement, on peut imaginer un système d'identification et/ou authentification définitivement non vulnérable au piratage. En outre, dans certaines applications les tags à puce ne permettent pas de supporter les températures trop basses ou trop élevées ou encore les vibrations mécaniques importantes. Ceci est particulièrement vrai dans le domaine du transport mais aussi de l'aéronautique ou du spatial. Pour répondre à cette problématique, des tags passifs, sans puce, ont vu le jour et dont les performances sont prometteuses pour bon nombre d'applications aussi bien spécifiques que grand public. Le fait de se soustraire aux contraintes liées à la puce permet, en plus de



diminuer le coût, d'avoir des tags globalement plus robustes au niveau de la distance de fonctionnement, du taux de lecture, des tenues en vibration et en température...

D'un autre côté, étant donné la quantité de tags mise en jeu, il est primordial de mettre en place les moyens de recyclage une fois le tag « désactivé ». Il est évident que des tags à puce seront plus problématiques à recycler à cause de la puce RFID et de son système de raccordement à l'antenne. Un tag sans puce n'aurait pas cet inconvénient, surtout s'il est constitué de matériaux fortement recyclables comme le papier. Dans le futur, l'information contenue dans le tag lui-même pourrait être utilisée pour contribuer à l'opération de recyclage. Ceci est particulièrement vrai dans le domaine de l'emballage de type cartons ou papier. Le tag pourrait alors contenir une information utile pour le recyclage, par exemple des données sur les matériaux constitutifs de l'emballage. Là encore l'utilisation de tags sans puce constitue une alternative.

Malgré cet engouement, de nombreuses questions restent posées quant à l'utilisation de RFID et la diffusion d'un très grand nombre de tags dans nos activités et notre environnement quotidien. Ces interrogations concernent, aussi bien les aspects économiques que les aspects d'ordre sociétal et environnemental. De telles interrogations ne sont pas spécifiques à la RFID mais elles prennent un caractère particulier en RFID car le nombre de tags se chiffre en dizaines de milliards. Alors, ceci peut nous amener à faire appel à une nouvelle solution appelée la THID !

## **II. QU'EST-CE QUE C'EST LA « THID » ?**

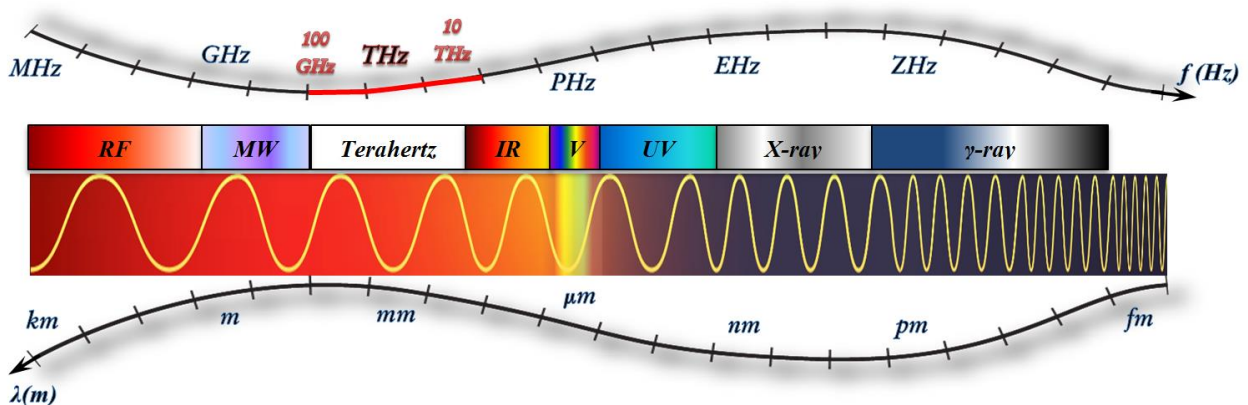
La TeraHertz IDentification (THID) est une piste pour suppléer à la RFID dans le futur. La THID est une nouvelle génération de tags Chipless à bas coûts, qui peut présenter une structuration particulière de matériaux diélectriques utilisés dans l'industrie papetière tout en intégrant des informations lisibles dans le domaine TeraHertz (THz). Elle permet de répondre aux questions suivantes : Comment peut-on intégrer des informations dans le corps d'un objet physique ? Comment ces informations deviennent invisibles, lisibles, interactives,... dans le monde numérique ?

La mise au point de tags bas coût et « infalsifiables » est aujourd'hui très attendue. Il serait ainsi particulièrement intéressant de pouvoir lire un code d'identification renseignant sur le contenu d'un contenant quelconque, sans que ce code ne puisse être ni lu, ni modifié par

une personne non habilitée, fusse-t-elle très près. Pour ce faire, la réalisation de tags sans puce constitue une solution très attractive. Ainsi, nous nous proposons de développer une nouvelle génération de tags sans puce, donc sans batterie, et dont l'information serait inscrite non pas en surface mais dans le volume du tag. Le codage d'information en volume permet contrairement au codage en surface de rendre les données non visibles, peu sensibles aux détériorations lors des manipulations, la rétro-ingénierie trop complexe... Le codage sera ainsi réalisé par une structure multicouche dont les épaisseurs sont de l'ordre de la longueur d'onde. D'autre part, l'épaisseur de ces tags doit être de l'ordre du  $mm$  ( $\leq 1 mm$ ) afin que ces tags soient facilement intégrables dans l'emballage d'un produit par exemple. De ce fait, l'ensemble des fréquences constituant le spectre radiofréquence utilisées dans la RFID n'est pas compatible avec une telle application. Par contre, compte-tenu des longueurs d'onde dans le domaine THz, cela devient possible. Ces tags THz pourraient aussi être combinés avec des étiquettes RFID sans puce plus classique. Ainsi l'utilisateur aura à sa disposition trois possibilités de mémoriser son information : uniquement en surface (RFID) uniquement en THz (THID) ou simultanément en surface et en volume. L'association des deux informations apporterait alors une flexibilité et un codage supplémentaire très intéressant accroissant le niveau de sécurité/sûreté.

Les dernières avancées en termes de caractérisation de matériaux ou de dispositifs dans le domaine de l'infrarouge lointain sont étroitement liées au développement de la spectroscopie THz dans le domaine temporel, initié à la fin des années 1980. Le domaine des ondes électromagnétiques THz (cf. Figure 2) est resté longtemps difficile d'accès même si les méthodes de spectroscopie par transformée de Fourier ont permis et permettent encore de réaliser des études de qualité. Cette situation a radicalement changé avec l'avènement de la spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz-TDS), basée sur des techniques optoélectroniques. Cette technique récente a connu un formidable essor au cours de la précédente décennie et est aujourd'hui devenue mature<sup>[23][24]</sup>. Après cette phase de développement et de mise au point, les études ont progressivement glissées vers les applications avec en premier lieu la caractérisation de matériaux. Aujourd'hui, les applications potentielles et prometteuses sont multiples, comme par exemple dans les domaines du médical, de l'environnement ou encore de la sécurité. Les ondes THz sont particulièrement intéressantes pour ces applications et font l'objet d'importants travaux de recherche, pour trois raisons principales :

- les ondes THz sont non ionisantes et ne présentent donc a priori pas de risque pour la santé humaine<sup>[25]-[29]</sup>,
- de nombreux matériaux (milieux diélectriques, non polaires, ...) opaques dans le visible ou l'infrarouge sont transparents à ces ondes, lesquelles permettent ainsi de voir « au travers » de ces matériaux,
- certaines substances « sensibles » comme les drogues ou les explosifs présentent souvent des signatures spectrales caractéristiques et discriminantes dans ce domaine de fréquences<sup>[30][31]</sup>.



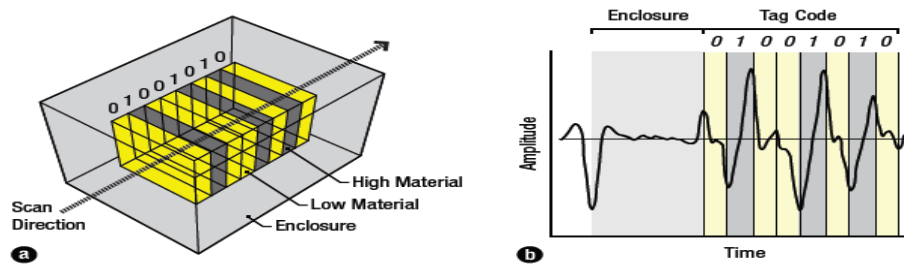
**Figure 2.** Positionnement du rayonnement THz dans le spectre électromagnétique

L'absorption du signal THz est forte lorsque les matériaux contiennent des charges libres (métaux, semi-conducteurs, liquides ioniques) ou lorsque leurs molécules peuvent absorber des photons THz (molécules polaires). Actuellement, la plupart des études concernant des applications potentielles des ondes THz ciblent essentiellement les domaines de la sécurité des personnes et des biens (détection de drogue, d'explosif ou d'arme par imagerie ou spectroscopie) dans les lieux publics (aéroport, gare ferroviaire, ...). Ainsi, plusieurs projets au niveau international ont pour but de développer des systèmes comme des portiques de détection aéroportuaires (exemple : projet européen Teraeye – [www.teraeye.com](http://www.teraeye.com)). D'autres applications concernent également le domaine médical : imagerie et contrôle industriel non destructif par exemple.

C'est dans le cadre d'un élargissement des applications potentielles du THz que se positionne ce projet prospectif et applicatif, qui a pour objectif l'étude de structures purement passives (Chipless) pour l'identification de produits nécessitant un très haut niveau de sécurité : des tags THz infalsifiables intégrant une information confidentielle ne pouvant être

lue qu'à courte distance avec un lecteur spécifique. S'agissant de tags THz, nous n'avons pas trouvé de publications sur le sujet de recherche que nous proposons. Seules deux équipes travaillent sur le développement d'une technique d'identification au moyen de signaux THz. A l'université de Glasgow (Royaume-Uni), où des recherches dans cette nouvelle direction ont été initiées par le professeur Cumming. Cette équipe a déposé un brevet<sup>[32]</sup> qui est basé sur le principe de l'holographie transposée dans le domaine THz. La lecture de l'information y est codée grâce à une structure de type réseau, enfoui dans l'objet à identifier et nécessite une technique d'imagerie pour la lecture. Ce type de technique est très lourd et coûteux à mettre en œuvre actuellement pour ce domaine de fréquences puisque qu'elle demande d'imager le dispositif. Notre approche est totalement différente et nécessite notamment un système de lecture bien plus simple. Alors que le dispositif proposé par l'équipe de Glasgow nécessite une matrice de détecteurs pour sa lecture, le dispositif que nous proposons ici repose sur la reconnaissance d'une signature spectrale spécifique qui peut être mesurée par un détecteur unique. Par ailleurs, une équipe de la célèbre société d'édition de logiciels 2D/3D « Autodesk » et « Microsoft Research », a développé récemment (2013) des tags « InfraStructs »<sup>[33]</sup>. Son principe est basé sur l'imagerie THz. En effet, ils se limitent seulement à l'identification des objets transparents dans le THz. En incorporant dans l'objet à identifier, un matériau structuré de façon régulière ou aléatoire, le signal THz permet de créer une image qui sera ensuite décodée avec un algorithme dédié pour en extraire les informations utiles. Ces tags peuvent être utilisés pour coder l'information de cinq manières différentes : Gray Code, Geometric, random void, matrix et visual. Concernant le code de Gray, ils se sont référés à nos résultats publiés en 2011<sup>[34]</sup>. Ils ont présenté un exemple de codage sur 8 *bits* avec un tag unidimensionnel (1D) en utilisant une signature temporelle. Il est primordial de comparer la capacité de codage théorique ou expérimentale des tags THID et des tags InfraStructs. Néanmoins, au regard de cette publication<sup>[33]</sup> il semble que la capacité de codage maximale soit de 8 *bits*. Plus précisément, dans l'exemple de ce codage sur 8 *bits*, le décodage résulte d'une simple comparaison entre les positions temporelles des pics et les indices de réfraction des couches. Pour une interface entre une couche à haut indice (état 1 ou vrai) et une autre à bas indice (état 0 ou faux) cela devrait correspondre dans la signature temporelle à un pic et dans le cas d'une interface inverse ça correspond à un creux (cf. Figure 3). D'autre part, en ce qui concerne le calcul du nombre de bit effectif, l'auteur n'a pas considéré le problème de symétrie des combinaisons possibles. Phénomène qui réduira considérablement le nombre bits de codage effectif. Notons aussi que ce type de codage souffre d'un grave problème lorsque l'absorption croît (suivant le choix des matériaux constituant les couches)

puisque l'amplitude des pics diminuera drastiquement. De ce fait, l'algorithme de codage ou décodage pourrait ne plus être capable de différencier un état vrai (1) d'un état faux (0).



**Figure 3. a) :** Un tag « InfraStructs » utilisé pour un code de Gray, **b) :** Illustration de la technique de décodage [33]

Notre projet apporte donc une contribution nouvelle dans le domaine de l'identification/authentification sécurisée. Il est novateur dans son principe d'exploitation des technologies THz. Il est ambitieux quant à la sécurisation des données et complémentaires aux projets de type RFID. Nous avons choisi de travailler sur des technologies qui permettent de sécuriser les données « à la source », ce qui aura automatiquement un impact sur le système de lecture et le système de collecte de données et de traitement, qui est présent dans toute autre application de cette nature. Etre sécurisé et savoir que l'information sur le tag est fiable est une propriété fondamentale qui aura un impact simplificateur certain sur l'architecture et la rapidité du système de traitement (middleware et software).

Ce projet s'appuie sur l'expertise du laboratoire IMEP-LAHC dans le domaine THz et sur l'apport industriel du Centre Technique du Papier, grâce à ses compétences et ses savoir-faire dans le domaine des matériaux de type papier et polymères ainsi que sur un savoir-faire en matière d'innovation de la technologie RFID à travers le laboratoire LCIS. Le projet a pour but de contribuer au développement de la RFID de futur en travaillant sur un nouveau concept de tag particulièrement adapté aux applications sécurisées et vise la mise au point d'un démonstrateur. Nous nous sommes aussi appuyé sur des études antérieures menées dans notre laboratoire dans le cadre de travaux relatifs aux cristaux photoniques unidimensionnels [34][35].

Ce rapport de thèse est scindé en trois chapitres et organisé de la façon suivante :

- Un premier chapitre consiste à introduire la famille de matériaux dite à bandes interdites photoniques en citant quelques domaines d'application. Ensuite je présente un bref rappel des différentes méthodes de modélisation

électromagnétique appliquées à ces structures multicouches pour le calcul des grandeurs photométriques. La dernière partie de ce chapitre s'intéresse à la technique de spectroscopie térahertz dans le domaine temporel (THz-TDS) ainsi que les techniques utilisées pour la génération et la détection du rayonnement térahertz.

- Le deuxième chapitre se rapporte à l'étude des matériaux potentiellement compatibles avec la solution de tag THz proposé. J'aborderai cette partie par un descriptif général de ces différents matériaux ainsi que les résultats de caractérisation en transmission et en réflexion dans le domaine THz. J'étudierai par suite le comportement de ces matériaux pour pouvoir sélectionner le modèle de prévision de propriétés optiques le plus approprié (indice de réfraction et coefficient d'extinction). Les différents résultats de modélisations seront validés par des résultats expérimentaux. Ensuite, j'entamerai la partie conception de la structure codante de l'information en tenant en compte un certain nombre de facteurs comme la possibilité d'industrialiser la production des tags, leur coûts, leur performances en terme de capacité de codage... Finalement, je présenterai les méthodes de fabrication ainsi que les résultats de caractérisation au MEB et en THz-TDS de prototypes de tags fabriqués pour l'identification et/ou l'authentification.
- Le troisième chapitre sera dédié, en première partie, à la présentation de différentes techniques de codage pouvant être appliquées aux tags THz. Ainsi, nous proposons plusieurs méthodologies de conception des tags. Deux approches de codages seront aussi développées et mises en œuvre dans des applications en transmission et en réflexion. J'évaluerai à la fin de cette première partie les performances de ces prototypes. En deuxième partie, je me focaliserai sur une deuxième voie d'utilisation de ces tags THz qui est l'authentification unitaire dans le domaine temporel, fréquentiel ainsi que dans le domaine temps-fréquence.

## REFERENCES

- [1] J. C. Heudin, *Les créatures artificielles: des automates aux mondes virtuels*, Paris, Odile Jacob, 494 pages, 2008
- [2] Doron D. Swade, “The Construction of Charles Babbage's Difference Engine No. 2,” *IEEE Annals of the History of Computing*, Vol. 27, No. 3, pp. 70-78, July-September, 2005
- [3] H. Hollerith, “Art of compiling statistics,” U.S. Patent 395-781, January 1889
- [4] H. Hollerith, “An Electric Tabulating System,” *The Quarterly, Columbia University School of Mines*, Vol. X, No.16, pp.238-255, April 1889
- [5] Hollerith, Herman, “The Electric Tabulating Machine,” *Journal of the Royal Statistical Society*, Vol. 57, No. 4, pp.678-682, December 1894
- [6] N. J. Woodland, N. J. Ventnor, B. Silver, “Classifying apparatus and method,” US Patent 2-612-994, October 1952
- [7] I. Bilgutay, “Bar Code Font,” US Patent 3-832-686., August 1974
- [8] H. Stockman, “Communication by Means of Reflected Power,” *Proceedings of the I.R.E*, Vol. 36, pp. 1196–1204, 1948
- [9] Charles A. Walton, “Portable radio frequency emitting identifier,” U.S. Patent 4-384-288, May 1983
- [10] Klaus Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*, United Kingdom, John Wiley & Sons, Ltd., 478 pages, 2010
- [11] David P. Himmel, “Some Real-World Experiences with Handprinted Optical Character Recognition,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. SMC-8, No. 4, pp. 288-292, April 1978
- [12] S. Mori, H. Nishida and H. Yamada, *Optical Character Recognition*, Canada, John Wiley and Sons, Inc., 560 pages, 1999
- [13] Source IdTechex, [Disponible en ligne] <http://www.idtechex.com/>, 2013

- [14] R.Das and P. Harrop, “RFID Forecasts, Players and Opportunities 2014-2024, The total RFID market will be worth \$30.24 billion by 2024,” October 2013 [Disponible en ligne : [www.idtechex.com](http://www.idtechex.com), [Link](#) ] (visité en mars 2014)
- [15] Chipless RFID Tags: A Global Strategic Business Report, “Recession leads to RFID market consolidation,” 1 April 2012 [Disponible en ligne : [www.companiesandmarkets.com](http://www.companiesandmarkets.com), [Link](#) ] (visité en janvier 2014)
- [16] [Disponible en ligne] <http://www.abiresearch.com/home.jsp?view=RFID>, 2013
- [17] [Disponible en ligne] <http://www.rfidjournal.com/>, 2013
- [18] BBtv - How to hack RFID-enabled credit cards for 8\$, [Disponible en ligne : <http://www.boingboing.net/2008/03/19/bbtv-how-to-hack-an.html>] (visité en janvier 2014)
- [19] A. Newitz and J. Westhues, “Demo: Cloning a Verichip,” July 2006, [Disponible en ligne] <http://www.cq.cx/verichip.pl> (visité en décembre 2013)
- [20] H. Plötz and K. Nohl, “Analyzing RFID Security,” Berlin Congress Center, Germany, *25th Chaos Communication Congress*, 29 December 2008,
- [21] F. Brown, “RFID Hacking : Live Free or RFID Hard,” Las Vegas, USA, *NV Black Hat USA 2013*, 01 August 2013
- [22] H. Welte, “Reverse Engineering a real-world RFID payment system,” Berlin Congress Center, Germany, *27th Chaos Communication Congress*, December 2010
- [23] L. Duvillaret, F. Garet, J.-L. Coutaz, “A reliable method for extraction of material parameters in THz time-domain spectroscopy,” *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.* 2, pp. 739–746, 1996
- [24] L. Duvillaret, F. Garet, J.-L. Coutaz, “Highly precise determination of optical constants and sample thickness in terahertz time-domain spectroscopy,” *Appl. Opt.*, Vol. 38, pp. 409–415, 1999
- [25] T. Löffler, K. Seibert, S. Czasch, T. Bauer, h. Roskos, “Visualization and classification in biomedical terahertz pulsed imaging,” *Phys. Med. Biol.*, Vol. 47, pp. 3847-3852, 2002



- [26] A. R. Orlando and G.P. Gallerano, “Terahertz Radiation Effects and Biological Applications”, *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, Vol. 30, pp. 1308–1318, 2009
- [27] E. Berry, JM. Chamberlain and MA. Smith, “Medical terahertz pulsed imaging: the interaction of terahertz radiation with biological tissue,” Investigation organized by University of Leeds, PSRC Research Topic Classifications : Image & Vision Computing, GR/N39678/01, 01 October 2000-30 September 2003
- [28] E. Berry, “Risk perception and safety issues,” *J. Biol. Phys.*, Vol. 29, pp. 263–267, 2003
- [29] R. H. Clothier and N. Bourne, “Effects of THz exposure on human primary keratinocyte differentiation and viability,” *J. Biol. Phys.* Vol. 29, pp. 179–85, 2003
- [30] K. Kawase, Y. Ogawa, Y. Watanabe, “Non-destructive terahertz imaging on illicit drugs using spectral fingerprints”, *Opt. Exp.* Vol. 11, pp. 2549-2554, 2003
- [31] J. F. Federici, B. Schulkin, F. Huang, D. Gary, R. Barat, F. Oliveira, D. Zimdars, “THz imaging and sensing for security applications – explosives, weapons and drugs,” *Semicond. Sci. Technol.* Vol. 20, pp. 266-280, 2005
- [32] D. R. S. Cumming and T. D. Drysdale, “Security tag,” U. S. Patent Application Publication, GB 0305606.6, 12 March 2003
- [33] Karl D. D. Willis and Andrew D. Wilson, “InfraStructs: fabricating information inside physical objects for imaging in the terahertz region,” *ACM Trans. Graph.* Vol. 32, Issue 4, pp. 138:1-138:10, July 2013
- [34] M. Bernier, F. Garet, E. Perret, L. Duvillaret, and S. Tedjini, “Terahertz encoding approach for secured chipless radio frequency identification,” *Applied Optics*, Vol. 50, pp. 4648-4655, 2011
- [35] S. Tedjini, E. Perret, V. Deepu, M. Bernier, F. Garet and L. Duvillaret “Chipless Tags for RF and THz Identification,” *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on* , pp. 1–5, Barcelona, Spain, 12–16 April 2010 [Disponible en ligne : [Link](#)]

**THID, vers l'Identification avec les Cristaux**

**Photoniques dans le Domaine TéraHertz**



## CHAPITRE

---

# 1 THID, VERS L'IDENTIFICATION AVEC CRISTAUX PHOTONIQUES DANS LE DOMAINE TÉRAHERTZ

---

## Sommaire

<b>I. INTRODUCTION</b>	<b>17</b>
<b>II. MATERIAUX A BANDES INTERDITES PHOTONIQUES</b>	<b>17</b>
II.1. Introduction	17
II.2. Dimensionnalité d'un cristal photonique	20
II.2.1. Bande interdite unidimensionnelle	20
II.2.2. Bande interdite bidimensionnelle et tridimensionnelle	24
<b>III. MODELISATION DES MATERIAUX A BANDES INTERDITES PHOTONIQUES</b>	<b>26</b>
III.1. Introduction	26
III.1. Les équations de Maxwell dans des matériaux de types différents	28
III.2. Les grandeurs photométriques	32
III.2.1. Calcul des coefficients de Fresnel	34
III.2.2. Calcul de la Réflexion et de la Transmission	36
III.3. Méthode de Matrices de Transfert	37
III.4. Algorithme et Organigramme de calcul	39
<b>IV. LES ONDES TERAHERTZ</b>	<b>42</b>
IV.1. Introduction	42
IV.2. La spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz TDS)	45
IV.3. Nouvelle évolution pour les lecteurs des tags THz	50
IV.3.1. Lecteurs THz en mode pulsé	50
IV.3.2. Lecteurs THz en mode continu	53
<b>V. L'IDENTIFICATION VIA DES CRISTAUX PHOTONIQUES DANS LE DOMAINE TERAHERTZ</b>	<b>55</b>

---



## I. INTRODUCTION

La demande perpétuelle et sans cesse grandissante d'accès à des bandes passantes non exploitées et non réglementées pour les nouveaux systèmes de communication sans fil a considérablement contribué à l'extension des fréquences de fonctionnement vers la plage de fréquence THz. Bien que ce domaine de fréquence ait déjà suscité l'attention de beaucoup de recherches et ait été largement étudié, aussi bien expérimentalement que théoriquement, il demeure encore à l'état embryonnaire au niveau des applications pour l'identification et/ou l'authentification qui font l'objet de mon travail de thèse. Les progrès en matière d'identification ont longtemps reposé sur les puces RFID. L'amélioration de leur architecture s'est basée principalement sur des études de matériaux constituant l'antenne. Aujourd'hui, la nouvelle voie qui consiste à développer des tags novateurs fonctionnant dans un domaine de fréquence différent reposera, en premier lieu, sur la recherche de nouveaux dispositifs. Ces dispositifs recherchés devraient aller au-delà du transport des ondes électromagnétiques et manifester ainsi de nouveaux effets physiques tel que le contrôle « spatio-temporel » de la propagation des ondes en fonction de la fréquence.

Dans cette partie, je présente les principes physiques de base de cette famille de dispositifs. L'accent sera mis ensuite sur les méthodes de modélisation de la propagation des ondes THz dans ces structures. Pour introduire à la dernière partie de ce chapitre la technique de spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz-TDS) et plus précisément les techniques utilisées pour la génération et la détection du rayonnement térahertz, nous citerons ensuite quelque exemple d'application de ces structures en mettant l'accent sur les applications liées à l'identification dans le domaine THz.

## II. MATERIAUX A BANDES INTERDITES PHOTONIQUES

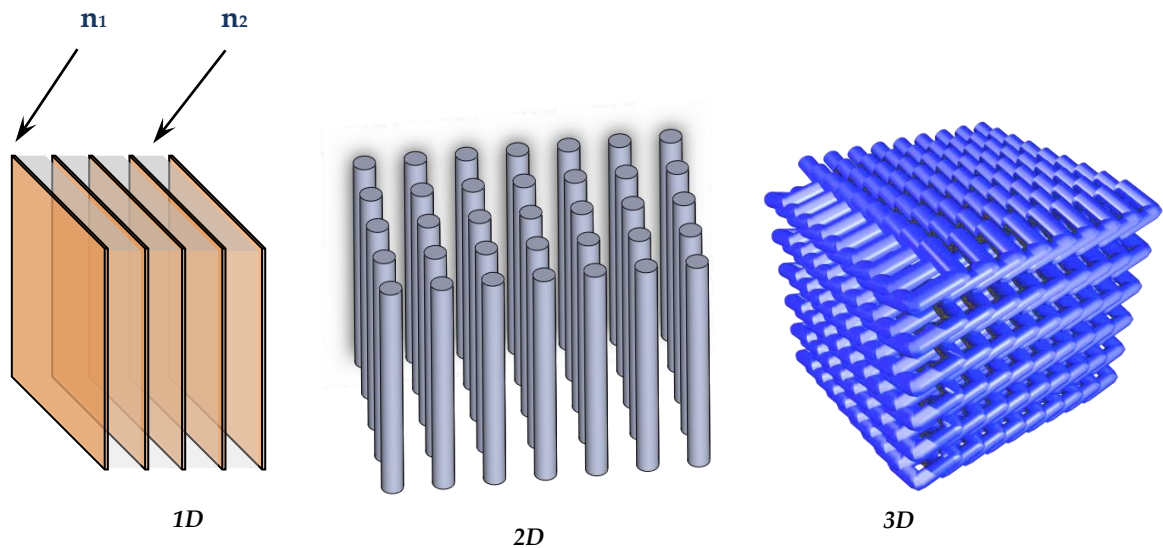
### II.1. Introduction

Aujourd'hui, le contrôle des matériaux s'est étendu pour y inclure leurs propriétés électriques. Ainsi, les progrès de la physique des semi-conducteurs nous ont permis d'adapter les propriétés de conduction de certains matériaux, lançant ainsi la révolution du transistor dans l'électronique. Il est difficile d'évaluer l'impact que les avancées dans ces domaines ont eu sur notre société. Avec de nouveaux alliages et de la céramique, les scientifiques ont inventé des supraconducteurs à haute température et d'autres matériaux exotiques formant ainsi la base des technologies d'avenir. Pour autant, les chercheurs ont ressenti la volonté de s'orienter de l'électronique du XX<sup>ème</sup> siècle à la photonique du XXI<sup>ème</sup>. A titre de comparaison, la

transmission des données assurées par les photons est moins coûteuse au sens de l'énergie consommée que celle assurée par l'électron<sup>[1]</sup>. Ainsi, nul besoin d'être devin pour prédire l'avènement de cette science de la lumière qui va encore une fois révolutionner les technologies numériques. Ainsi, la photonique est considérée aujourd'hui comme une technologie critique, objet de véritables révolutions scientifiques, technologiques et industrielles.

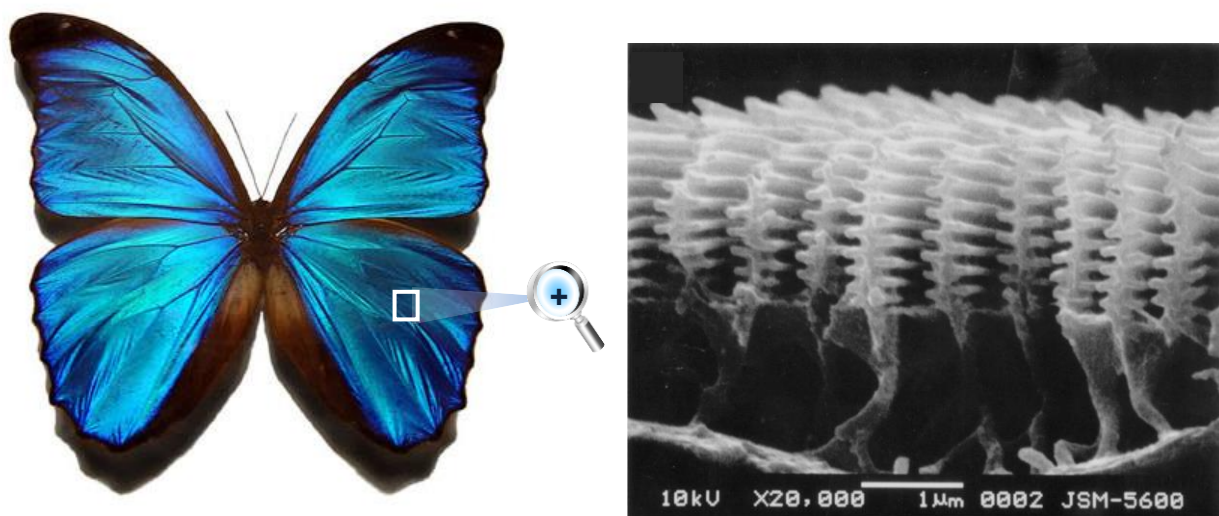
Au cours de ces dernières décennies, une nouvelle frontière a été ouverte. Celle du contrôle de la réponse électromagnétique de certains types de matériaux. Une large gamme de développements technologiques devient ainsi possible à qui est capable de concevoir un matériau dont la propagation des ondes électromagnétiques pour certaines bandes de fréquences et certains angles d'incidence est interdite ou permise. Cette prodigieuse propriété de « bande interdite » ou « gap » a été découverte pour la première fois par Lord Rayleigh en 1887 dans des structures de type miroir de Bragg<sup>[1]-[3]</sup>. Ce n'est que 100 ans plus tard, précisément en 1987, que le concept de la bande interdite a été généralisé à deux et trois dimensions mais cette fois-ci sous le nom d'un « cristal photonique (CP) »<sup>[4]-[6]</sup>. En 1991, Eli Yablonovitch et son équipe ont réalisé le premier cristal photonique artificiel<sup>[7]</sup> fonctionnant aux longueurs d'onde centimétriques ; ce cristal artificiel fût appelé Yablonovite.

Ces cristaux ont suscité un intérêt important dans la communauté scientifique. En effet, ce matériau, dans lequel l'indice de réfraction varie de façon périodique à une, deux ou trois dimensions (1D, 2D et 3D) lorsque la variation dans celui-ci se fait dans une, deux ou les trois directions de l'espace (cf. Figure 1), présente des propriétés optiques spécifiques. En conséquence, les cristaux photoniques sont aujourd'hui au cœur de la convergence technologique et industrielle susceptible de générer de nouveaux secteurs d'innovation, présent dans le domaine de la microélectronique et les technologies de l'information et de la communication. Ainsi, le développement de ce nouveau matériau ouvre des nouvelles perspectives pour le stockage optique, le confinement de la lumière, les écrans, les sources optiques, les capteurs, les lasers, les systèmes micro-ondes et les fibres optiques ou miroirs qui n'induiraient pas de perte d'énergie. Le principal phénomène physique mis en jeu dans ces matériaux est connu sous le nom de bande interdite photonique (BIP), en anglais Photonic Band Gap (PBG)



**Figure 1.** Les trois différents types de cristaux photoniques : unidimensionnels (1D), bidimensionnels (2D) et tridimensionnels (3D)

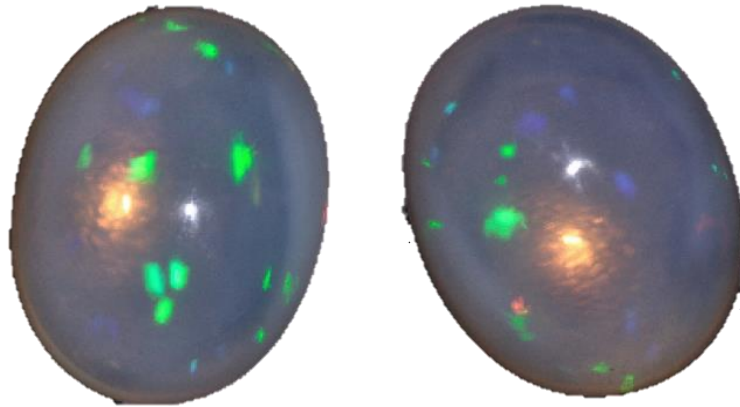
Par ailleurs, ce phénomène existe déjà dans la nature comme par exemple l'origine du secret des couleurs vives et irisées (en particulier bleu) que nous trouvons sur la peau, les ailes ou les plumes d'oiseaux mouches (les colibris), poissons tropicaux, les papillons Morpho d'Amazonie,... [8]-[11]. En réalité, la pigmentation habituelle ne permet pas de générer un tel phénomène. En effet, cette irisation qui entre dans le cadre des stratégies de signalisation ou camouflage est due à la diffraction de la lumière par la structure périodique de leur peau,... auto-organisées à l'échelle nanométrique, de façons similaire à celle d'un cristal photonique (cf. Figure 2).



**Figure 2.** Exemple d'un cristal photonique naturel : A gauche un papillon *Morpho didius* ; A droite une photo de ces ailes prise au microscope électronique à balayage, grossissement 20000 x [10]



Les cristaux photoniques naturels peuvent aussi exister sous d'autre forme, comme par exemple dans les opales (cf. Figure 3). Ces structures présentent un jeu de couleur qui change avec l'angle sous lequel ils sont perçus<sup>[12]</sup>. En effet, elles sont constituées d'un empilement de micro ou nano-sphères de silice arrangées de façons plus ou moins régulières selon deux ou trois dimensions. Étant donné la taille de ces sphères, seules les ondes visibles sont diffractées donnant lieu à des flashes de couleurs irisées<sup>[13]</sup>.



*Figure 3. Image d'une opale naturelle dont la couleur change avec l'angle d'observation*

## II.2. Dimensionnalité d'un cristal photonique

De manière similaire à ce que nous trouvons dans la nature, pour fabriquer un cristal photonique, les différentes couches doivent être arrangées de façons périodique ou bien quasi-période<sup>[14]</sup>. Les systèmes multicouches quasi périodiques sont généralement construits selon une loi mathématique décrivant ainsi des distributions bien particulières, comme par exemple la distribution de Fibonacci<sup>[15]</sup>, Thue Morse<sup>[16]</sup>, Cantor<sup>[17]</sup>, double périodes<sup>[18]</sup>,... (pour plus de détails voir <sup>[19]</sup>). Dans le cadre de notre projet nous nous sommes limités à l'étude des structures périodiques. Afin de pouvoir aborder ce qui suit de manière relativement simple, nous commencerons par mettre au point une classification de cristaux photoniques selon leur dimensionnalité.

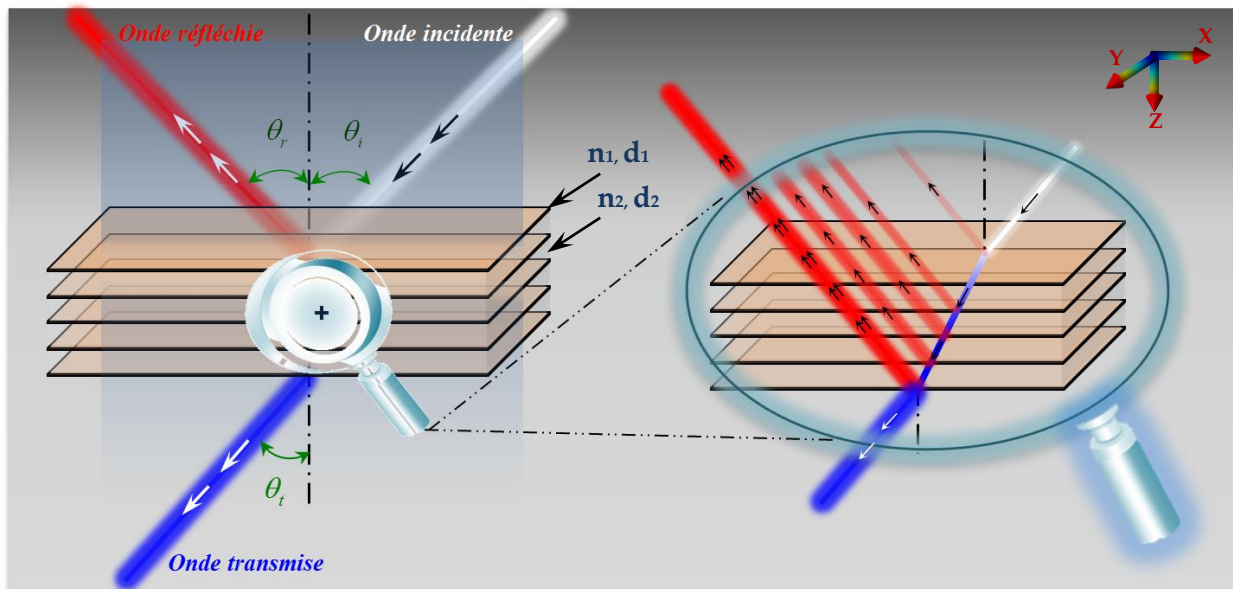
### II.2.1. Bande interdite unidimensionnelle

Un cristal photonique à une dimension (1D) ou plus généralement connu sous le nom d'un réseau de Bragg est la plus simple structure à bande interdite photonique qui soit (cf. Figure 4). En effet, cette structure n'est rien d'autre qu'un empilement périodique des couches diélectriques transparentes et planes d'indices de réfraction différents ( $n_1$  et  $n_2$ ). L'interaction de l'onde avec cette structure multicouche permet de contrôler et de manipuler les propriétés

spatio-temporelles de l'onde qui l'éclaire. Par exemple, elle permet de sélectionner les bandes de fréquences pour lesquelles la propagation des ondes dans le milieu en question est inhibée ou non. La concrétisation en bandes interdites photonique peut être expliquée à partir de processus d'interférences multiples. En effet, à chaque interface entre deux couches, les ondes qui se propagent subissent des réflexions multiples. Si la longueur d'onde d'excitation est comparable ou inférieure aux épaisseurs des couches ( $d_1$  et  $d_2$ ) et plus particulièrement si :

$$n_1 \cdot d_1 = n_2 \cdot d_2 = \frac{\lambda_B}{4} \quad (1)$$

Les ondes réfléchies sont alors en phase et aboutissent, par des interférences constructives, à une réflexion totale proche de 100% à la longueur d'onde  $\lambda_B$  tout en étant transparent aux autres longueurs d'onde. Si la période spatiale de la structure ( $d = d_1 + d_2$ ) est beaucoup plus faible que la longueur d'onde du rayonnement électromagnétique incident ( $d \ll \lambda_B$ ), l'onde est peu affectée par la structuration, les théories classiques de milieux inhomogènes supposent que le système composite peut être considéré comme un milieu homogène avec une fonction diélectrique effective (pour plus de détail voir section III.)

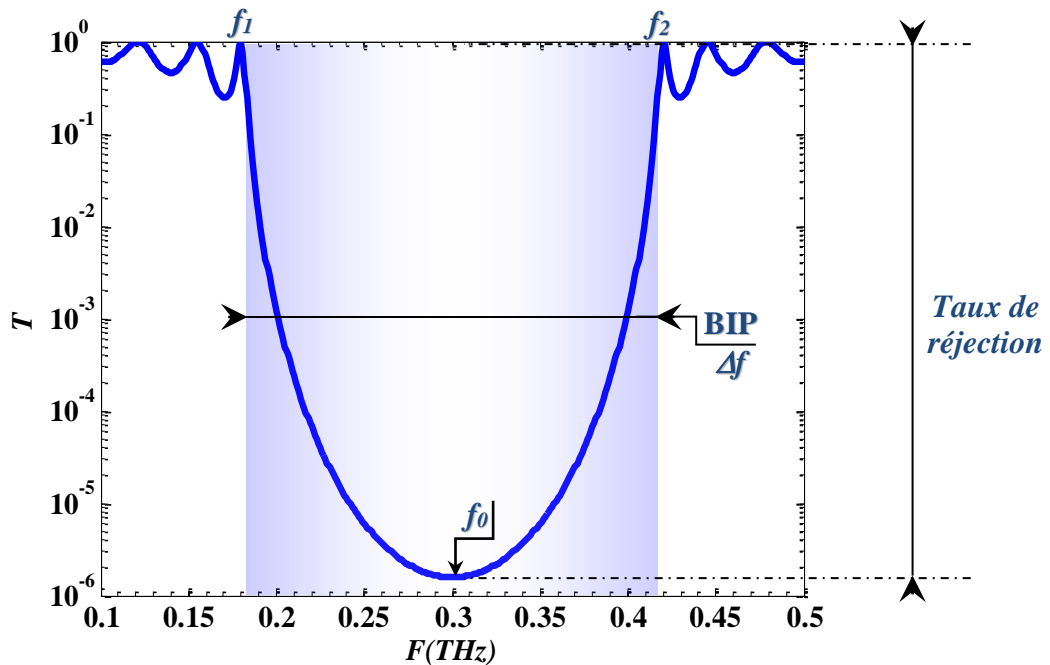


**Figure 4.** Représentation d'un cristal photonique 1D constitué d'une alternance périodique de deux types de couches d'indice de réfraction  $n_1$  et  $n_2$  et de période  $d = d_1 + d_2$ . A droite, les réflexions multiples sur les différentes interfaces de ce système multicouches donnent naissance, par un phénomène d'interférence constructive qui dépend de l'épaisseur et l'indice de chaque couche, à une réflexion totale pour  $\lambda = \lambda_B$  (longueur d'onde de Bragg)

Les propriétés de la bande interdite (position centrale, largeur et profondeur ou taux de réjection, cf. Figure 5) d'une structure constituée d'un empilement périodique de deux matériaux de haut et de bas indice de réfraction sont directement liées aux paramètres optiques et géométriques des couches. Ainsi, la fréquence centrale de la BIP  $f_0$  est déterminée à partir des épaisseurs géométriques des couches :

$$f_0 = \frac{c}{2*(n_H d_H + n_L d_L)} \quad (2)$$

où  $c$  représente la célérité de la lumière dans le vide,  $n_H$ ,  $n_L$ ,  $d_H$  et  $d_L$  représentent, respectivement, les haut et les bas indices de réfraction et les épaisseurs correspondantes des couches.



**Figure 5.** Les différents paramètres d'une bande interdite photonique ( $f_0$  : fréquence centrale,  $\Delta f = f_2 - f_1$  : largeur de la BIP) calculés à partir d'une structure constituée d'un empilement de 11 couches de matériaux à haut indice (Silicium,  $n_H = 3.417$  et  $d_H = 73 \mu\text{m}$ ) et à bas indice (Air,  $n_L = 1$  et  $d_L = 250 \mu\text{m}$ )

La largeur de la BIP  $\Delta f = f_2 - f_1$  ne dépend que du contraste des indices des couches<sup>[20]</sup>:

$$f_1 \approx c \frac{\arccos\left(\frac{n_H - n_L}{n_H + n_L}\right)}{\pi(n_H d_H + n_L d_L)} \text{ et } f_2 \approx c \frac{\arccos\left(-\frac{n_H - n_L}{n_H + n_L}\right)}{\pi(n_H d_H + n_L d_L)} \quad (3)$$

$$\Delta f = f_2 - f_1 = c \frac{\arccos\left(-\frac{n_H - n_L}{n_H + n_L}\right) - \arccos\left(\frac{n_H - n_L}{n_H + n_L}\right)}{\pi(n_H d_H + n_L d_L)} \quad (4)$$

or  $\arccos(\alpha) = \frac{\pi}{2} - \arcsin(\alpha)$  et  $\arccos(-\alpha) = \frac{\pi}{2} + \arcsin(\alpha)$ , donc :

$$\Delta f = c \frac{2 \arcsin\left(\frac{n_H - n_L}{n_H + n_L}\right)}{\pi(n_H d_H + n_L d_L)} = \frac{4}{\pi} f_0 \arcsin\left(\frac{n_H - n_L}{n_H + n_L}\right) \quad (5)$$

en utilisant l'équation 2, l'expression de  $\Delta f$  devient :

$$\Delta f = \frac{4}{\pi} f_0 \arcsin\left(\frac{n_H - n_L}{n_H + n_L}\right) \quad (6)$$

La largeur de la bande interdite est ainsi d'autant plus grande que le contraste d'indice  $n_H - n_L$  augmente.

Si nous supposons que les coefficients d'absorption des matériaux utilisés sont nuls et la structure est immergée dans l'air, l'intensité de l'onde transmise à  $f_0$  peut être calculée approximativement via l'expression suivante<sup>[21]</sup> :

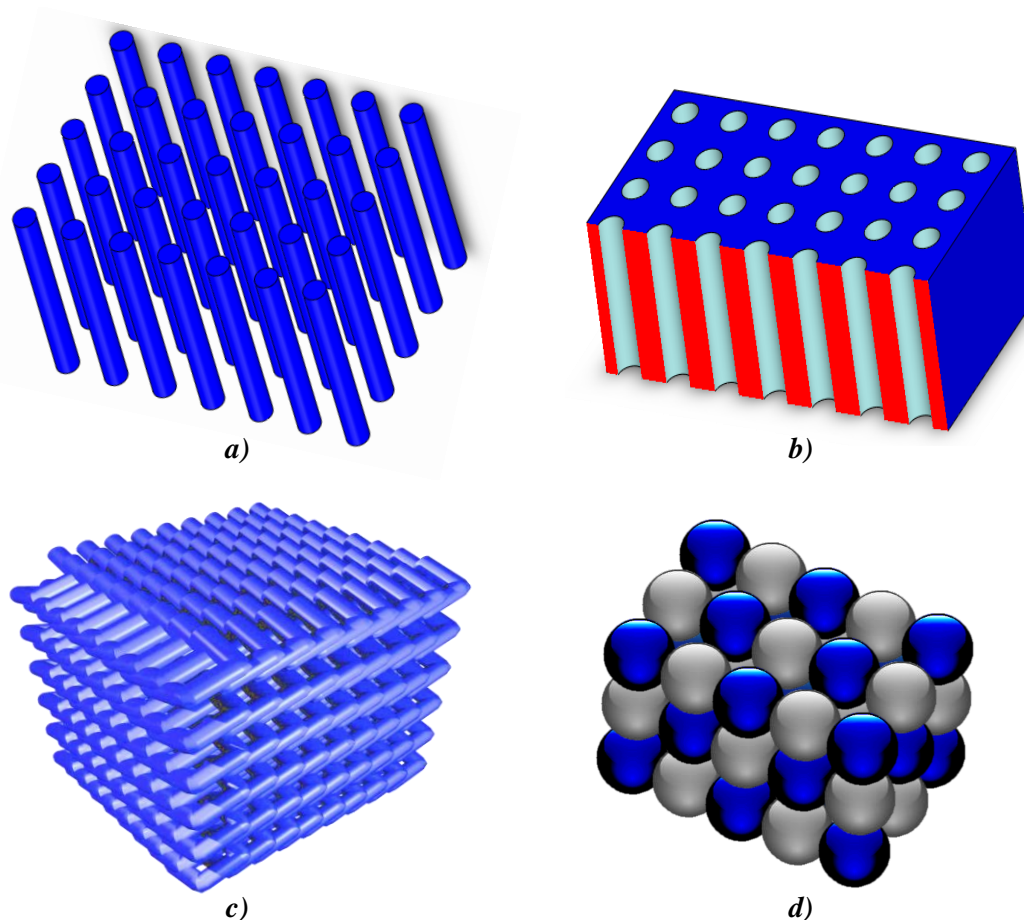
$$T = 1 - \left[ \frac{(n_L)^{2P} - (n_H)^{2P}}{(n_L)^{2P} + (n_H)^{2P}} \right]^2 \quad (7)$$

avec  $P$  représente le nombre de paire de couches de haut et de bas indice de réfraction ( $n_H/n_L$ ). Ici la première couche présente un haut indice.

Étant donné les propriétés de ces cristaux photoniques à une dimension en matière de contrôle de la propagation spatio-temporelle de la lumière et leur grande facilité de fabrication, ils continuent à constituer les briques élémentaires pour une large gamme d'applications, y compris les miroirs à haute efficacité<sup>[22]-[25]</sup>, les filtres optiques<sup>[27]-[31]</sup>, les capteurs<sup>[32]-[34]</sup>, les guides d'onde<sup>[35]-[37]</sup>, les lasers<sup>[38]</sup>... En outre, de telles structures sont largement utilisées en tant que revêtements anti-réfléchissants qui diminuent considérablement le facteur de réflexion de la surface et elles sont aussi utilisées pour améliorer la qualité des lentilles, des prismes et d'autres composants optiques.

## II.2.2. Bande interdite bidimensionnelle et tridimensionnelle

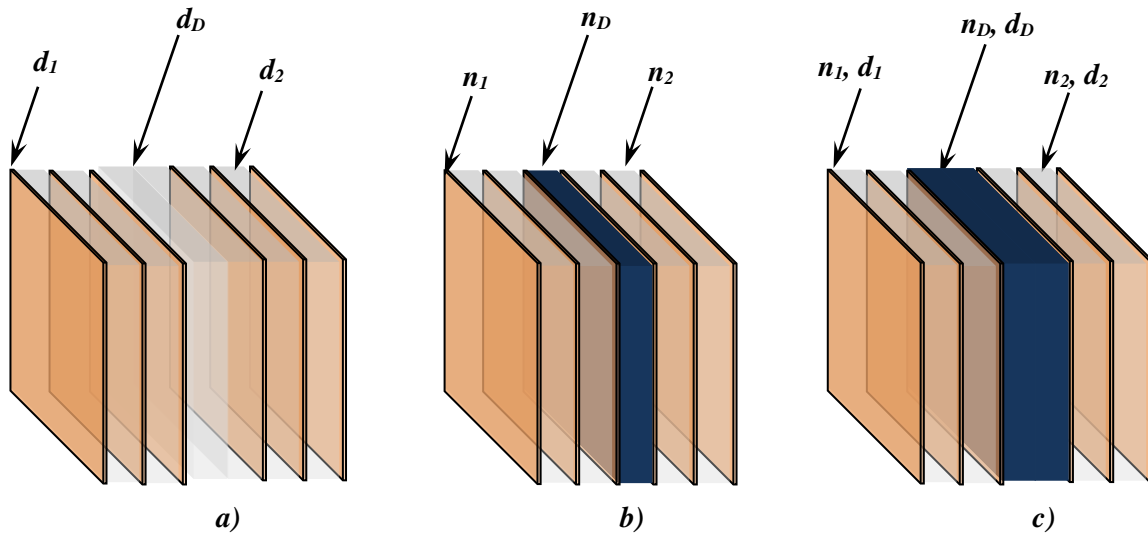
En fait, il est possible de déployer le concept de la BIP, ainsi que l'orientation et la manipulation des propriétés de propagation des ondes électromagnétiques, sur des architectures périodiques plus complexes comme les cristaux photoniques à deux voire trois dimensions. L'indice de réfraction dans ces structures est périodique dans deux directions et homogène dans la troisième pour les cristaux bidimensionnels et périodique dans les trois directions pour les cristaux tridimensionnels (cf. Figure 6). De la même manière que dans les cristaux photoniques 1D, les multiples phénomènes d'interférences constructives donnent naissance à des bandes interdites photoniques non omnidirectionnelles. En réalité, seuls les cristaux photoniques 3D permettent d'avoir des BIP complètes quel que soit l'angle d'incidence ou l'orientation du cristal.



**Figure 6.** Différentes configuration de structure 2D et 3D ; **a)** : Réseaux 2D de tiges dans l'air, **b)** : Matrice 2D avec des trous d'air, **c)** : Agencement 3D communément appelé « tas de bois », **d)** : Cristal 3D appelé « opale »

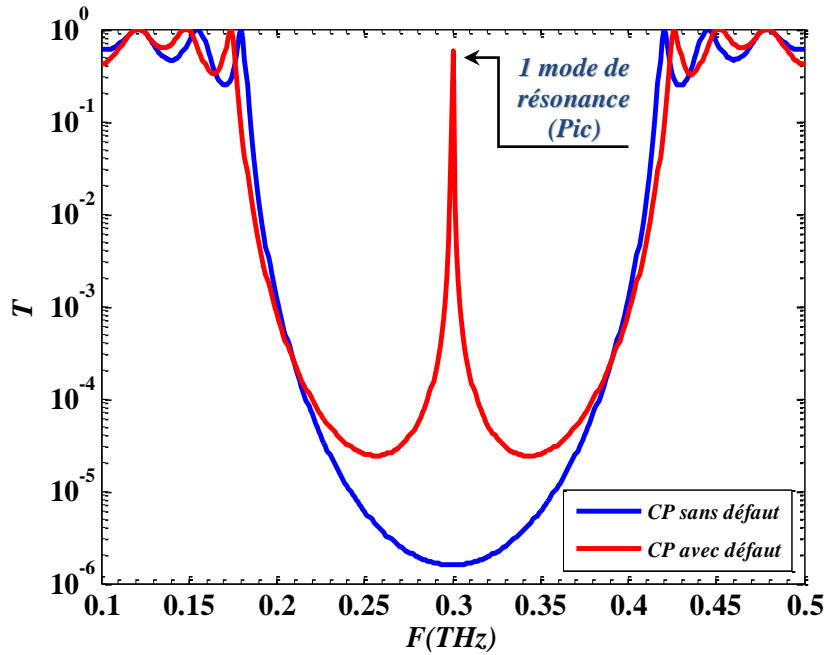
### II.3. Cristal photonique à périodicité perturbée

Afin de pouvoir faire apparaître des nouvelles propriétés permettant encore de mieux contrôler la propagation des ondes électromagnétiques dans un cristal photonique et ainsi réaliser de véritables fonctions optiques, nous procédons alors d'une façon analogue à l'insertion de défauts dans les semi-conducteurs et nous introduisons volontairement des défauts structurels dans le système multicouche à BIP. Il existe plusieurs façons pour rompre la périodicité de la structure ; soit en modifiant l'épaisseur géométrique ( $d$ ) d'une ou plusieurs couches (cf. Figure 7.a) soit en modifiant la nature du matériau de la couche concernée et plus concrètement son indice de réfraction ( $n$ ) (cf. Figure 7.b) soit en remplaçant une couche par une autre d'indice et épaisseur différents (cf. Figure 7.c) combinant ainsi les deux premières méthodes.



**Figure 7.** Trois types de défauts structurels au niveau de la couche centrale ; **a)** : défaut dit type géométrique, **b)** : défaut de remplacement ou substitution, **c)** : défaut géométrique et de remplacement

En effet, le fait de perturber la périodicité dans une structure multicouche permet de créer un ou plusieurs modes de résonances dans la bande interdite. Un mode de résonance localisé à une fréquence  $f_l$  constitue une ouverture dans la BIP autorisant la propagation d'une onde de fréquence  $f_l$  (cf. Figure 8). Ces propriétés trouvent leurs applications, notamment, dans les filtres, les guides d'onde, le ralentissement de la lumière<sup>[39]</sup>...



**Figure 8.** Spectre de transmission calculé à partir d'une structure constituée d'un empilement de 11 couches de matériaux à haut indice (Silicium,  $n_H = 3.417$  et  $d_H = 73 \mu\text{m}$ ) et à bas indice (Air,  $n_L = 1$  et  $d_L = 250 \mu\text{m}$ ) sans défaut (trait continu bleu) et avec un défaut de remplacement à la position centrale ( $n_D = 2$ , trait continu rouge)

Après avoir établi ce bref descriptif de différents types de structures à bande interdite photonique sans et avec défaut ainsi que leurs principales propriétés, je me focalise dans la partie qui suit sur la formulation mathématique de différentes méthodes utilisées pour la modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques dans ces structures périodiques.

### III. MODELISATION DES MATERIAUX A BANDES INTERDITES PHOTONIQUES

#### III.1. Introduction

Certes, la complexité de fabrication de la plupart des dispositifs physiques croît indéfiniment. Ainsi il est devenu de plus en plus nécessaire pour les scientifiques, de prévoir le comportement de ces dispositifs avec des modèles numériques ou analytiques de plus en plus rigoureux. D'ailleurs, la difficulté de la fabrication et de la caractérisation de structures multicouches, par exemple, aux fréquences Terahertz rendent coûteuses en temps et argent les études expérimentales systématiques sur ces dispositifs. Ainsi, pour étudier ces structures il devient primordial de développer des méthodes de modélisation numérique précises et rapides. Cela nous amène à parler de fameuses équations établies par James Clerk Maxwell, régissant le comportement du champ électromagnétique dans différents milieux. Trouver des solutions à ces équations a ainsi préoccupé, depuis le début, la communauté scientifique et d'autant plus

que les géométries des systèmes étaient complexes. De nombreuses techniques mathématiques ont été développées dans ce contexte au cours des dernières décennies. Nous pouvons les trouver soit « packagées » dans des logiciels payants ou en accès libres, soit sous la forme des programmes « open source ». Ils peuvent être utilisés, entre autres, pour simuler des structures à bandes photoniques. Si certaines méthodes numériques étaient connues depuis longtemps, leur développement permet maintenant la résolution de problèmes où la géométrie et les milieux peuvent être quasi arbitraires.

De ce fait, la conception de dispositifs est devenue principalement basée sur ces outils numériques de calcul électromagnétique. Ainsi, de nombreuses méthodes numériques ont été développées et il serait rébarbatif de les étudier voire de les énumérer toutes. Je citerai les plus connues, telle que la méthode de décomposition en ondes planes (Plane Wave Expansion Method, PWE<sup>[40]-[42]</sup>), la méthode des différences finies temporelles (Finite Difference Time Domain, FDTD<sup>[43][44]</sup>), la méthode de matrices de transfert (Transfer Matrix Method, TMM<sup>[45]-[50]</sup>), la méthode des éléments finis (Finite Element Method, FEM<sup>[51]</sup>)... D'une manière plus générale, ces méthodes se basent principalement sur deux approches. La première simule l'évolution du champ électromagnétique dans le temps, ce qui demande beaucoup de ressources informatiques, présente un temps de calcul très important mais elle est très puissante dans la localisation des modes de résonances par exemple. La deuxième se base sur une approche modale ou spectrale et consomme moins de ressources informatiques, présente un temps de calcul très réduit, mais moins adapté au traitement des résonances très fines. Chacune de ces méthodes a ses propres inconvénients et avantages. Le choix de la méthode dépendra alors du type de simulation souhaitée ainsi que d'autres paramètres tel que la précision (méthode rigoureuse ou non), le temps de calcul...

Ainsi, j'ai choisi de repartir des équations de Maxwell (étape formulation) pour pouvoir les implémenter après dans un code MATLAB. En effet, leur résolution permet d'établir l'évolution spatiale (ou temporelle) du champ électrique ( $\vec{E}$ ) et magnétique ( $\vec{H}$ ) en tout point de l'espace (à tout instant). Parmi les différentes méthodes de résolution numérique de ces équations, nous optons pour la méthode de matrices de transfert appliquée sur des structures périodiques diélectriques. Alors, je décris particulièrement cette méthode de modélisation ainsi que ces aspects positifs et négatifs. Les résultats obtenus seront également présentés. L'implémentation numérique de la méthode de matrices de transfert en un code MATLAB sera quant à elle détaillée dans l'Annexe 1.



### III.1. Les équations de Maxwell dans des matériaux de types différents

Les équations de Maxwell constituent les postulats de base de l'électromagnétisme. Elles établissent une formulation mathématique précise aux différentes lois auxquelles obéissent les quatre champs introduit en physique  $\vec{E}$ ,  $\vec{D}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{B}$  ainsi que leurs interactions avec la matière. Il existe plusieurs façons pour présenter ces équations. Elles peuvent se projeter dans le domaine temporel ou fréquentiel en faisant intervenir des opérateurs intégraux ou différentiels. La forme la plus courante et la plus simple à utiliser et manipuler est celle qui fait appel à la notation différentielle dans le domaine fréquentiel. Ainsi, dans un matériau à densité de courant  $\vec{j}$  et densité de charge  $\rho$ , les équations de Maxwell s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \cdot \vec{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon} & \vec{\nabla} \wedge \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{B} &= 0 & \vec{\nabla} \wedge \vec{B} &= \mu \cdot \vec{j} + \mu \cdot \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}\end{aligned}\quad (8)$$

Dans le tableau 1 nous avons regroupé les différentes grandeurs qui apparaissent dans les équations de Maxwell ainsi que leur définition :

$\vec{E}$	: Champ électrique, V/m	$\vec{H}$	: Champ magnétique, A/m
$\vec{B}$	: Induction magnétique, Tesla	$\vec{D}$	: Densité de déplacement électrique, C/m <sup>2</sup>
$\rho$	: Densité de charge électrique, C/m <sup>3</sup>	$\sigma$	: Conductivité électrique, A <sup>2</sup> ·s <sup>3</sup> ·m <sup>-3</sup> ·kg <sup>-1</sup>
$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$	: Permittivité diélectrique	$\varepsilon_r$	: Permittivité diélectrique relative
$\mu = \mu_r \mu_0$	: Perméabilité magnétique	$\mu_r$	: Perméabilité magnétique relative
$\varepsilon_0$	: Permittivité diélectrique du vide	$\mu_0$	: Perméabilité magnétique du vide
$\vec{j}$	: Densité du courant, A/m <sup>2</sup>	$\vec{j}_D$	: Densité du courant de déplacement, A/m <sup>2</sup>
$\vec{\nabla}$	: La divergence	$\vec{\nabla} \wedge$	: Le rotationnel

**Tableau 1.** Définition de différentes grandeurs utilisées dans les équations de Maxwell

Si nous désirons introduire le courant de déplacement de Maxwell :  $\vec{j}_D = \varepsilon \cdot \partial \vec{E} / \partial t$ , l'équation de Maxwell-Ampère peut se réécrire sous cette forme :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \mu \cdot (\vec{j} + \vec{j}_D) \quad (9)$$

Dans le cadre de notre étude des cristaux photonique à 1D, une des hypothèses fondamentales est qu'à l'échelle de la longueur d'onde utilisée ( $mm$ ), l'onde voit chaque couche comme un milieu homogène (Hypothèse n°1). Toutefois, dans la direction de propagation de l'onde (direction  $z$  - cf. Figure 9), la longueur d'onde d'excitation est comparable à la taille de la cellule de périodicité de notre cristal. Ainsi le milieu n'est plus considéré homogène dans cette direction (Hypothèse n°2). Vu la taille de la structure par rapport à la période, le cristal est alors considéré comme infini dans les directions  $x$  et  $y$  (Hypothèse n°3). Enfin, nous supposons que les matériaux étudiés sont parfaitement diélectriques, linéaires, isotropes, sans charges et non magnétiques ( $\rho = 0, j = 0$  et  $\mu_r = 1$ ). Il faut rappeler aussi que les champs  $\vec{E}$ ,  $\vec{D}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{B}$  satisfont les relations de constitution linéaires suivantes :

$$\vec{D} = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \vec{E} = \varepsilon \cdot \vec{E} \quad (10)$$

$$\vec{B} = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \vec{H} = \mu \cdot \vec{H} \quad (11)$$

Pour des milieux avec de telles propriétés (Hypothèse n°1, 2 et 3), les équations de Maxwell dans (8) deviennent :

$$\begin{aligned} \vec{\nabla} \cdot \vec{E} &= 0 & \vec{\nabla} \wedge \vec{E} &= -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{H} &= 0 & \vec{\nabla} \wedge \vec{H} &= \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \end{aligned} \quad (12)$$

Après avoir établi le système d'équations de Maxwell, il devient évident de déterminer l'équation d'onde par des simples opérations mathématiques appliquées sur le système d'équations n° 12. Par conséquent, l'équation d'onde pour le champ électrique et pour le champ magnétique s'écrit sous la forme suivante :

$$\nabla^2 \cdot \vec{E} - \frac{\tilde{n}^2}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (13)$$

$$\nabla^2 \cdot \vec{H} - \frac{\tilde{n}^2}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (14)$$

où,  $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = 299792458 \text{ m s}^{-1}$  et  $\tilde{n}^2 = \tilde{\varepsilon}_r$  (indice de réfraction complexe du milieu)

En fait, une onde se propageant dans une couche homogène est une onde plane dont l'expression mathématique présentée ci-dessous est une solution de l'équation d'onde (13 et 14) :

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 e^{i(\omega t - \vec{K} \cdot \vec{r})} = \vec{E}_0 e^{i(\omega t - K_x \cdot x)} e^{i(\omega t - K_y \cdot y)} e^{i(\omega t - K_z \cdot z)} \quad (15)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}_0 e^{i(\omega t - \vec{K} \cdot \vec{r})} = \vec{H}_0 e^{i(\omega t - K_x \cdot x)} e^{i(\omega t - K_y \cdot y)} e^{i(\omega t - K_z \cdot z)} \quad (16)$$

où le vecteur d'onde  $K$  est égal à  $\tilde{n} \cdot \frac{\omega}{c}$ ,  $\omega$  est la pulsation.  $\vec{E}_0$  et  $\vec{H}_0$  sont deux vecteurs constants qui ne dépendent pas des variables  $x, y, z$ .

**Remarque :** nous avons opté la convention  $e^{-iK_z \cdot z}$  pour la propagation dans l'axe des  $z$  positifs. Par conséquence, on aura  $\tilde{\epsilon}_r = \epsilon_r' - i\epsilon_r''$  et  $\tilde{n} = n - ik$

où,  $\tilde{\epsilon}_r$  est la permittivité relative complexe,  $\tilde{n}$  est l'indice de réfraction complexe et  $k$  est le coefficient d'extinction.

Le report des solutions 15 et 16 dans les équations de Maxwell conduit à ces conclusions :

$$\left. \begin{array}{l} \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = -i\vec{K} \cdot \vec{E} = 0 \rightarrow \vec{K} \perp \vec{E} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{H} = -i\vec{K} \cdot \vec{H} = 0 \rightarrow \vec{K} \perp \vec{H} \end{array} \right\} \Rightarrow \vec{K} \perp \vec{E} \perp \vec{H}$$

Le vecteur  $\vec{K} \approx (\vec{E} \wedge \vec{H})$  donne la direction de propagation de l'onde. Les composantes du champ  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont orthogonales à l'axe de propagation et entre elles. Le trièdre  $\{\vec{E}, \vec{H}, \vec{K}\}$  est de plus direct (cf. Figure 9).

Nous pouvons facilement déduire la constante de proportionnalité entre les deux champs  $\eta = \frac{E}{H}$ . Mais considérons, tout d'abord, la propagation d'une onde plane uniforme caractérisée par un champ électrique uniforme avec le composant  $E_x$  non nulle ( $E_y = 0$  et  $E_z = 0$ ) :

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} = 0 \text{ et } \frac{\partial^2 E_x}{\partial y^2} = 0$$

L'équation d'onde pour le champ électrique devient alors (idem pour celle au champ magnétique) :

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + \frac{w^2 n^2}{c^2} E_x = 0 \Leftrightarrow \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + K^2 E_x = 0 \quad (17)$$

Cette équation a pour solution (dans le sens des z positifs) :

$$E_x(z) = E_0 \cdot e^{iKz} \quad (18)$$

Nous pouvons déterminer de la même manière la solution de l'équation d'onde pour le champ magnétique (champ magnétique uniforme avec le composant  $E_y$  non nulle, Figure 9) :

$$H_y(z) = H_0 \cdot e^{iKz} \quad (19)$$

A partir de l'équation 12 nous déterminerons les composants du champ magnétique  $\vec{H}$  :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{\partial}{\partial x} E_x(z) \\ \frac{\partial}{\partial y} \wedge 0 \\ \frac{\partial}{\partial z} 0 \end{cases} = -i\omega\mu_0 (H_x \cdot \vec{a}_x + H_y \cdot \vec{a}_y + H_z \cdot \vec{a}_z)$$

ici,  $\vec{a}_x$ ,  $\vec{a}_y$  et  $\vec{a}_z$  représentent, respectivement, les vecteurs unitaires des axes x, y et z.

Finalement nous obtenons :

$$\begin{cases} H_x = 0 \\ H_y = \frac{1}{i\omega\mu_0} \cdot \frac{\partial E_x(z)}{\partial z} \\ H_z = 0 \end{cases} \quad (20)$$

En substituant les solutions des équations 18 et 19 dans 20 nous obtenons :

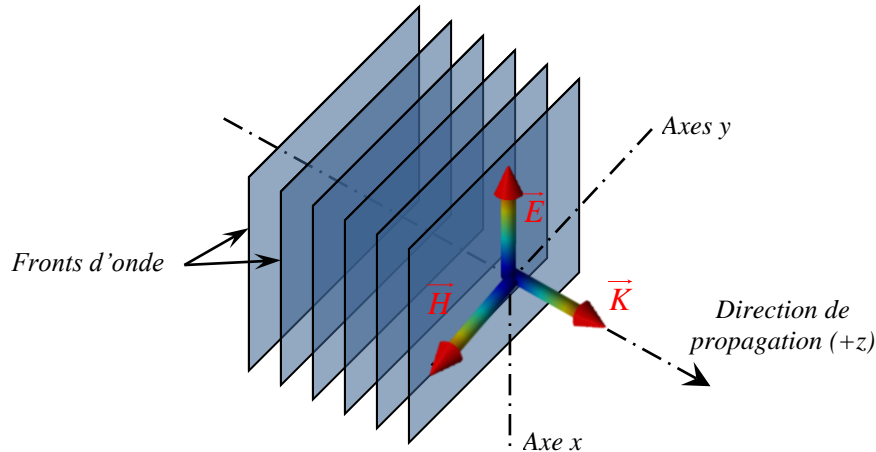
$$H_0 \cdot e^{iKz} = \frac{1}{i\omega\mu_0} \cdot iK \cdot E_0 \cdot e^{iKz} \Leftrightarrow \frac{E_0}{H_0} = \frac{\omega\mu_0}{K}$$

$$\text{or } K = K_0 \cdot \sqrt{\tilde{\epsilon}_r} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \cdot \sqrt{\tilde{\epsilon}_r}$$

Alors :

$$\frac{E_0}{H_0} = \eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\tilde{\epsilon}_r \cdot \epsilon_0}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\tilde{\epsilon}_r}} = \frac{\eta_0}{\tilde{n}} \quad (21)$$

$\eta$  est définie comme l'impédance d'onde ou l'impédance caractéristique du milieu. Dans le vide ( $\tilde{\epsilon}_r = 1$ ) elle est égale à  $\eta_0 = 377 \Omega$ . Ce qui veut dire que l'amplitude du champ électrique est 377 fois supérieure à celle du champ magnétique lorsque les deux champs sont donnés dans le système international d'unités (SI).



**Figure 9.** Illustration de la propagation d'une onde plane ; Le vecteur  $\vec{K} \approx (\vec{E} \wedge \vec{H})$  donne la direction de propagation de l'onde, les champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  sont orthogonaux à l'axe de propagation et entre eux, le trièdre  $\{\vec{E}, \vec{H}, \vec{K}\}$  est direct

Nous achevons la première partie de la préparation des équations de Maxwell par une relation très utile entre les champs électriques et magnétiques. Ce résultat est indispensable dans le calcul des coefficients de Fresnel qui sera étudié dans la partie qui suit.

### III.2. Les grandeurs photométriques

L'accès à ces grandeurs photométriques (la réflectance, la transmittance et l'absorbance) dépend de la méthode de modélisation utilisée. Par exemple, des méthodes qui permettent de calculer les spectres de réflexion et de transmission, ne peuvent pas forcément visualiser l'évolution temporelle des champs. D'autres méthodes peuvent être très efficaces dans l'étude des propriétés non linéaires d'un certain type de matériaux mais elles deviennent inefficaces s'il s'agit des systèmes fortement résonnants. Il convient alors d'utiliser l'une ou l'autre en fonction des paramètres recherchés, de la géométrie du système étudié,...

Dans le cadre de notre étude, nous cherchons à déterminer les rapports entre les amplitudes des ondes transmises et réfléchies et celles des ondes incidentes (la Réflectance  $R$  et la Transmittance  $T$ ). Pour ce faire, il suffit de vérifier la conservation des composantes

tangentielles des champs électriques et magnétiques associés à l'onde à toutes les interfaces. Ainsi, en appliquant les relations de passage des champs à l'interface de deux milieux de propriétés optiques différentes, nous obtiendrons des coefficients dits coefficients de Fresnel. A partir de ces coefficients, la détermination des grandeurs photométriques, Réflectance  $R$  et Transmittance  $T$  est facilement assurée (cf. Figure 10). Ces coefficients dépendent de plusieurs paramètres comme l'angle d'incidence  $\theta_i$  et l'angle de réfraction  $\theta_r$ , des indices de réfraction mais aussi de la polarisation des ondes.

En effet, tout flux monochromatique incident  $\varphi_i$  à la surface d'un corps se décompose en trois parties :

- Une première partie réfléchiée  $\varphi_r$
- Une partie transmise  $\varphi_t$
- Une partie absorbée  $\varphi_a = \varphi_i - (\varphi_r + \varphi_t)$

Les paramètres photométriques d'une structure sont définis comme suit :

- La réflexion (Réflectance) :  $R = \frac{\varphi_r}{\varphi_i}$
- La transmission (Transmittance) :  $T = \frac{\varphi_t}{\varphi_i}$
- L'absorption (Absorbance) :  $A = \frac{\varphi_a}{\varphi_i}$

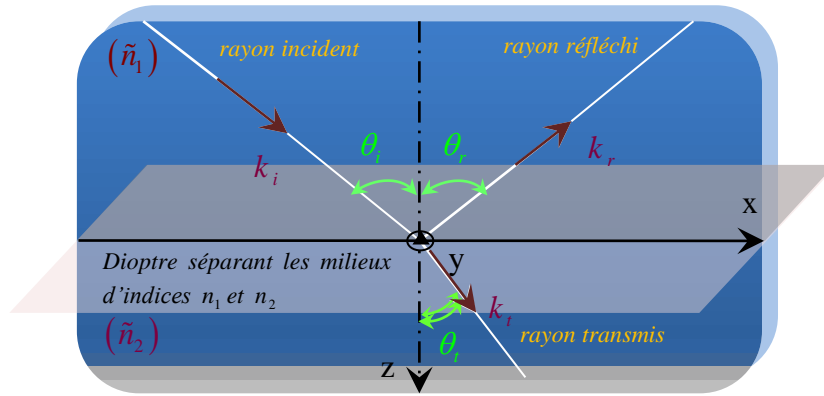
D'après la loi de conservation de l'énergie, nous avons :

$$R + T + A = 1$$

Comme mentionné précédemment, lors de la détermination de ces grandeurs photométriques, on a recours à l'utilisation des coefficients de Fresnel en amplitude  $r$  pour la réflexion et le coefficient de transmission  $t$  du champ électrique dont les expressions sont :

- Coefficient de réflexion :  $r = \frac{E_r}{E_i}$
- Coefficient de transmission :  $t = \frac{E_t}{E_i}$

où,  $E_i$ ,  $E_r$  et  $E_t$  sont les amplitudes associées respectivement au champ électrique incident, réfléchi et transmis.



**Figure 10.** Réflexion et transmission d'une onde plane incidente à une interface entre deux milieux. Les constantes diélectriques des milieux d'entrée et de sortie sont, respectivement  $\epsilon_1(n_1^2)$  et  $\epsilon_2(n_2^2)$ . Les angles  $\theta_i$ ,  $\theta_r$  et  $\theta_t$  sont respectivement l'angle d'incidence, de réflexion et de transmission.

Pour déterminer ces coefficients on doit avoir recours aux relations de continuité des composantes tangentielles des champs électriques et magnétiques associés à l'onde à l'interface séparant les deux milieux ayant deux indices de réfraction différents ( $\tilde{n}_1$  et  $\tilde{n}_2$ ).

### III.2.1. Calcul des coefficients de Fresnel

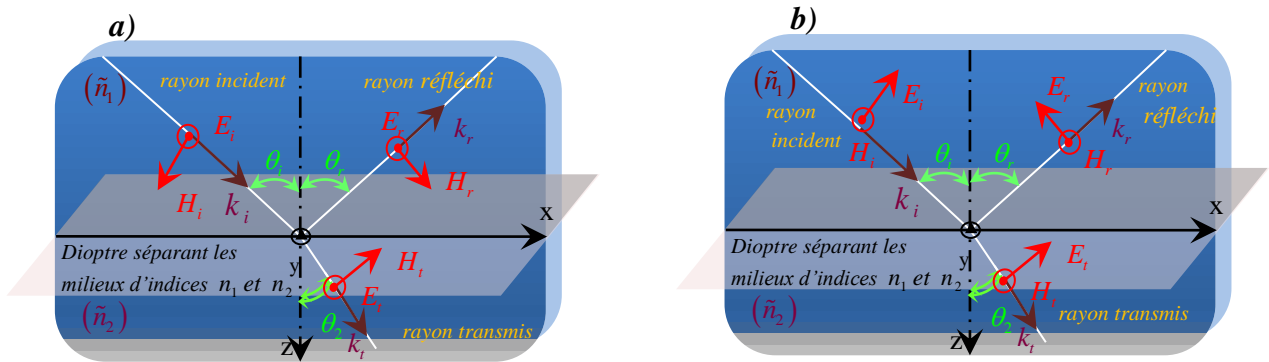
Considérons le cas de deux milieux,  $M_1$  et  $M_2$  non magnétiques, linéaires, homogènes et isotropes, dont chacun a un indice de réfraction propre et qui sont séparés par une interface plane et une onde incidente plane, de vecteur d'onde  $\vec{K}$  et de pulsation  $\omega$ .

Généralement, toute onde incidente est décomposable en deux polarisations : une dont le vecteur  $\vec{E}$  est normal au plan incidence (le champ magnétique est contenu dans ce plan) et l'autre dont le vecteur  $\vec{E}$  est parallèle à ce dernier (le champ magnétique incident est polarisé perpendiculairement à ce plan). Dans le tableau 2 nous présentons les différentes nominations de ces deux polarisations.

$\vec{E}$ est normal au plan d'incidence	$\vec{E}$ est parallèle au plan d'incidence
Perpendiculaire (N)	Parallèle (P)
Horizontal	Vertical
TE	TM
Mode S	Mode P

**Tableau 2.** Les différentes dénominations des polarisations : transverses magnétiques et transverses électrique

Nous décrivons, respectivement, dans les figures 11.a et b la réflexion et la transmission d'une onde électromagnétique polarisée perpendiculairement et parallèlement au plan d'incidence. Les conditions aux limites exigent que les composantes tangentielles du champ électrique et du champ magnétique sur les deux côtés de l'interface soient égales. En utilisant les expressions d'impédance (cf. équation 21), nous pouvons, par une simple projection du vecteur champ électrique et magnétique sur l'axe x et y (selon la polarisation), déterminer les coefficients de Fresnel.



**Figure 11.** Représentation de la réflexion et de la transmission d'un faisceau lumineux polarisé

rectilignement en mode  $\begin{vmatrix} TE \\ S \end{vmatrix}$  (a) et  $\begin{vmatrix} TM \\ P \end{vmatrix}$  (b)

Les coefficients de réflexion et de transmission de Fresnel en mode  $\begin{vmatrix} TE \\ S \end{vmatrix}$  et  $\begin{vmatrix} TM \\ P \end{vmatrix}$  sont définis

comme suit, sans oublier que  $\theta_r = \theta_i$  :

$$TE \left\{ \begin{array}{l} r_{TE} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\tilde{n}_1 \cos \theta_i - \tilde{n}_2 \cos \theta_t}{\tilde{n}_1 \cos \theta_i + \tilde{n}_2 \cos \theta_t} \end{array} \right. \quad (22)$$

$$t_{TE} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2\tilde{n}_1 \cos \theta_i}{\tilde{n}_1 \cos \theta_i + \tilde{n}_2 \cos \theta_t} \quad (23)$$

$$TM \left\{ \begin{array}{l} r_{TM} = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\tilde{n}_1 \cos \theta_i - \tilde{n}_2 \cos \theta_t}{\tilde{n}_2 \cos \theta_i + \tilde{n}_1 \cos \theta_t} \end{array} \right. \quad (24)$$

$$t_{TM} = \frac{E_t}{E_i} = \frac{2\tilde{n}_1 \cos \theta_i}{\tilde{n}_2 \cos \theta_i + \tilde{n}_1 \cos \theta_t} \quad (25)$$

Les équations 22, 23, 24 et 25 nous donnent le rapport des amplitudes des ondes transmises et réfléchies par rapport à celles des ondes incidentes. Pour ce qui concerne le



déphasage par rapport à l'onde incidente, l'onde transmise est toujours en phase avec l'onde incidente ( $t_{TE,TM} > 0$ ). Ce qui n'est pas le cas pour l'onde réfléchie, elle peut être en phase ou en opposition de phase selon le signe du numérateur.

### III.2.2. Calcul de la Réflexion et de la Transmission

Le calcul du coefficient de réflexion  $R$  et de transmission  $T$  en puissance se base principalement sur les coefficients de Fresnel mais aussi sur le calcul du vecteur de Poynting ( $\vec{P}$ ). En effet, le vecteur de Poynting exprime la quantité d'énergie contenue dans un milieu donné, il s'écrit :

$$\vec{P} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (26)$$

Les moyennes temporelles de vecteurs de Poynting pour les composantes incidentes, réfléchies et transmises des champs, s'écrivent comme :

$$\langle \bar{S}_i \rangle = \frac{\tilde{n}_i}{2\mu_0 c} |E_i|^2 \vec{k}_i \cdot \vec{a}_z = -\frac{\tilde{n}_i}{2\mu_0 c} |E_i|^2 \cos \theta_i \quad (27)$$

$$\langle \bar{S}_r \rangle = \frac{\tilde{n}_i}{2\mu_0 c} |E_r|^2 \vec{k}_r \cdot \vec{a}_z = \frac{\tilde{n}_i}{2\mu_0 c} |E_r|^2 \cos \theta_r \quad (28)$$

$$\langle \bar{S}_t \rangle = \frac{\tilde{n}_t}{2\mu_0 c} |E_t|^2 \vec{k}_t \cdot \vec{a}_z = -\frac{\tilde{n}_t}{2\mu_0 c} |E_t|^2 \cos \theta_t \quad (29)$$

$R$  et  $T$  sont définis comme étant les normes des rapports des valeurs moyennes des vecteurs Poynting. Ainsi, à partir des équations 27, 28 et 29 nous trouvons :

$$R = \frac{\left| \langle \bar{S}_r \rangle \right|}{\left| \langle \bar{S}_i \rangle \right|} = \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} = |r|^2 \quad (30)$$

$$T = \frac{\left| \langle \bar{S}_t \rangle \right|}{\left| \langle \bar{S}_i \rangle \right|} = \frac{\tilde{n}_t |E_t|^2 \cos \theta_t}{\tilde{n}_i |E_i|^2 \cos \theta_i} = \frac{\tilde{n}_t \cos \theta_t}{\tilde{n}_i \cos \theta_i} |t|^2 \quad (31)$$

Pour une incidence normale, les valeurs de la réflexion et de la transmission dans les deux différentes polarisations s'écrivent donc :

$$R_{TE} = R_{TM} = \left( \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \right)^2 \quad (32)$$

$$T_{TE} = T_{TM} = \frac{4n_1n_2}{(n_1 + n_2)^2} \quad (33)$$

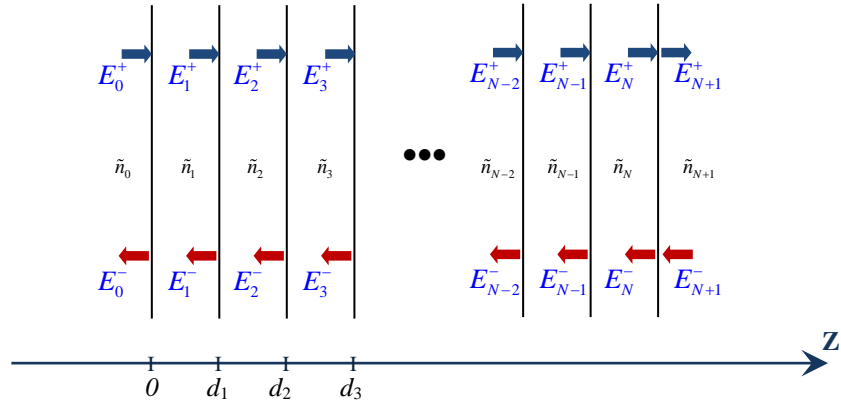
### III.3. Méthode de Matrices de Transfert

Pour étudier les matériaux à bandes interdites photoniques, on dispose des différents outils de simulation théorique basés sur différentes méthodes. Dans le cadre de notre étude, nous envisagerons la méthode de matrices de transfert pour principalement déterminer les coefficients de réflexion et de transmission des empilements unidimensionnels sous incidence variable. Le choix de cette méthode est basé sur plusieurs éléments. Nous avons listé dans le tableau 3 les principales avantages et inconvénients de cette méthode :

Avantages	Inconvénients
⇒ Facile à implémenter	⇒ Méthode restreinte à nombre limité de forme
⇒ Temps de calcul très réduit	⇒ Les effets de la diffraction ne peuvent pas être modélisés
⇒ Méthode rigoureuse	⇒ Elle ne permet pas d'étudier les effets non linéaires
⇒ Robuste	
⇒ Pas de limite sur les épaisseurs de couches	
⇒ Prend en compte la polarisation de l'onde ainsi que l'angle d'incidence	

**Tableau 3.** Les principaux avantages et inconvénients de la méthode de matrices de transfert

En fait, la matrice de transfert est définie comme la matrice permettant de relier le champ électromagnétique incident au champ électromagnétique transmis. Les structures étudiées sont des empilements de couches de matériaux bas ( $L$ ) et haut ( $H$ ) indice, pouvant être conçus soit pour une utilisation en transmission, soit en réflexion. Afin de pouvoir modéliser le comportement électromagnétique de ces structures multicouches nous considérons que le cristal est un empilement plan et parallèle de couches, chaque couche étant définie par son épaisseur  $d_i$  et son indice de réfraction complexe  $\tilde{n}_i$  (cf. Figure 12).



**Figure 12.** Système multicouche à  $N$  couches ( $N+1$  interfaces), d'indice de réfraction complexe  $\tilde{n}_i$  et d'épaisseur  $d_i$ . le signe (+) ou (-) dans la notation des champs électriques indique que l'onde se propage, respectivement, dans le sens positif (forward) et négatif (backward) de  $Z$ .

Pour une couche donnée  $i$ , le champ électrique, composante incidente  $E_i^+$  et réfléchi  $E_i^-$  à la position  $d_i$  peut être écrit comme la somme des composantes incidente  $E_{i+1}^+$  et réfléchi  $E_{i+1}^-$  à la position  $z_{i+1}$ . Les amplitudes de ces champs électriques sont alors liées à celles des couches adjacentes par le produit de matrice suivant<sup>[47][50]</sup> :

$$\begin{pmatrix} E_0^+ \\ E_0^- \end{pmatrix} = \left( \prod_{i=1}^{N+1} T_i^{s/p} \right) \cdot \begin{pmatrix} E_{N+1}^+ \\ E_{N+1}^- \end{pmatrix} \quad (34)$$

où  $N$  est le nombre de couches.  $T_i^{s/p}$  est la matrice de transfert de la couche  $i$ , valable pour une polarisation  $S$  ou  $P$ , elle peut être exprimée de la façon suivante<sup>[47][50]</sup> :

$$T_i^{s/p} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{t_{i-1,i}^{s/p}} \begin{pmatrix} 1 & r_{i-1,i}^{s/p} \\ r_{i-1,i}^{s/p} & 1 \end{pmatrix}}_{\text{matrice de passage}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \exp(i\varphi_i) & 0 \\ 0 & \exp(-i\varphi_i) \end{pmatrix}}_{\text{matrice de propagation}} \quad (35)$$

où  $t_{i-1,i}^{s/p}$  et  $r_{i-1,i}^{s/p}$  sont respectivement les coefficients de transmission et de réflexion de Fresnel en polarisation  $S$  ou  $P$  (cf. équations 22 - 25), aux interfaces entre les couches  $(i-1)^{\text{ème}}$  et  $i^{\text{ème}}$ . Pour une longueur d'onde donnée  $\lambda$ , le retard de phase  $\varphi_i$  résultant de la propagation dans la couche  $i$  d'épaisseur  $d_i$  et sous une incidence  $\theta_i$  s'écrit :

$$\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} \tilde{n}_i d_i \cos \theta_i \quad (36)$$

Les valeurs de  $\theta_i$  sont calculées, à chaque interface, à partir de la loi Snell-Descartes :

$$\tilde{n}_i \cos \theta_i = \tilde{n}_i \cos \theta_i \quad (37)$$

En réalité, il n'y a pas de réflexion dans le milieu  $(N + 1)$ . Supposons alors que  $E_{N+1}^- = 0$ , le calcul de l'amplitude du champ réfléchi  $\xi_r^{s/p}$  ou transmis  $\xi_t^{s/p}$  devient évident :

$$\xi_r^{s/p} = \frac{E_0^-}{E_0^+} = \frac{T_{21}}{T_{11}} \quad (38)$$

$$\xi_t^{s/p} = \frac{E_{N+1}^+}{E_0^+} = \frac{1}{T_{11}} \quad (39)$$

Nous pouvons ainsi déduire, à partir des deux équations ci-dessus et des équations 30 et 31, les expressions de la réflexion  $R$  et de la transmission  $T$  pour les deux types de polarisation :



$$R = |\xi_r^{s/p}|^2 \quad (40)$$

$$T = \text{Re} \left( \frac{\tilde{n}_{N+1} \cos \theta_{N+1}}{\tilde{n}_0 \cos \theta_0} \right) |\xi_r^{s/p}|^2 \quad (41)$$

La mise en œuvre d'un outil de calcul numérique pour l'analyse des structures à BIP, basé sur la méthode de matrices de transfert, a été réalisée sous MATLAB. Cette implémentation est un préalable nécessaire à la fabrication des tags afin d'en optimiser leur géométrie. Nous décrivons dans la partie qui suit, l'algorithme de calcul illustré par des exemples pratiques.

#### III.4. Algorithme et Organigramme de calcul

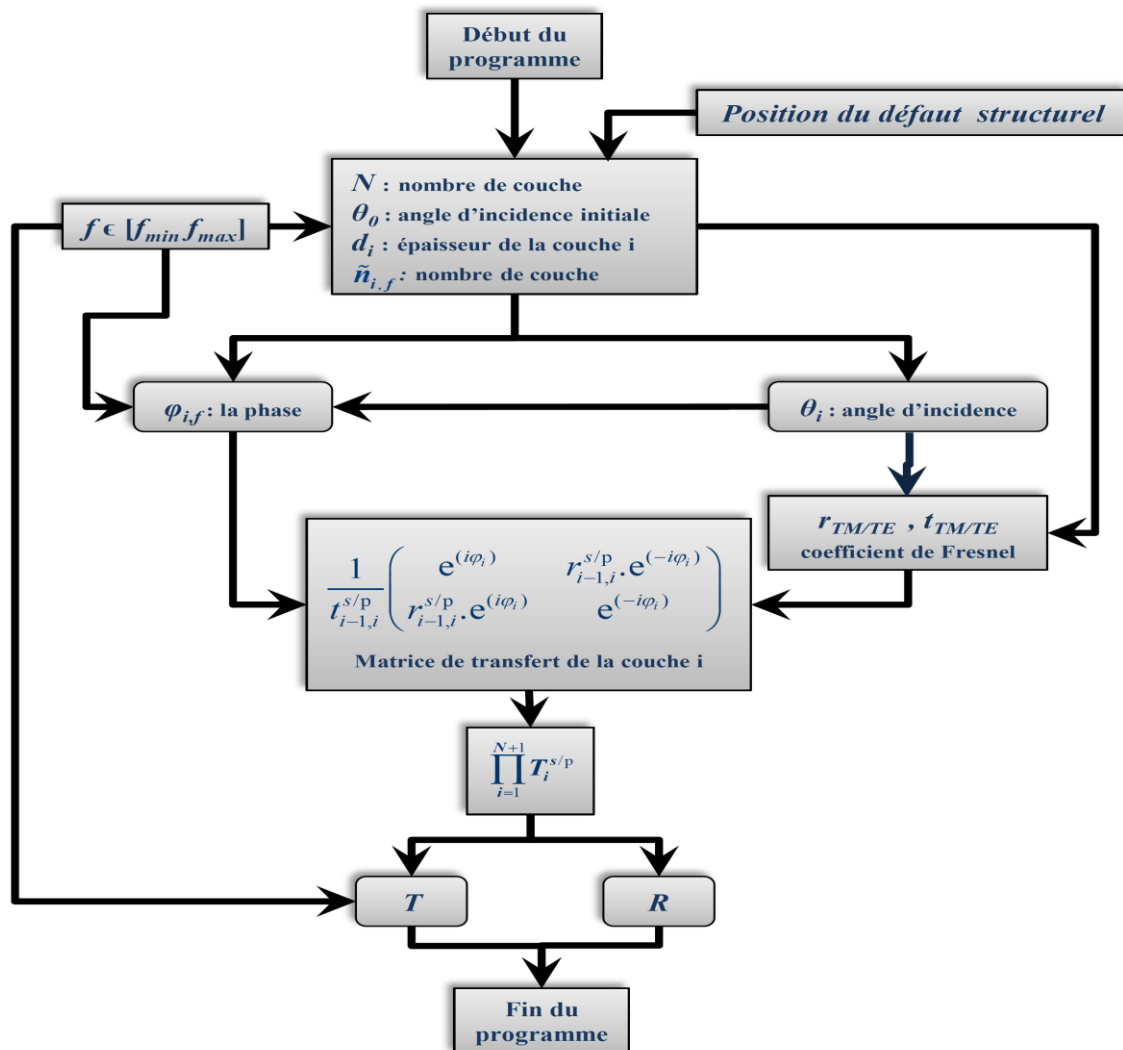
Avant d'entamer la partie dédiée plus précisément à la présentation de l'algorithme de calcul, nous énumérons dans le tableau 4 les principales variables utilisées dans l'implémentation de la méthode de matrices de transfert dans le code MATLAB dans le cas d'un système périodique unidimensionnel à  $N$  couches.

Symboles	Signification
$N$	Nombre de couche
$\tilde{n}_i$	Indice de réfraction complexe de la couche $i$ , fonction de la fréquence
 $n$	$\Rightarrow$ Partie réelle,
$k$	$\Rightarrow$ Partie imaginaire (coefficient d'extinction)
$d_i$	Épaisseur géométrique de la couche $i$
$\theta_i$	Angle de réfraction dans la couche $i$
 $\theta_0$	$\Rightarrow$ Angle d'incidence dans la couche 0

$r_{TM/TE}$	Coefficient de réflexion de Fresnel (mode <i>TE</i> et <i>TM</i> )
$t_{TM/TE}$	Coefficient de transmission de Fresnel (mode <i>TE</i> et <i>TM</i> )
$\varphi_i$	Phase introduite par la traversée de la couche <i>i</i>
$T_{i,f}^{TE/TM}$	Matrice de transfert de la couche <i>i</i> à la fréquence <i>f</i> (mode <i>TE</i> et <i>TM</i> )
<i>R</i>	Coefficient de réflexion en intensité du champ THz
<i>T</i>	Coefficient de transmission en intensité du champ THz
<i>f</i>	La fréquence, (une éventuelle dépendance en fréquence de la constante diélectrique peut aussi être prise en compte, $\tilde{n}_i \rightarrow \tilde{n}_i(f)$ )

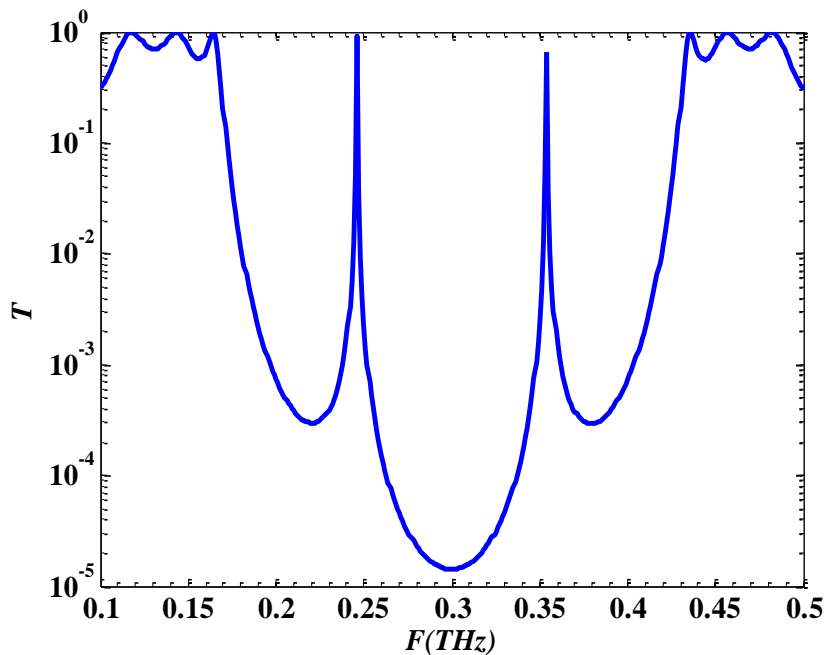
**Tableau 4.** Les principales variables utilisées dans l'implémentation de la méthode de matrices de transfert dans le code MATLAB

Pour déterminer les différentes grandeurs photométriques, il faut suivre l'ordre d'exécution présenté dans l'organigramme suivant :



**Figure 13.** Organigramme du programme de calcul

L'implémentation de cet organigramme en un code MATLAB est présentée en Annexe 1. Nous avons montré un intérêt très particulier à l'optimisation de ce code. Ainsi, plusieurs techniques ont été employées, comme par exemple la vectorisation et l'utilisation des fichiers MEX (en anglais, MATLAB Executable) compilés sur une architecture 64 bits. Le temps de calcul dans ce cas ne dépasse pas le centième de seconde pour 11 d'itérations. Nous présentons dans la figure 14, le résultat obtenu avec cette méthode sur une structure constituée de 11 couches de matériaux à haut indice (Silicium) et à bas indice (Air) avec un défaut de remplacement à la position centrale.



**Figure 14.** Spectre de transmission en champ calculé avec la Méthode de Matrices de Transfert à partir d'une structure constituée d'un empilement de 11 couches de matériaux à haut indice (Silicium,  $n_H = 3.417$  et  $d_H = 73 \mu\text{m}$ ) et à bas indice (Air,  $n_L = 1$  et  $d_L = 250 \mu\text{m}$ ) avec un défaut de remplacement à la position centrale ( $n_D = 3$ )

Cette étude théorique nous a permis de présenter la méthode de matrices de transfert qui s'avère une méthode facile à implémenter, très efficace pour remonter aux coefficients de transmission et de réflexion des systèmes multicouches périodiques unidimensionnels. L'intérêt que la communauté scientifique porte à ces structures à bande interdite photonique est expliqué en grande partie par leur propriété de contrôler spatialement et temporellement la propagation des ondes. La maille élémentaire des cristaux photoniques est typiquement submillimétrique, rendant leur réalisation dans le domaine THz particulièrement aisée. Ces structures seront caractérisées via des bancs de THz-TDS classique qu'il convient de décrire rapidement.

## IV. LES ONDES TERAHERTZ

### IV.1. Introduction

Le domaine THz n'est en réalité que la rencontre des domaines des ondes millimétriques et de l'optique. Cela correspond à la fenêtre de fréquences située entre les ondes infrarouges et les micro-ondes : de 100 GHz à 10 THz. Il couvre la gamme des excitations de basse énergie dans des matériaux électroniques, des modes de vibration et rotations de basse fréquence de nombreuses molécules,... ce qui en fait un domaine spectral clé pour explorer et étudier de nouveaux phénomènes physiques d'un point de vue fondamental mais aussi pratique. Toutefois, ce domaine a été appelé pendant longtemps « gap THz » en raison de manque de sources et détecteurs performants fonctionnant à ces fréquences. Dans les dernières décennies, l'apparition de nouvelles technologies : semi-conducteurs rapides et des lasers impulsions femtosecondes notamment, a permis l'émergence de nouvelles sources et de détecteurs fiables et ultrarapides qui ont facilité l'accès au domaine des ondes THz. Le développement de ces nouvelles techniques a ainsi ouvert la voie à de nouvelles applications comme par exemple la spectroscopie, l'imagerie, la détection d'explosifs, de stupéfiants,... l'identification, l'authentification, la télécommunication (à très haut débit),... Plusieurs motivations sont à l'origine de cet engouement :

- Une signature spécifique : divers matériaux solides, liquides et gazeux présentent des signatures distinctives dans le THz. Une propriété qui peut être utilisée dans des applications de détection
- Pénétration : il existe plusieurs types de matériaux transparents aux longueurs d'onde THz et opaques dans le visible ou l'infrarouge. Ainsi, l'onde THz peut passer à travers ces différents matériaux avec différents niveaux d'atténuation
- Rayonnement non ionisant : En raison de la faible énergie de leurs photons, les ondes térahertz présentent un faible effet d'ionisation sur les tissus biologiques

Pour mieux comprendre certaines propriétés comme le fait de considérer le rayonnement THz comme non ionisant, nous présentons ci-dessous l'équivalent de 1 THz en énergie, nombre d'onde,... :

- Fréquence :  $f = 1 \text{ THz}$
- Période :  $T = 1 \text{ ps}$

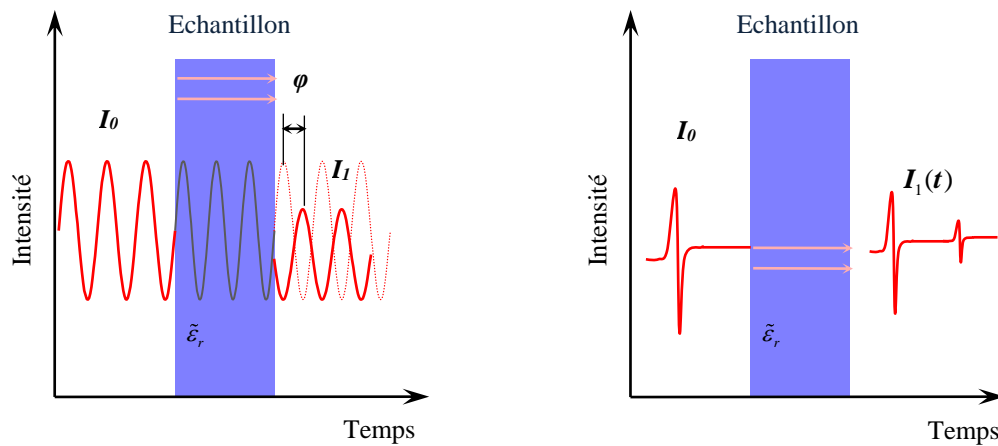
- Longueur d'onde :  $\lambda = 0.3 \text{ mm}$
- Energie :  $E = 4.14 \text{ meV}$
- Nombre d'onde :  $k = 33.3 \text{ cm}^{-1}$

Nous pouvons remarquer qu'effectivement l'énergie des photons à 1 THz ne dépasse pas quelques *meV*. A ces faibles énergies, les ondes THz sont considérées sans risque pour les êtres vivants. De plus, les ondes THz sont fortement absorbées par les milieux hydrophiles ; leur profondeur de pénétration dans la peau est par conséquent très faible elles seront alors absorbées par la peau contrairement, par exemple, aux rayons X.

L'exploitation de toutes ces propriétés demande qu'on mette en place des systèmes de génération et de détection des ondes THz robustes et fiables. Toutefois, malgré le savoir-faire en électronique, optique et optoélectronique, le transfert de ce savoir-faire au THz reste aujourd'hui très modeste et limité (faible puissance, coût élevé,...), particulièrement si on parle d'applications THz à l'échelle industrielle, et qui plus est, bas coût.

En ce qui concerne les sources THz, la majorité d'entre elles se basent sur l'excitation de différents matériaux par des lasers. Pour ce faire, deux principales techniques sont employées. La première technique met en jeu des excitations en mode continu (en anglais : Continuous Wave technology – CW) connue aussi sous le nom de génération des ondes THz dans le domaine fréquentiel (en anglais : Frequency-Domain Terahertz Generation – FDTHz) (cf. Figure 15). Généralement, dans cette technique l'excitation du matériau semi-conducteur se fait par deux lasers dont la différence de fréquences est égale à la fréquence THz désirée. Ainsi pour que la fréquence du rayonnement THz obtenu soit ajustable il faut que l'un de ces deux lasers soit accordable en fréquence. La deuxième technique fait recours à des excitations en mode impulsionnel (en anglais : Pulsed Wave technology) connue aussi sous le nom de génération des ondes THz dans le domaine temporel (en anglais : Time-Domain Terahertz Generation – TDTHz). Bien que la première technique présente souvent une meilleure résolution fréquentielle (quelques dizaines de MHz), elle ne permet pas toujours d'accéder facilement à la phase. Plusieurs solutions sont proposées, comme par exemple l'utilisation d'un interféromètre<sup>[54]</sup>, modulateur de phase mécanique ou optique<sup>[55]</sup>. A contrario, la détermination de la phase dans la technique temporelle est directement accessible par une simple transformée de Fourier du signal mesuré.





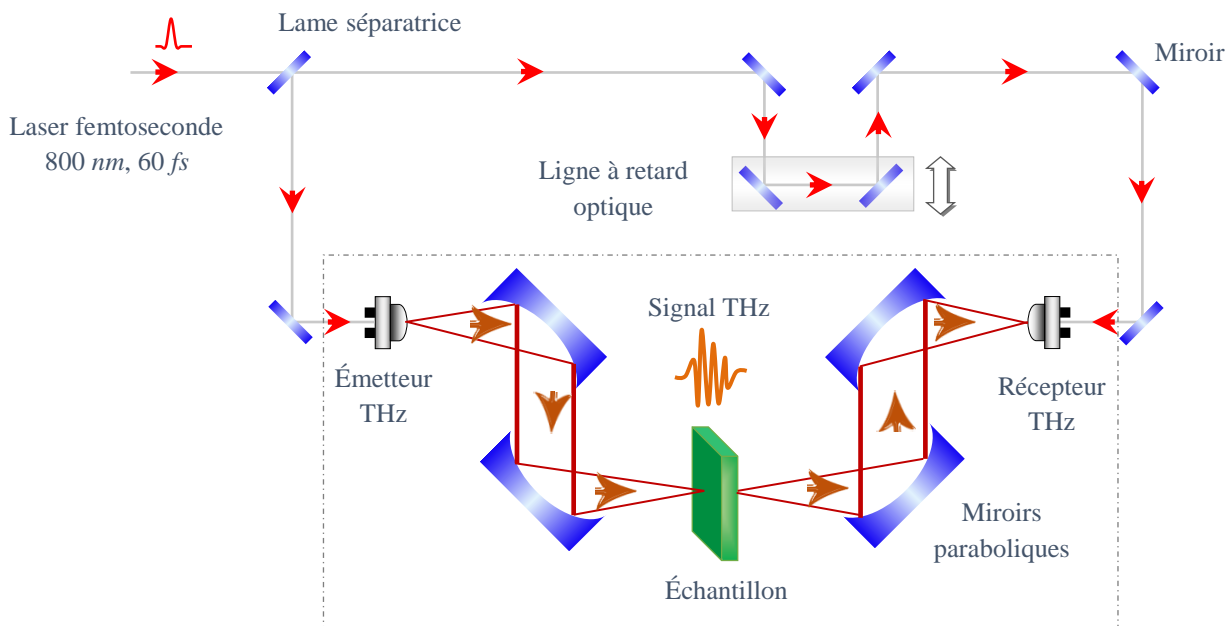
**Figure 15.** A gauche : Caractérisation d'un échantillon par des ondes THz dans le domaine fréquentiel (CW) ou en mode continu. A droite : Caractérisation d'un échantillon avec la technique de génération des ondes THz dans le domaine temporel (TDTHz) ou en mode pulsé.  $I_0$ ,  $I_1$ ,  $\varphi$  et  $\tilde{\epsilon}_r$ , représentent respectivement l'intensité du champ incident et transmis, le déphasage et la permittivité relative complexe de l'échantillon

Nous présentons ci-dessous une liste non exhaustive de différentes sources de génération et de détection de rayonnement THz (pour plus de détail voir [56]) :

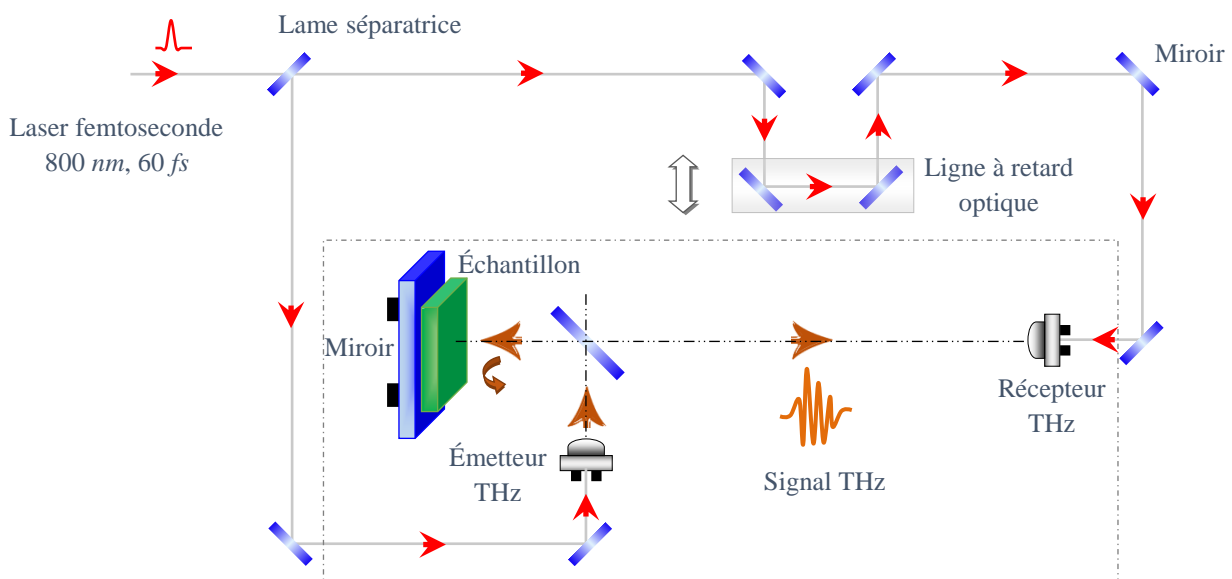
- Sources
  - Sources THz à corps noirs,
  - Les diodes : les diodes TUNNETT, les diodes IMPATT (Impact Avalanche And Transit Time diode),...
  - Les antennes photoconductrices impulsionnelles ou continues,
  - Génération par effet de surface,
  - Génération par effet non-linéaire (redressement optique)
  
- Détecteurs
  - Bolomètres, cellule de Golay,
  - Antennes photoconductrices impulsionnelles ou continues,
  - Détection par effet Pockels (effet électro-optique)

### IV.2. La spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz TDS)

Combiner les différentes techniques de génération et de détections de rayonnement THz en mode impulsif citées dans le paragraphe précédent, permet d'obtenir un système complet de spectroscopie résolu en temps. Nous disposons dans notre laboratoire des plusieurs bancs THz TDS pour la caractérisation en transmission (cf. Figure 16) et/ou réflexion (cf. Figure 17). Ici le champ THz est polarisé verticalement (TE ou s).



**Figure 16.** Schéma de principe d'une expérience de spectroscopie dans le domaine temporel – THz TDS en transmission



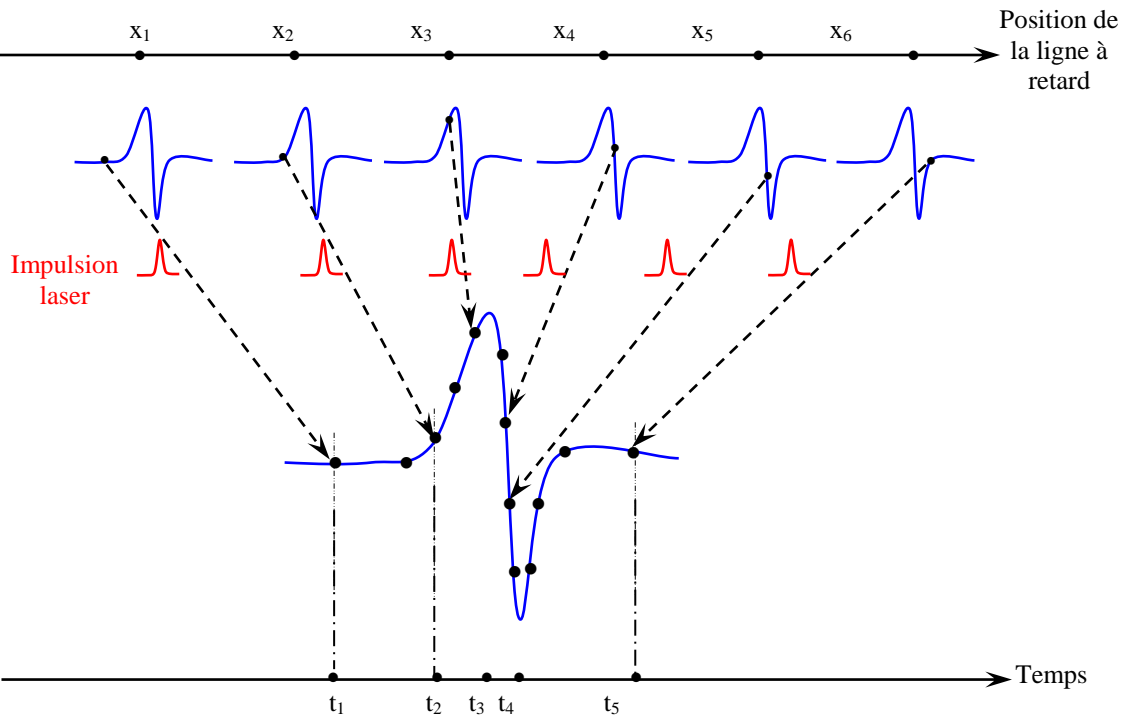
**Figure 17.** Schéma de principe d'une expérience de spectroscopie dans le domaine temporel – THz TDS en réflexion sous incidence normale

La technique de génération et de détection d'ondes THz mise en jeu dans ces bancs est basée sur la photoconduction<sup>[56]</sup>. Ainsi pour exciter les deux photo-commutateurs (utilisés pour l'émission et la réception) nous utilisons un laser impulsionnel ultra-rapide (Tsunami - Spectra-Physics). La longueur d'onde des impulsions est centrée autour de 800 nm, d'une durée de 60 fs avec un taux de répétition est de 80 MHz et d'une puissance moyenne de l'ordre de 400 mW. Afin d'avoir une détection synchrone, le faisceau laser est divisé en deux faisceaux avec la lame séparatrice : l'un servant respectivement à déclencher l'émission et l'autre la détection du rayonnement THz. La mesure de l'amplitude du champ THz (courant moyen de l'ordre de nA proportionnel au champ :  $E(t) \propto \frac{dj(t)}{dt}$ ) au niveau de détecteur est assurée par un amplificateur à détection synchrone associé à un préamplificateur de courant ( $G \sim 10^7$  V/A) à condition que l'onde térahertz et le faisceau laser arrive sur le détecteur au même instant. Toutefois, le système de détection utilisé ne permet pas de mesurer le champ THz en temps réel, car il faudrait une bande passante du système de mesure de plusieurs THz. Aussi les signaux THz étant périodiques nous utilisons une technique d'échantillonnage en temps équivalent qui, grâce à une ligne à retard optique permettant de modifier le chemin parcouru par le faisceau laser éclairant le détecteur, permet de reconstituer le signal (cf. Figure 18). A chaque position de la ligne à retard correspond une valeur différente du champ THz qui permet ainsi d'en reconstruire le profil temporel total (cf. Figure 18).

Parmi les grands intérêts de la spectroscopie THz dans le domaine temporel est la mesure rapide de l'indice et l'absorption (en transmission et/ou en réflexion) d'un matériau sur une large bande de fréquence. Pour ce faire, nous considérons que l'échantillon à caractériser est à faces parallèles et d'épaisseur connue. Les différentes étapes de mesure jusqu'à l'extraction de propriétés optiques sont présentées ci-dessous<sup>[57]</sup> :

1. Mesure du signal de référence (champ THz incident), sans échantillon
2. Mesure du signal transmis par l'échantillon. Généralement, on note une diminution de l'amplitude du champ par rapport au signal de référence ainsi que la présence d'un décalage temporel accompagné d'un élargissement (cf. Figure 19. a)
3. Extraction de l'absorption et de l'indice de réfraction. Nous utilisons un algorithme d'extraction développé en interne<sup>[57]</sup>. Il se base principalement sur la détermination de zéros d'une fonction complexe par la méthode Newton-Raphson. Cette fonction est en fait le rapport du spectre obtenu avec échantillon par le

spectre de référence. Pour obtenir les réponses dans le domaine fréquentiel, nous appliquons la transformée de Fourier discrète des deux signaux temporels mesurés sans et avec échantillon (cf. Figure 19. b et c). Quelques hypothèses sont néanmoins nécessaires concernant l'échantillon : matériau homogène, non magnétique, sans charge de surface, plan à faces parallèles.



**Figure 18.** Echantillonnage en temps équivalent d'une impulsion THz. La courbe en bleu représente l'impulsion THz et en rouge l'impulsion laser. Selon la position de la ligne à retard ( $x_1, x_2, \dots$ ), la synchronisation entre l'impulsion laser et l'onde THz au niveau du détecteur aura lieu à des instants différents ( $t_1, t_2, \dots$ ) et pour des intensités de champ THz différentes.

Dans la figure 19 nous avons présenté le résultat de la mesure d'une impulsion THz rayonnée en espace libre et transmise par un tag THz. Les spectres associés sont obtenus par transformée de Fourier discrète, les modules sont donnés sur la figure 19.b et les phases sur la figure 19.c. La fenêtre temporelle d'acquisition est ici égale 60 ps ; la résolution fréquentielle est alors d'environ 16 GHz. Moyennant l'algorithme d'extraction de l'indice de réfraction et de l'absorption, nous calculons ces différentes propriétés optiques. Un deuxième exemple donné dans la figure 20, on montre l'indice de réfraction et le coefficient d'absorption obtenus sur un échantillon de Latex de 300  $\mu\text{m}$  d'épaisseur.

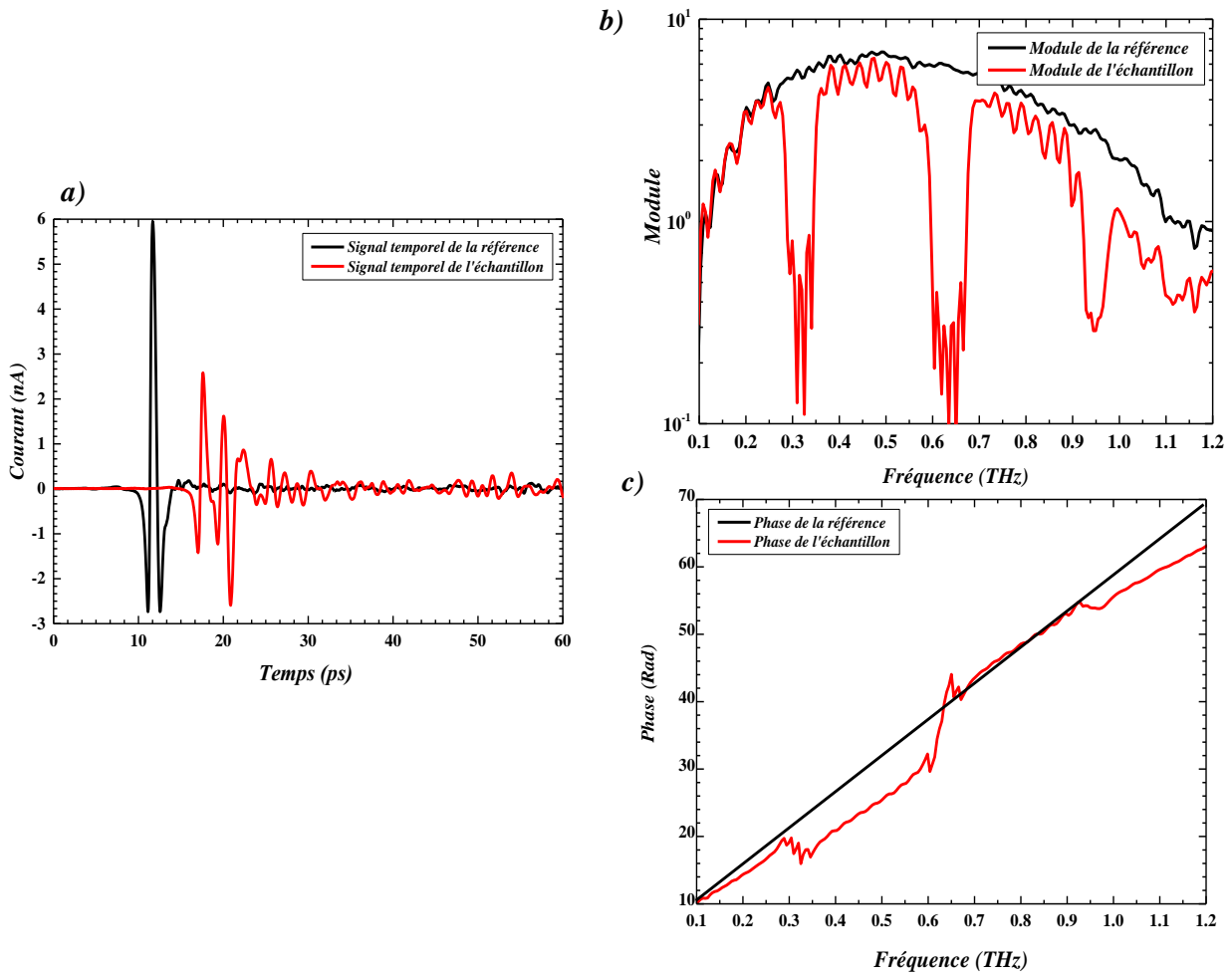


Figure 19. a) : Mesures temporelles de la référence (en noir) et de l'échantillon (en rouge), b) et c) : Représentent, respectivement, le module et la phase des spectres associés obtenus par la transformée de Fourier discrète des deux signaux temporels (a)

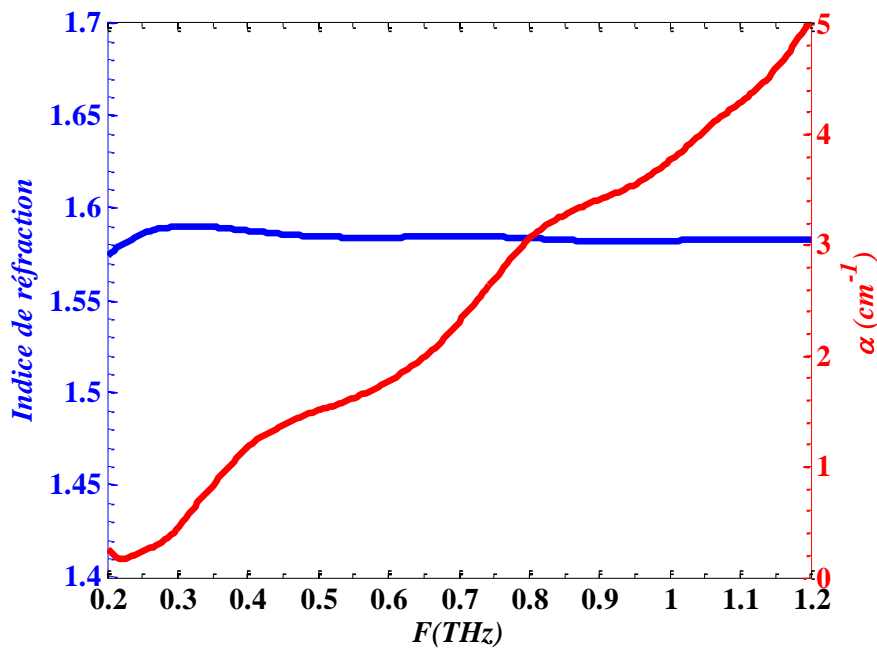


Figure 20. Indice de réfraction (en bleu) et coefficient d'absorption (en rouge) d'une couche de Latex d'épaisseur égale à 300  $\mu\text{m}$  mesurés par THz-TDS

Afin de caractériser le dispositif sous incidence variable, j'ai utilisé un 3<sup>ème</sup> banc de spectroscopie THz réunissant les caractéristiques d'un banc de THz-TDS classique et celle d'un goniomètre afin de pouvoir mesurer le signal transmis et/ou réfléchi par un échantillon dans diverses direction et/ou sous incidence variable (cf. Figure 21). Cette double caractéristique est obtenue en permettant non seulement au détecteur de tourner dans le plan de l'expérience autour de l'échantillon (A) mais aussi en permettant à l'échantillon de tourner dans le plan perpendiculaire au faisceau incident (B). La première caractéristique est aisément obtenue en utilisant une platine de rotation sur laquelle est positionné l'échantillon. Concernant la seconde caractéristique et étant donné la nécessité de synchroniser à tout moment les impulsions laser déclenchant émetteur et récepteur, le bras mobile a été fibré. La fibre engendre une dispersion importante de l'impulsion femtoseconde (cf. Figure 22 - gauche) qui est pré-compensée par un jeu de deux réseaux de diffraction. Il s'avère par ailleurs que la dispersion augmente aussi avec la puissance véhiculée dans la fibre (cf. Figure 22 - droite).

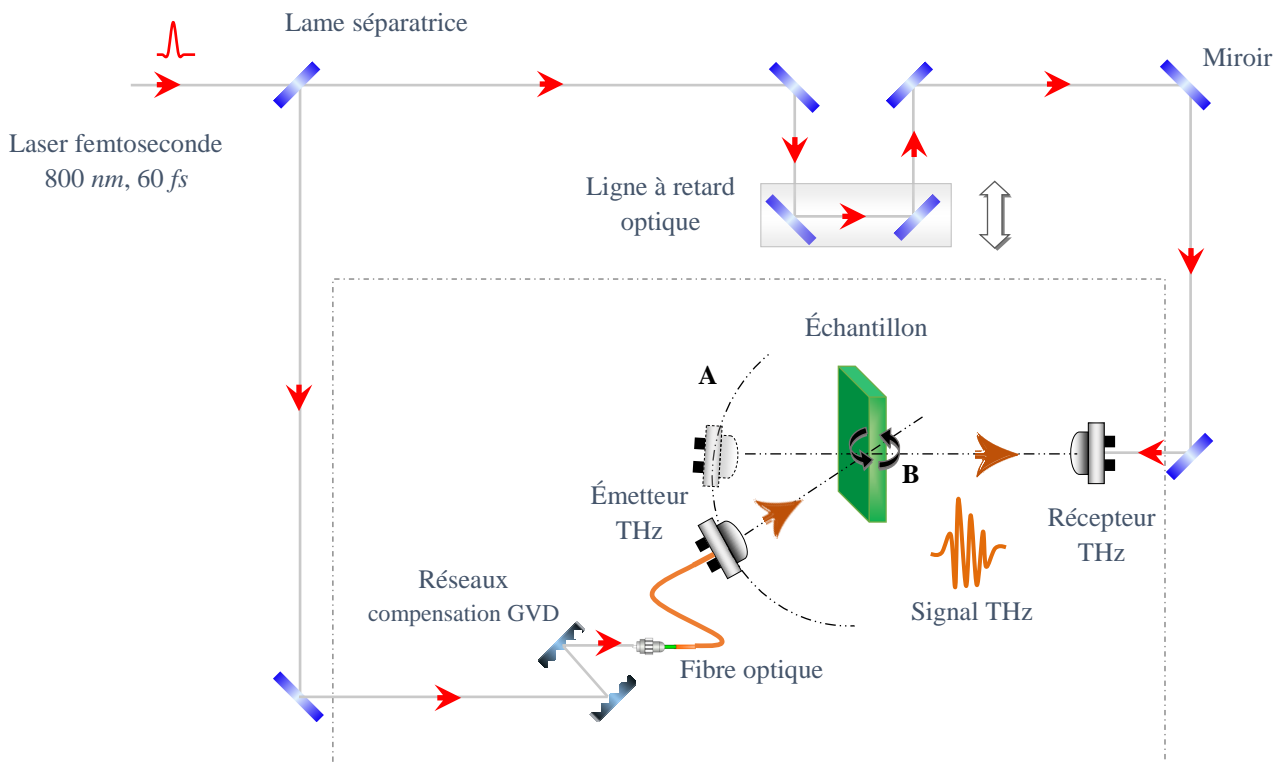
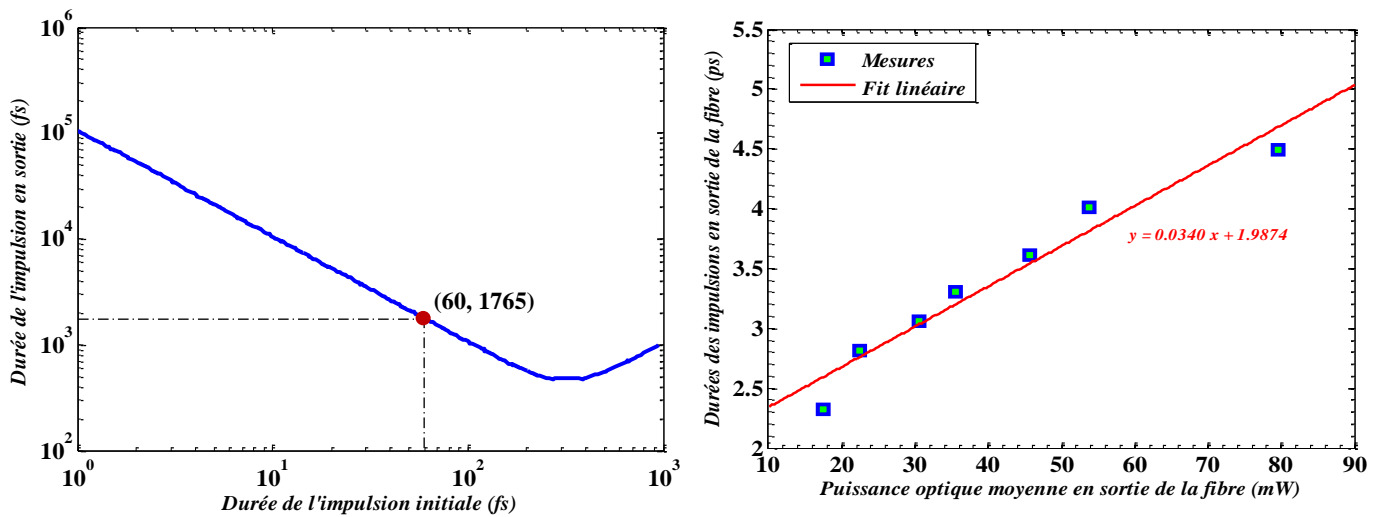


Figure 21. Schéma de l'expérience de THz-TDS « Goniométrique »



**Figure 22.** Gauche : durée de l'impulsion de sortie de fibre en fonction de la durée de l'impulsion d'entrée pour une fibre de 88 cm (longueur d'onde = 800 nm). Droite : Variation de la durée de l'impulsion de sortie en fonction de la puissance laser

Le banc est ainsi constitué de :

- Un système de THz-TDS de base (Figure 16),
- Un système goniométrique pour la rotation du détecteur et de l'échantillon,
- Un système de fibrage de l'impulsion fs déclenchant le détecteur associé à un système de pré-compensation de la dispersion dans la fibre de longueur 1,5 m.

### IV.3. Nouvelle évolution pour les lecteurs des tags THz

#### IV.3.1. Lecteurs THz en mode pulsé

Les différents bancs de mesure présentés précédemment ne représentent pas des systèmes de lectures portatifs et commercialisables adaptés à la lecture de tag THz proposés. Toutefois, le développement de nouveaux systèmes THz commerciaux de plus en plus compacts et robustes sont aujourd'hui disponibles. Parmi lesquels nous citons celui de la société américaine Zomega (<http://www.zomega-terahertz.com/>), spécialisée dans les systèmes fonctionnant dans le domaine temporel, qui a développé un lecteur THz portatif très compact et pouvant fonctionner sur batterie. Le tout est basé sur un laser impulsionnel lui aussi très compact. Le système « micro-Z » (cf. Figure 23 et Annexe 2), abouti d'un point de vue développement industriel est donc une solution possible au problème de lecture des tags THz qui pourrait à terme être plus spécifiquement adapté à l'application visée notamment du point de vue de la résolution fréquentielle. Les performances de ce système sont présentées dans le tableau 5 et une analyse critique au regard de ses performances est aussi proposée. Ainsi, le

tableau suivant compare les performances du système « micro-Z » à celles requises pour le lecteur de tags THz :

Critères	Requis	Système « Micro-Z »	Conclusion
Largeur spectrale d'analyse	0.1-1 THz	0.1-2 THz	validé
Dynamique maximum	> 50 dB (autour de 0.5 THz)	~ 50 dB (autour de 0.5 THz)	validé
Résolution fréquentielle	de l'ordre de quelques GHz	200 GHz	non validé
Distance de lecture	quelques dizaine de cm	~ 10 cm	~ validé
Mode de mesure	– Transmission	transmission	validé
	– Réflexion	réflexion	validé
Vitesse de lecture	< 1 s	500 Hz	validé

**Tableau 5.** Comparaison entre les différentes caractéristiques du système de lecture « Micro-Z » et les caractéristiques requises pour un système de lecture approprié à la l'application des tags THz visée

Le système « Micro-Z » (cf. Figure 23), premier système THz commercial portatif présente des caractéristiques techniques suffisantes sur la plupart des critères excepté la résolution fréquentielle très inférieure à celle requise. En effet, ce dispositif compact a été développé pour l'analyse de substances et plus précisément pour leur détection par identification de leur spectre de raies. Dans le domaine THz, les raies d'absorption de certaines molécules d'intérêt (explosifs par exemple<sup>[58]</sup>) sont relativement larges (de l'ordre de la centaine de GHz ou plus). Par ailleurs, la mesure étant réalisée dans le domaine temporel, la résolution fréquentielle est alors inversement proportionnelle à la largeur temporelle de la mesure, celle-ci étant liée à la longueur de la ligne à retard optique. Afin de pouvoir obtenir une vitesse de lecture importante (jusqu'à 500 Hz), la largeur de la fenêtre temporelle a été ainsi diminuée, limitant la résolution fréquentielle. Cet inconvénient pourrait être réglé en utilisant une ligne à retard optique basée sur des platines de translation motorisées plus longues (ou avec plusieurs repliement du faisceau optique). Un bon compromis serait d'utiliser des platines de translation mécaniques moins précises, ce qui conduirait aussi à une diminution de la largeur spectrale d'analyse qui est aujourd'hui très au-dessus des spécifications requises. Une autre solution serait d'utiliser des lignes à retard compactes et fibrées (cf. Annexe 3) qui permettent de gagner en compacité et obtenir des délais conséquents. D'autres systèmes sont commercialisés par la même société, comme par exemple le « Mini-Z », produit précurseur du « Micro-Z ». Ce système, bien que moins compact (transportable mais non portatif) présente



des caractéristiques techniques voisines. Les principales différences sont au niveau de sa résolution fréquentielle supérieure (inférieure à 25 GHz au lieu de 200 GHz), pour une rapidité de mesure moindre de l'ordre de 10 Hz.



*Figure 23. Photographie d'un prototype de lecture THz portable commercialisé par la société Zomega*

Afin de vérifier la possibilité d'utiliser de tel appareil pour une lecture rapide des tags, nous avons eu l'opportunité d'utiliser un autre système commercialisé par la société japonaise ADVANTEST. Nous avons listé dans le tableau 6 les différentes caractéristiques du système « TAS7500SP » (pour plus de détails voir Annexe 4). Ce système présente des caractéristiques meilleures que le « Micro-Z », comme par exemple, la résolution fréquentielle qui peut atteindre 3.8 GHz (<25 GHz pour le Micro-Z). Bien que ce soit un produit très compact (cf. Figure 24), il reste loin d'être aisément transportable (le système complet comprend deux modules pour la caractérisation en transmission ou réflexion, un déshumidificateur et le laser). Une campagne de caractérisation et de validation avec ce système sera présentée en détail dans le chapitre 3, section II.4.6.



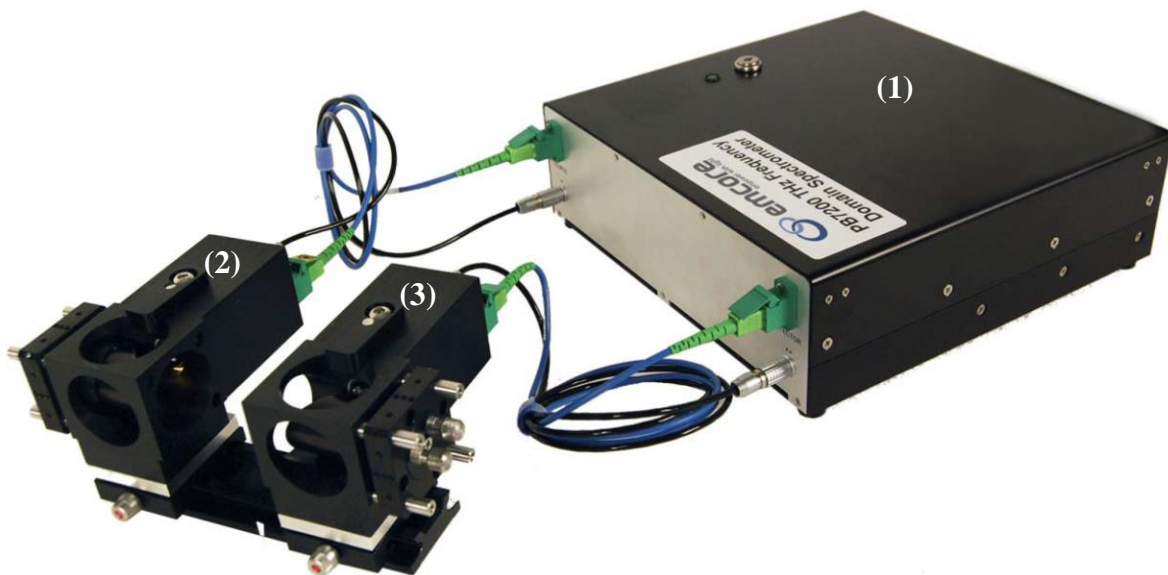
*Figure 24. Photographie du module de caractérisation en transmission du système TAS7500SP commercialisé par la société ADVANTEST*

Measurement method	Terahertz optical sampling method		
Time resolution	2 fs		
Frequency resolution	3.8 GHz	7.6 GHz	61.0 GHz
Scan range	262 ps	131 ps	16 ps
Throughput	16 ms/scan	8 ms/scan	1 ms/scan
Frequency accuracy	±10 GHz (at 1.41 THz)		

*Tableau 6. Les différentes caractéristiques du système de lecture « TAS7500SP » commercialisé par la société ADVANTEST<sup>[59]</sup>*

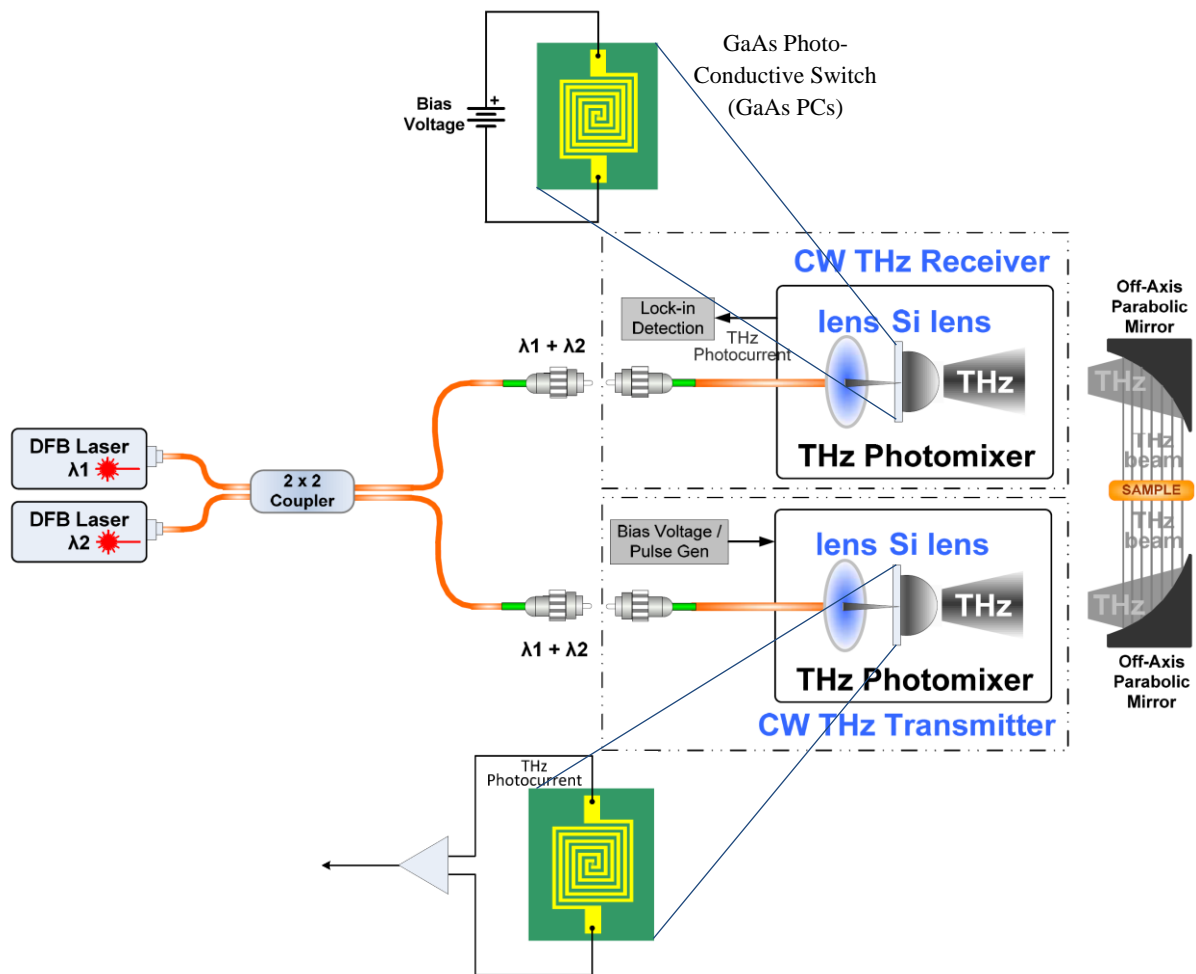
#### IV.3.2. Lecteurs THz en mode continu

Comme nous l'avons précédemment dit, la technologie CW offre plusieurs avantages par rapport à celle en mode pulsé. Nous avons choisi comme exemple le modèle « PB7200 » commercialisé par la société américaine EMCORE (cf. Figure 25). Ce système, encore un prototype, présente une bande passante allant d'environ 100 GHz à 2 THz avec une résolution fréquentielle qui peut atteindre les 100 MHz<sup>[60]</sup> (pour plus de détails voir Annexe 5). Le système peut fonctionner sur batterie avec une autonomie de 12 heures.



*Figure 25. Photographie d'un prototype de lecture THz portable commercialisé par la société EMCORE. Le système est constitué d'une unité de contrôle contenant le laser (1), une source THz (2) ainsi que le détecteur THz (3), les deux sont installés sur un banc optique<sup>[60]</sup>*

Le système est constitué de deux lasers monomodes (800 nm) accordables en fréquence (cf. Figure 26). Pour assurer la génération et la détection de rayonnement THz, le système est doté de deux photomélangeurs à base de GaAs épitaxiés à basse température. Ce mode de croissance, augmente la résistivité et réduit le temps de réponse, ce qui offre des perspectives intéressantes dans des applications de détections des phénomènes ultrarapides. Les lasers utilisés pour l'excitation de photomélangeurs, sont reliés aux détecteurs et récepteurs avec deux fibres monomodes à maintien de polarisation. Pour la focalisation des faisceaux lasers on utilise des lentilles en silicium.



**Figure 26.** Schéma d'une expérience de spectroscopie dans le domaine fréquentiel basée sur la technique de photomélangement<sup>[60]</sup>

Afin d'évaluer les performances de cet appareil, Emcore co. a mis à notre disposition un système PB7200. Le système a été testé sur une structure multicouche avec un défaut structurel. Cependant, le signal mesuré présente des phénomènes d'interférences entre les ondes émises par l'émetteur et celles, non souhaitées, émises dans le détecteur. Ces creux de transmission liés aux interférences voient leur fréquences modifiées par la présence d'un

échantillon rendant délicate une mesure précise du coefficient de transmission de nos structures à BIP. Pour éliminer ce phénomène, il faut rendre le faisceau THz temporellement incohérent afin de pouvoir l'utiliser en disposant, par exemple, un décohéreur spatial (en anglais depolarizers) entre l'émetteur et le récepteur. Avec cette solution on perd de l'information sur la phase, mais ce n'est pas grave pour l'application envisagée des tags THz.

Au regard de ce qui a été abordé jusqu'ici, de l'introduction au domaine des cristaux photoniques unidimensionnels ainsi qu'au domaine des ondes THz, il devient assez naturel de penser à marier ces deux domaines et de présenter principalement les applications d'identification, codage d'information, via les cristaux photoniques dans le domaine THz.

## **V. L'IDENTIFICATION VIA DES CRISTAUX PHOTONIQUES DANS LE DOMAINE TERAHERTZ**

Le terme « identification » dans le domaine térahertz a été toujours relié à la détection et identification de substances ou matériels « sensibles » qui présentent naturellement des signatures spectrales caractéristiques et discriminantes dans le domaine THz. Toutefois, dans les cinq dernières années, l'identification dans le THz a pris une autre dimension. Dans l'identification classique, on cherchait à identifier l'unicité de la réponse électromagnétique d'un certain type de substance,... Cette unicité provient des propriétés intrinsèques de la matière. Dans le cadre de ma thèse j'ai cherché à modifier les propriétés d'un matériau et à les améliorer de sorte de créer des éléments repérables dans sa signature électromagnétique. Comme il a été illustré dans l'introduction générale, l'identification dans le domaine THz, basée sur un principe de codage proche de celui de la RFID, a été proposée pour la première fois à l'IMEP-LAHC avec M. Bernier *et al.*<sup>[61][62]</sup>. La technique de codage était encore modeste, utilisant les défauts créés dans la bande interdite pour coder l'information. La présence d'un pic représente un état logique haut « 1 » et son absence correspond à un état logique bas « 0 » (cf. Figure 27). La capacité maximale atteinte expérimentalement avec ces tags était égale à deux bits. Le matériau de haut indice de réfraction utilisé pour la fabrication du démonstrateur était le silicium.

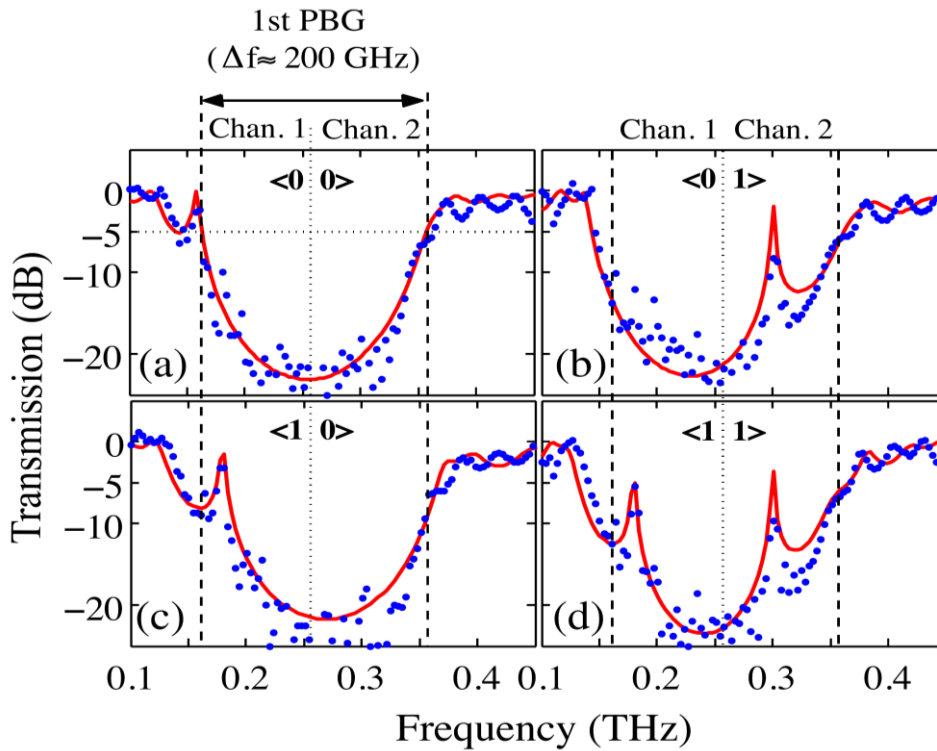


Fig. 10. (Color online) Measured (dots) and simulated (solid line) transmission coefficient of the realized multilayer structure providing (a)  $\langle 00 \rangle$  code ( $d_{\text{def}} = 230 \mu\text{m}$ ), (b)  $\langle 01 \rangle$  code ( $d_{\text{def}} = 460 \mu\text{m}$ ), (c)  $\langle 10 \rangle$  code ( $d_{\text{def}} = 125 \mu\text{m}$ ), and (d)  $\langle 11 \rangle$  code ( $d_{\text{def}} = 955 \mu\text{m}$ ) within the usable bandwidth of the first-order PBG delimited by the vertical dashed line.

**Figure 27.** Exemple de codage de 2 bits avec un tag THz, fabriqué par M. Bernier et al.<sup>[61][62]</sup>

Dans le deuxième chapitre de ce manuscrit, nous allons remplacer les couches de silicium par d'autres types de matériaux bas coût, issus de l'industrie papetière (Polyéthylène, papier, Latex,...), et facile à fabriquer,... Nous allons aussi améliorer la capacité de codage de ces tags THz en utilisant d'autres techniques de codage pour atteindre une capacité 20 fois plus grande que celle proposées dans <sup>[61]-[63]</sup>. Ainsi, nous allons présenter dans la partie suivante une étude des matériaux compatibles avec la solution tag THz visée. Les différents résultats de caractérisation, dans le domaine THz, en transmission et en réflexion de ces matériaux. Les prototypes de tags pour l'identification et/ou l'authentification unitaire y seront également présentés.

**REFERENCES**

- [1] K. A. Milton, "Theoretical and experimental statut of magnetic monopoles," *Report on Progress in Physics*, Vol. **69**, pp. 1637–1711, 2006
- [2] L. Rayleigh, "On the maintenance of vibrations by forces of double frequency, and on the propagation of waves through a medium endowed with a periodic structure," *Philosophical Magazine*, Vol. **24**, pp. 145–159, 1887
- [3] L. Rayleigh, "On the remarkable phenomenon of crystalline reflexion described by Prof. Stokes," *Philosophical Magazine*, Vol. **26**, pp. 256–265, 1888
- [4] E. Yablonovitch, "Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics," *Physical Review Letters*, Vol. **58**, No. 20, pp. 2059-2062, 1987
- [5] S. John, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices," *Physical Review Letters*, Vol. **58**, No. 23, pp. 2486-2489, 1987
- [6] K. M. Ho, C. T. Chan, and C. M. Soukoulis, "Existence of a photonic gap in periodic dielectric structures," *Physical Review Letters*, Vol. **65**, No. 25, pp. 3152-3155, 1990
- [7] E. Yablonovitch, T. J. Gmitter and K. M. Leung, "Photonic band structures: the face-centered cubic case employing non-spherical atoms," *Physical Review Letters*, Vol. **67**, No. 17, pp. 2295-2298, 1991
- [8] P. Simonis, A. Bay, V. L. Welch, J. F. Colomer, and J. P. Vigneron, "Cylindrical Bragg mirrors on leg segments of the male Bolivian blueleg tarantula *Pamphobeteus antinous* (Theraphosidae)," *Opt. Express*, Vol. **21**, pp. 6979-6996, 2013
- [9] J. P. Vigneron, P. Simonis, "Natural photonic crystals," *Physica B: Condensed Matter*, Vol. **407**, pp. 4032-4036, 2012
- [10] S. KINOSHITA, S. YOSHIOKA, Y. FUJII and N. OKAMOTO, "Photophysics of Structural Color in the Morpho Butterflies," *Forma*, Vol. **17**, pp. 103–121, 2002
- [11] A. L. Ingram and A. R. Parker, "A review of the diversity and evolution of photonic structures in butterflies, incorporating the work of John Huxley (The Natural History

- Museum, London from 1961 to 1990),” *Philos Trans R Soc Lond B*, Vol. **363**, pp. 2465–2480, 2008
- [12] R. C. Schroden, M. Al-Daous, C. F. Blanford and A. Stein, “Optical Properties of Inverse Opal Photonic Crystals,” *Chemistry of Materials*, Vol. **14**, pp. 3305-3315, 2002
- [13] V. L. Colvin, “From Opals to Optics: Colloidal Photonic Crystals,” *MRS Bulletin*, Vol. **26**, pp. 637-641, 2001
- [14] D. Shechtman, I. Blech, D. Gratias, J.W. Cahn, “Metallic Phase with Long-Range Orientational Order and No Translational Symmetry,” *Physical Review Letter*, Vol. **53**, No. 20, pp. 1951-1953, 1984
- [15] R. Dallapiccola<sup>1</sup>, A. Gopinath, F. Stellacci<sup>1</sup> and L. D. Negro, “Quasi-periodic distribution of plasmon modes in two-dimensional Fibonacci arrays of metal nanoparticles,” *Opt. Express*, Vol. **16**, No 8, pp. 5544–5555, 2008
- [16] F. Qiu, R. W. Peng, X. Q. Huang, “Omnidirectional reflection of electromagnetic waves on Thue-Morse dielectric multilayers,” *Physical Review Letter*, Vol. **68**, pp. 658–663, 2004
- [17] P. J. Grabner, H. Prodinger, “Asymptotic analysis of the moments of the Cantor distribution,” *Statistics & Probability Letters*, Vol. **26**, No 3, pp. 243–248, 1996
- [18] C. G. Bezerra, J. M. de Araújo, C. Chesman and E. L. Albuquerque, “Magnetization in quasiperiodic magnetic multilayers with biquadratic exchange coupling,” *Journal of Applied Physics*, Vol. **89**, No. 4, pp. 2289–2292, 2001
- [19] E.L. Albuquerque, M.G. Cottam, “Theory of elementary excitations in quasiperiodic structures,” *Physics Reports*, Vol. **376**, Issues 4–5, pp. 225-337, 2003
- [20] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutger University, USA, 2013 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [21] C. J. R. Sheppard, “Approximate calculation of the reflection coefficient from a stratified medium,” *Pure and Applied Optics*, Vol. **4**, pp. 665–669, 1995 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [22] M. Upadhyay, S. K. Awasthi, S. K. Srivastava, and S. P. Ojha, “Infrared omni-directional mirror based on one-dimensional birefringent-dielectric photonic crystal,” *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. **25**, pp. 211–222, 2012 [Disponible en ligne : [Link](#)]

- [23] J. N. Winn, Y. Fink, S. Fan, and J. D. Joannopoulos, "Omnidirectional reflection from a one-dimensional photonic crystal," *Optics Letters*, Vol. 23, pp. 1573–1575, 1998 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [24] S. K. Srivastava and S. P. Ojha, "Omnidirectional reflection bands in one-dimensional photonic crystal structure using fullerene films," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 74, pp. 181–194, 2007 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [25] A. D. Ariza-Flores, L. M. Gaggero-Sager and V. Agarwal, "Study of the omnidirectional photonic bandgap for dielectric mirrors based on porous silicon: effect of optical and physical thickness," *Nanoscale Research Letters*, Vol. 7, pp. 7:391, 2012, [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [26] N. Krumbholz, K. Gerlach, F. Rutz, M. Koch, R. Piesiewicz, T. Kürner and D. Mittleman, "Omnidirectional terahertz mirrors: A key element for future terahertz communication systems," *Applied Physics Letters*, Vol. 88, pp. 202905.1–202905.3, 2006, [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [27] H. Nemeč, L. Duvillaret, F. Garet, P. Kuzel, P. Xavier, J. Richard, and D. Raully, "Thermally tunable filter for terahertz range based on a one-dimensional photonic crystal with a defect," *Journal of Applied Physics*, Vol. 96, No. 8, pp. 4072–4075, 2004, [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [28] H. Nemeč, P. Kužel, L. Duvillaret, A. Pashkin, M. Dressel, and M. T. Sebastian, "Highly tunable photonic crystal filter for the terahertz range," *Optics Letters*, Vol. 30, pp. 549–551, 2005, [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [29] P. Kužel and F. Kadlec, "Tunable structures and modulators for THz light," *Comptes Rendus Physique*, Vol. 9, pp. 197–214, 2008, [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [30] Z. Hui-Yun, G. Ying, Z. Yu-Ping and W. Shi-Fan, "Independently tunable multichannel terahertz filters," *Chinese Physics B*, Vol. 20, pp. 94101.1–94101.7, 2011, [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [31] C. Yang-Hua, J. Ying-Yan, W. Chien-Jang, "Temperature dependence of defect mode in a defective photonic crystal," *Optics Communications*, Vol. 285, Issue 6, pp. 1501–1504, 2012 [Disponible en ligne : [Link](#)]



- [32] P. S. Nunes, N. A. Mortensen, J. P. Kutter, K. B. Mogensen, « Refractive Index Sensor Based on a 1D Photonic Crystal in a Microfluidic Channel,” *Sensors*, Vol. 10, pp. 2348–2358, 2010 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [33] C. Pacholski, “Photonic Crystal Sensors Based on Porous Silicon,” *Sensors*, Vol. 13, pp. 4694–4713, 2013 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [34] R. V. Nair, R. Vijaya, “Photonic crystal sensors: An overview,” *Progress in Quantum Electronics*, Vol. 34, Issue 3, pp. 89–134, 2010 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [35] Jae-Soong I, Y. Park and H. Jeon, “One-Dimensional Photonic Crystal Waveguide: A Frame for Photonic Integrated Circuits,” *Journal of the Korean Physical Society*, Vol. 39, No. 6, pp. 994–997, 2001 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [36] Jae-Soong I, Y. Park and H. Jeon, “Optimal design for one-dimensional photonic crystal waveguide,” *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 22, No. 2, pp. 509–513, 2004 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [37] B. Stout, S. Stout, and M. Neviere, “Photonic crystal waveguides: a one-dimensional model theory,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 15, No. 7, pp. 961–988, 2001 [Disponible en ligne : [Link1](#), [Link2](#)]
- [38] T. W. Lu, L. H. Chiu, P. T. Lin and P. T. Lee, “One-dimensional photonic crystal nanobeam lasers on a flexible substrate,” *Applied Physics Letters*, Vol. 99, pp. 071101.1–071101.3, 2011 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [39] N. B. Ali, J. Zaghdoudi, M. Kanzari and R. Kuszelewicz, “The slowing of light in one-dimensional hybrid periodic and non-periodic photonic crystals,” *Journal of optics*, Vol. 12, N° 4, pp. 045402.1–045402.9, 2010 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [40] K. M. Ho, C. T. Chan and C. M. Soukoulis, “Existence of a photonic gap in periodic dielectric structures,” *Physical Review Letters*, Vol. 65, N° 25, pp. 3152–3155, 1990 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [41] S. Johnson and J. Joannopoulos, “Block-iterative frequency-domain methods for Maxwell's equations in a planewave basis,” *Optics Express*, Vol. 8, N° 3, pp. 173–190, 2001 [Disponible en ligne : [Link](#)]

- [42] S. Shi, C. Chen, and D. W. Prather, “Plane-wave expansion method for calculating band structure of photonic crystal slabs with perfectly matched layers,” *Journal of Optical Society of America A*, Vol. **21**, N° 9, pp. 1769–1775, 2004 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [43] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: the Finite-Difference Time-Domain Method*. Artech House Antennas and Propagation Library, 1038 pages, Boston, London, Third Edition, 2005 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [44] A. F. Oskooi, D. Roundy, M. Ibanescu, P. Bermel, J. D. Joannopoulos, and S. G. Johnson, “MEEP: A flexible free-software package for electromagnetic simulations by the FDTD method,” *Computer Physics Communications*, Vol. **181**, pp. 687–702, 2010 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [45] J. B. Pendry, and A. MacKinnon, “Calculation of photon dispersion relation,” *Physics Review Letters*, Vol. **69**, N° 19, pp. 2772–2775, 1992 [Disponible en ligne : [Link1](#), [Link2](#)]
- [46] J. B. Pendry, “Calculating photonic band structure,” *Journal of Physics: Condensed Matter*, Vol. **8**, N°9, pp. 1085–1108, 1996 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [47] H. Němec, L. Duvillaret, F. Quemeneur and P. Kužel, “Defect modes caused by twinning in one-dimensional photonic crystals,” *Journal of Optical Society of America B*, Vol. **21**, pp. 548–553, 2004 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [48] L. H. Shyu, C. L. Chen, and D. C. Su, “Method for measuring the retardation of a wave plate,” *Applied Optics*, Vol. **32**, N° 22, pp. 4228–4230, 1993 2004 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [49] M. C. Tropicovsky, A. S. Sabau, A. R. Lupini, and Z. Zhang, “Transfer-matrix formalism for the calculation of optical response in multilayer systems: from coherent to incoherent interference,” *Optics Express*, Vol. **18**, pp. 24715–24721, 2010 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [50] C. C. Katsidis and D. I. Siapkas, “General Transfer-Matrix Method for Optical Multilayer Systems with Coherent, Partially Coherent, and Incoherent Interference,” *Applied Optics*, Vol. **41**, pp. 3978–3987, 2002 [Disponible en ligne : [Link](#)]

- [51] G. Pelosi, R. Coccioli and S. Selleri, *Quick Finite Elements for Electromagnetic waves*, Artech House Electromagnetic Analysis, Boston, London, 289 pages, 2009 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [52] E. Yablonovitch, "Photonic band-gap structures," *Journal of Optical Society of America B*, Vol. 10, pp. 283–295, 1993
- [53] J. D. Joannopoulos, R. D. Meade, and J. N. Winn, *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*, Princeton University Press, Second Edition, United Kingdom, New Jersey, 304 pages, 2008
- [54] A. J. Deninger, T. Göbel, D. Schönherr, T. Kinder, A. Roggenbuck, M. Köberle, F. Lison, T. Müller-Wirts and P. Meissner, "Precisely tunable continuous-wave terahertz source with interferometric frequency control," *Review of Scientific Instruments*, Vol. 79, No. 4, pp. 044702.1–044702.6, 2008 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [55] A. Roggenbuck, K. Thirunavukkuarasu, H. Schmitz, J. Marx, A. Deninger, I. C. Mayorga, R. Güsten, J. Hemberger, and M. Grüninger, "Using a fiber stretcher as a fast phase modulator in a continuous wave terahertz spectrometer," *Journal of Optical Society of America B*, Vol. 29, pp. 614–620, 2012 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [56] J. L. Coutaz et al, *Optoélectronique térahertz*, Chambéry, France, EDP Sciences, 360 pages, 2008 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [57] L. Duvillaret, F. Garet, J.-L. Coutaz, "A reliable method for extraction of material parameters in THz time-domain spectroscopy," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electron*, Vol. 2, pp. 739–746, 1996 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [58] H. B. Liu, Y. Chen, G. J. Bastiaans, X. C. Zhang, "Detection and identification of explosive RDX by THz diffuse reflection spectroscopy," *Optics Express*, Vol. 14, pp. 415–423, 2006 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [59] Measurement Specifications of TAS7500SP, [Disponible en ligne]: Source Advantest <https://www.advantest.com/US/products/Terahertz/WEBDEV004885#view1> (visité en décembre 2013)

- [60] PB7200 Portable Frequency Domain Terahertz Spectromete datasheet, [Disponible en ligne] : <http://www.emcore.com/wp-content/uploads/PB7200.pdf> (visité en janvier 2014)
- [61] M. Bernier, F. Garet, E. Perret, L. Duvillaret, S. Tedjini, "Terahertz encoding approach for secured chipless radio frequency identification," *Applied Optics*, Vol. 50, pp. 4648 – 4655, 2011 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [62] S. Tedjini, E. Perret, V. Deepu, M. Bernier, F. Garet and L. Duvillaret "Chipless Tags for RF and THz Identification," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, pp. 1–5, Barcelona, Spain, 12–16 April 2010 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [63] Karl D. D. Willis and Andrew D. Wilson, "InfraStructs: fabricating information inside physical objects for imaging in the terahertz region," *ACM Trans. Graph.* Vol. 32, Issue 4, pp. 138:1-138:10, July 2013



**Étude de Matériaux et Dispositifs pour  
l'Identification dans le Domaine THz**



## CHAPITRE

## 2

# ÉTUDE DE MATÉRIAUX & DISPOSITIFS POUR L'IDENTIFICATION DANS LE DOMAINE THz

## Sommaire

<b>I. INTRODUCTION</b>	<b>69</b>
<b>II. CHOIX DES MATERIAUX</b>	<b>70</b>
II.1. Les Charges et les liants	70
II.1.1. Les Charges	70
II.1.2. Les liants	72
II.2. Les fibres et les polymères (films)	72
II.2.1. Les fibres	72
II.2.2. Les polymères synthétiques	75
II.3. Matériaux pour les couches réfléchissantes	76
II.4. Résultats de caractérisations des matériaux purs	77
II.4.1. Matériaux pour la réalisation des couches diélectriques	78
II.4.2. Matériaux pour la réalisation de couches réfléchissantes	81
<b>III. MODÈLES DE MILIEUX EFFECTIFS</b>	<b>82</b>
III.1. Description physique de la théorie du milieu effectif	83
III.2. Résultats des caractérisations des matériaux complexes par THz-TDS	85
III.2.1. Mélange à base de Latex	86
III.2.1.1. Mélange : TiO <sub>2</sub> -Latex	86
III.2.1.2. Mélange : CaCO <sub>3</sub> -Latex	88
III.2.2. Mélange à base de PEBD	89
<b>IV. FABRICATION ET CARACTÉRISATION DES TAGS THz</b>	<b>91</b>
IV.1. Choix des matériaux	91
IV.2. Description des prototypes de Tags	93
IV.3. Présentation de procédés de déposes des couches de haut et de bas indice	94
IV.3.1. L'enduction	94
IV.3.2. L'extrusion couchage et le contre collage	97
IV.3.2.1. L'extrusion couchage	97
IV.3.2.2. Le contre collage	97
IV.3.3. Pressage à chaud	98
IV.3.4. Limitations technologiques de fabrication	99
IV.4. Conception et caractérisation des structures à base de papier	100
IV.4.1. Conception de la structure	100
IV.4.2. Caractérisation optique des couches et analyse MEB	104
IV.4.3. Caractérisation dans le domaine THz	106
IV.5. Conception et caractérisation des structures à base de PEBD	112



---

IV.5.1. Conception de la structure	112
IV.5.1. Caractérisation optique des couches et analyse MEB	114
IV.5.2. Caractérisation dans le domaine THz	116
IV.5.2.1. Résultats de caractérisation en transmission	116
IV.5.2.2. Résultats de caractérisation en réflexion	119

---

## I. INTRODUCTION

**A**U cours de ces dernières décennies, un bouleversement technologique s'est produit avec un développement extraordinaire dans la technologie des matériaux diélectriques. Grâce à leur mise en forme aisée, leur simplicité de synthèse, leur abondance dans la nature avec des propriétés très diversifiées, ... Ces derniers ont joué un rôle très important dans le développement d'une multitude d'applications comme en optique, électronique, télécommunications, ... Les paramètres clés de ces matériaux se manifestent dans leur capacité à supporter un champ électrostatique tout en dissipant peu d'énergie sous forme de chaleur, dans une permittivité diélectrique accordable par des procédés assez simples.

Le caractère effectif d'un matériau diélectrique hétérogène est déterminé certes par les propriétés physiques de ses composants, mais il dépend aussi de la micro-géométrie de ses constituants. Il s'agit principalement des fractions volumiques des inclusions, de leur répartition dans le matériau hôte, ... Ainsi, dans le cadre de ma thèse je me suis intéressé à l'étude de ce genre de matériau et à en exploiter la caractéristique effective pour développer un dispositif d'identification et/ou authentification fonctionnant dans le THz. Cependant, il faut noter que dans le cas d'une mesure en transmission comme en réflexion, les matériaux diélectriques qui seront utilisés pour la fabrication des différentes couches du tag THz doivent être « suffisamment » transparentes aux longueurs d'ondes envisagées afin que le signal puisse être mesuré avec une précision acceptable. Ainsi, la première partie est consacrée à l'étude des matériaux potentiellement compatibles avec la solution tag THz recherchée. En premier lieu, nous commencerons par un descriptif général de ces différents matériaux ainsi que les résultats de caractérisation en transmission et en réflexion dans le domaine THz. En second lieu, nous nous focaliserons sur la recherche d'un modèle de prévision de propriétés optiques (indice de réfraction et coefficient d'extinction) qui sera validé par des résultats expérimentaux. La justification du choix des matériaux constituant la structure codante de l'information sera basée sur un certain nombre de facteurs comme la possibilité d'industrialiser la production des tags, leur coût, leur performance en terme de capacité de codage... Finalement, la deuxième partie de ce chapitre portera sur la méthode de fabrication ainsi que sur les résultats de caractérisation au MEB et en THz-TDS des prototypes de dispositifs d'identification et/ou authentification.

## II. CHOIX DES MATERIAUX

Dans le cadre de cette partie, nous avons mené plusieurs campagnes de caractérisation de matériaux dans le domaine THz. Ces matériaux ont été choisis de manière à ce que l'étiquette finale soit économiquement viable en terme de coût de fabrication, c'est pour cela que nous nous sommes focalisés sur des matériaux de type papiers et polymères ainsi que des matériaux compatibles avec la filière papetière, à savoir des charges et liants communément utilisés dans les « sauces » de couchage du papier. Toutefois, ces matériaux doivent être répertoriés, en fonction de leur indice de réfraction, dans une première classe de matériaux à haut indice et une deuxième classe de matériaux à bas indice.

Les matériaux ont été structurés en échantillons plans, à faces parallèles, afin d'être caractérisés à l'aide des bancs de THz-TDS en transmission et/ou en réflexion.

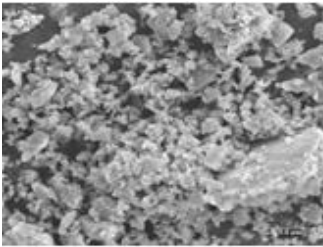
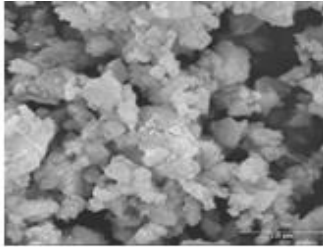
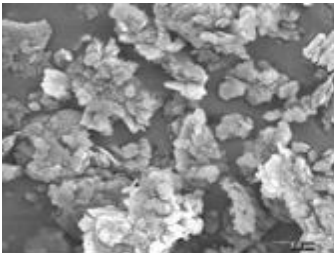
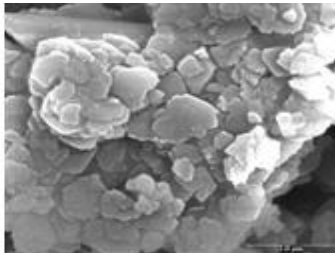
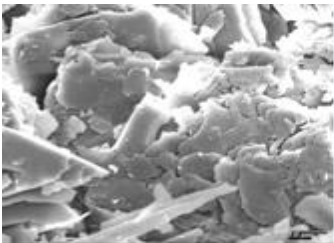
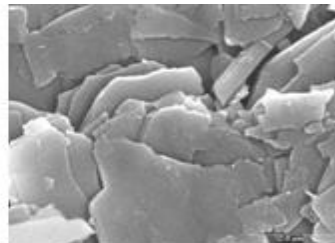
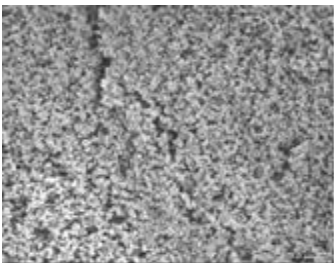
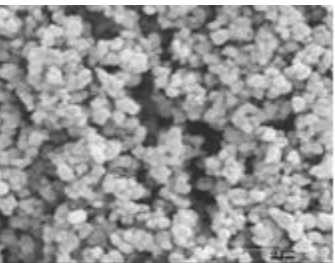
### II.1. Les Charges et les liants

Une sauce de couchage est une dispersion aqueuse constituée de plusieurs éléments qui sont des charges, des liants, des adjuvants et de l'eau. Nous nous sommes donc intéressés aux différents composés classiquement utilisés dans ces sauces car ils pourront facilement être déposés par la suite sur du papier pour avoir un couple de matériaux avec un haut et un bas indice de réfraction.

#### II.1.1. Les Charges

Les charges sont des minéraux sous forme de poudres introduites en utilisant un liant soit dans la masse, avant la formation de la feuille, soit en surface (avec un poste de couchage). Elles permettent notamment de modifier les propriétés diélectriques, donner une bonne couverture des fibres, d'améliorer l'aptitude à l'impression, ainsi que les propriétés optiques à savoir la blancheur, le brillant et l'opacité tout en diminuant le prix de revient du papier final. Typiquement pour les sauces de couchage, on a 90% de minéraux et 10% de liant en rapport massique. On retrouve principalement des carbonates de calcium, des kaolins et du talc qui représentent la grande majorité des charges naturelles utilisées avec respectivement 55%, 25% et 10% des tonnages utilisés. On peut également citer le dioxyde de titane (une charge synthétique) qui est très chère mais apporte une très grande opacité et que l'on retrouve principalement en surface du papier.

Les pigments sélectionnés pour notre étude sont le carbonate de calcium, le kaolin, le talc et le dioxyde de titane. Le tableau 1 présente l'ensemble des charges sélectionnées avec leur forme prise au MEB, leur prix à la tonne et diverses autres propriétés.

Charges	Forme (photos au MEB)		Prix €/T	Propriétés diverses
<b>Carbonate de Calcium</b>	 Grossissement: x 4 000	 Grossissement: x 15 000	100-120	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Peu cher</li> <li>▪ Granulométrie : &lt; 2µm</li> <li>▪ Blancheur élevée</li> <li>▪ Sous forme de slurry : facile à stocker</li> <li>▪ Facteur de forme<sup>[1]</sup> : 01-02</li> </ul>
<b>Kaolin (Argile)</b>	 Grossissement : x 4 000	 Grossissement : x 15 000	100-300	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Un peu plus cher</li> <li>▪ Granulométrie : &lt; 5µm</li> <li>▪ Très couvrant : haut facteur de forme</li> <li>▪ Blancheur très faible</li> <li>▪ Sous forme de slurry : facile à stocker</li> <li>▪ Facteur de forme : 08-10</li> </ul>
<b>Talc</b>	 Grossissement : x 4 000	 Grossissement : x 15 000	100-300	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Prix identique au Kaolin</li> <li>▪ Granulométrie : &lt; 10µm</li> <li>▪ Très couvrant : lamellaire</li> <li>▪ Blancheur assez faible</li> <li>▪ Sous forme de poudre</li> <li>▪ Facteur de forme : 35-40</li> </ul>
<b>Dioxyde de Titane</b>	 Grossissement : x 4 000	 Grossissement : x 15 000	4000	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Prix très cher</li> <li>▪ Granulométrie : &lt; 0,5µm</li> <li>▪ Blancheur très élevée</li> <li>▪ Sous forme de poudre</li> <li>▪ Facteur de forme<sup>[2][3]</sup> : 0.9</li> </ul>

**Tableau 1.** Présentation de différentes caractéristiques de l'ensemble des charges sélectionnées

### II.1.2. Les liants

Les liants sélectionnés sont le latex Styrène-Butadiène et les alcools polyvinyliques PVA 4-88 et 4-98 qui sont 3 liants synthétiques et la carboxyméthylcellulose (CMC) qui est préparée à partir de cellulose purifiée. La différence entre les 2 PVA vient de leur degré d'hydrolyse qui est plus important pour le 4-98. Au niveau du couchage, cela permet une meilleure fixation des charges. Ils ont pour rôle d'assurer la cohésion entre la couche pigmentaire et le support papier ou autre dans le couchage grâce à un pouvoir filmogène et liant très important.

Le tableau 2 présente l'ensemble des liants sélectionnés avec leurs caractéristiques respectives et leur prix à la tonne.

Liants	Caractéristiques	Prix €/T
Latex SB	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Dispersion de particules de polymère dans l'eau</li> <li>▪ Particules mono-disperses de 0.15µm de diamètre</li> <li>▪ Matière sèche : 50%</li> <li>▪ Utilisable directement</li> </ul>	1200
PVA 4-88 et 4-98	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Doit être préparé : mise en suspension dans l'eau et dissolution par chauffage à la vapeur vive à 95°C</li> <li>▪ Stockage facile : insensible aux attaques microbiennes et stable aux UV dans le temps</li> <li>▪ Concentration maximum acceptable : 30%</li> </ul>	4000
CMC FF150	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Préparation aisée : dissolution de la poudre dans l'eau</li> <li>▪ Utilisée principalement pour augmenter la viscosité et améliorer la rétention d'eau</li> <li>▪ Concentration très faible : &lt;10%</li> <li>▪ Certains sels métalliques (Al, Zn, Cu) font précipiter la CMC en solution</li> </ul>	4500

*Tableau 2. Présentation de différentes caractéristiques de l'ensemble des liants sélectionnés*

## II.2. Les fibres et les polymères (films)

### II.2.1. Les fibres

Les matières fibreuses sont très majoritairement prédominantes dans la fabrication du papier/carton. Parmi celles-ci, le bois est la principale source de fibres vierges, il représente environ 60% de la matière fibreuse, 35% sont issues de fibres recyclés et 5% proviennent de plantes annuelles (lin, chanvre, bagasse...).

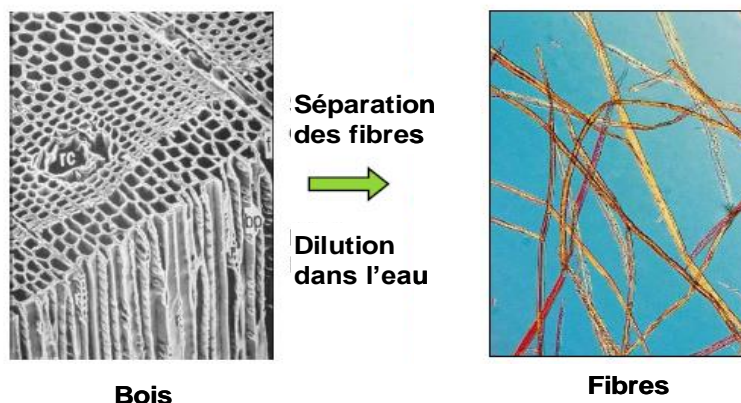
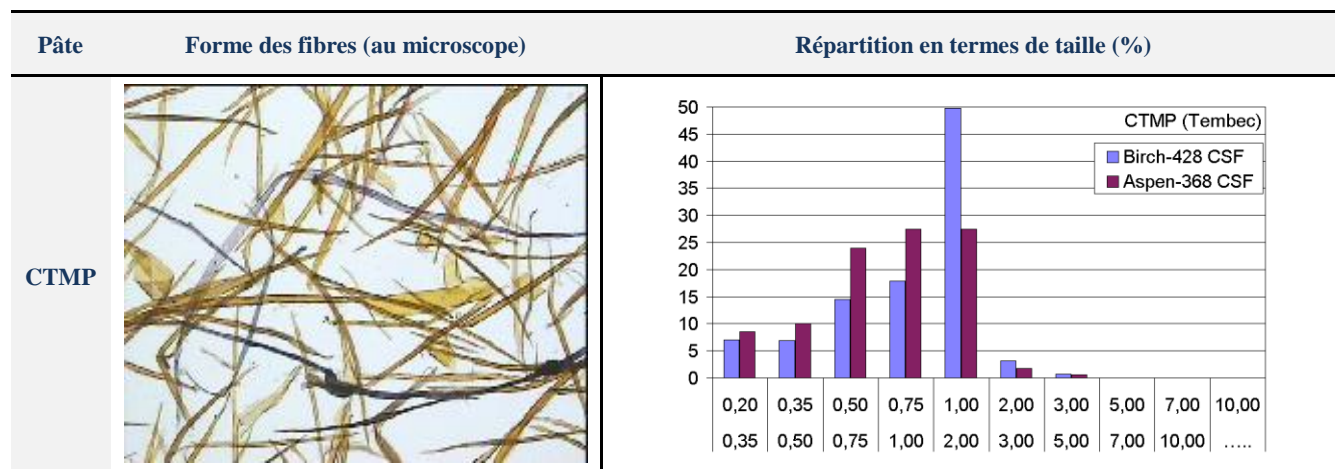
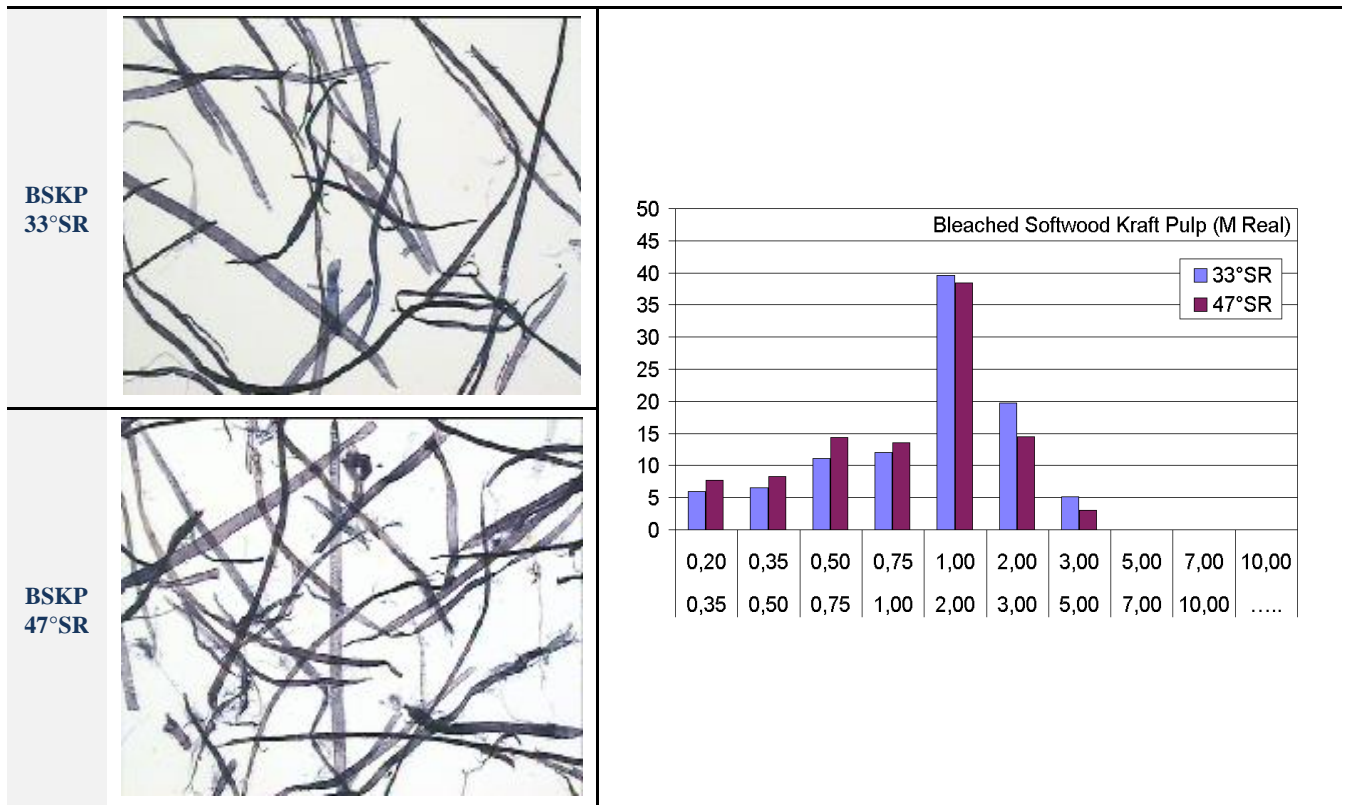


Figure 1. Schéma descriptif de la technique de teillage (la séparation des fibres du bois)

On retrouve chez les arbres deux catégories qui donnent des fibres très différentes: les résineux et les feuillus. Chez les résineux (tels que l'épicéa ou le pin), les fibres sont très longues (2-3 mm) et donnent des caractéristiques mécaniques au papier. En revanche les feuillus ont eux des fibres courtes (0.5-1.5mm) et apportent plus des propriétés optiques et d'imprimabilité. On retrouve principalement les essences suivantes : bouleau (birch), eucalyptus, hêtre ou tremble (aspen).

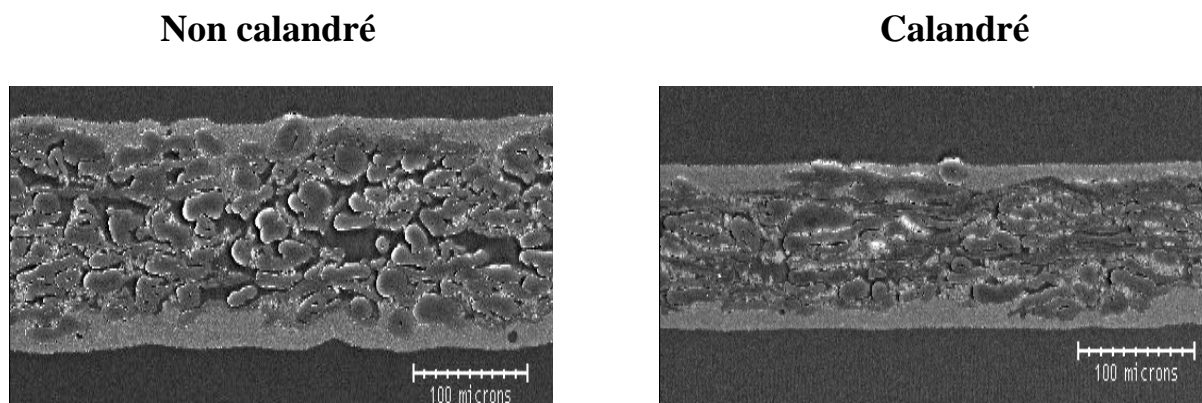
Dans le cadre de ce projet nous avons choisi de caractériser 3 types de pâtes : de la pâte kraft de résineux blanchie (BSKP) à 2 niveaux de raffinage (33 et 47°SR) et de la pâte chimico-thermo-mécanique (CTMP). Ici le raffinage est un traitement mécanique qui permet de fibriller les fibres. Le tableau ci-dessous présente les 3 types de pâte choisis avec la forme et la nature des fibres présentes ainsi que leur répartition en termes de taille (analyse faite au morphi) :





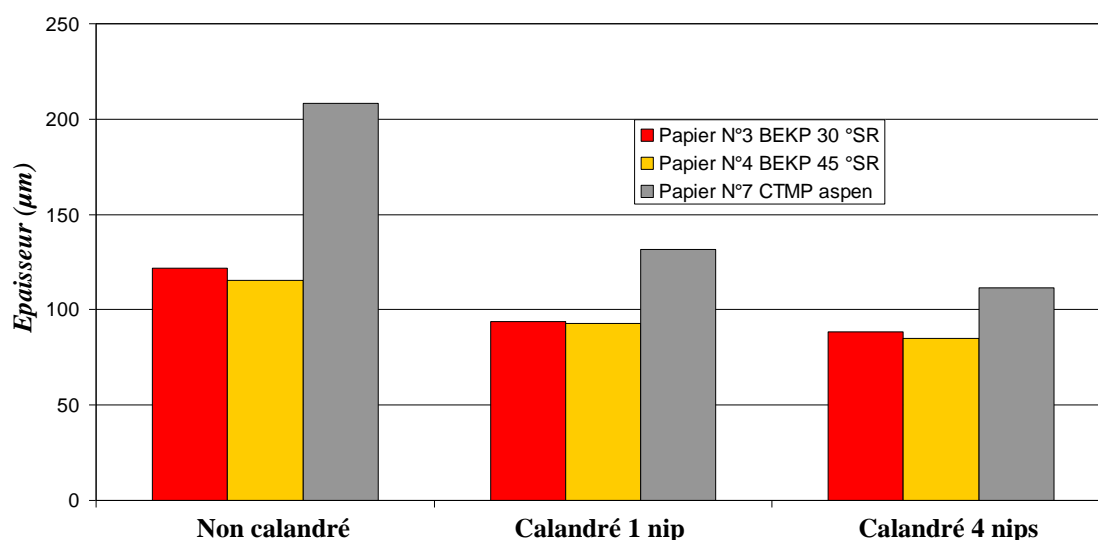
**Tableau 3.** Présentation de différentes caractéristiques de l'ensemble des fibres sélectionnées

Outre l'influence du type de papier et de son degré de raffinage, nous avons aussi étudié l'influence du calandrage sur les propriétés électromagnétiques. Pour cela nous avons calandré chaque papier avec 2 niveaux de calandrage à savoir 1 et 4 passages entre 2 rouleaux. Le calandrage consiste à « écraser » la feuille entre plusieurs rouleaux pour aplanir la surface par compression. Les paramètres importants sont la température des rouleaux, la pression exercée dans le nip (zone de pincement) ainsi que l'humidité de la feuille. Un exemple de papier non calandré et calandré est présenté dans la figure 2 en vue en coupe où l'on voit que la surface du papier calandré est plus lisse et la porosité réduite.



**Figure 2.** Photo au MEB illustrant l'effet du calendrage sur un papier

Les épaisseurs des papiers testés sont présentées en fonction du calendrage dans la figure ci-dessous :



**Figure 3.** Variation des épaisseurs des papiers testés en fonction du niveau de calendrage

### II.2.2. Les polymères synthétiques

Grâce à ses propriétés très intéressantes, le polyéthylène de basse densité (PEBD, soit en anglais : LDPE) est un bon candidat pour la fabrication de tag THz. Des films de polyéthylène (PE) pur pourraient alors servir de matériau bas indice<sup>[4][5]</sup>. Ce matériau de faible masse volumique est homogène avec une épaisseur stable, facile à mettre en forme, résistant à divers environnement chimique, à des radiations gamma, à la pénétration de l'humidité,...



### II.3. Matériaux pour les couches réfléchissantes

Des tags THz doivent pouvoir être fabriqués aussi bien pour des applications en transmission qu'en réflexion. En effet les techniques de spectroscopie THz dans le domaine temporel permettent des mesures en transmission comme en réflexion. Cependant, la conception des tags destinés à des applications en réflexion nécessite l'intégration d'une couche réfléchissante de l'information à coder. Cette dernière couche devra pouvoir être déposée par des techniques d'impression classiques et présenter un coefficient de réflexion très proche de « 1 » dans le domaine THz. Du fait de leurs propriétés, les métaux réfléchissent parfaitement les ondes THz et les miroirs utilisés dans cette gamme de fréquence, sont généralement métalliques<sup>[6]-[8]</sup> : en argent<sup>[7]</sup>, cuivre<sup>[7]</sup> ou encore l'aluminium<sup>[7][11]</sup>. Ainsi, pour des raisons de coût, nous nous sommes limités à utiliser des dépôts d'aluminium sur des couches à base de papier et à base de PEBD (Tableau 4). Ces couches métalliques peuvent être déposées par différentes méthodes de dépôt, telle que :

- **Le dépôt en phase vapeur (PVD, Physical Vapor Deposition)**
  - Type de métaux : Aluminium / ou plus récemment chrome,
  - Epaisseur des couches déposées entre 100 nm à 400 nm. Risque de problème d'homogénéité, en cas de dépôt sur un support avec une rugosité supérieure à l'épaisseur de couche déposée,
  - Technique réalisable en ligne à quelques mètres par minute / les dépôts sont non localisés (films sur toute la dimension du papier).
- **Impression : dépôt d'encre conductrices**
  - Particules métalliques + adhésif (matrice polymère),
  - Epaisseur des couches de 1 µm – 15 µm par passage (taille des particules de 50 nm – 100 nm),
  - Le matériau déposé n'est pas homogène (10 % de métal dans l'encre),
  - Reste plus chère que la PVD si l'on considère des dépôts sur des surfaces importantes (film continu),
  - Technique utilisable en ligne à quelques dizaines ou centaines de mètres par minutes (dépôts localisés).
- **Film d'aluminium autocollant ou collé avec un adhésif (polyéthylène)**
  - Epaisseur des couches : 20 µm,

- Technique utilisable en ligne par extrusion, couchage ou co-lamination à quelques dizaines, centaines de mètres par minute. Les dépôts sont continus (non localisés : films sur toute la dimension du papier).

Quantité d'aluminium déposée	Dépôt sur PEBD	Dépôt sur papier ordinaire
Faible		
Moyenne		
Grande		

**Tableau 4.** Dépôt d'aluminium avec différentes quantités sur support à base de polyéthylène et à base de papier

#### II.4. Résultats de caractérisations des matériaux purs

Cette phase consiste à répertorier les matériaux qui seront utilisés comme substrats des dispositifs THz vers lesquels nous nous orientons. Pour les substrats, la connaissance de l'indice de réfraction et du coefficient d'extinction est nécessaire pour dimensionner le futur dispositif et trouver le ou les meilleurs couples de matériaux pour un codage en volume. De plus il est important que ces paramètres soient connus pour le domaine fréquentiel de fonctionnement visé. Les matériaux devront être choisis de manière à ce que l'étiquette finale soit économiquement viable en termes de coût de fabrication. Ainsi, dans ce paragraphe, nous présenterons les différents résultats de caractérisation obtenus par spectroscopie THz-TDS classique. Selon la valeur de l'indice de réfraction mesuré, ces matériaux diélectriques seront répertoriés en deux grandes familles. La première famille est dite à bas indice de réfraction et

la seconde est dite à haut indice de réfraction. Les couches réfléchissantes seront également classées selon leur pouvoir réflecteur.

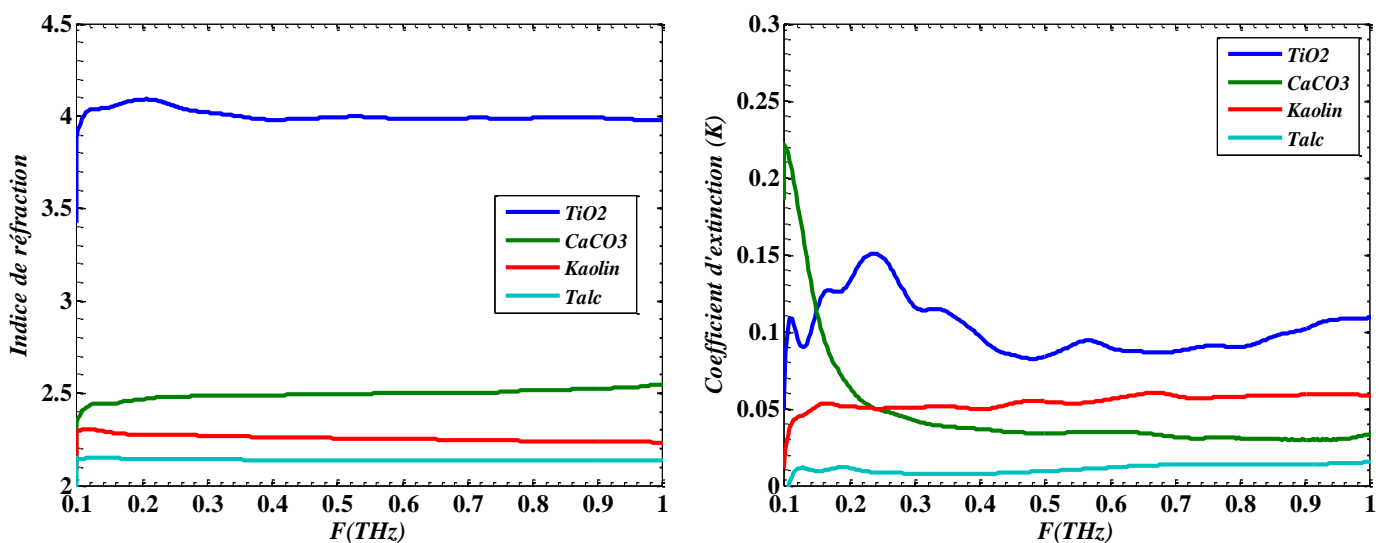
#### II.4.1. Matériaux pour la réalisation des couches diélectriques

Les matériaux constituant les différentes couches doivent présenter les propriétés suivantes dans le domaine THz :

- Haut/bas indice de réfraction (fort contraste d'indice entre les couches),
- Faible pertes.

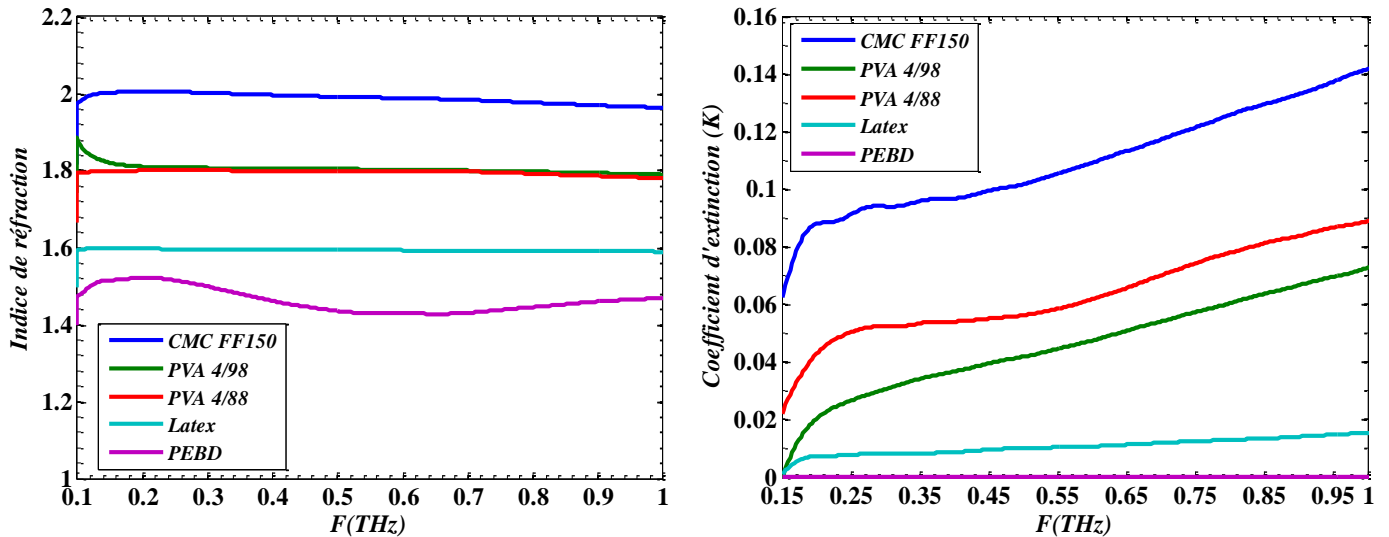
La figure 4 présentée ci-dessous représente une comparaison des indices de réfraction et coefficients d'extinction mesurés sur les différents matériaux constituant les charges minérales courantes pures utilisées dans l'industrie papetière. Pour chaque matériau, des échantillons de différentes épaisseurs ont été fabriqués par empastillage. Le diamètre des pastilles réalisées est égal à 10 mm et la pression utilisée est d'environ 10 tonnes. En réalité, la technique d'empastillage ne permet pas d'éliminer toute la quantité d'air contenue dans la pastille. En conséquence, les échantillons obtenus ne sont pas purs et les résultats de leur caractérisation peuvent être différents de ceux trouvés dans la littérature pour les matériaux massifs :

- $n_{\text{mesuré}} \leq n_{\text{matériau bulk}}$
- $k_{\text{mesuré}} : \begin{cases} \geq k_{\text{matériau bulk}} \text{ (si diffusion)} \\ \leq k_{\text{matériau bulk}} \text{ (si pas de diffusion)} \end{cases}$



**Figure 4.** Comparaison des indices de réfraction (à gauche) et coefficients d'extinction (à droite) de différentes charges minérales

Dans la figure 5, nous avons présenté également une comparaison des indices de réfraction et coefficients d'extinction mesurés, cette fois-ci, sur des échantillons de matériaux de type liants (latex, CMC FF150, PVA 4/98,...) et polymère (PEBD) utilisés dans l'industrie papetière.



**Figure 5.** Comparaison des indices de réfraction (à gauche) et coefficients d'extinction (à droite) des échantillons de matériaux de type liants et polymères

Les résultats présentés dans la figure 4 et la figure 5 mettent en évidence le comportement de l'indice de réfraction et du coefficient d'extinction vis-à-vis de la fréquence d'éclairage. Nous pouvons constater que l'indice reste constant contrairement au coefficient d'extinction qui présente une légère augmentation avec la fréquence. Les pertes dans le film PEBD sont trop faibles pour être mesurées précisément ( $\Delta\alpha > \alpha$ ,  $\Delta\alpha$  représente l'incertitude sur  $\alpha$ ). Dans la littérature<sup>[8]-[10]</sup>, à 1 THz le coefficient d'absorption est voisin de  $0.2 \text{ cm}^{-1}$  ( $k \approx 5 \cdot 10^{-4}$ ).

Nous constituons dans le tableau 5 un bilan des résultats de caractérisation de l'ensemble des matériaux présentés précédemment. Ces résultats sont obtenus aux environs de la fréquence centrale envisagée pour le dispositif final (300 GHz). Bien entendu, les matériaux ont été caractérisés sur une bande passante bien supérieure allant d'environ 100 GHz à 1-2 THz en fonction de la transparence de l'échantillon. Ce qui permet, si nous envisageons d'utiliser ces dispositifs à différentes fréquences centrales, de réaliser aisément leurs conceptions avec les valeurs précises des paramètres des matériaux.

Famille	Nom du matériau	Indice de réfraction	Coefficient d'extinction $10^{-2}$	Permittivité $\epsilon_r$	Pertes Tan $\delta$ $10^{-2}$	
Charges	Dioxyde de titane	4.05	6.13	16.40	3.03	
	Carbonate de calcium	2.50	3.40	6.25	2.72	
	Kaolin	2.23	4.34	4.97	3.89	
	Talc	2.12	2.24	4.49	2.11	
Liants	PVA 4/88	1.80	5.02	3.24	5.58	
	PVA 4/98	1.87	4.50	3.50	4.81	
	CMC FF150	2.00	10.23	4.00	10.23	
	Latex	1.59	0.76	2.53	0.95	
Polymère	Polyéthylène (PEBD)	1.51	$< 10^{-2}$	2.28	$< 1.31$	
Papiers	Calque	1.58	7.92	2.49	10.02	
	Papier repro industriel	1.42	0.60	2.02	8.45	
Fibres	BSKP 33	Non cal.	1.47	5.56	2.16	7.56
		1 nip	1.49	4.80	2.22	6.44
		4 nip	1.53	6.45	2.34	8.43
	BSKP 47	Non cal.	1.41	6.81	1.99	9.66
		1 nip	1.54	5.64	2.37	7.32
		4 nip	1.55	10.08	2.40	13.00
	CTM	Non cal.	1.24	3.53	1.54	5.69
		1 nip	1.39	5.22	1.93	7.51
		4 nip	1.45	5.39	2.10	7.43

**Tableau 5.** Tableau récapitulatif des résultats de caractérisations de différents types de matériaux à 300 GHz

Le choix des matériaux et/ou couples de matériaux haut/bas indice est principalement basé sur les considérations suivantes:

- Fort contraste d'indice, il faut que la différence entre l'indice de deux couches successives soit la plus grande possible,
- Faibles pertes,
- Faible coût,
- Production envisageable à l'échelle industrielle,

À première vue, la CMC, le PVA 4/88 et le PVA 4/98, du fait de leurs indices de réfraction moyens ( $\approx 2$ ) avec une absorption relativement élevée et un prix très élevé (4000-4500 €/T) semblent moins convenir à notre application. D'un autre côté, nous remarquons que les fibres (BSKP 33, BSKP 47 et CTM) présentent l'indice de réfraction le plus faible (de 1.24 à 1.55). Cependant, ils sont considérés comme rédhibitoires du point de vue de l'absorption. Ainsi, nous nous focalisons sur les papiers, les polyéthylènes à basse densité et le latex qui présentent des indices de réfraction relativement faibles (respectivement ; 1.45,

1.51 et 1.58) mais surtout des pertes acceptables. Ces matériaux semblent destinés à la fabrication des couches dites à bas indice. Néanmoins, il faut garder à l'esprit que le prix du latex est indexé sur celui du pétrole, il aura donc tendance à augmenter lors des prochaines années. De plus, un film autoporté de latex est difficile à réaliser industriellement.

En ce qui concerne les matériaux à haut indice, nous avons choisi le dioxyde de titane et le carbonate de calcium car ils présentent l'indice le plus élevé. Toutefois, ces matériaux ne peuvent pas se présenter sous forme d'une couche pure à 100% pour des raisons de tenue mécanique, qui n'est pas compatible avec une production à l'échelle industrielle. Ainsi, nous proposons d'y incorporer un liant : du polyéthylène ou du latex. Cette procédure nous permettra ; d'obtenir un nouveau milieu dont l'indice sera quelque peu inférieur à celui des charges dans leur état pur, d'obtenir des propriétés mécaniques meilleures, d'accorder la valeur de l'indice en jouant sur la teneur en liant, d'améliorer le mariage avec la couche du bas indice,... cette étude sera traitée en détail dans la section III.

#### II.4.2. Matériaux pour la réalisation de couches réfléchissantes

Comme nous l'avons précédemment décrit, la conception des tags destinés à des applications en réflexion nécessite l'intégration d'une couche réfléchissante. Cette couche doit présenter un coefficient de réflexion le plus proche de 1 et doit pouvoir être facilement déposée sur le tag THz. Dans le tableau 6 nous avons récapitulé les résultats de caractérisation des matériaux métalliques envisagés pour fabriquer la couche réfléchissante, les valeurs sont données aux environs de la fréquence centrale d'utilisation du dispositif final soit 300 GHz. Nous donnons le coefficient de réflexion (en intensité du champ THz) de la couche réfléchissante, ainsi que son coefficient de transmission.

Matériaux	Réflexion (%)	Transmission (%)
Feuille d'aluminium	99	<<1
Dépôt d'aluminium sur PEBD (grande quantité)	70	25
Dépôt d'aluminium sur carton (grande quantité)	91	<<1

**Tableau 6.** Tableau récapitulatif des résultats de caractérisations des couches réfléchissantes

Nous pouvons remarquer que pour le dépôt d'aluminium sur PEBD nous obtenons une réflexion que nous jugeons non suffisante pour réfléchir l'onde THz dont l'intensité a été déjà

réduite après un premier passage à travers le tag. Par contre, nous pouvons observer que pour le dépôt d'aluminium sur carton nous obtenons une réflectivité supérieure à 90%, valeur tout à fait suffisante pour l'application envisagée. Néanmoins, si nous retenons ce type de dépôt nous envisagerons deux principales complications dans l'intégration de ce miroir avec le tag. Par exemple, si le tag étudié contient une perturbation dans sa structure, alors, nous serons certainement limités à un seul type de défaut qui est le papier. Et si nous désirons travailler, par exemple, avec un tag à base de PEBD et sans aucune perturbation, nous nous trouvons désormais avec un tag contenant un défaut de type papier. En conséquence, cette solution implique la présence d'une couche diélectrique potentiellement nuisible au fonctionnement du tag. De ce fait, nous ne retenons pas ce type de miroir et nous nous focalisons sur la feuille d'aluminium dont le résultat de caractérisation est très prometteur puisqu'elle présente un coefficient de réflexion très proche à 1. Pour déposer ce miroir, nous proposons d'utiliser de la colle ou bien directement un miroir autocollant. En effet, dans les deux cas nous allons ajouter une mince couche diélectrique de 1 à 2  $\mu\text{m}$  d'épaisseur entre le tag et le miroir. Cette valeur, a priori, ne modifie pas notablement la réponse électromagnétique du tag étudié.

### III. MODÈLES DE MILIEUX EFFECTIFS

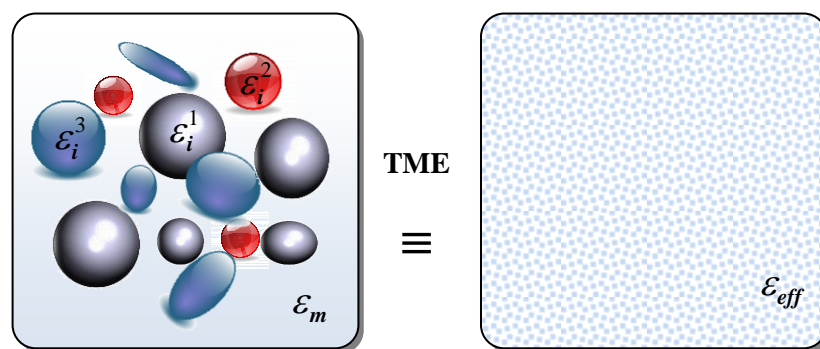
La modélisation des caractéristiques physiques des matériaux, d'un point de vue scientifique et industriel, représente un outil très puissant pour l'économie de temps et la réduction des coûts. Mais avant tout, le choix du modèle théorique le plus adéquat parmi la multitude des modèles rencontrés dans la littérature est une étape cruciale et en même temps délicate. Ainsi, dans le but de pouvoir faire varier l'indice de réfraction d'un matériau tout en maintenant une absorption suffisamment faible nous avons mené, dans cette partie, une campagne de caractérisation de matériaux « complexes » issus d'un mélange de charge minérale avec un liant. Cette étude nous permettra de préparer les outils nécessaires afin de prédire le comportement d'un matériau en fonction des quantités respectives des différents constituants du mélange. Dans cette étude, nous supposons a priori que ces matériaux présentent des granulométries suffisamment faibles devant les longueurs d'onde mises en jeu pour pouvoir considérer le matériau complexe comme un milieu effectif ne présentant notamment pas de phénomène de diffusion notable et capable donc de modifier plus particulièrement le coefficient d'absorption. Dans ce cas, le comportement de ces matériaux peut alors être modélisé par des modèles de milieux effectifs, comme par exemple, le modèle de Maxwell-Garnett<sup>[12][13]</sup> ou de Bruggeman<sup>[13][14]</sup>. Nous présentons par la suite les résultats obtenus sur plusieurs mélanges charge-liant dans différentes proportions. Pour chacun de ces

mélanges les résultats expérimentaux sont comparés avec les résultats prédits par plusieurs modèles de milieu effectif.

### III.1. Description physique de la théorie du milieu effectif

L'interaction des ondes térahertz avec un mélange constitué d'un matériau hôte de permittivité complexe  $\tilde{\epsilon}_m$  contenant des inclusions de permittivité complexe  $\tilde{\epsilon}_i$  comme illustré dans la figure 6, peut être décrite par la théorie du milieu effectif (TME) qui permet le calcul de la permittivité effective complexe de ce système composite.

Si la taille des inclusions est beaucoup plus faible que la longueur d'onde du rayonnement électromagnétique qui pénètre le mélange, les théories classiques de milieux inhomogènes supposent que le système composite peut être considéré comme un milieu homogène avec une fonction diélectrique effective. Toutefois, la caractérisation de ce milieu par cette fonction diélectrique est beaucoup plus complexe, car il faut connaître la configuration géométrique des constituants de la matière, comme par exemple, leurs fractions volumiques, leurs tailles,...



**Figure 6.** Schéma descriptif du principe de base de la théorie des milieux effectifs

L'un des modèles le plus connu dans la théorie des milieux effectifs est le modèle de Maxwell-Garnett<sup>[12][13]</sup>. Il permet de prédire le comportement diélectrique d'un milieu constitué d'un mélange de notamment deux composants A et B purs dont les constantes diélectriques respectives sont connues ainsi que leur proportion. Dans ce modèle deux cas sont possibles :

- inclusions du matériau A dans une matrice hôte B
- inclusions du matériau B dans une matrice hôte A



Pour des concentrations proches de 50%, il devient plus difficile de définir lequel des matériaux se comporte comme des inclusions ou une matrice hôte. De cet fait, ce modèle trouve toute sa fiabilité dans le cas d'une faible dilution d'inclusions dans le matériau hôte et la constante diélectrique du mélange est alors donnée par :

$$\tilde{\epsilon}_{eff} = \tilde{\epsilon}_m \frac{\tilde{\epsilon}_i(1+2\phi) + 2\tilde{\epsilon}_m(1-\phi)}{\tilde{\epsilon}_i(1-\phi) + \tilde{\epsilon}_m(2+\phi)} \quad (1)$$

où  $\tilde{\epsilon}_{eff}$ ,  $\tilde{\epsilon}_m$ ,  $\tilde{\epsilon}_i$  sont respectivement les constantes diélectriques complexes du milieu effectif (mélange), de la matrice hôte, de l'inclusion et  $\phi$  représente la proportion volumique d'inclusion dans la matrice hôte.

La fraction  $\phi$  utilisée dans le modèle de Maxwell-Garnett est une fraction volumique, celle obtenue pour la fabrication des échantillons à base de matériau pulvérulents est une fraction massique ; la correspondance sera donc obtenue en utilisant les masses volumiques communément admises des matériaux purs correspondants.

D.A.G. Bruggeman a proposé dans son modèle<sup>[13]-[15]</sup> une solution au problème rencontré avec le modèle de Maxwell-Garnett (limité à des faibles proportions d'inclusions). Ainsi, il a proposé de remplacer la notion de matériau hôte et inclusions par deux particules ( $a$  et  $b$ ) de forme sphérique incorporées dans un milieu effectif de permittivité effective égale à la permittivité du mélange  $\tilde{\epsilon}_{eff}$  :

$$\phi_a \frac{\tilde{\epsilon}_a - \tilde{\epsilon}_{eff}}{\tilde{\epsilon}_a + 2\tilde{\epsilon}_{eff}} + \phi_b \frac{\tilde{\epsilon}_b - \tilde{\epsilon}_{eff}}{\tilde{\epsilon}_b + 2\tilde{\epsilon}_{eff}} = 0 \quad (2)$$

où  $\tilde{\epsilon}_{eff}$ ,  $\tilde{\epsilon}_a$ ,  $\tilde{\epsilon}_b$  sont respectivement les constantes diélectriques complexes du milieu effectif, du composant  $a$  avec une fraction volumique  $\phi_a$  et du composant  $b$  avec une fraction volumique  $\phi_b$ .

Cette équation quadratique possède deux solutions, dont une est physiquement admissible (la deuxième prend une valeur négative). Cette équation a été, dans d'autres travaux, généralisée à d'autre forme de particules<sup>[15][16]</sup>.

Plusieurs autres modèles de prédiction des propriétés optiques effectives, présentant un très bon accord avec les mesures expérimentales, ont aussi été utilisés. Parfois, ils intègrent un nouveau paramètre, comme par exemple, la taille des inclusions, le facteur de forme,... Par

ailleurs, dans certains modèles, la forme géométrique des inclusions n'as pas d'importance dans la détermination du comportement diélectrique du mélange. Nous citons, parmi ces modèles, celui de Landau, Lifschitz et Looyenga<sup>[17]</sup> (cf. équation 3) et de Lichtenecker et Rother<sup>[20]</sup> (cf. équation 4).

$$\tilde{\epsilon}_{eff} = \left( \tilde{\epsilon}_m^{1/3} + \phi(\tilde{\epsilon}_i^{1/3} - \tilde{\epsilon}_m^{1/3}) \right)^3 \quad (3)$$

$$\tilde{\epsilon}_{eff} = \tilde{\epsilon}_a^{\phi_a} \cdot \tilde{\epsilon}_b^{(1-\phi_a)} \quad (4)$$

Dans la partie qui va suivre, nous exposerons les différents résultats de caractérisations expérimentales des mélanges de matériaux complexes (liants + charges minérales) couplés avec les résultats de modélisation par les modèles de milieu effectif les plus appropriés à notre étude.

### III.2. Résultats des caractérisations des matériaux complexes par THz-TDS

Comme nous l'avons précédemment évoqué, la fabrication des couches à haut indice, répondant aux critères recherchés dans le cadre de ce projet, n'est pas si évidente puisque nous supposons, entre autres, que les charges minérales sélectionnées ne peuvent pas, dans leur état pur, être mises sous forme d'une couche par une procédure industrielle. Par exemple le TiO<sub>2</sub> se trouve sous forme de poudre très fine sans cohésion ni adhésion entre les particules. Il n'est donc pas possible de le déposer seul sur un autre matériau. Ainsi, nous proposons de mélanger, en différente quantité, ces charges (TiO<sub>2</sub> et CaCO<sub>3</sub>) avec du PEBD ou avec du latex. Les proportions de ces inclusions dans la matrice hôte sont exprimées en rapports massiques. Cependant, dans les expressions issues des modèles de milieu effectif nous faisons intervenir des rapports volumiques. La correspondance est obtenue en utilisant les masses volumiques citées dans le tableau 7.

Matériaux	Masse volumique (Kg/m3) <sup>1</sup>
TiO <sub>2</sub>	4235
CaCO <sub>3</sub>	2330
PEBD	925
Latex	1002

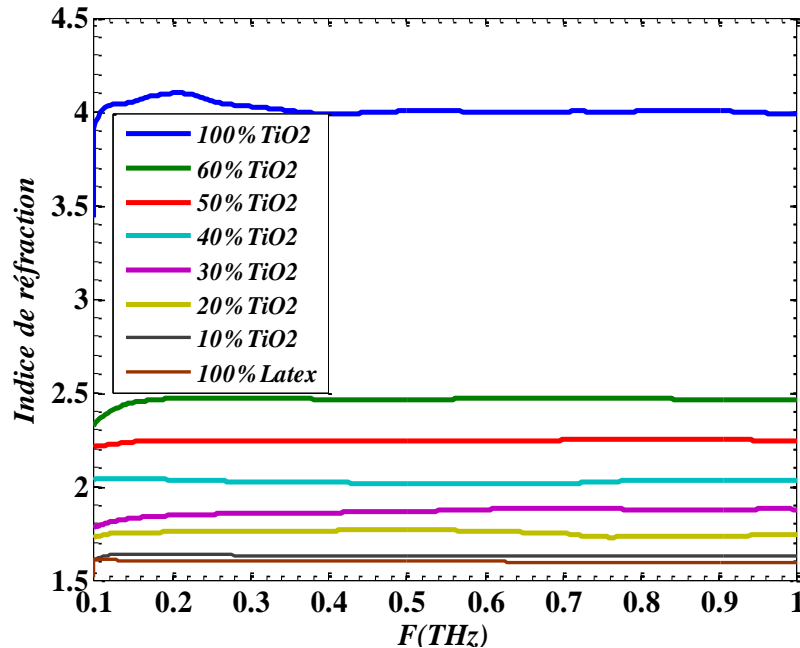
**Tableau 7.** Les masses volumiques des matériaux purs utilisées dans le calcul des propriétés optiques effectives des matériaux complexes

<sup>1</sup> Les mesures des masses volumiques ont été réalisées au CTP

### III.2.1. Mélange à base de Latex

#### III.2.1.1. Mélange : TiO<sub>2</sub>-Latex

L'étude a été effectuée sur six échantillons du mélange TiO<sub>2</sub>-Latex en plus des échantillons de matériaux purs (cf. Figure 7). Sur cette figure la proportion de charge minérale (resp. de liant) est exprimée en fraction massique.

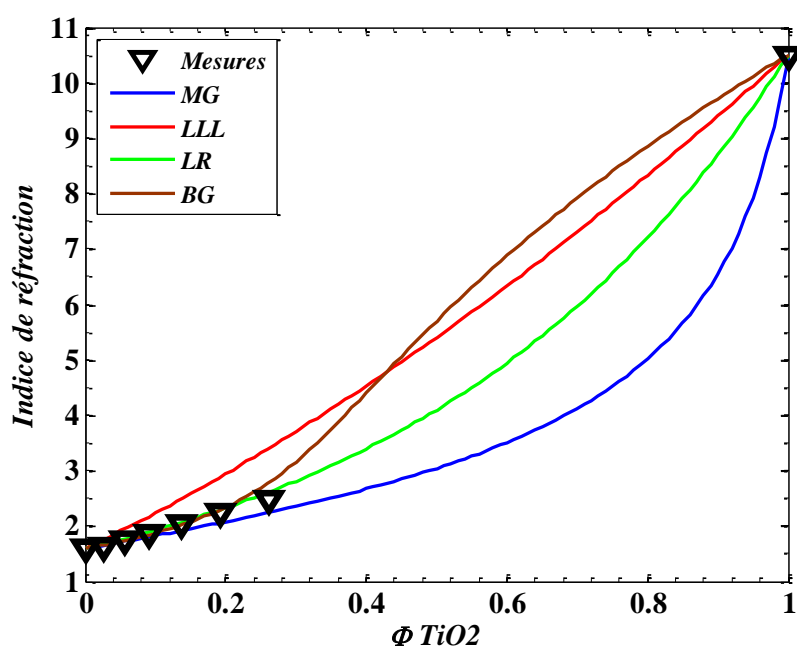


**Figure 7.** Variation de l'indice de réfraction du mélange TiO<sub>2</sub>-Latex en fonction de la fréquence pour différentes fractions massiques de TiO<sub>2</sub> (100%, 60%, 50%, 40%, 30%, 20%, 10%, 0%)

Les caractéristiques diélectriques de ces matériaux complexes tendent à suivre la caractéristique du constituant dominant dans le mélange. Par exemple, l'indice de réfraction effectif du mélange se rapproche de celui de TiO<sub>2</sub> pur quand la concentration de ces charges minérales augmente. Par conséquent, les propriétés optiques de ces mélanges complexes sont issues des propriétés de leurs différents composants (TiO<sub>2</sub>-Latex) selon leurs concentrations relatives.

En reprenant des valeurs de l'indice de réfraction et du coefficient d'absorption autour des fréquences envisagées pour le fonctionnement du dispositif final, la variation de l'indice de ces paramètres peut être étudiée en fonction de la fraction volumique respective des constituants. La figure 8 présente une comparaison des résultats : expérimentaux (triangles noirs) et de prédiction par différents modèles de milieux effectifs (traits continus). Les résultats de calculs théoriques ont été obtenus à partir des lois de mélange de Maxwell-Garnett (MG), Landau, Lifschitz et Looyenga (LLL), Lichtenecker et Rother (LR) et

finalement Bruggeman (BG) en utilisant les équations 1, 2, 3 et 4 (pour plus de détails voir la section III.1.). Dans le calcul de l'indice effectif, nous avons utilisé un indice de TiO<sub>2</sub> pur égal à 10.5<sup>[17]</sup>. Cette valeur de 10.5 est la moyenne des indices ordinaire et extraordinaire d'un cristal de rutile (TiO<sub>2</sub> pur)<sup>[18]</sup>. En effet, lorsque conditionné sous forme de pastille compressée, il reste une proportion d'air variable dépendant notamment de la pression appliquée mais aussi de la taille et la forme des particules<sup>[19]</sup>. Cette proportion d'air peut-être estimée à partir d'un modèle de milieu effectif et en tenant compte de la valeur d'indice (environ 4 - cf. Figure 7) mesurée dans le laboratoire sur une pastille compressée de TiO<sub>2</sub> pur. En considérant le modèle de Maxwell-Garnett ce pourcentage d'air a été évalué à 14% ; le modèle de Maxwell-Garnett a été ici retenu car l'un des plus fiables lorsque les dilutions sont grandes et les contrastes d'indice entre matériaux constituant le mélange forts.

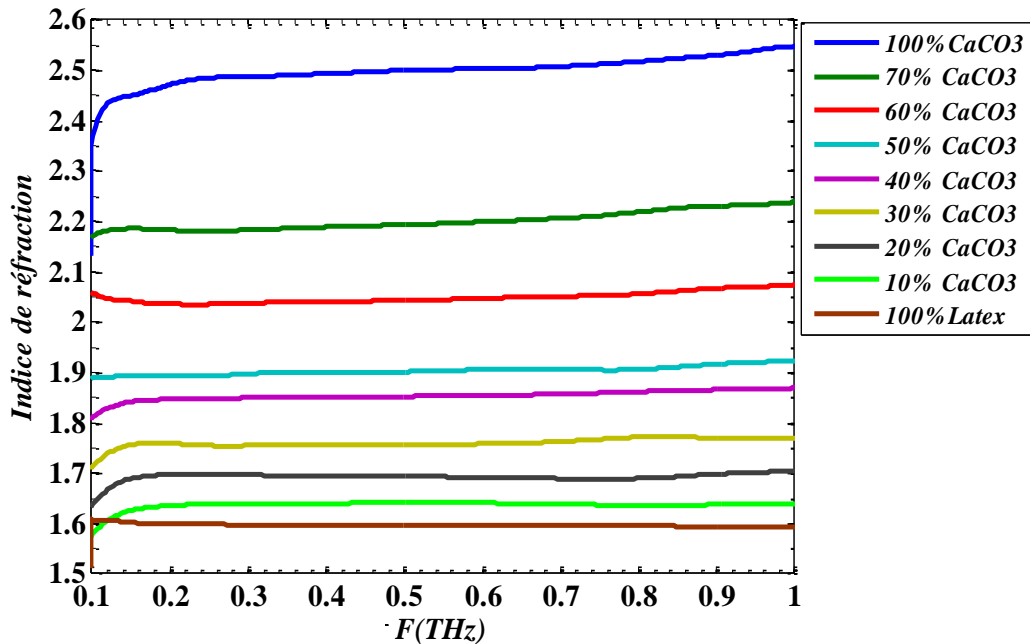


**Figure 8.** Variation de l'indice de réfraction effectif du mélange TiO<sub>2</sub>-latex en fonction des fractions volumique de TiO<sub>2</sub> ; résultats expérimentaux (triangles noirs), calcul analytique selon les lois des milieux effectifs (en trait contenu)

Nous remarquons qu'il existe un très bon accord entre la variation de l'indice de réfraction en fonction des fractions volumiques de TiO<sub>2</sub> obtenue avec les simulations analytiques selon le modèle de LR et celle mesurée expérimentalement. Dans le cas d'une dilution du TiO<sub>2</sub> faible, les résultats expérimentaux suivent aussi les courbes des modèles de LLL, BG et MG. Du fait d'une incertitude de mesure bien supérieure sur la partie imaginaire de l'indice de réfraction, un accord moindre est obtenu, dans ce cas seul l'ordre de grandeur de ce paramètre est obtenu ( $k \sim [10^{-2}-10^{-1}]$ ), l'essentiel étant qu'il reste de faible valeur.

### III.2.1.2. Mélange : CaCO<sub>3</sub>-Latex

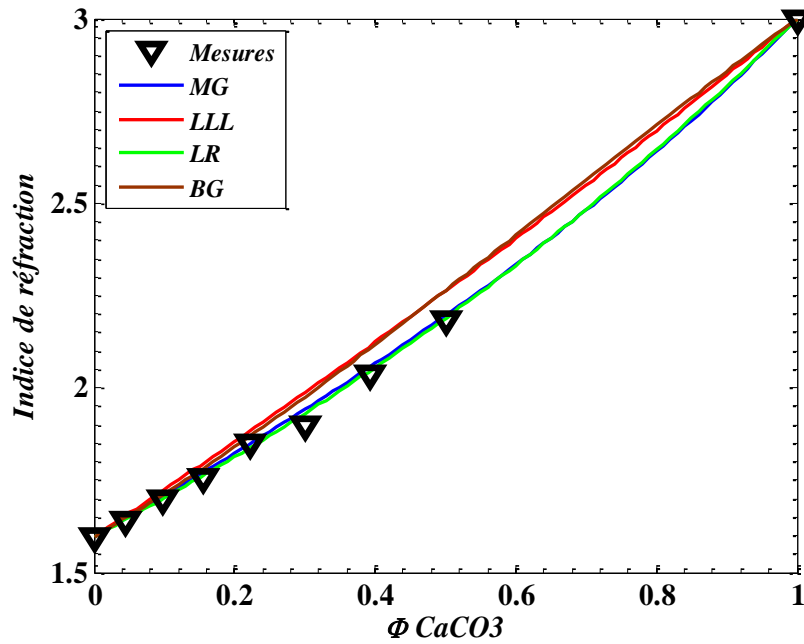
Une étude similaire a été effectuée sur le mélange CaCO<sub>3</sub>-Latex avec différentes fractions massiques de CaCO<sub>3</sub> (100%, 70%, 60%, 50%, 40%, 30%, 20%, 10%, 0%). Les caractéristiques diélectriques de ces matériaux complexes présentent les mêmes tendances que les matériaux étudiés précédemment. Elles tendent à suivre la caractéristique du constituant dominant dans le mélange (cf. Figure 9).



**Figure 9.** Variation de l'indice de réfraction du mélange CaCO<sub>3</sub>-Latex en fonction de la fréquence pour différentes fractions massiques de CaCO<sub>3</sub> (100%, 70%, 60%, 50%, 40%, 30%, 20%, 10%, 0%)

Du fait que la technique d'empastillage utilisée pour fabriquer les échantillons dans leurs états purs ne permet pas d'éliminer toute la quantité d'air qui contient, nous nous sommes référés dans le calcul des indices effectifs complexes de ces matériaux composites, aux résultats expérimentaux présentés dans le travail de M. Koch<sup>[17]</sup>. Ainsi, dans les prévisions des propriétés optiques présentées dans la figure 10 nous avons utilisé un indice de CaCO<sub>3</sub> bulk égal à 3 au lieu de 2.5. Comme dans le cas du TiO<sub>2</sub>, cette variation d'indice peut-être expliquée par la présence d'air dans la pastille, cette proportion a ainsi put être évaluée à 12% en utilisant toujours le modèle de Maxwell-Garnett.

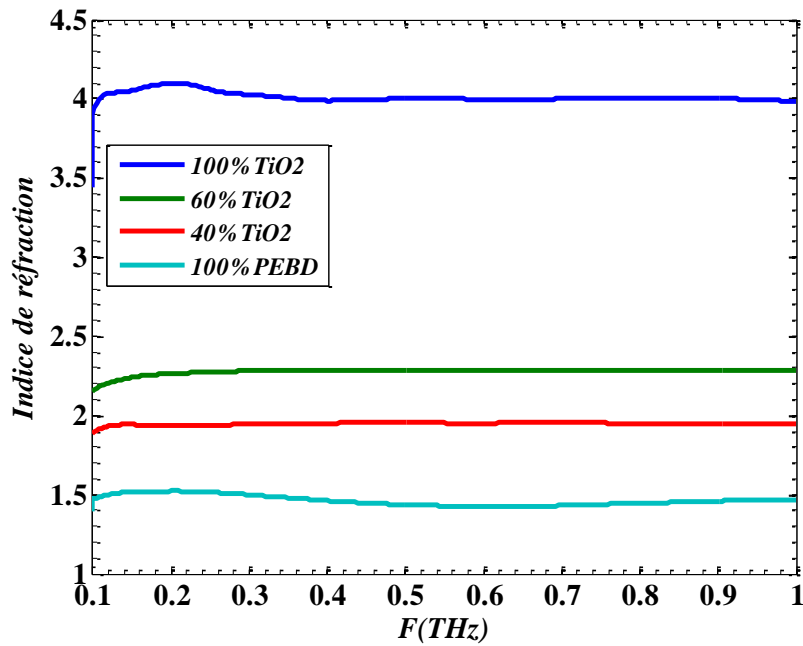
Des résultats similaires aux précédents sont obtenus et l'accord entre résultats de simulations analytiques selon les modèles de MG et LR et ceux mesurés expérimentalement est tout à fait convenable.



**Figure 10.** Variation de l'indice de réfraction effectif du mélange  $\text{CaCO}_3$ -latex en fonction des fractions volumique de  $\text{CaCO}_3$  ; résultats expérimentaux (triangles noirs), calcul analytique selon les lois des milieux effectifs (en trait contenu)

### III.2.2. Mélange à base de PEBD

La simulation analytique, selon le modèle de LR, utilisée pour la détermination des propriétés optiques effectives d'un mélange de deux matériaux (charges minérales + latex) a été validée par des mesures expérimentales. Dans cette étude, nous allons présenter seulement les résultats obtenus pour un mélange de  $\text{TiO}_2$ -PEDB. Des résultats similaires ont été obtenus avec le couple  $\text{CaCO}_3$ -PEDB. Nous nous sommes aussi limités à quatre échantillons avec différents fractions massiques de  $\text{TiO}_2$  (100%, 60%, 40%, 0%, cf. Figure 11). Pour la fabrication de ces échantillons, nous avons essayé de trouver le meilleur compromis entre : ajouter le moins de PEBD pour ne pas trop dégrader l'indice et en mettre suffisamment pour avoir une couche mécaniquement robuste qui ne craquelle pas. Ainsi, dans le cas d'une dilution de  $\text{TiO}_2$  grande (70%), les échantillons fabriqués ne sont plus homogènes et ils ne présentent pas une tenue mécanique suffisante permettant de les caractériser (cf. Figure 12) et a fortiori de les utiliser pour fabriquer une couche homogène.

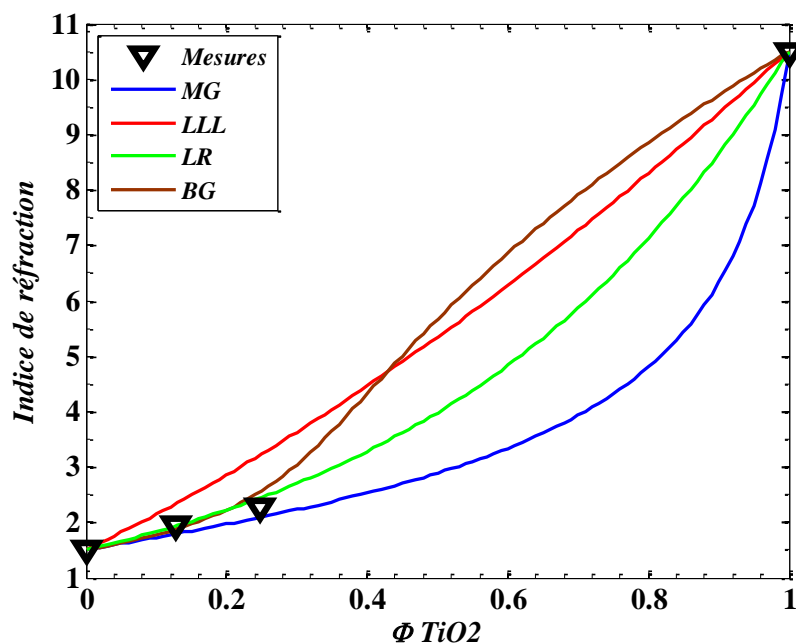


**Figure 11.** Variation de l'indice de réfraction du mélange  $\text{TiO}_2$ -Latex en fonction de la fréquence pour différentes fractions massiques de  $\text{TiO}_2$  (100%, 60%, 40%, 0%)



**Figure 12.** Films de mélange  $\text{TiO}_2$ /PEBD ; les dilutions de  $\text{TiO}_2$  sont égales à 60% (à gauche) et 70% (à droite)

Dans la figure 13 nous remarquons qu'il existe encore une fois un bon accord entre la variation de l'indice de réfraction en fonction des fractions volumiques de  $\text{TiO}_2$  obtenue avec les simulations analytiques selon le modèle de LR et celle mesurée expérimentalement. Au regard de ce qui a été abordé jusqu'ici, il est clair que la loi de mélange de Lichtenecker et Rother a prouvé son efficacité dans le cas de quatre différents types de mélanges ( $\text{TiO}_2$ -Latex,  $\text{CaCO}_3$ -Latex,  $\text{TiO}_2$ -PEBD et  $\text{CaCO}_3$ -PEBD). Ce calcul analytique suffisamment précis présente un intérêt dans la prévision des propriétés optiques mais aussi, pour nous permettre de piloter minutieusement l'indice de réfraction d'une couche sur un intervalle entre 1.5 et 2.5.



**Figure 13.** Variation de l'indice de réfraction effectif du mélange  $\text{TiO}_2$ -PEBD en fonction des fractions volumique de  $\text{TiO}_2$  ; résultats expérimentaux (triangles noirs), calcul analytique selon les lois des milieux effectifs (en trait contenu)

## IV. FABRICATION ET CARACTÉRISATION DES TAGS THz

### IV.1. Choix des matériaux

Lors de la tâche précédente, nous avons caractérisé différents types de matériaux dans leurs états pur et/ou sous forme de mélange pour pouvoir fabriquer les Tags THz présentant les propriétés électromagnétiques recherchées, à savoir l'indice de réfraction et le coefficient d'absorption proche du domaine de fréquence de travail. Le tag se présentera sous la forme d'un empilement de couches avec un fort contraste d'indice de réfraction aux interfaces. Plusieurs voies ont été explorées et présentées dans le tableau ci-dessous :

N° de configuration	Type de matériaux		Remarques
	Haut indice (H)	Bas indice (L)	
1	$\text{TiO}_2$ -PEBD	PEBD	- Configuration pouvant être mise en œuvre en laboratoire, elle a de bonnes chances d'être compatible industriellement.
2	$\text{TiO}_2$ -Latex	Latex	- Plus facile à mettre en œuvre en laboratoire que la configuration N°1, mais plus compliqué au plan industriel. En effet, un film autoportant de latex n'existe pas contrairement au polyéthylène.



3		CTM-N	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Problème d'interpénétration lors de la procédure de mariage de couches bas indice et haut indice.</li> <li>- Le calandrage, bien qu'il améliore la perméabilité des couches, ne résout pas le problème d'interpénétration.</li> <li>- Industriellement : il faut rajouter un film de colle pour empiler les couches (entre 2 et 10 <math>\mu\text{m}</math>).</li> <li>- En industrie pour le collage on utilise du polyéthylène (ou du latex mais c'est moins pratique car il contient de l'eau)</li> </ul>
4	TiO <sub>2</sub> -PEBD / TiO <sub>2</sub> -Latex	Papier	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <b>Papier d'emballage</b> : ce papier ne contient pas de charges, mais l'homogénéité de celui-ci en terme d'épaisseur est très mauvaise, les variations sont de plus de 10 <math>\mu\text{m}</math>.</li> <li>- <b>Papier buvard traité chromatogénie</b> : cette technique permet de rendre hydrophobe le papier, évitant ainsi une pénétration de la couche trop importante dans le papier. Les tests n'ont pas été concluants puisque la couche « coulait » sur le support 100% fibreux, donnant au final une couche non uniforme.</li> <li>- <b>Papier reprographie</b> : nous avons ensuite utilisé du papier pour imprimante qui avait une très bonne homogénéité dans l'épaisseur avec des valeurs comprises entre 100 et 102 <math>\mu\text{m}</math>. La dépose du TiO<sub>2</sub> avec l'applicateur de film donne de très bons résultats mais ce papier contient déjà des charges, il n'est pas 100% fibreux. Ce qui fait que son indice est un peu plus fort (<math>n = 1.42</math>).</li> </ul>
5		PEBD	
6		Latex	
7	CaCO <sub>3</sub> -PEBD	CTM-N	
8	/ CaCO <sub>3</sub> -Latex	Papier	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pour avoir un taux de réjection identique à celui obtenu avec le TiO<sub>2</sub>, il faut mettre plus de couches.</li> <li>- Donne aussi une bande interdite moins large qu'avec du TiO<sub>2</sub> (<math>n_{\text{CaCO}_3} &lt; n_{\text{TiO}_2}</math>).</li> </ul>

Tableau 8. Différents couples de matériaux envisagés

Concernant les matériaux à haut indice, nous avons sélectionné le dioxyde de titane mélangé soit avec du latex ou du PEBD car ceux-ci présentent les indices les plus forts. Pour les matériaux à bas indice, nous avons sélectionné le PEBD et le papier reprographie. Le but étant de valider les concepts de codage d'information en volume, ces prototypes (à base de papier et à base de PEBD) ont été fabriqués puis caractérisés en transmission et réflexion à l'aide de nos bancs expérimentaux de THz-TDS.

#### IV.2. Description des prototypes de Tags

Les structures sont des empilements périodiques de couches de matériaux bas (L) et haut (H) indice, comme le montre la figure 14, pouvant être conçues soit pour une utilisation en transmission (Figure 14 à gauche), soit en réflexion (Figure 14 à droite). Rompre la périodicité de ces structures en créant des défauts structuraux dans une ou plusieurs couches (via une modification d'indice et/ou d'épaisseur) permet d'enrichir la signature électromagnétique de la structure de base. Les caractéristiques optiques de matériaux (L, H et défaut) utilisés dans la fabrication des tags sont présentées dans le tableau 9.

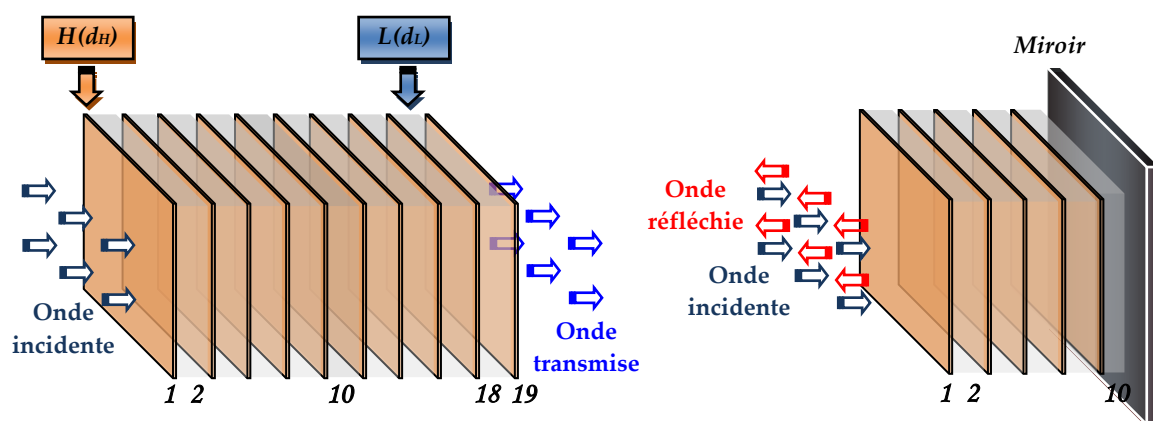


Figure 14. Structure pour une utilisation en transmission (gauche) ou en réflexion (droite)

Prototype	Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)
Base papier	H : TiO <sub>2</sub> —Latex (70/30)	2.65	$10^{-2} \rightarrow 23 \cdot 10^{-2}$	0.1 $\rightarrow$ 1
	L : Papier	1.42	$10^{-4} \rightarrow 15 \cdot 10^{-3}$	
Base PEBD	H : TiO <sub>2</sub> —PEBD (60/40)	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$	
	L : PEBD	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$	
Défaut	TiO <sub>2</sub> —PEBD (x/100-x)	$1.51 < n < 2.29$	$< 2.5 \cdot 10^{-2}$	
	TiO <sub>2</sub> —Latex (x/100-x)	$1.58 < n < 2.65$	$< 2.3 \cdot 10^{-1}$	

Tableau 9. Paramètres optiques de différentes couches proposées pour être utilisées dans la fabrication des prototypes de tags à base de papier ou PEBD, sans ou avec défauts

Nous allons maintenant présenter les différents procédés de dépose utilisés pour lier un matériau à haut indice de réfraction avec un matériau à bas indice de réfraction. Le choix de la technique de dépose sera basé sur plusieurs critères comme par exemple : l'adhésion des couches doit être parfaite, sinon on risque d'avoir une couche d'air, il ne faut pas non plus impacter les épaisseurs initiales des couches,...

### IV.3. Présentation de procédés de déposes des couches de haut et de bas indice

Afin d'avoir des couples de matériaux répondant aux critères recherchés dans le cadre de ce projet pour le THz, différentes techniques de déposes sont possibles pour lier un matériau à haut indice de réfraction avec un matériau à bas indice de réfraction : l'enduction qui se fait en ligne où différents procédés de couchage sont possibles et l'extrusion couchage et le contre-collage qui se font tous les deux hors ligne. Cette partie vise alors à présenter les différentes techniques possibles pour réaliser les futurs tags THz.

#### IV.3.1. L'enduction

Le couchage consiste à déposer sur la surface du papier un enduit à base de pigments minéraux afin d'améliorer la surface pour un meilleur rendu d'impression (voir d'augmenter la blancheur des papiers) comme le présente la figure 15.

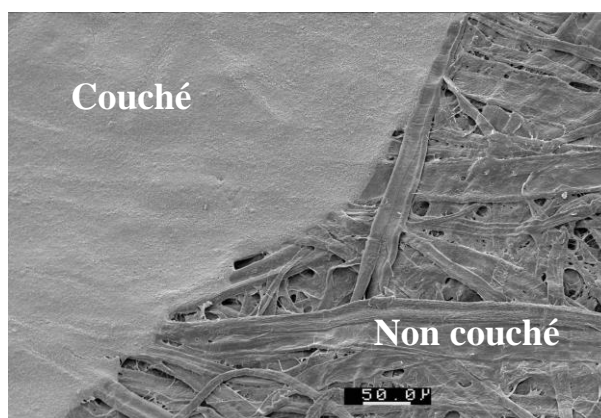


Figure 15. Exemple de couchage d'un papier

La couche est composée de charges et de liants (latex, PVA) qui permettent de maintenir le dépôt sur le papier et les pigments entre eux. Le dépôt est compris entre 0.5 (papier surfacé) et 25  $g/m^2$ , ce qui correspond à une épaisseur allant jusqu'à 20  $\mu m$  environ. Il est possible de combiner les opérations de couchage et de calandrage pour avoir des propriétés optiques et d'imprimabilité très grandes. Les différences de structure interne, d'état

de surface et épaisseurs sont présentées sur la figure 16 pour les différentes déposes de couches, allant du support sans couche jusqu'à une très forte dépose (papier couché-calandré).

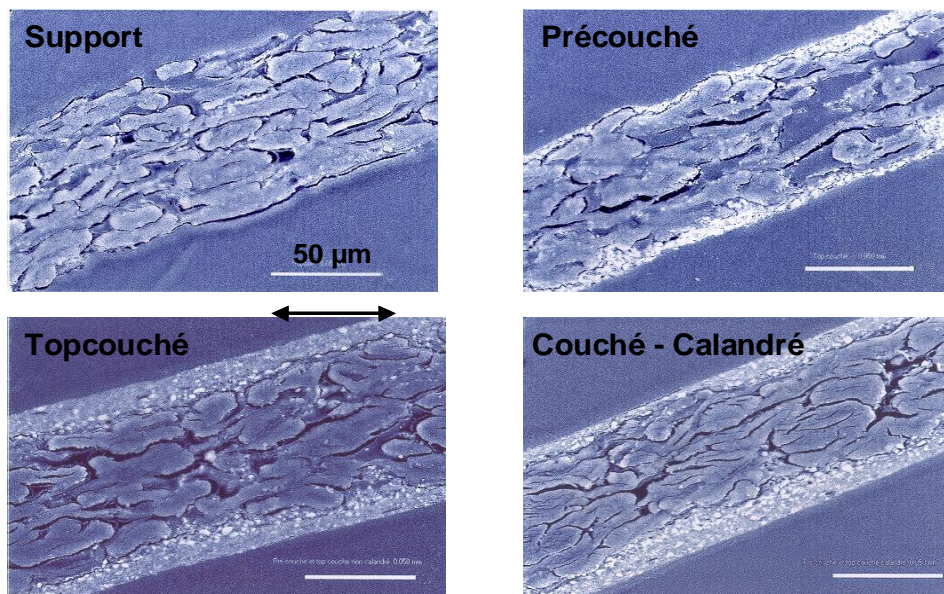


Figure 16. Vues en coupe de différents papiers avec différentes déposes de couches

Pour réaliser ces enductions, différents procédés de couchage existent parmi lesquels on retrouve la « size-press », le « film-press », le « couchage à lame », le « couchage à lame d'air », le « couchage à barre », le « couchage rideau (curtain) » et le « couchage spray ». Le tableau suivant présente les caractéristiques de 3 systèmes de couchage qui pourront être utilisés au CTP pour réaliser les prototypes.

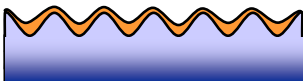
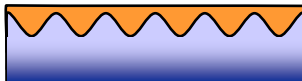
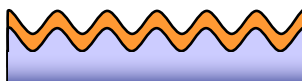
Size-Press	Lame	Curtain
		
Pénétration par pression		Absorption Capillaire
Contact avec le papier Risque de casses et contamination		Sans contact Très rares casses
Une couche		Multicouches Meilleure productivité

Tableau 10. Différentes caractéristiques des trois systèmes de couchage utilisés au CTP

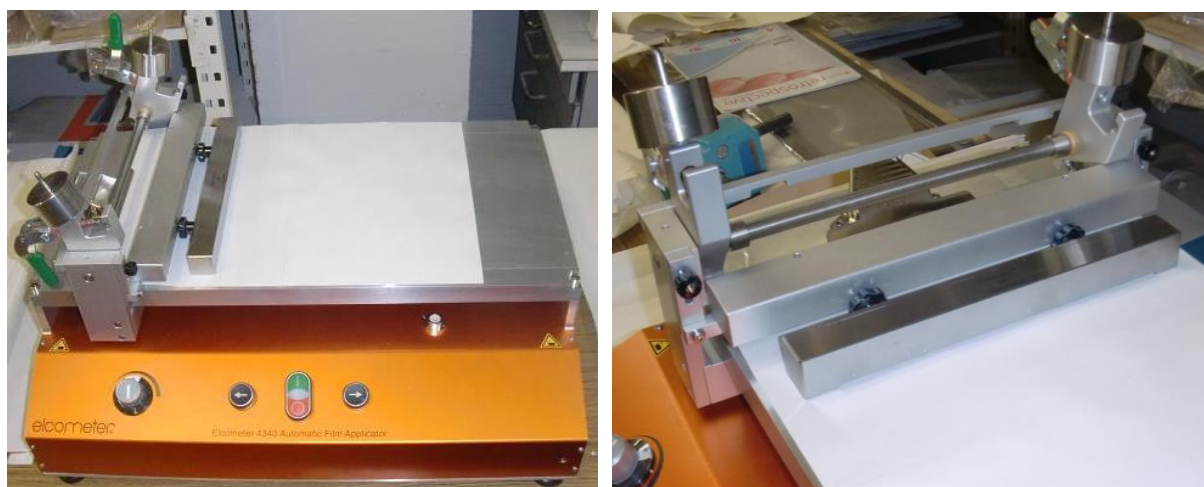
L'appareil d'enduction utilisé dans le cadre de ce projet permet une dépose contrôlée d'un film sur un substrat (papier par exemple) avec une très bonne répétabilité en terme d'épaisseur. Différentes barres peuvent être utilisées pour appliquer une épaisseur prédéterminée sur le substrat ainsi que des applicateurs de films. Cet appareil se compose :

- D'une table lisse en aluminium assurant une planéité parfaite
- D'une tête pour filmographes à spirales avec 2 poids de 500 g que l'on peut retirer pour jouer sur la dépose et de différentes barres filetées pour obtenir la dépose souhaitée
- D'un applicateur de film à lame biseautée et bord plat pour des épaisseurs de films comprises entre 30 et 3000  $\mu\text{m}$  (technique de racle en l'air).



**Figure 17.** Applicateur de film

- D'un moteur permettant 11 vitesses transversales allant de 0.5 à 10  $\text{cm/s}$



**Figure 18.** Appareil d'enduction Elcometer

L'épaisseur de film humide se règle sur l'applicateur à l'aide de cales pour avoir l'épaisseur finale sèche désirée (en fonction de la concentration). Nous commençons par caler la feuille à traiter à l'aide d'une pince puis nous déposons en aval de l'applicateur le produit destiné à être enduit. Ensuite, nous réglons la vitesse transversale et la dépose uniforme s'effectue sur le substrat.

### IV.3.2. L'extrusion couchage et le contre collage

On appelle matériaux complexes la juxtaposition de plusieurs matériaux : papier/carton, aluminium, PE, papier sulfurisé. Les complexes permettent d'allier les qualités des substrats tout en supprimant les défauts de chacun d'eux. On ajoute aux propriétés mécaniques du carton soit une barrière, soit une possibilité de scellage à chaud, soit des caractéristiques d'aspect, ou bien une combinaison de plusieurs éléments. Ils sont destinés la plupart du temps à des emballages souples et rigides. Dans le cadre de notre projet, il est possible de faire de l'extrusion couchage et du contre collage.

#### IV.3.2.1. L'extrusion couchage

L'extrusion couchage : un polymère est chauffé jusqu'à ce qu'il fonde et est ensuite déposé sur un support. Le polymère le plus utilisé est majoritairement le Polyéthylène (PE) qui est peu cher, facile à mettre en œuvre et thermoscellable. C'est pour cela que nous l'avons sélectionné lors de cette étude. Néanmoins on peut retrouver les produits suivants : le polypropylène (PP), les polyesters (ex : PET), des polyamides (PA), un copolymère éthylène / alcool vinylique (EVOH) et d'autres copolymères à base d'éthylène comme l'éthylène / acétate de vinyle (EVAC), l'éthylène / acrylate de butyle (EBA), l'éthylène / acrylate de méthyle (EMA) ou l'éthylène / acrylate d'éthyle (EEA). Le principe de fonctionnement de l'extrusion est le suivant :

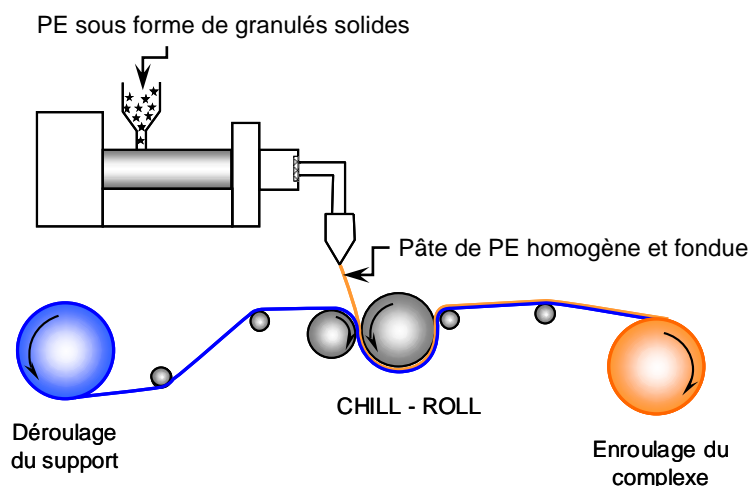
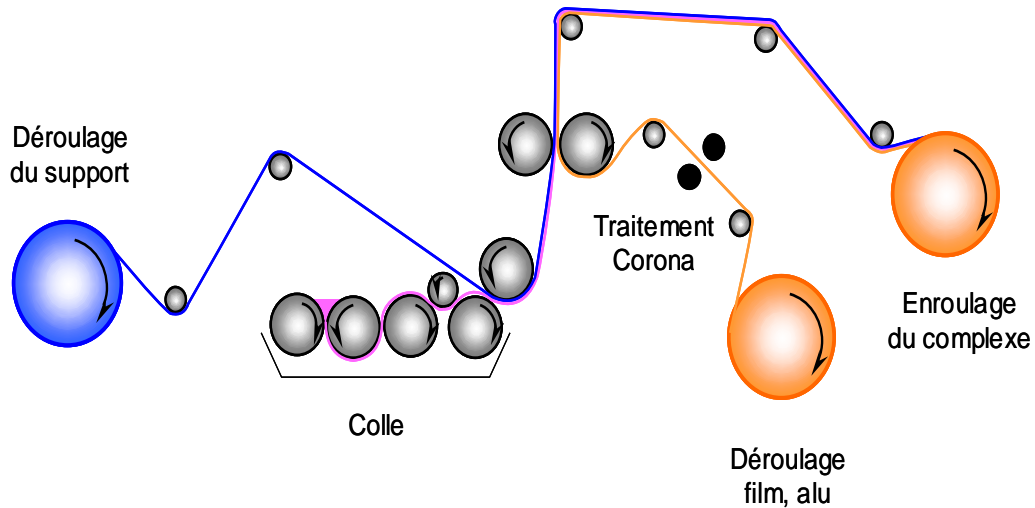


Figure 19. Principe de fonctionnement de l'extrusion

#### IV.3.2.2. Le contre collage

Le contre collage : deux substrats sont combinés (un carton, un film) entre eux par l'intermédiaire d'une colle. Le support avec colle est mis en contact avec le film par une

presse. Différents types de contre collage existent, la lamination cire ou hot melt (papier / alu), la lamination humide (papier carton / alu / film), la lamination à sec (alu / film) et la lamination sans solvant pour déposer du Polyuréthane. Le principe de fonctionnement est présenté ci-dessous :



**Figure 20.** Principe de fonctionnement du contre collage

Enfin il est possible de combiner ces deux procédés pour obtenir un complexe présentant de nombreux feuillés comme souhaité.

#### IV.3.3. Pressage à chaud

Deux types de réalisation sont possibles pour faire des prototypes à base de polyéthylène :

- Pressage à chaud dans une presse avec 50 bars et une température  $>$  à  $100^{\circ}\text{C}$
- Pressage à chaud dans une glaceuse avec une température de  $105^{\circ}\text{C}$

Lors du pressage dans la presse, il est difficile de contrôler la pression qui monte à des valeurs très importantes. Pour ce qui est du pressage dans la glaceuse, une plaque métallique est chauffée sur celle déjà présente et une fois les deux plaques arrivées à température, nous pressons manuellement l'ensemble des couches entre ces deux plaques. La glaceuse est présentée dans la figure 21:

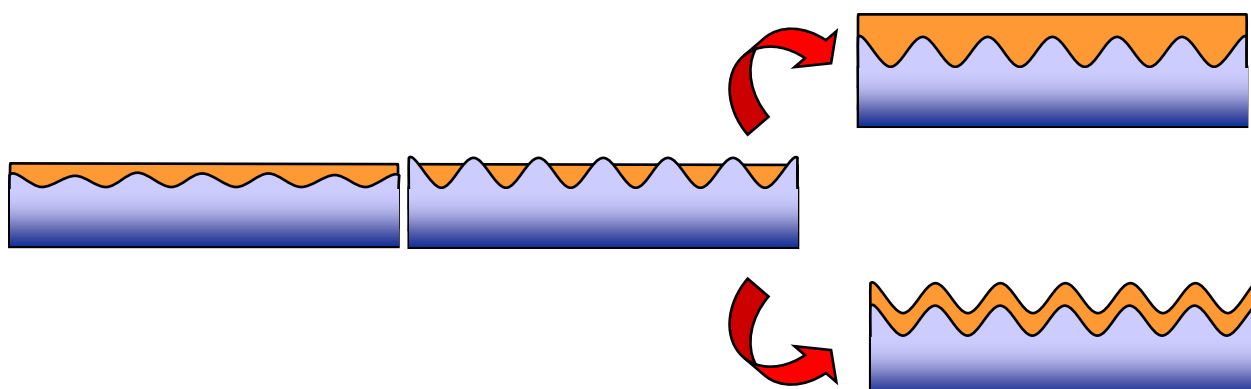


**Figure 21.** Glaceuse utilisée pour faire les prototypes base PEBD

La jonction entre les différentes couches devrait être plus aisée qu'avec le prototype base papier puisque nous ne rajoutons pas de colle, nous allons juste ramollir les différentes couches en les chauffant. Il faudra néanmoins s'assurer qu'il n'y ait pas d'interpénétration trop importante entre les couches et que l'on ne retrouve pas d'air entre celles-ci.

#### IV.3.4. Limitations technologiques de fabrication

Les limitations que nous pourrions rencontrer se situent principalement au niveau du type de papier retenu ainsi que de l'épaisseur de la couche. En effet la qualité du support est primordiale puisqu'elle jouera sur le type de procédé de couchage et la quantité à déposer. Ainsi, un support rugueux a besoin d'un poids de couche plus important ou d'une technologie « contour coating » appropriée comme le présente la figure 22.



**Figure 22.** Effet de choix de la technologie de couchage sur la qualité de surface

De plus, selon la « sauce » (mélange de liant et de charges) retenue, la viscosité et le taux de matière sèche devra être pris en compte car chaque procédé a une gamme acceptable en termes de viscosité et de matière sèche. Il faut aussi garder à l'esprit que le but final est



d'avoir une structure facile à réaliser industriellement, et que selon l'épaisseur de matériau désiré, plusieurs enductions seront nécessaires.

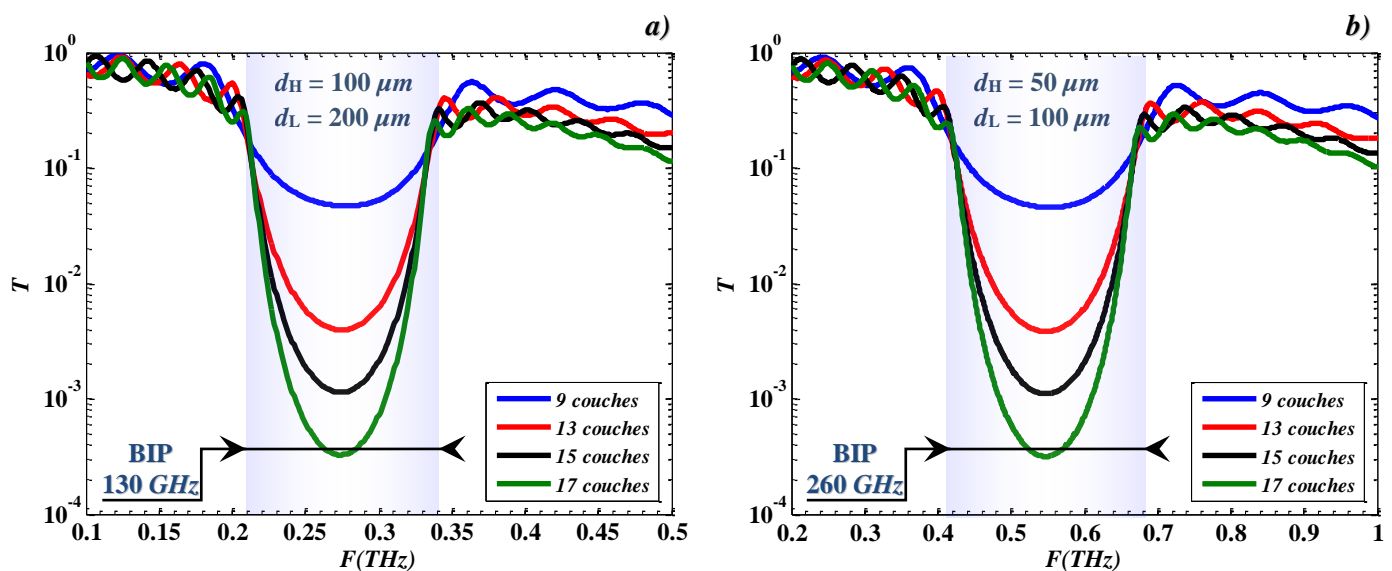
Procédé de couchage	Vitesse (m/min)	Viscosité (mPa.s)	Dépose (g/m <sup>2</sup> /face)
Size-press	Max. 1000	020-0100	0.5-05
Fim transfert	Max. 1200	020-1000	0.5-08
Lame taclante	1500	500-3000	05-13
Lame lissante	1500	500-2000	10-25
Rideau	Max. 1500	100-0800	02-30

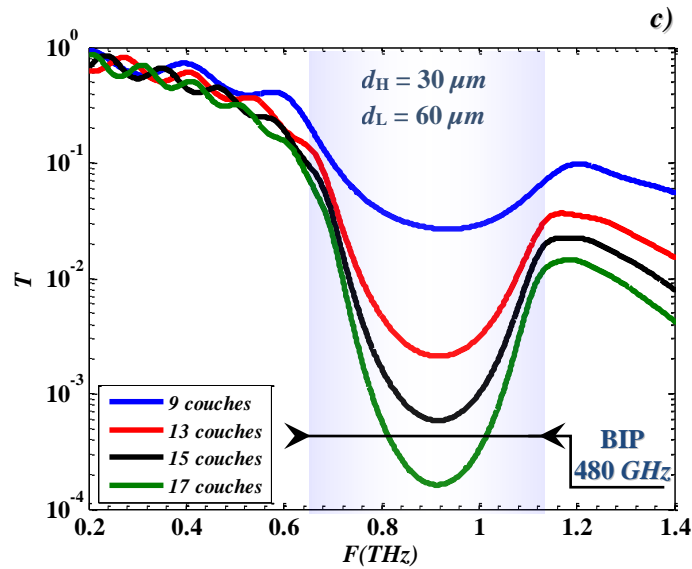
Tableau 11. Différentes caractéristiques des systèmes de couchage utilisés au CTP

#### IV.4. Conception et caractérisation des structures à base de papier

##### IV.4.1. Conception de la structure

Dans un premier temps nous nous sommes intéressés au prototype base papier. Suite à des simulations, plusieurs épaisseurs de couches H (TiO<sub>2</sub>-Latex : 60/40) et L (papier reprographie) ont été proposées correspondant chacune à une certaine bande interdite. La réponse électromagnétique en transmission de la structure pour différents nombres de couches a aussi été simulée. Les caractéristiques géométriques et optiques de différentes couches utilisées dans la simulation sont présentées dans le tableau 12. La figure 23 synthétise les résultats de simulation à la base du choix des structures définitives. Cette figure montre les performances de la structure ; la profondeur de la bande interdite et sa fréquence centrale, respectivement, pour un nombre de couches variables et pour différentes épaisseurs.





**Figure 23.** Transmissions calculées en fonction des épaisseurs et du nombre de couches pour des prototypes base papier à BIP centrées sur 300 GHz (a), 600 GHz (b) et 900 GHz (c),

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu m$ )		
H : TiO <sub>2</sub> —Latex (70/30)	2.65	$10^{-2} \rightarrow 23 \cdot 10^{-2}$	$0.1 \rightarrow 2$	100	50	30
L : Papier	1.42	$10^{-4} \rightarrow 15 \cdot 10^{-3}$		200	100	60

**Tableau 12.** Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation de la réponse électromagnétique en transmission de différents prototypes base papier

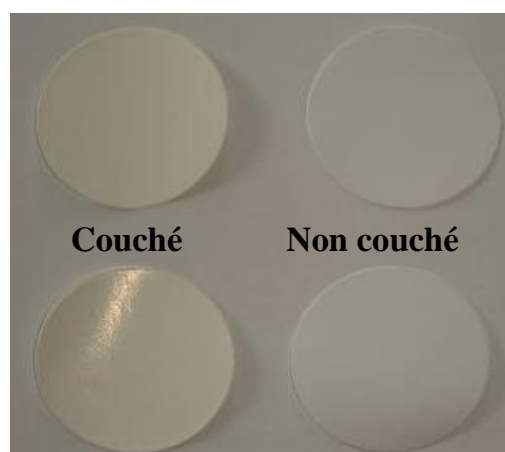
Il apparaît ici clairement et comme attendu, que plus le nombre de couches est élevé, meilleur est le comportement électromagnétique de la structure (flancs de la bande interdite abrupts et réjection importante). Néanmoins du fait de la dynamique de l'expérience (de l'ordre de  $10^{-3}$ ), 15 couches semble être une valeur optimale pour le dispositif en transmission. Par ailleurs, du fait d'une dynamique de l'expérience qui diminue avec la fréquence et l'absorption du papier qui augmente avec la fréquence, les deux premières configurations restent celles à privilégier du point de vue expérimental (fréquences centrales des BIP autour de 300 et 600 GHz). La configuration autour de 900 GHz devient aussi problématique du fait de trois raies d'absorption de la vapeur d'eau dans la bande entre 900 et 1200 GHz qui pourraient rendre délicate l'analyse des résultats. Les deux couples retenus permettant théoriquement d'obtenir les meilleurs résultats ont donc les épaisseurs suivantes :

$$\begin{aligned} \Rightarrow d_H &= 100 \mu m & \Rightarrow d_H &= 50 \mu m \\ \Rightarrow d_L &= 200 \mu m & \Rightarrow d_L &= 100 \mu m \end{aligned}$$

Actuellement les techniques de couchage permettent d'obtenir une dépose maximale de couche de 25 à 30 g/m<sup>2</sup> à 60% de charges, soit environ 15 à 20 μm en un passage. Cependant, le CTP s'étant récemment équipé d'un nouvel applicateur de film motorisé, il a été possible de déposer environ 50 μm de couche haut indice en un seul passage.

Compte tenu des épaisseurs préconisées, nous avons décidé d'opter pour la mise en œuvre de la solution qui permet même avec des niveaux d'épaisseurs importantes de réaliser des couches homogènes. Le domaine de fréquence sera donc choisi autour de 600 GHz. La dépose du TiO<sub>2</sub> sur le papier reprographie avec l'applicateur de film donne de très bons résultats. Cependant, ce papier contient des charges (de l'ordre de 18,5% de CaCO<sub>3</sub>) et son indice est de fait un peu supérieur à celui sans charges. A terme, et au niveau industriel, il sera possible d'obtenir des papiers sans charges.

L'un des problèmes rencontrés était le collage des différents couples de matériaux haut/bas indices entre eux. En effet, il ne doit pas y avoir trop d'air entre les couches. La rugosité maximum (Ra) étant deux fois celle d'un papier couché environ 1.5 μm, cela ne devrait néanmoins pas être pénalisant compte tenu de la longueur d'onde à 600 GHz ( $\lambda = 0.5 \text{ mm}$ ). Pour le collage nous avons décidé d'utiliser une colle en spray. Nous avons ainsi réalisé des dépôts sur des feuilles A3 avec une épaisseur finale de 46 μm ± 1 μm tout en garantissant très peu de défauts apparents au niveau de la couche. Nous avons ensuite découpé des disques de 6 cm de diamètre dans ces feuilles couchées pour fabriquer le prototype (cf. Figure 24)



**Figure 24.** Photo des prototypes sur base de papiers couchés et non couchés

En résumé le prototype fabriqué sur le principe décrit en figure 25 ainsi qu'une photographie d'un prototype de tag THz base papier (cf. Figure 26):

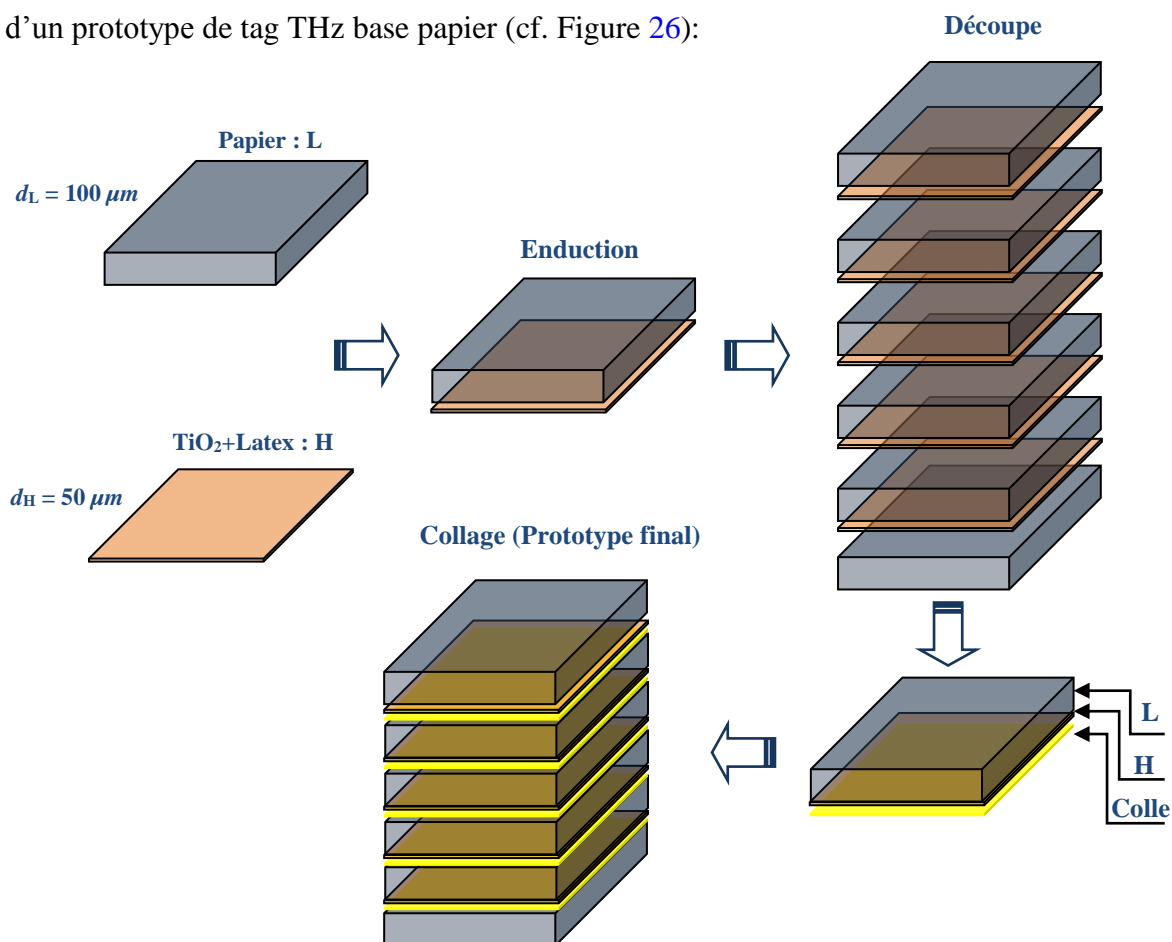


Figure 25. Schéma descriptif de différentes étapes de fabrication d'un prototype base papier

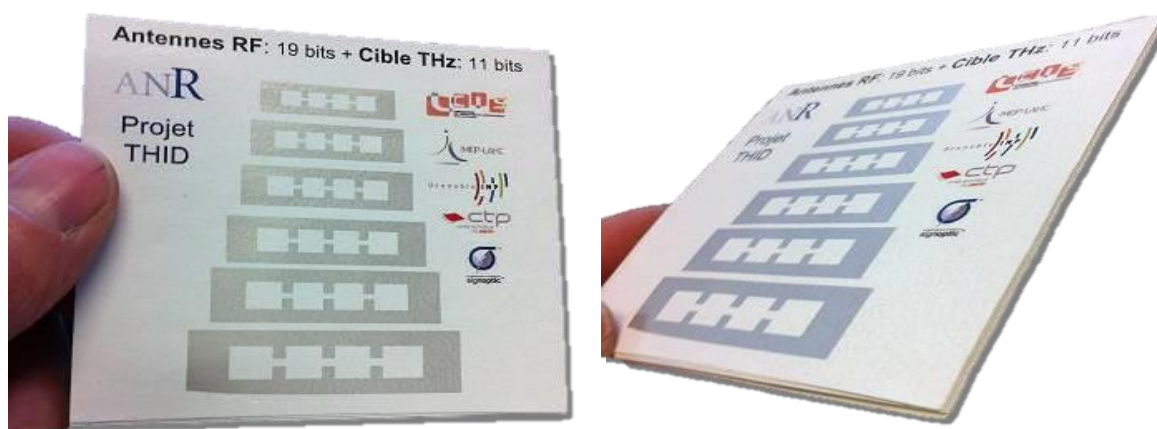


Figure 26. Photographie d'un prototype de tag THz base papier (avec une antenne RF)

En perturbant la périodicité du dispositif, en changeant par exemple l'épaisseur optique (épaisseur et/ou indice de réfraction) d'une ou plusieurs couches, il est possible de faire apparaître un ou plusieurs modes de résonance, notamment dans la première bande

interdite. Le nombre et la position fréquentielle de ces niveaux de défaut peuvent être pilotés par une simple modification de l'épaisseur optique d'une ou plusieurs couches. Ainsi, différents prototypes ont été réalisés sur cette base avec ou sans défauts structuraux dans une ou plusieurs couches, avec des nombres de couches différents afin de valider la méthode de fabrication :

- *RefTagPapier006T* : Un prototype avec 9 couches pour des mesures au MEB
- *RefTagPapier008T-009T* : Deux prototypes avec 13 couches, un sera caractérisé dans le régime THz et un utilisé pour des mesures à la microscopie électronique à balayage (MEB ou SEM pour Scanning Electron Microscopy en anglais)
- *RefTagPapier010T-011T* : Deux prototypes avec 15 couches sans défaut
- *RefTagPapier020T* : Un prototype avec 15 couches avec un défaut géométrique : 2H (120-126  $\mu\text{m}$ )  $\rightarrow$  Le défaut se trouve en 10<sup>ème</sup> position

Le collage entre les papiers couchés a été effectué à l'aide d'un spray ; l'épaisseur totale (épaisseur des couches + colle) de quelques échantillons est donnée dans tableau 13.

	Épaisseur Sans Collage ( $\mu\text{m}$ )	Épaisseur Avec Collage ( $\mu\text{m}$ )
<b>Prototype 13 couches</b>	971 $\pm$ 1	975 $\pm$ 1
<b>Prototype 9 couches</b>	680 $\pm$ 1	684 $\pm$ 1

**Tableau 13.** Épaisseur des prototypes avant et après collage

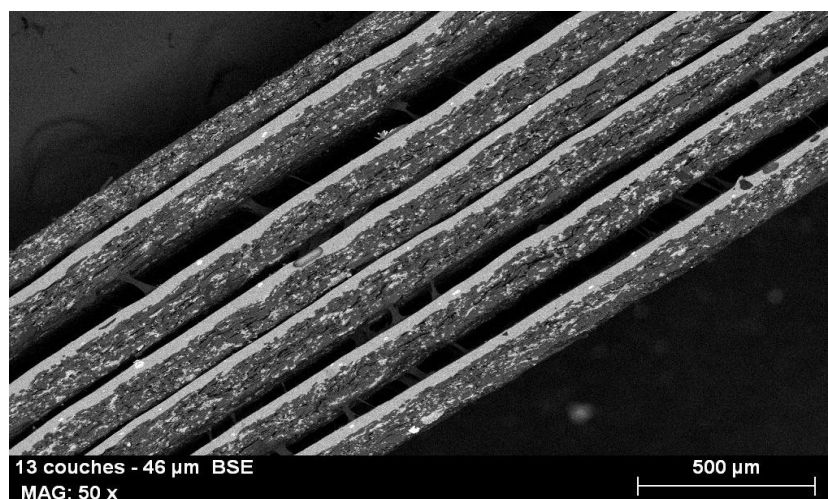
Compte-tenu des épaisseurs respectives des couches, l'épaisseur de colle est évaluée en moyenne à moins de 1 micron, ce qui ne devrait pas perturber significativement la réponse de la structure (cette étude sera détaillée dans la section II.4.2.).

#### IV.4.2. Caractérisation optique des couches et analyse MEB

Des images de plusieurs coupes des prototypes de tag ont été réalisées à l'aide d'un MEB afin de vérifier la qualité des couches et plus particulièrement :

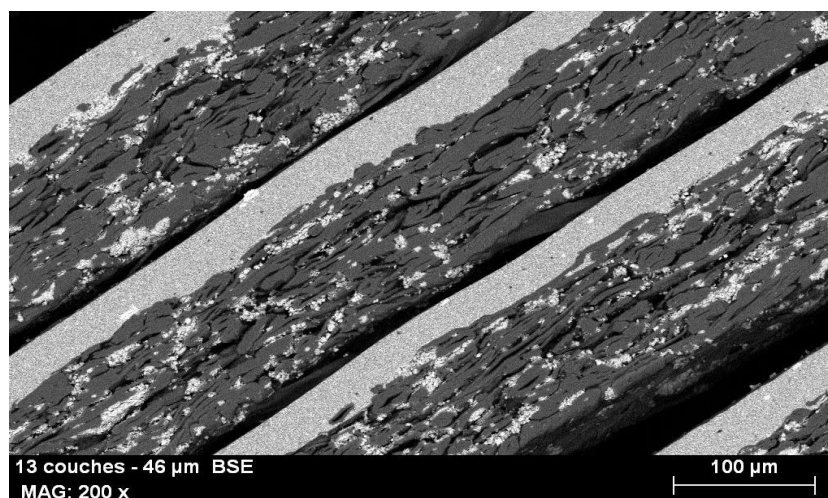
- L'absence d'interpénétration entre les couches
- La présence de bulles d'air ou non
- L'homogénéité des couches de TiO<sub>2</sub>-Latex ainsi que la zone de jonction entre cette couche et le papier
- L'effet de la colle. En effet, en utilisant une technique par pulvérisation, on s'attend à ne pas avoir un collage très homogène.

Sur la figure 27, nous présentons une photo MEB du prototype à 13 couches avec un grossissement de 50 fois. Les zones blanches correspondent à la partie pigmentaire (haut indice de réfraction) tandis que les zones grisées représentent le papier couché (bas indice). Nous pouvons constater que l'épaisseur de la couche déposée sur le papier est assez homogène. En revanche, nous noterons la présence des défauts au niveau du collage entre chaque papier couché. Après vérification, ces défauts proviennent de la préparation de l'échantillon nécessaire à l'observation au MEB et plus particulièrement créés lors de l'étape de coupe.



**Figure 27.** Photo MEB du prototype à 13 couches, grossissement 50 X

La zone de mariage entre le papier et la couche peut être observée plus en détail sur la figure 28 (grossissement x 200). Sur cette figure, nous remarquons que l'interpénétration entre les couches est faible et que les interfaces entre ces couches sont bien distinctes. De plus, il apparaît clairement que le papier est chargé dans la masse, ce sont les zones blanches dans la zone fibreuse.

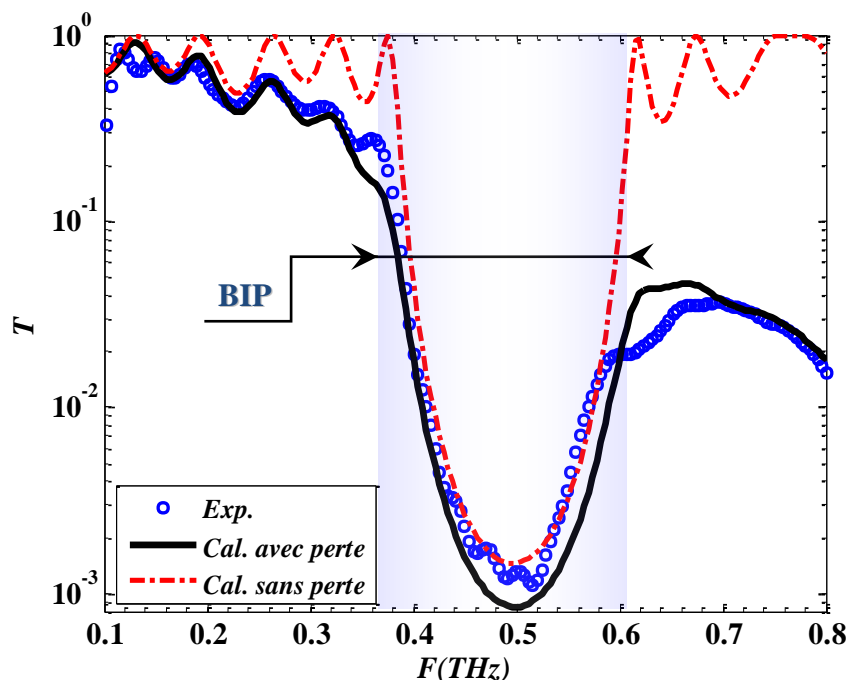


**Figure 28.** Photo MEB du prototype à 13 couches, grossissement 200 X

Enfin, concernant le collage, nous pouvons voir qu'il y a une répartition non uniforme de la colle, le long de l'échantillon avec des points de colle assez dispersés, créant des grosses zones d'air, phénomène qui pourra nuire à la qualité de la signature électromagnétique du tag.

#### IV.4.3. Caractérisation dans le domaine THz

Ces différentes structures multicouches ont ensuite été caractérisées avec nos bancs expérimentaux de THz-TDS classique. La figure 29 montre les réponses optiques en transmission (en intensité), du tag RefTagPapier011T constitué de 15 couches sans défaut, obtenues par simulation et expérimentalement. Afin de pouvoir repérer la bande interdite qui s'est drastiquement écrasée en hautes fréquences, nous avons reporté en trait discontinu rouge le résultat de calcul sur la structure sans perte. Nous constatons un très bon accord entre les résultats expérimentaux et théoriques, ces derniers ayant été obtenus en utilisant les paramètres optiques mesurés (indice de réfraction et coefficient d'absorption) et géométriques (épaisseurs ajustées) des différentes couches utilisées (cf. Tableau 14). Nous noterons aussi que la bande interdite n'est pas significativement modifiée du fait des défauts de fabrication comme par exemple de la présence d'air entre les couches révélée au MEB. Par ailleurs, le taux de réjection est en accord avec celui attendu. Il est à noter que la diminution du signal transmis (hors BIP) est due notamment à l'absorption des matériaux constituant les différentes couches.

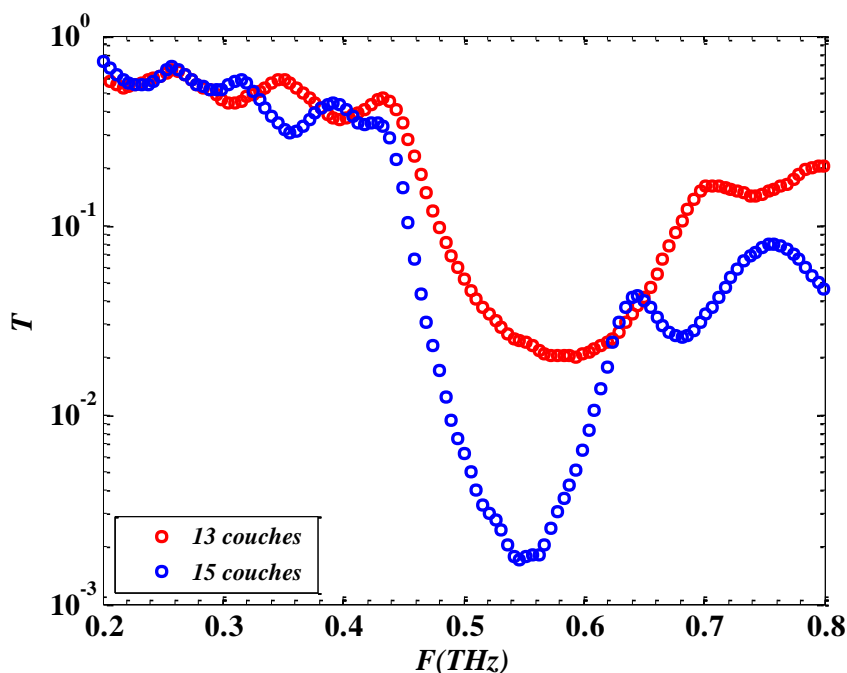


**Figure 29.** Transmission mesurée (en cercles bleus) et calculée (avec perte : trait noir, sans perte : trait discontinu rouge) du tag RefTagPapier011T

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	Déposition
H : TiO–Latex (70/30)	2.65	$10^{-2} \rightarrow 23 \cdot 10^{-2}$	0.1 $\rightarrow$ 1	55-60	$\emptyset$
L : Papier	1.42	$10^{-4} \rightarrow 15 \cdot 10^{-3}$		100-103	$\emptyset$

**Tableau 14.** Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation de la réponse du tag RefTagPapier011T

Une comparaison entre les deux structures multicouches (RefTagPapier009T et RefTagPapier010T) avec un nombre de couches différent (respectivement, 13 et 15 couches) est présentée sur la figure 30. Le faible décalage fréquentiel entre les bandes interdites est dû à l'imperfection de la procédure de fabrication qui ne donne pas les mêmes épaisseurs pour les deux structures. Nous pouvons remarquer comme attendu là encore, que le taux de réjection augmente lorsque le nombre de couches du système augmente. Les pertes sont aussi plus importantes notamment à haute fréquence. En fait, il y a un compromis à réaliser pour obtenir le nombre de couche optimal. De plus il faut garder à l'esprit que la structure sera vraisemblablement grandement améliorée lors d'une fabrication à l'échelle industrielle, principalement d'un point de vue du mariage entre les couches (présence d'air).



**Figure 30.** Comparaison des réponses THz en transmission de deux tags constitués de 13 couches (cercles rouges) et 15 couches (cercles bleus)

Afin d'enrichir la signature électromagnétique de ces tags, destinés à des applications d'identification et/ou authentification, nous proposons de créer des modes de résonance (appelé aussi des pics) notamment dans la première bande interdite. Ces modes vont être créés



par une simple perturbation de la périodicité du dispositif. Dans la figure 32 nous avons présenté les résultats expérimentaux et théoriques obtenus sur une structure avec deux niveaux de défaut (pics) prévus théoriquement en bord et au milieu de la première bande interdite en modifiant l'épaisseur de la couche n°10 (cf. Tableau 15 pour détail de la constitution de la structure). Cette deuxième série de structures présente de meilleures propriétés physiques (cf. Figure 31). Par exemple, nous avons améliorés l'homogénéité des couches de TiO<sub>2</sub>-Latex ainsi que la zone de jonction entre cette couche et le papier (pas de bulles d'air).

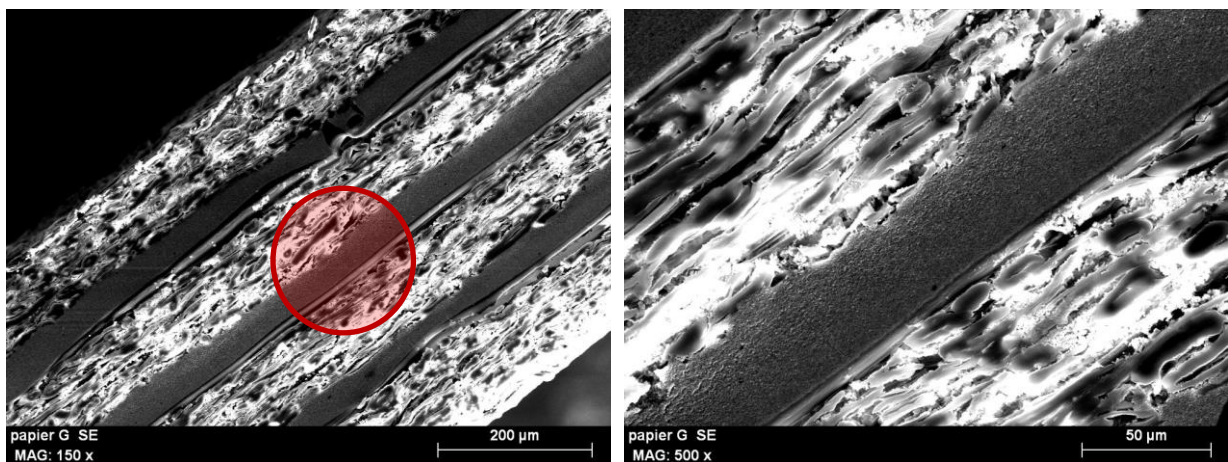


Figure 31. Mesure au MEB du prototype RefTagPapier020T, pour différents grossissements ; 150 X (à gauche) et 500 X (à droite)

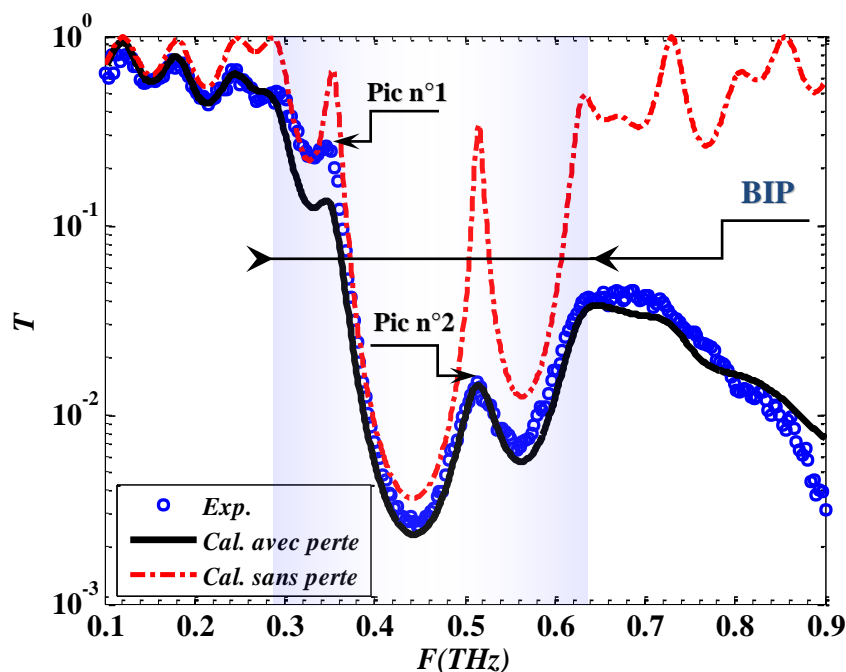


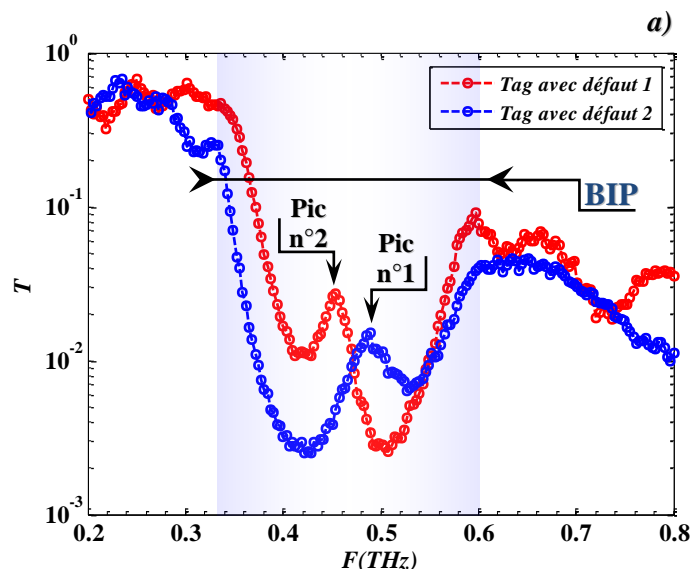
Figure 32. Transmission du système RefTagPapier020T: structure présentant un défaut structurel sur la 10<sup>ème</sup> couche

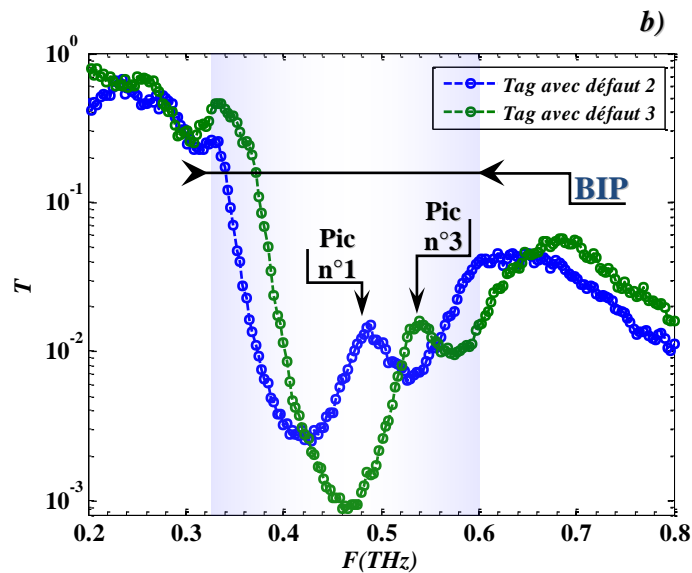
Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	Déposition
H : TiO <sub>2</sub> —Latex (60/40)	2.65	$10^{-2} \rightarrow 23 \cdot 10^{-2}$	0.1 $\rightarrow$ 1	60-65	$\emptyset$
L : Papier	1.42	$10^{-4} \rightarrow 15 \cdot 10^{-3}$		110-115	$\emptyset$
Défaut : H	2.65	$10^{-2} \rightarrow 23 \cdot 10^{-2}$		105	10

**Tableau 15.** Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation de la réponse du tag RefTagPapier020T (cf. Figure 32)

Nous pouvons constater, comme prévu et sans ambiguïté, la présence de deux modes de résonance aux positions attendues c'est à dire autour de 344 GHz et 520 GHz. Nous pouvons par ailleurs noter un bon accord entre la théorie (trait noir) et expérience (cercles bleus) ; la courbe en trait pointillé rouge montrant le résultat du calcul dans le cas d'un matériau sans perte. Nous remarquons une diminution importante du signal THz transmis au-delà de 0.7 THz, ce qui peut être expliqué par l'absorption intrinsèque des matériaux utilisés.

Le but étant de valider les concepts de codage d'information en volume. Les différentes techniques de codage les plus répandues se basent principalement sur le contrôle des caractéristiques des modes de résonance (position, amplitude, largeur,...) dans le spectre, cette étude sera détaillée et illustrée plus dans le chapitre 3. Ainsi, pour pouvoir contrôler ces modes de résonance et plus précisément leur nombre et leurs positions fréquentielles, nous allons faire varier le nombre et/ou la position physique (n° couche) des défauts structurels. A titre de comparaison, nous avons présenté sur la figure 33 trois réponses THz en transmission de trois tags constitués de 15 couches avec un seul défaut structurel à la position 10 ; dans chaque structure nous avons remplacé la 10<sup>ème</sup> couche par une autre de même type (L) mais d'épaisseur différente.





**Figure 33.** Comparaison des réponses THz en transmission de trois tags avec un défaut structurel à la position 10 ; dans chaque structure nous avons remplacé la 10<sup>ème</sup> couche par une autre de même type (L) mais d'épaisseur différente

Nous pouvons clairement remarquer que la modification introduite au tag permet de : déplacer le pic n°1 (courbe bleu de la figure 33.a) vers les faibles fréquences (courbe de couleur rouge), ou vers les hautes fréquences (courbe de couleur vert de la figure 33.b). Nous pouvons alors imaginer que puissent apporter le contrôle de la position de ces modes de résonance tout au long de la BIP sur la richesse de la signature électromagnétique en quantités d'informations utiles au codage. Cependant, ça devient plus compliqué à réaliser industriellement si nous choisissons de travailler avec les amplitudes et non pas avec les positions fréquentielles de ces pics, car toute modification de leurs intensités à une fréquence fixe nécessite un ajustement d'autres paramètres qui sont soit l'épaisseur géométrique soit l'indice de réfraction du défaut structurel. Par exemple, pour diminuer l'intensité d'un pic, nous pouvons ajouter une faible quantité de charge minérale à la couche utilisée comme défaut. En conséquence, l'absorption va certainement augmenter, mais, ça va aussi induire une augmentation de l'indice de réfraction et alors sur la position du pic. Pour corriger ce décalage fréquentiel involontaire nous devons réajuster l'épaisseur de cette couche.

Nous avons fabriqué plusieurs structures base papier destinées à une utilisation en réflexion. Ces structures à base papier n'ont pas permis de valider le concept du fait des pertes dans le matériau, mais aussi de l'inhomogénéité des structures (tags fabriqués lors de la première campagne de fabrication). Ainsi, afin de valider le principe des étiquettes pour des applications en réflexion et valider complètement notre modèle, nous avons décidé de nous

focaliser sur des structures à base PEBD qui présenteront a priori moins de pertes et des structures internes de bien meilleure qualité (deuxième campagne de fabrication).

Au terme de cette partie, nous retiendrons que les essais préliminaires sur les tags à base de papier ont permis de réaliser des prototypes avec un nombre différent de couches, sans ou avec des défauts structurels et ainsi de valider :

- Le modèle de milieu effectif pour la prévision des propriétés THz effectives des matériaux. Les résultats de simulations analytiques selon le modèle Lichtenecker et Rother présentent un très bon accord avec les mesures expérimentales. Ce calcul analytique nous permettra de « piloter » minutieusement l'indice de réfraction des matériaux constituant les couches.
- Le procédé de dépôt des couches. En effet, nous avons observé une très grande uniformité d'épaisseur déposée avec l'appareil d'enduction. De plus, l'épaisseur finale peut facilement être ajustée. Ainsi, si cette dernière doit être légèrement augmentée ou diminuée du fait d'un papier chargé avec un indice de réfraction plus haut, cela est facilement réalisable.
- Le type de papier. Les coupes faites au MEB démontrent qu'avec ce type de papier collé, la couche de pigments et celle de fibres s'interpénètrent très peu. Toutefois, compte tenu des valeurs de l'indice de réfraction de ce type de papier qui contient 18,5% de charges, il sera plus avantageux d'utiliser un papier ayant la bonne épaisseur, composé à 100% de fibres, une colle de faible indice (le plus proche de celui de papier) et utiliser un niveau de collage suffisant pour distinguer clairement chaque couche.
- Les caractéristiques de la réponse des tags, on retrouve bien la présence d'une BIP avec un bon taux de réjection. La perturbation de la périodicité du dispositif, en changeant par exemple l'épaisseur optique d'une ou plusieurs couches permet d'enrichir la signature électromagnétique en créant des modes de résonance facilement contrôlables.

Un problème reste cependant non complètement résolu, celui du collage entre les papiers couchés. La technique du spray qui permet de ne pas trop déposer de colle en épaisseur ne

donne pas des résultats satisfaisants à cause de poches d'air créées. Une dépose avec une barre de Meyer de quelques microns de latex a toutefois montré de meilleurs résultats avec les dernières structures.

Les premiers résultats ont montré la faisabilité d'un tel prototype, cependant, il faut garder à l'esprit que les échantillons ont été faits en laboratoire, les matériaux obtenus seront beaucoup plus reproductibles une fois la procédure industrialisée.

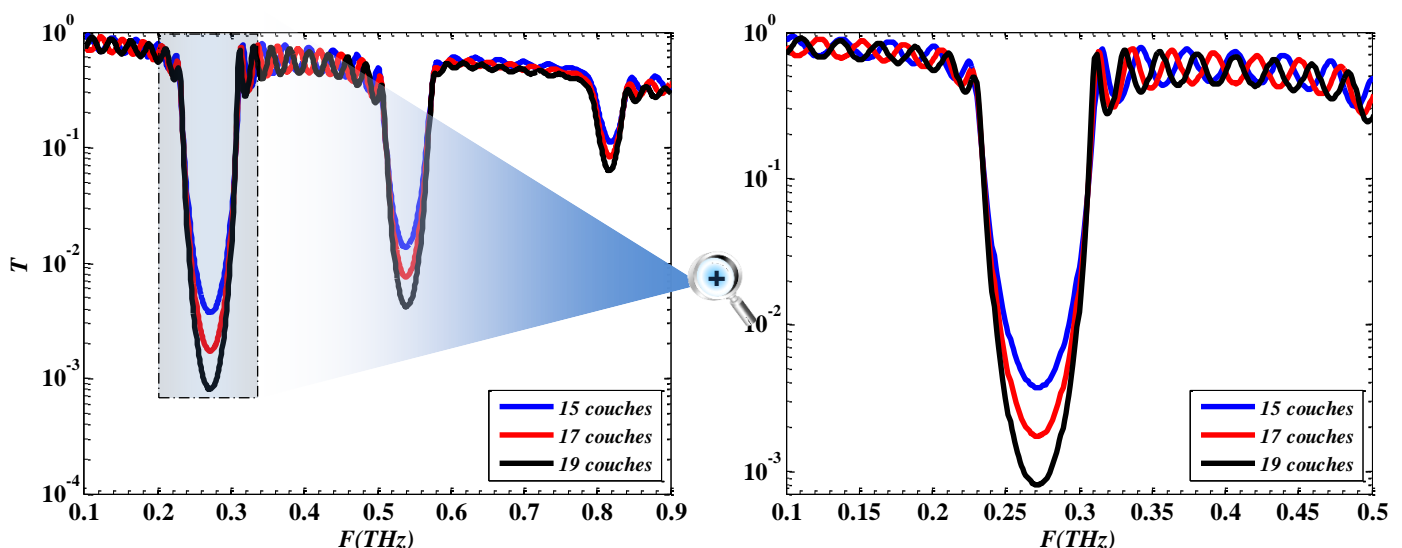
## IV.5. Conception et caractérisation des structures à base de PEBD

### IV.5.1. Conception de la structure

Un travail similaire à celui dans la section IV.4.1. a été effectué sur des prototypes base PEBD pour différents nombres de couches. Les caractéristiques géométriques et optiques des différentes couches utilisées dans la simulation sont présentées dans le tableau 16. Les épaisseurs des couches ont été choisies de manière à ce que la première bande interdite soit centrée aux alentours de 300 GHz. La figure 34 présente les résultats de simulation en transmission de structures à 15, 17 et 19 couches.

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )
H : TiO <sub>2</sub> —PEBD (60/40)	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$	$0.1 \rightarrow 1$	90
L : PEBD	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		230

*Tableau 16. Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation de la réponse électromagnétique en transmission de différents prototypes base PEBD*



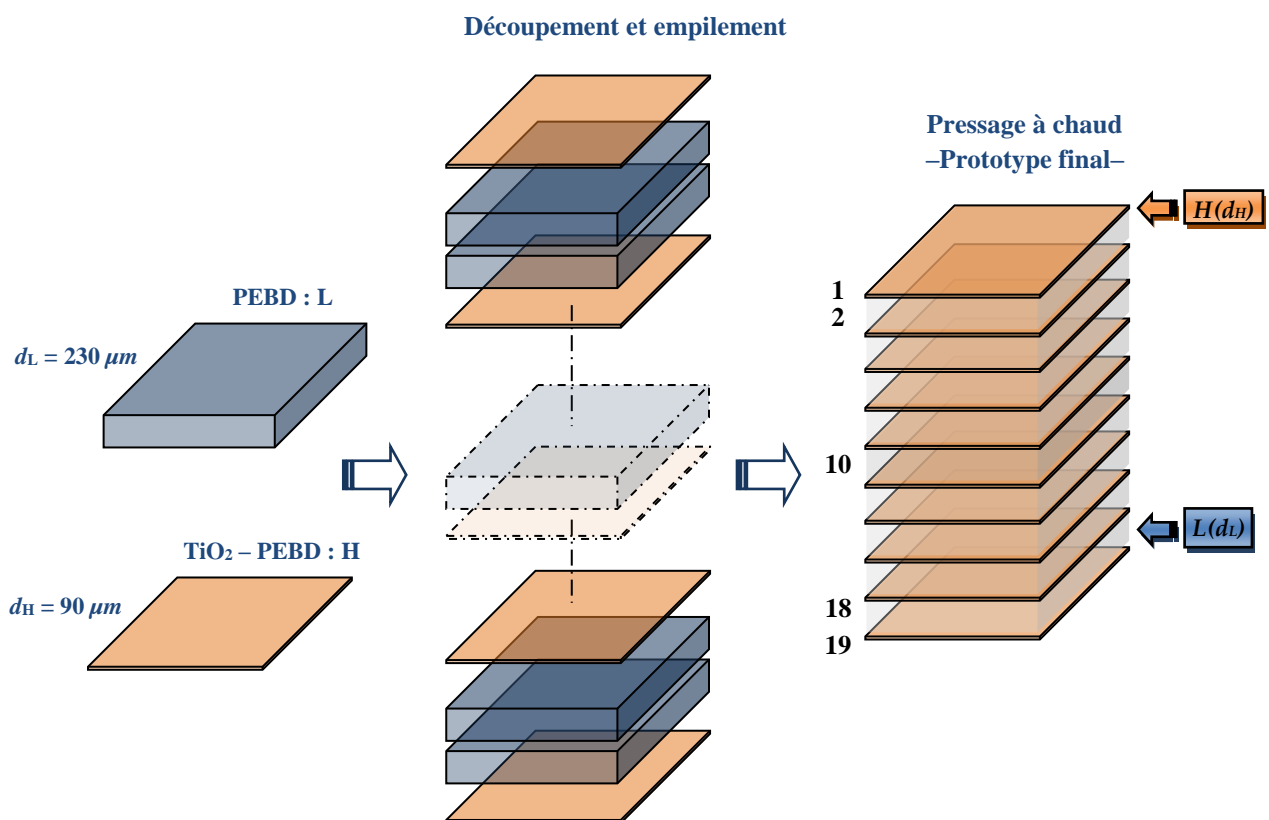
*Figure 34. A gauche : Influence du nombre de couches sur la réponse électromagnétique du prototype base PEBD ; A droite : Un zoom sur la 1ère bande interdite*

Du fait de la dynamique de nos bancs de TDS, nous nous sommes imposés que le taux de réjection soit supérieur ou égal à  $10^3$ , les configurations avec 15 et 17 couches ne sont donc pas adéquates. Il faudra donc utiliser un tag avec 19 couches minimum pour le prototype base PEBD.

Pour la réalisation de ce prototype à base de PEBD, nous avons testé les deux techniques de fabrication mentionnées auparavant (cf. section IV.3.3.) :

- Pressage à chaud dans une presse avec 50 bars et une température supérieure à  $100^{\circ}\text{C}$
- Pressage à chaud dans une glaceuse avec une température de  $105^{\circ}\text{C}$

Du fait de la difficulté rencontrée avec la première technique au niveau du contrôle de la pression de pressage qui modifie l'épaisseur des structures, nous avons opté pour un pressage manuel dans la glaceuse qui permet de conserver l'épaisseur totale du tag. Ce choix sera détaillé dans le paragraphe suivant (section IV.5.1.). Les différentes étapes de réalisation sont résumées dans le schéma de la figure 35 ainsi qu'une photographie d'un prototype de tag THz base PEBD (cf. Figure 36) :



**Figure 35.** Schéma descriptif de différentes étapes de fabrication d'un prototype base PEBD



**Figure 36.** Photographie d'un prototype de tag THz base PEBD réalisé par pression à chaud

#### IV.5.1. Caractérisation optique des couches et analyse MEB

Nous avons fabriqué plusieurs prototypes à l'aide de chacune des deux techniques présentées précédemment :

- prototypes avec 5 couches obtenus par pressage avec une presse à chaud
- prototypes avec 5 couches obtenus par pressage manuel sur la glaceuse

Des mesures d'épaisseurs des différents prototypes ont été réalisées avant et après mariage des différentes couches pour vérifier que le pressage ne change pas l'épaisseur de chacune d'elles (cf. Tableau 17).

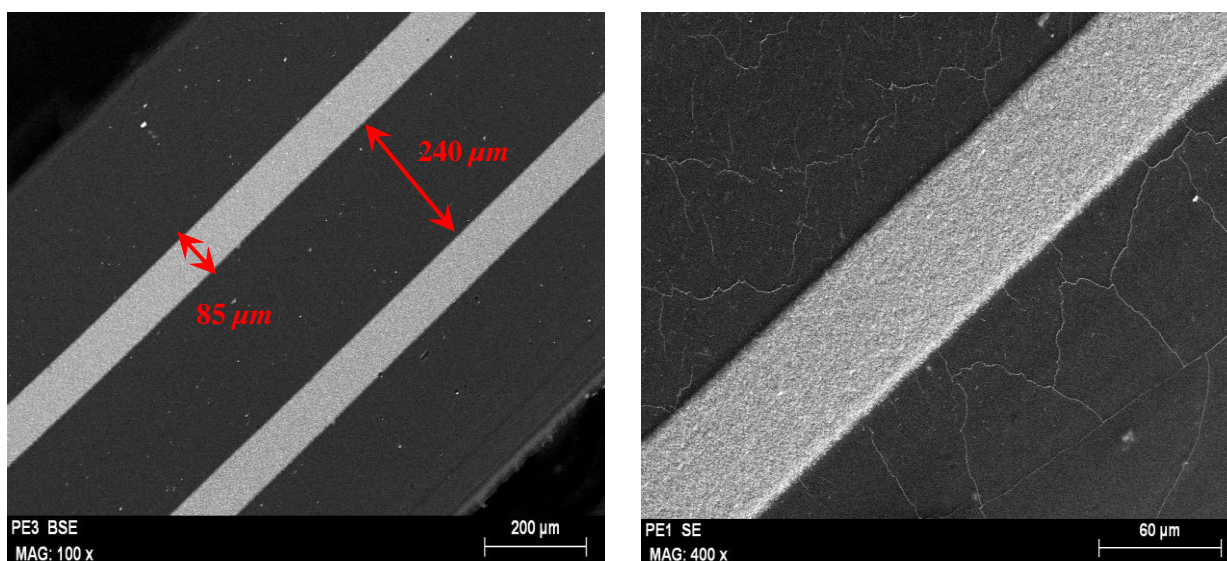
	Épaisseur avant pressage ( $\mu\text{m}$ )	Épaisseur après pressage ( $\mu\text{m}$ )
<b>Presse</b>	749±1	550±1
	602±1	400±1
<b>Glaceuse</b>	880±1	876±1
	552±1	550±1

**Tableau 17.** Épaisseur des prototypes avant et après pressage

Ces mesures montrent que le pressage manuel entre deux plaques chauffées à 105°C (Glaceuse) est la technique la plus appropriée pour ne pas modifier notablement les épaisseurs des couches après pressage. Même si les couches peuvent être comprimées involontairement pendant la phase de collage, ce phénomène est tout à fait paramétrable, voire reproductible. Cette technique sera donc par la suite utilisée pour réaliser les prototypes avec un nombre de couches plus élevé.

Des coupes des deux prototypes fabriqués à l'aide de la glaceuse ont aussi été analysées au MEB à différents grossissements, le but étant d'observer plus précisément l'homogénéité de la couche de  $\text{TiO}_2$ -PEBD, la zone de jonction entre cette couche et le PEBD seul et vérifier l'absence de mélange ou la présence de bulles d'air entre celles-ci ainsi que les éventuelles compressions de ces couches dues au pressage.

La figure 37, représente deux photos MEB du prototype à 5 couches avec un grossissement de 100 fois et 400 fois. Les zones blanches correspondent à la partie pigmentaire (haut indice de réfraction) tandis que les zones grisées représentent le PEBD (bas indice). Nous pouvons observer que l'épaisseur de chaque couche n'a pas changée après pressage et qu'il n'y a pas eu de mélange entre les couches de PEBD et  $\text{TiO}_2$ -PEBD. De plus une couche de PEBD est en fait un mariage de deux films (pas de colle) dont il n'est pas possible de distinguer l'interface sur ces photos : la technique de réalisation semble donc être tout à fait adaptée.



**Figure 37.** Photo MEB du premier prototype à 5 couches (à gauche : grossissement 100 X, à droite : grossissement 400 X)

La zone de mariage entre les couches de haut et bas indice peut être plus précisément observée sur la figure 37 à droite. Il apparaît clairement, que les résultats sont nettement meilleurs que ceux obtenus avec le tag base papier. Ainsi, nous pouvons noter que la couche de haut indice semble très homogène et qu'il n'y a pas d'air ou d'interpénétration aux interfaces entre les différentes couches.



### IV.5.2. Caractérisation dans le domaine THz

Les différentes structures multicouches avec et sans niveau de défaut ont été fabriquées et caractérisées en transmission comme en réflexion. Nous ne présentons que certains des résultats afin de démontrer la faisabilité des structures dans des matériaux à base de polyéthylène de basse densité. Les caractéristiques techniques de différents tags caractérisés sont données ci-dessous :

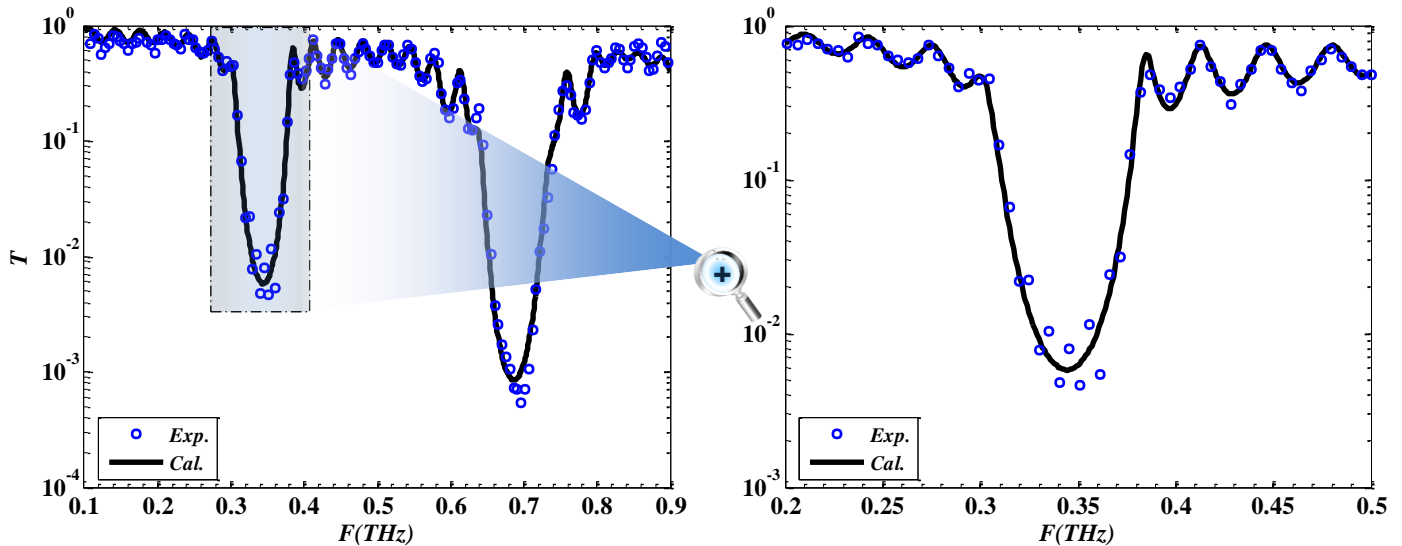
Transmission	{	- <i>RefTagPE008T</i> : Prototype avec 19 couches sans défaut
		- <i>RefTagPE014T</i> : Prototype avec 19 couches avec défaut (seul mode de résonance)
		- <i>RefTagPE010T</i> : Prototype avec 19 couches avec défaut (deux modes de résonance)
		- <i>RefTagPE013T</i> : Prototype avec 19 couches avec défaut (quatre modes de résonance)
		- <i>RefTagPE018T</i> : Prototype avec 19 couches avec défaut (deux modes de résonance)
Réflexion	{	- <i>RefTagPE003R</i> : Prototype avec 10 couches sans défaut
		- <i>RefTagPE005R</i> : Prototype avec 10 couches avec défaut (seul mode de résonance)
		- <i>RefTagPE010R</i> : Prototype avec 10 couches avec défaut (seul mode de résonance)

#### IV.5.2.1. Résultats de caractérisation en transmission

Des structures ont été fabriquées par alternance de plusieurs couches de haut indice ( $\text{TiO}_2$ -PEBD) et de bas indice (PEBD) puis mesurées sur notre banc de spectroscopie THz. La figure 38 présente la transmission d'une structure périodique à 19 couches (sans niveau de défaut, *RefTagPE008T*) fabriquée à partir de couches de 55-60  $\mu\text{m}$  pour le matériau haut indice et 215-219  $\mu\text{m}$  pour les couches bas indice. (cf. Tableau 18 pour plus de détails de la constitution de la structure).

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )
H : $\text{TiO}_2$ -PEBD (60/40)	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$	0.1 $\rightarrow$ 1	55-60
L : PEBD	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		215-219

**Tableau 18.** Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation de la réponse du tag *RefTagPE008T*



**Figure 38.** A gauche : Transmission mesurée (en cercles bleus) et calculée (en trait continu noir) d'une structure à 19 couches sans défaut ; A droite : zoom sur la 1<sup>ère</sup> bande interdite

La figure 38 montre un très bon accord entre les résultats théoriques (trait continu noir) et ceux mesurés (cercles bleus) sur toute la bande fréquentielle. Nous notons la présence d'une première BIP centrée aux alentours de 350 GHz. L'absorption aux hautes fréquences étant plus faible que celle des tags base papier, nous pouvons noter alors la présence d'une deuxième BIP centrée autour de 700 GHz. Cependant, les largeurs de ces bandes dans un tag base PEBD sont nettement inférieures à celles obtenues sur les tags base papier, puisque le contraste d'indice entre les couches est plus faible. Si nous estimons que l'utilisation de la première BIP dans un test d'identification est insuffisante (le nombre de bits codés est faible), nous pouvons alors utiliser en plus la deuxième BIP.

Des structures présentant un ou plusieurs niveaux de défaut ont aussi été fabriquées et caractérisées sur la base des structures périodiques telles que présentées ci-avant. Dans le cas de la figure 39, le ou les modes de résonance sont induits par un ou plusieurs défauts structurels à différentes positions : dans la figure 39.a (RefTagPE014T), l'épaisseur de la couche centrale (bas indice, position 10) a été portée à 257  $\mu\text{m}$  au lieu des 115  $\mu\text{m}$  originels. Les figures 39.b et c, résultent d'un défaut géométrique au niveau de la couche centrale (RefTagPE010T) et de trois défauts aux 9<sup>ème</sup>, 10<sup>ème</sup> et 11<sup>ème</sup> couches (RefTagPE018T). Pour la figure 39.d nous avons créé aussi trois défauts mais dans les 2<sup>ème</sup>, 10<sup>ème</sup> et 18<sup>ème</sup> couches (RefTagPE013T). Pour plus de détails sur les types de défauts (géométrique –G– ou de remplacement –R–), les épaisseurs de couches et leurs indices de réfraction, voir le tableau 19.

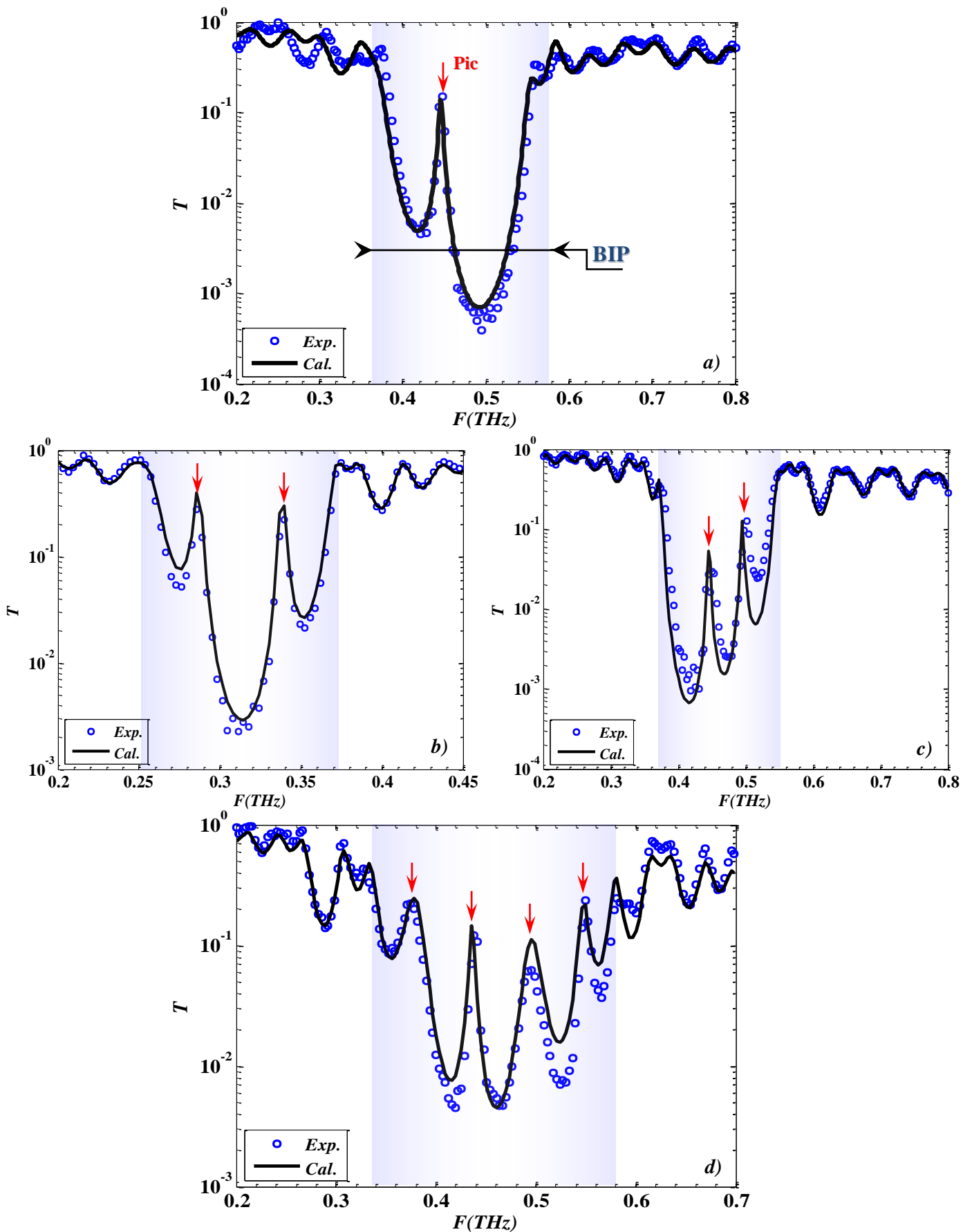


Figure 39. Transmission mesurée (en cercles bleus) et calculée (en trait noir) sur des tags THz à un mode de résonance (a), deux (b et c) et quatre (d)

Matériau		$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )		Déf <sub>position</sub>
H : TiO <sub>2</sub> – PEBD (60/40)		2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$	0.1 $\rightarrow$ 1	55-60*	60-65 <sup>+</sup>	Ø
L : PEBD		1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		225-229*	115-119 <sup>+</sup>	Ø
Défauts géométriques	a) <sup>+</sup> L	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		257	10	
	b) <sup>*</sup> L				1180	10	
	c) <sup>+</sup>	H	2.29		$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$	255	9-11
		L	1.51		$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$	350	10
	d) <sup>+</sup>	L	1.51		$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$	595	2-18
		L				250	10

**Tableau 19.** Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation des réponses optiques dont les résultats sont présentés dans la figure 39.

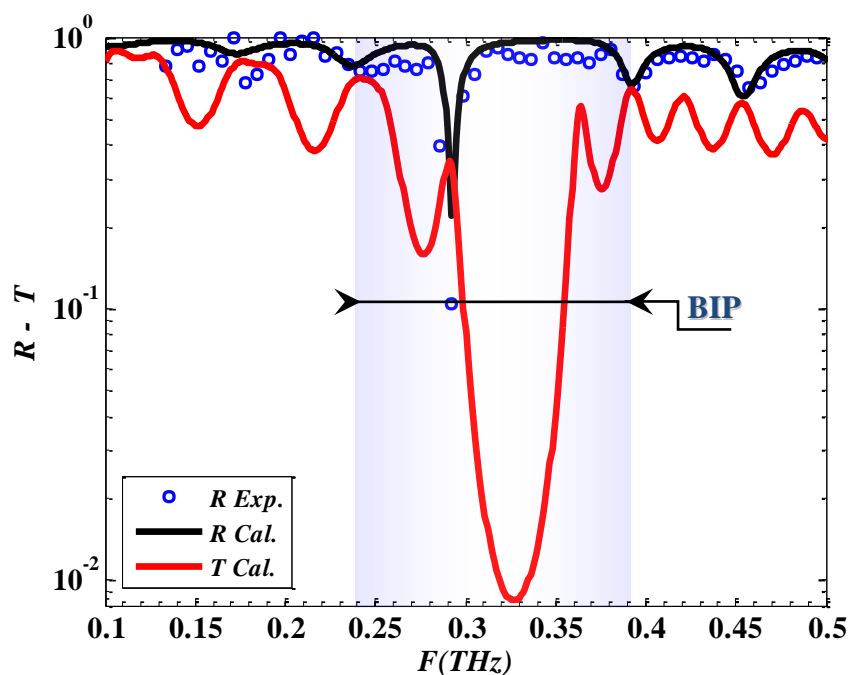
Nous constatons que ces perturbations au niveau de la périodicité induisent comme prévu l'apparition des modes de résonance tout à fait identifiables dans la première bande interdite notamment et en parfait accord avec les résultats calculés. La position fréquentielle et le nombre de ces modes peuvent être facilement contrôlables et donc conduire à des possibilités de codage augmentées. Nous avons ainsi créé un, deux, et quatre pics en utilisant seulement des défauts géométriques. Dans la figure 39.b, nous pouvons remarquer que les positions des deux pics, positions symétriques par rapport au centre de la BIP, ont été décalé vers les hautes fréquences (cf. Figure 39.c). Pour ce faire, nous avons tout simplement modifié l'épaisseur d'un certain nombre de couches. Il est également possible d'obtenir ce comportement en modifiant non seulement l'épaisseur mais aussi l'indice de réfraction ou l'angle d'incidence. Il est à signaler que la précision du pilotage de différentes propriétés de ces modes de résonance peut être grandement améliorée lorsque la procédure de fabrication sera industrialisée.

Les résultats obtenus jusqu'à présent sont très encourageants. La principale idée de concevoir des étiquettes à bas coût, utilisées pour coder de l'information dans des applications a priori en transmission est tout à fait réalisable. Cependant, pour vérifier la portabilité de la solution de ces étiquettes intelligentes dans des applications en réflexion nous présenterons dans la partie qui suit les résultats obtenus sur des tags caractérisés en réflexion.

#### IV.5.2.2. Résultats de caractérisation en réflexion

Plusieurs structures ont aussi été fabriquées pour une utilisation en réflexion : dans ce cas le tag ne comporte qu'une demi-structure au lieu des 19 pour une utilisation en transmission (cf. Figure 14) plus un miroir. La figure 40 montre les résultats de caractérisation

en réflexion (mesures en cercles bleus et calculs en trait noir) d'une demi-structure base PEBD constituée d'un empilement de 9 couches et un défaut structural : couche haut indice d'épaisseur  $60 \mu\text{m}$  devant le miroir en lieu et place d'une couche bas indice (cf. Tableau 20 pour plus de détails de la constitution de la structure). Afin de pouvoir visualiser la bande fréquentielle correspondant à la bande interdite, nous avons reporté en rouge la transmission de la structure équivalente. Ici, nous désignons par structure équivalente, la structure que parcourrait l'onde à partir de la première couche, en direction de l'émetteur vers le récepteur, jusqu'à la dernière couche, c'est-à-dire d'épaisseur deux fois plus grande que celle du tag utilisé en réflexion.



**Figure 40.** Réflexion (module mesuré en cercles bleus, calculé en trait noir) d'une demi-structure avec défaut de remplacement. En rouge a été reportée la transmission calculée de la structure équivalente afin de pouvoir visualiser la bande fréquentielle correspondant à la bande interdite

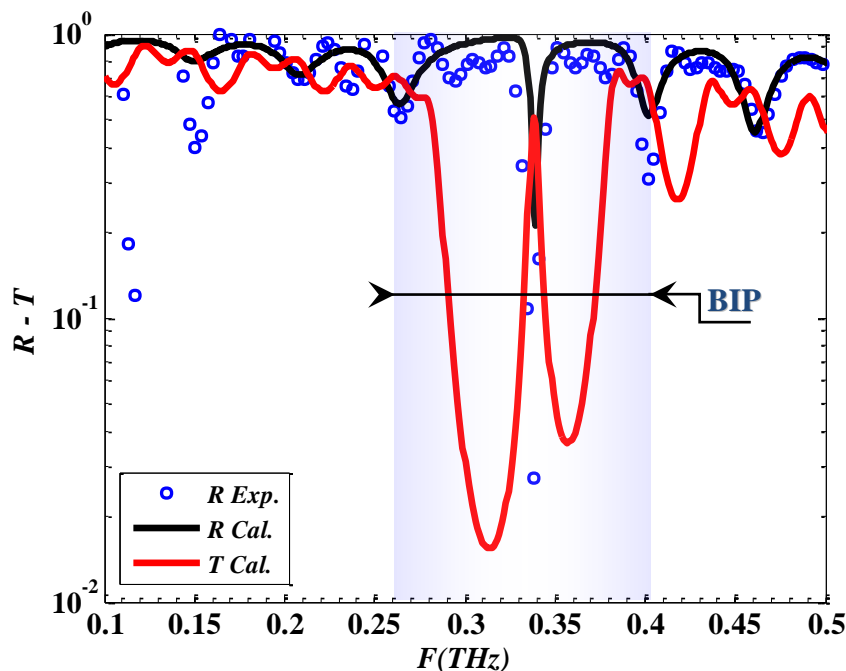
Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	Déposition
H : TiO <sub>2</sub> —PEBD (60/40)	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$		60-65	Ø
L : PEBD	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$	0.1 $\rightarrow$ 1	220-224	Ø
Défaut -R- : H	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$		60	10

**Tableau 20.** Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation des réponses optiques dont les résultats sont présentés dans figure 40

Nous constatons que la bande interdite a disparue puisque la totalité du champ incident est alors réfléchi du fait de la présence d'un miroir à l'arrière de la structure (cf. Figure 14).

Pour repérer cette BIP nous avons utilisé la transmission de la structure équivalente. Dans ce cas encore nous constatons un très bon accord entre théorie (en noir) et expérience (en bleu). Cette structure présentant un défaut structurel a donné lieu à un mode de résonance en bord de la première BIP (basse fréquence) conformément au calcul, c'est à dire autour de 292 GHz. Du fait de la présence d'un miroir sur la face arrière du dispositif, la totalité de l'onde incidente devrait se trouver réfléchiée par la structure : les niveaux de défaut ne devraient ainsi pas apparaître. Toutefois, du fait des pertes dans les couches haut indice notamment, ce dernier devient de nouveau visible sur le module (ou l'intensité) de l'onde réfléchiée.

La figure 41 montre les résultats de caractérisation en réflexion (mesures en cercles bleus et calculs en trait noir) obtenus sur une structure identique à celle présentée précédemment à la différence que le défaut structurel utilisé ici est de type géométrique. Les détails de la constitution de la structure sont présentés dans le tableau 21. Nous pouvons noter que le pic qui existait avant autour de 292 GHz (cf. Figure 40) a été décalé vers les hautes fréquences vers 338 GHz. Pour piloter ces modes de résonance tout autour de la première BIP, nous utilisons les mêmes techniques utilisées en transmission comme par exemple la modification de l'épaisseur d'une ou plusieurs couches (défaut géométrique).



**Figure 41.** Réflexion (module mesuré en cercles bleus, calculé en trait noir) d'une demi-structure avec défaut géométrique. En rouge a été reportée la transmission calculée de la structure équivalente afin de pouvoir visualiser la bande fréquentielle correspondant à la bande interdite

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	Déposition
H : TiO <sub>2</sub> –PEBD (60/40)	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$	0.1 $\rightarrow$ 1	55-60	$\emptyset$
L : PEBD	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		225-230	$\emptyset$
Défaut –G– : L	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		312	10

**Tableau 21.** Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation des réponses optiques dont les résultats sont présentés dans figure 41

Il est important de signaler que malgré les avantages que présentent les tags utilisés en réflexion par rapport à ceux utilisés en transmission, comme par exemple, une taille réduite à moitié, une lecture plus aisée,... nous avons seulement un pic sur deux qui apparaît sur la réponse électromagnétique en réflexion. On voit bien cet effet sur la figure 40. La transmission calculée de la structure équivalente (trait continu rouge) présente deux pics dans la BIP, cependant la courbe de la réflexion (module mesuré en cercles bleus, calculé en trait noir) de la demi-structure ne présente qu'un seul pic. Cela peut être expliqué par la présence des interférences destructives des ondes incidentes et réfléchies dû à la présence du miroir réfléchissant.

Au regard de ce qui a été abordé jusqu'ici, nous retiendrons que les essais sur les tags bases PEBD ont permis de réaliser des prototypes de très bonne qualité et de valider que :

- Ces matériaux ont une épaisseur constante avec une très faible rugosité. Le PEBD chargé avec du TiO<sub>2</sub> présente une très bonne homogénéité dans son épaisseur.
- Le pressage manuel entre 2 plaques chauffées à 105°C permet d'obtenir un bon mariage entre les différentes couches sans que celles-ci ne se mélangent entre elles. De ce fait, on évite la présence d'air entre les couches.

Les mesures THz en transmission et réflexion sur les différents prototypes de structures base PEBD avec est sans défaut ont permis de :

- Valider la modélisation du comportement des étiquettes via notre modèle théorique et les résultats sur les paramètres matériaux obtenus dans les sections II.4. et III.2. et ainsi mieux évaluer l'influence des pertes dans la réponse globale de la structure.
- Valider le principe de contrôle des modes de résonance. Par une simple modification de l'épaisseur géométrique d'une ou plusieurs couches nous avons

pu créer un, deux voire quatre pics et en changer la position fréquentielle dans la BIP.

- Valider le principe des étiquettes d'identification pour des applications en réflexion et vérifier l'apparition de niveaux de défaut dans le cas de couches utilisant des matériaux à pertes modérées. L'identification en réflexion permet de faciliter l'utilisation de ces étiquettes et d'en réduire leur épaisseur afin, par exemple, de les intégrer facilement dans ou sur l'emballage de certains produits.
- Vérifier l'origine des incohérences observées en réflexion sur les structures à base papier et écarter une technique de montage de la structure utilisant un miroir métallique plaqué au profit d'un miroir métallique collée sur la dernière couche.

Dans le tableau 22 nous avons présenté les coûts des tags (3x3 cm) à base de papier et à base de PEBD. Le prix de revient d'un tag THID à base de Papier a été évalué entre 0.089 c€ à 0.158 c€. On remarque que les tags à base de PEBD sont légèrement plus chers, le prix est évalué entre 0.369 c€ et 0.525 c€. A titre de comparaison, la mise en œuvre d'un code-barres est d'environ 0.07 c€ (0.1 c\$), a contrario, un tag RFID coûte environ 3.6 c€ (5 c\$)<sup>[21]</sup>. Nous pouvons constater que les prix des premiers prototypes de tags THID sont totalement conformes aux attentes du marché.

Prototypes à base de Papier		Coût (m <sup>2</sup> ) €			Coût (3x3 cm) €		
Papier + Charges		Bas indice	Haut indice	Total €	Bas indice	Haut indice	Total c€
Charges	CaCO <sub>3</sub> -Latex (60/40)%	0.64	0.348642	<b>0.989</b>	0.000576	0.00031378	<b>0.089</b>
	CaCO <sub>3</sub> -Latex (70/30)%	0.64	0.279594	<b>0.920</b>	0.000576	0.00025163	<b>0.083</b>
	TiO <sub>2</sub> -Latex (60/40)%	0.64	1.061172	<b>1.701</b>	0.000576	0.00095505	<b>0.153</b>
	TiO <sub>2</sub> -Latex (70/30)%	0.64	1.110879	<b>1.751</b>	0.000576	0.00099979	<b>0.158</b>

Prototypes à base de PEBD		Coût (m <sup>2</sup> ) €			Coût (3x3cm) €		
PEBD + Charges		Bas indice	Haut indice	Total €	Bas indice	Haut indice	Total c€
Charges	CaCO <sub>3</sub> - PEBD (60/40)%	3.08	1.023570	<b>4.104</b>	0.002772	0.00092121	<b>0.369</b>
	CaCO <sub>3</sub> - PEBD (70/30)%	3.08	0.811665	<b>3.892</b>	0.002772	0.0007305	<b>0.350</b>
	TiO <sub>2</sub> - PEBD (60/40)%	3.08	2.75400	<b>5.834</b>	0.002772	0.00024786	<b>0.525</b>
	TiO <sub>2</sub> - PEBD (70/30)%	3.08	2.830500	<b>5.911</b>	0.002772	0.00025474	<b>0.525</b>

Tableau 22. Coût par m<sup>2</sup> et par tag des prototypes à base de Papier et à base de PEBD



Plus généralement, ces études ont permis de valider le principe de fabrication d'étiquette à base de matériaux de type papier ou PEBD par création de niveaux de défauts dans la première (entre autres) bande interdite de la structure. Ces différents résultats seront par la suite utilisés dans des processus d'identification et/ou authentification. Plusieurs solutions seront alors envisagées pour augmenter la capacité de codage avec ce type de structure. Une étude de performances sera aussi présentée afin de pouvoir évaluer la robustesse des approches retenues pour le codage de l'information, les effets de défauts de reproductibilité liés à la fabrication.

**RÉFÉRENCES**

- [1] F. Addiego, J. Di Martino, D. Ruch, A. Dahoun, O. Godard, P. Lipnik and J.-J. Biebuyck, “Cavitation in unfilled and nano-CaCO<sub>3</sub> filled HDPE subjected to tensile test: Revelation, localization, and quantification”, *Polym Eng Sci*, Vol. **50**: pp. 278–289, 2009
- [2] W. F. Zhang, Y. L. He, M. S. Zhang, Z. Yin and Q. Chen, “Raman scattering study on anatase TiO<sub>2</sub> Nanocrystals”, *J. Phys. D: Appl. Phys.*, Vol. **33**, pp. 912-9016, 2000
- [3] M. C. Mathpal, A. K. Tripathi, M. K. Singh, S.P. Gairola, S.N. Pandey and A. Agarwal, “Effect of annealing temperature on Raman spectra of TiO<sub>2</sub> nanoparticles,” *Chemical Physics Letters*, Vol. **555**, pp. 182-186, 2013
- [4] M. Naftaly, R. E. Miles, “Terahertz Time-Domain Spectroscopy for Material Characterization”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. **95**, No. 8, pp. 1658-1665, Aug. 2007
- [5] R. Piesiewicz, C. Jansen, S. Wietzke, D. Mittleman, “Properties of Building and Plastic Materials in the THz Range”, *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, Vol. **28**, issue 5, pp. 363-371, 2007
- [6] M. Theuer, R. Beigang and D. R. Grischkowsky, “Adiabatic compression of terahertz waves using metal flares”, *Applied Physics Letters*, Vol. **96**, No. 19, pp. 191110.1-191110.3, 2010
- [7] A. J. Gatesman, R.H. Giles, J. Waldman, “High-precision reflectometer for submillimeter wavelengths”, *J. Opt. Soc. Am. B*, Vol. **12**, Issue 2, pp. 212-219, 1995
- [8] Y. S. Lee, “Terahertz Terahertz Optics”, *Principles of Terahertz Science and Technology*, Springer Science, USA, 240 pages, 2009
- [9] J.R. Birch, J.D. Dromey and J. Lesurf, “The optical constants of some common low-loss polymers between 4 and 40 cm<sup>-1</sup>”, *Infrared Physics*, Vol. **21**, Issue 4, pp. 225-228, 1981
- [10] J.R. Birch, “The far-infrared optical constants of polypropylene, PTFE and polystyrene”, *Infrared Physics*, Vol. **33**, Issue 1, pp. 33-38, 1992
- [11] X. C. Zhang, J. Xu, *Introduction to THz Wave Photonics*, Springer Science+Business Media, USA, 246 pages, 2010

- [12] J. C. Maxwell Garnett, "Colours in Metal Glasses and in Metallic Films", *Phil. Trans. R. Soc. Lond. A* **203**, pp. 385-420, 1904
- [13] M. H. Boyle, "The electrical properties of heterogeneous mixtures containing an oriented spheroidal dispersed phase", *Colloid and Polymer Science*, Vol. **263**, No. 1, pp. 51-57, 1985
- [14] D. A. G. Bruggeman, "Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von heterogenen Substanzen", *Ann. Phys. (Leipzig)*, Vol. **24**, pp. 636-679, 1935
- [15] Esquivel-Sirvent, R. and Schatz, George C. "Mixing rules and the Casimir force between composite systems", *Physical Review A*, **83** (4), pp. 042512-042518, 2011
- [16] GONCHARENKO Anatoliy V. "Generalizations of the Bruggeman equation and a concept of shape-distributed particle composites", *Physical review. E, Statistical, nonlinear, and soft matter physics*, Vol. **68**, (1), No 4, pp. 041108.1-041108.13, 2003
- [17] M. Scheller, S. Wietzke, C. Jansen and M. Koch, "Modelling heterogeneous dielectric mixtures in the terahertz regime: a quasi-static effective medium theory", *J. of Phys. D: Applied Physics*, Vol. **42**, pp. 065415-065419, 2009
- [18] M. Scheller, C. Jansen and Martin Koch, Applications of Effective Medium Theories in the Terahertz Regime. *Recent Optical and Photonic Technologies*, Ki Young Kim (Ed.), pp. 231-250, 2010.
- [19] M. Kaushik, B. W.-H. Ng, B. M. Fischer and D. Abbott, "Terahertz scattering by granular composite materials: An effective medium theory," *Applied Physics Letters*, Vol. **100**, 011107.1-011107.3, 2012
- [20] A. Buchner "Das Mischkörperproblem in der Kondensatorentechnik", Wissenschaftliche Veröffentlichungen Aus Der Siemens-Werken, Vol. **18**, pp. 84-96, 1939
- [21] M. Roberti, "Bar-Code Technology Is Not Cheaper Than RFID," [Disponible en ligne : <http://www.rfidjournal.com/> , [Link](#) ] (visité en janvier 2014)

**Identification et Authentification Unitaire**  
**dans le Domaine THz**



## CHAPITRE

## 3

**IDENTIFICATION ET AUTHENTIFICATION UNITAIRE DANS LE DOMAINE THz****Sommaire**

<b>I. INTRODUCTION</b>	<b>131</b>
<b>II. IDENTIFICATION THz</b>	<b>131</b>
II.1. Introduction	131
II.2. Méthodologies de conception des tags	133
II.2.1. Introduction	133
II.2.2. Technique des abaques	135
II.2.3. Recours à l'optimisation non linéaire	139
II.2.4. Ingénierie de défauts structuraux	141
II.2.4.1. Défauts faiblement couplés	141
II.2.4.2. Défauts géométriquement séparés	144
II.3. Approche retenue pour le codage de l'information	147
II.3.1. Présentation du principe de codage	147
II.3.2. Optimisation de la technique de codage	152
II.3.3. Validation expérimentale sur des tags THz	154
II.3.3.1. Tags pour des applications en transmission	154
II.3.3.2. Tags pour des applications en réflexion	158
II.3.3.3. Tags à base de papier	161
II.4. Etude de la robustesse de codage des Tags THz	163
II.4.1. Analyse de la répétabilité des mesures	164
II.4.2. Effet de l'incertitude sur l'épaisseur des couches	165
II.4.3. Analyse de l'homogénéité du tag	167
II.4.4. Effet de l'angle d'incidence	168
II.4.5. Influence de la température et de l'humidité	171
II.4.6. Effet du temps d'acquisition de mesure	171
II.5. Capacité de codage	172
<b>III. AUTHENTIFICATION UNITAIRE THz</b>	<b>174</b>
III.1. Introduction	174
III.2. Principe de l'authentification unitaire dans le domaine THz	175
III.2.1. Algorithme d'extraction de signature	175
III.2.2. Transposition en THz	176
III.3. Exemple d'authentification unitaire et étude des paramètres critiques : fenêtre temporelle d'analyse, décalage temporel de la mesure, effet du bruit,...	178
III.3.1. Exemple d'authentification sur une même fenêtre temporelle	178
III.3.2. Effet de la largeur temporelle de la fenêtre d'analyse	179
III.3.3. Effet du décalage temporel	180
III.3.4. Effet du bruit	181

III.3.5. Effet de l'atténuation	182
III.4. Études des performances de la structure pour l'authentification unitaire	182
III.4.1. Étude de la répétabilité de mesure	182
III.4.2. Étude de la reproductibilité de signature en différentes positions d'un même tag	183
III.4.3. Test d'authentification sur deux tags de la même famille	184
III.4.4. Test d'authentification sur deux tags de familles différentes	185
III.4.5. Authentification dans le domaine fréquentiel	187
III.4.6. Authentification dans le domaine Temps-Fréquence	189

---

## I. INTRODUCTION

**C**ES dernières décennies, ont vu un engouement sans précédent pour des systèmes permettant d'assurer la sécurité des données, dans tous les secteurs de la société : économie, santé, défense, éducation,... Ainsi, de nombreux travaux de recherche ont été consacrés au développement de nouvelles techniques pour le contrôle d'accès, la sécurité des systèmes, l'identification et l'authentification des identités des personnes et des objets...

Les premiers systèmes d'identifications sont longtemps restés sommaires et étaient principalement basés sur la reconnaissance de plusieurs repères visuels alors que l'authentification permet de vérifier leurs identités. Cependant, un bouleversement technologique s'est produit avec le développement des ordinateurs, des systèmes informatisés, des lasers,... qui ont permis l'avènement de nouveaux systèmes d'identifications et/ou authentifications, comme les codes-barres, les QR codes, les MaxiCodes, la RFID,... Comme nous l'avons déjà signalé dans l'[introduction générale](#), les étiquettes intelligentes (RFID) souffrent de deux inconvénients majeurs : les coûts élevés de production à cause de la puce électronique et le degré de sécurité qui ne répond pas toujours aux exigences actuelles de la société. C'est dans ce contexte que cette partie de ma thèse propose d'apporter une contribution. Ainsi, nous commencerons par développer la partie identification dans le domaine THz, en présentant les différentes méthodologies de conception des tags que nous proposons ainsi que quelques résultats expérimentaux permettant d'évaluer les performances et capacités des techniques de codage retenues. Nous aborderons enfin la partie liée à l'authentification unitaire en utilisant la signature du tag, soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel.

Nous entendons par **authentification unitaire** la procédure qui consiste à **vérifier** l'identité d'une personne ou d'un objet en ayant recours à une base de données dans laquelle on cherche la signature lue ; il n'est a priori pas nécessaire de coder l'identité avec la signature de l'objet. **L'identification**, quant à elle, permet de **connaître** l'identité d'une entité au travers du code lié à la signature de l'objet ou de la personne.

## II. IDENTIFICATION THz

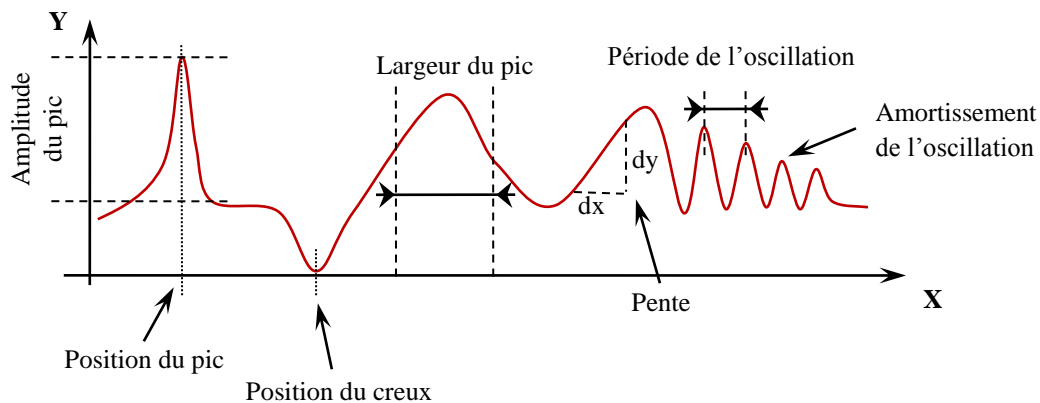
### II.1. Introduction

Bien entendu, l'identification touche plusieurs secteurs dans le domaine de l'industrie, de la recherche, de la vie courante,... Citons par exemple : l'identification biométrique



(identification des empreintes digitales<sup>[1][2]</sup>, identification vocale<sup>[3]-[5]</sup>,...), reconnaissance optique de caractères<sup>[6][7]</sup>, RFID<sup>[6][7]</sup>,... Généralement, l'identification automatique nous fournit des informations concernant des personnes, des animaux, ou plus généralement des objets. Cependant, quel que soit l'élément à identifier, la première étape dans un processus d'identification est l'affectation d'un code à chaque élément ou famille d'élément. Par exemple, dans la RFID, l'identification est basée sur l'utilisation des ondes électromagnétiques radiofréquences. En effet, chaque objet métallique ou diélectrique peut être identifié à distance à partir du moment où il est en mesure de fournir une réponse, « une signature » qui lui est propre ; le plus souvent lorsqu'il est éclairé par une onde incidente.

Dans la figure 1 un signal  $Y$ , fonction d'une variable  $X$ , représente le panel des caractéristiques qui peuvent être utilisées pour son codage et ainsi pouvoir le distinguer d'autres signaux. Chaque irrégularité, niveau, rupture de pente peut être exploité.



**Figure 1.** Signal quelconque contenant des événements potentiellement exploitables pour un codage d'information.

Ainsi l'absence ou la présence d'un pic ou d'un creux pour une valeur d'abscisse  $X$  donnée peut permettre de coder une information binaire. On parle de codage ON/OFF (OOK - On-Off Keying) ou en amplitude (ASK - Amplitude Shift Keying)<sup>[8]-[10]</sup>.

Si ce même pic est toujours présent et qu'il peut se positionner en différentes valeurs de  $X$ , le codage se fait en position. On parle dans ce cas de codage en position d'impulsion (PPM - Pulse-Position Modulation)<sup>[11][12]</sup>.

Moduler la largeur d'un pic est également un moyen utilisable pour coder de l'information dans un signal. On parle de modulation en largeur d'impulsion (PWM - Pulse Width Modulation)<sup>[8][14]</sup>. Enfin un codage basé sur la modulation d'une période d'oscillation suivant  $X$  (FSK - Frequency Shift Keying)<sup>[8][10]</sup> ou de sa phase (PSK - Phase Shift Keying)<sup>[8][10][15]</sup> peut être aussi envisagé.

Classiquement les signaux utilisés pour coder une information sont :

- L'évolution de l'amplitude en fonction de la fréquence,
- L'évolution de la phase en fonction de la fréquence,
- L'évolution de l'amplitude du signal en fonction du temps,

Le codage en amplitude ou en phase d'un signal qui évolue dans le temps est très largement utilisé dans les systèmes de télécommunications. La quantité d'informations disponible dépend du temps d'acquisition du signal. Un signal codé sur un court intervalle de temps n'est généralement pas riche d'information dans le spectre (résolution fréquentielle limitée). Par contre, si l'on utilise plusieurs bandes de fréquence, on étale le spectre du signal et la quantité d'information devient plus grande. Ainsi un codage basé sur l'évolution de l'amplitude ou de la phase en fonction de la fréquence donne une information globale. Dans ce cas on parle de signature spectrale d'un objet.

Dans ce qui suit, nous allons nous intéresser à l'identification THz qui se base principalement sur le même principe de fonctionnement qu'une étiquette RFID. Cependant, le tag THz utilisé ne comporte pas d'objet métallique pour le codage de l'information, interdisant de ce fait la connaissance de la topologie du tag par imagerie optique ou par rayon X par exemple. Toutefois, en cas d'utilisation dans des applications qui ne traitent que la partie réfléchie de l'onde incidente, il conviendra de rajouter un plan de masse métallique qui sert simplement de miroir réflecteur pour les ondes THz mais qui n'apporte aucune connaissance sur l'information contenue dans le tag. Comme il a été illustré dans le [chapitre 1](#), le codage de l'information est assuré par le biais des résonances créées dans la bande interdite photonique. L'un des problèmes envisagés dans le processus de conception de ces tags qui présentent des résonances dans leurs réponses électromagnétiques est de pouvoir prévoir les caractéristiques optiques (indice de réfraction complexe) et géométriques (épaisseur des couches) des couches d'un tag pour obtenir la signature électromagnétique voulue avec  $m$  résonances aux fréquences  $f_1, f_2, f_3, \dots, f_m$ .

## II.2. Méthodologies de conception des tags

### II.2.1. Introduction

Lorsque la formulation d'un problème nécessite la connaissance complète ou partielle d'un autre problème alors ces deux problèmes sont considérées comme inverses l'un de l'autre<sup>[16]</sup>. Ainsi, le terme problème inverse désigne une classe de problèmes où l'inconnue est

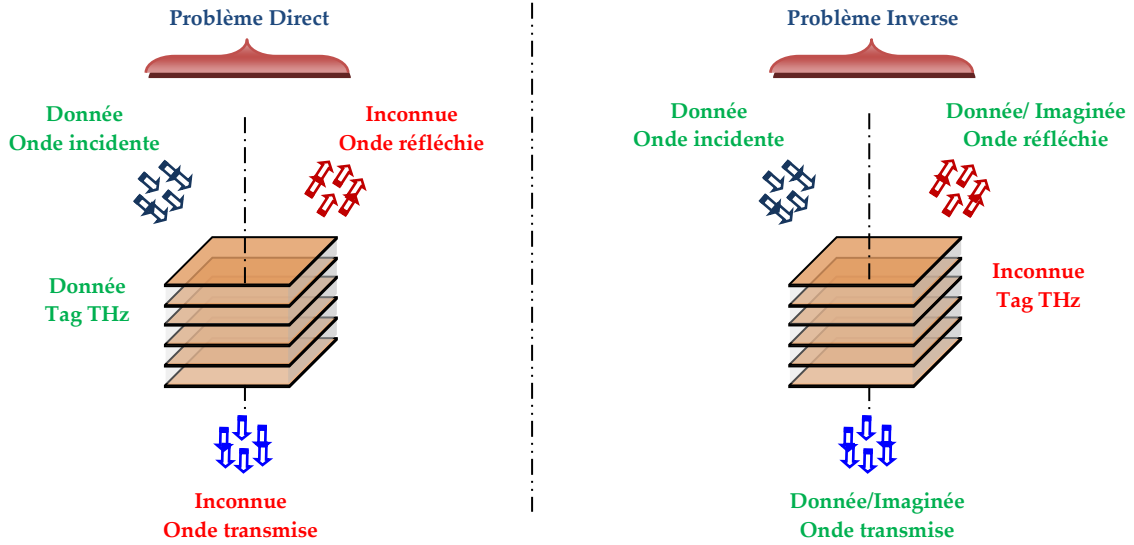
une quantité non définie qui peut être déterminée à partir de mesures directes. Assez souvent, il existe une relation de causalité entre les inconnues et les données de mesures. De ce fait, la résolution de ce genre de problème consiste à trouver une cause inconnue à partir d'un effet mesuré. Prenons deux exemples simples de problème inverse :

- Quelle est la question à cette réponse : «Le train partira à 17h» ?
- Quelle est la question à cette réponse : «17h, Savoie» ?

Dans le cas du premier exemple, on peut considérer que la réponse du système contient suffisamment d'informations sur la nature du système étudié. De ce fait, la résolution de ce genre de problème inverse est relativement simple surtout lorsqu'il n'admet qu'une seule et unique solution (A quelle heure part le train ?). Par contre dans le deuxième exemple, le problème est plus complexe avec soit peu d'indications sur le système étudié, soit des indications abstraites, non cohérentes,... Plus généralement, on peut aussi envisager des problèmes dont les effets sont espérés et non plus mesurés. Ainsi, leur résolution devient encore plus complexe, puisqu'il se peut qu'il y ait plusieurs solutions et dont certaines seront à écarter car ne remplissent pas les conditions d'existence du problème considéré.

Citons un autre exemple de la nature : plusieurs espèces d'animaux sont capables d'émettre et de capter différents types d'ondes, par exemple, le dauphin utilise des ondes acoustiques lui permettant de connaître et localiser une paroi ou objet grâce à son cerveau qui a la capacité de résoudre instantanément le problème inverse qui lui est posé à partir des ondes réfléchies. Ainsi, dans le cadre de notre étude, la modélisation du comportement électromagnétique des structures multicouches (tags THz) est considérée comme étant le problème direct et la conception des tags à partir d'une réponse électromagnétique désirée représente le problème inverse. Ainsi comme il est montré dans la figure 2, tous les paramètres nécessaires au calcul de la signature électromagnétique (SE) d'une structure sont par ailleurs connus. Par contre, dans le cas du problème inverse, on part d'une SE et on cherche la structure correspondante. En conséquence, le nombre ainsi que les caractéristiques géométriques et optiques des différentes couches de la structure deviennent des inconnues. En outre, la SE est reliée de façon non linéaire à ces paramètres. Il en résulte un problème inverse ne possédant pas de solution analytique hormis dans des cas très simples<sup>[17]</sup>.

Dans ce qui suit nous présentons des méthodologies de conception que j'ai mis en œuvre pour résoudre ce type de problème dans des cas simples mais aussi plus complexes.



**Figure 2.** Schéma descriptif des problèmes directs et inverses à résoudre : Modélisation des réponses électromagnétiques d'un tag THz (à gauche) et pour la conception d'un tag THz à partir d'une signature électromagnétique mesurée ou bien désirée (à droite)

### II.2.2. Technique des abagues

La résolution du problème inverse dans un cas simple, tag avec un seul défaut structural en position centrale est analytiquement possible<sup>[17]</sup>. Par contre, si on vise des applications qui requièrent des tags à très grande capacité de codage, la première approche n'est plus valide puisque les modes de résonance sont alors couplés ce qui limite par conséquent le choix de positions des pics dans la bande interdite<sup>[18]</sup>. Ainsi, nous proposons dans cette partie une méthode qui se base sur un système d'abaques moyennant les trois hypothèses détaillées plus loin.

Définissons tout d'abord les éléments employés par la suite :

- $M$  : Nombre de pic dans la bande interdite,
- $F = \{f_1, f_2, \dots, f_M\}$  : ensemble des fréquences possible d'apparition des pics dans la BIP,
- $Q = \{q_1, q_2, \dots, q_M\}$  : ensemble des abagues, chaque abaque  $q_i(f_i)$  étant une représentation 2D du maximum de l'intensité transmise à la fréquence  $f_i \in F$ , en fonction de l'épaisseur et l'indice de défaut,

- $T = \{t_1, t_2, t_3\}$  : familles de type de défauts structuraux. Chaque élément  $t_i$  représente, respectivement, les défauts de substitution, géométriques et les deux types combinés (cf. section II.3. du chapitre 1). Cette technique est consacrée à l'étude des défauts de type  $t_3$ .

Les hypothèses à considérer sont par ailleurs les suivantes :

1. Pour chaque fréquence de résonance, on associe au plus un abaques ( $q_i$ ).

$$\forall f_n \in F, \exists! q_n, n = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

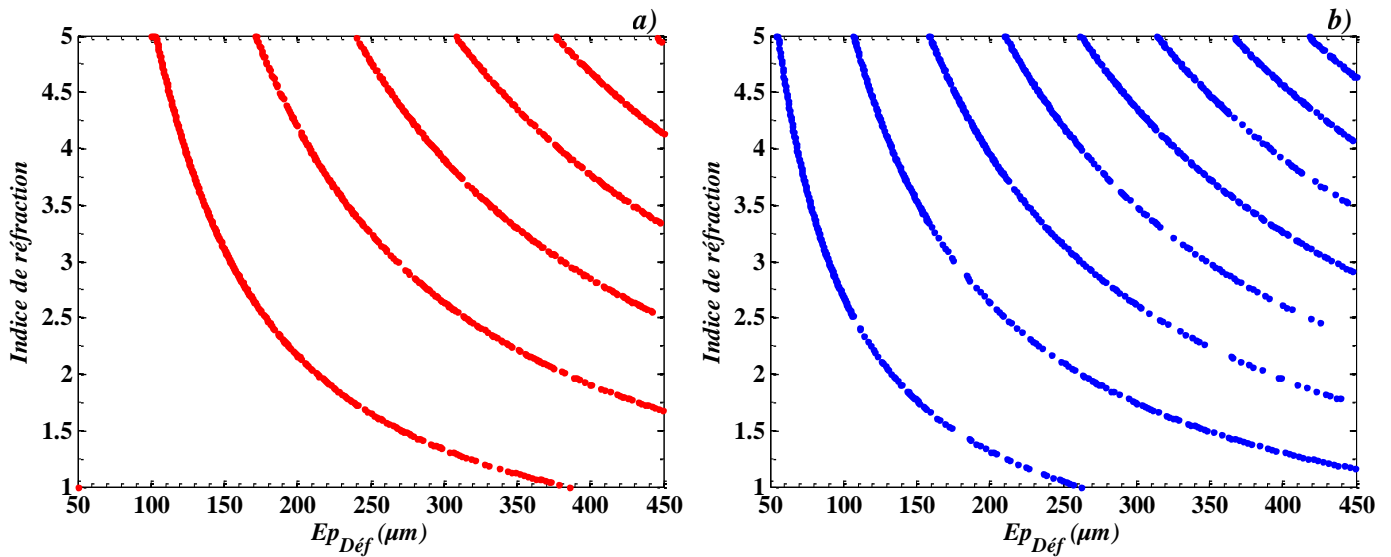
2. Tout sous ensemble  $Q'$  de  $Q$  est représenté par l'union d'au moins deux abaques.

$$\forall Q' \subset Q, Q' = \bigcup_{n=1}^M q_n \quad (2)$$

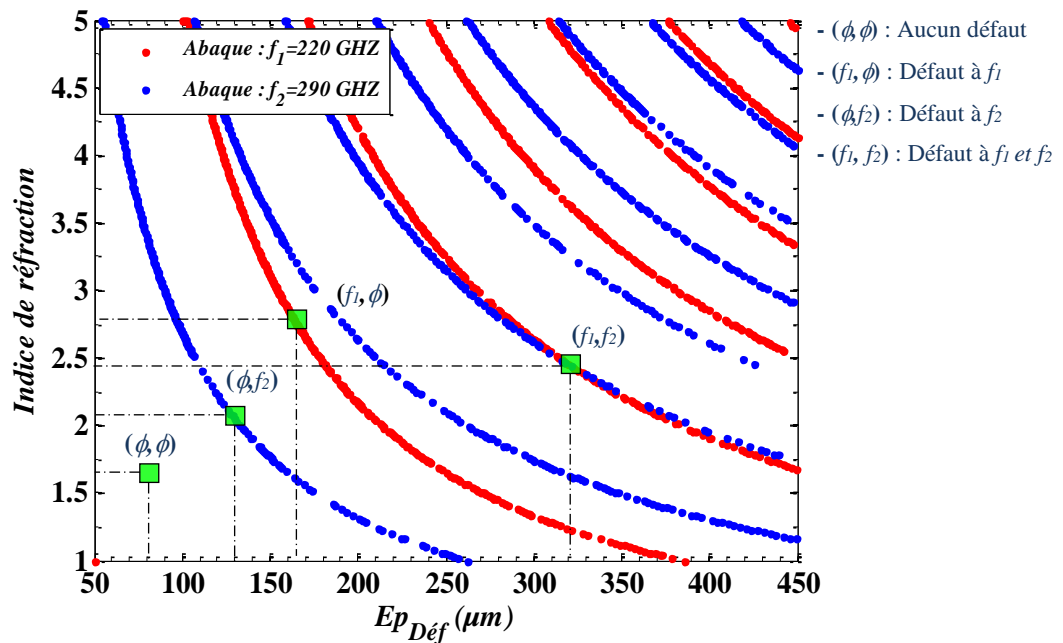
3. Tout sous-ensemble  $Q'$  doit regrouper les abaques avec des défauts structuraux impactant la ou les mêmes couches. Cependant, si les défauts ne sont pas couplés (cf. section II.2.4.), alors il devient possible de superposer des abaques issus de défauts structuraux localisés à des positions différentes.

Considérons quelques exemples concrets afin de mieux comprendre la méthode ; nous ne traitons pas de la technique de codage mais uniquement du problème inverse relevant de la conception des tags. Soit le cas d'un seul défaut structural de type  $t_3$  dans la position centrale avec les paramètres suivants :

- $M = 2$
- $F \text{ (GHz)} = \{f_1 = 220, f_2 = 290\}$
- $Q = \{q_1, q_2\}$  (cf. Figure 3.a et b)
- $Q' = \bigcup_{n=1}^2 q_n = q_1 \cup q_2$  : à partir de ce sous ensemble, on peut déduire les caractéristiques opto-géométriques de la couche centrale qui permet d'avoir soit (cf. Figure 4):
  - aucun défaut
  - un défaut à la fréquence  $f_1$  ou  $f_2$
  - deux défauts en  $f_1$  et  $f_2$



**Figure 3.** Représentation 2D du maximum d'intensité transmise à la fréquence  $f_1$  (a) et  $f_2$  (b) en fonction de l'épaisseur et l'indice du défaut structurel



**Figure 4.** Résultat de la superposition des deux abaques  $q_1$  et  $q_2$  de figure 3

La technique des abaques peut être également étendue à un nombre de pics supérieur à 2, mais pour trouver toutes les combinaisons des fréquences possibles il faut utiliser des abaques de taille supérieure : intervalles de variation de  $n$  et  $d$  plus importants, pour la variation de  $n$  cela devient cependant difficile étant donné le panel des matériaux disponibles. Par exemple, on traite dans la figure 5 le cas suivant :

- $M = 3$
- $F(\text{GHz}) = \{f_1 = 220, f_2 = 290, f_3 = 360\}$
- $Q = \{q_1, q_2, q_3\}$
- $Q' = \bigcup_{n=1}^3 q_n = q_1 \cup q_2 \cup q_3$

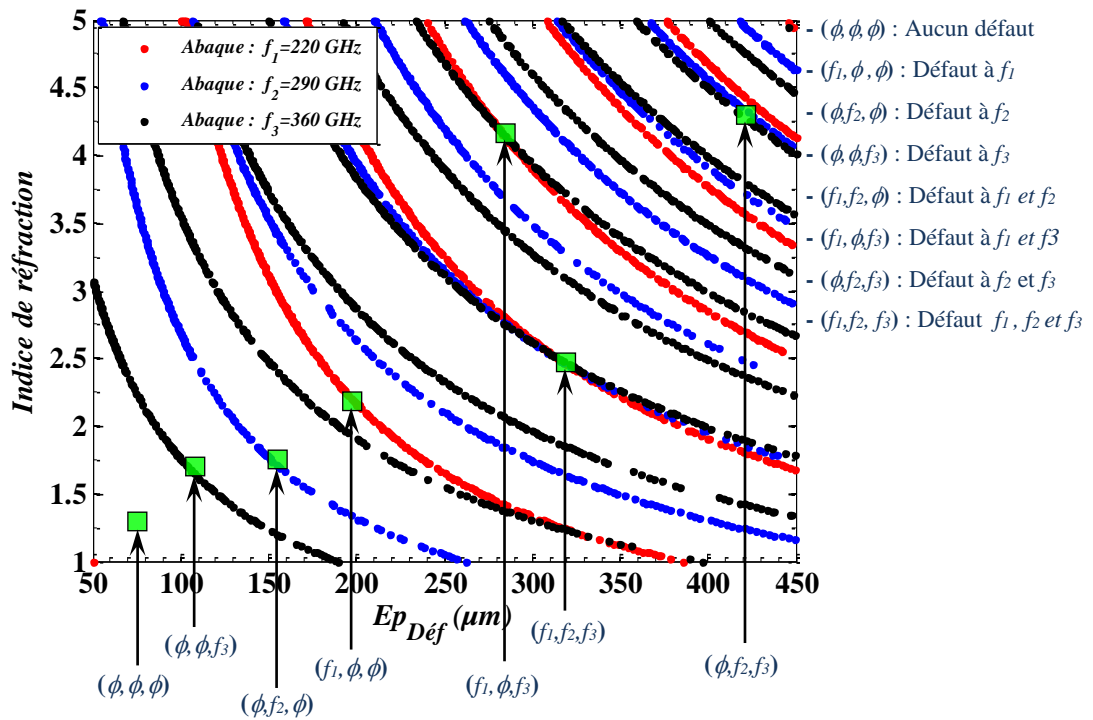


Figure 5. Résultat de la concaténation des trois abaques  $q_1, q_2$  et  $q_3$

On constate sur cette figure que pour obtenir les différentes combinaisons de 3 défauts il faut avoir recours à des plages d'épaisseurs et d'indices souvent rédhibitoires. Par exemple les combinaisons  $(f_1, \phi, f_3)$  et  $(\phi, f_2, f_3)$  nécessite d'avoir des indices supérieurs à 4.

Selon la technique de codage utilisée, il est possible que l'ensemble de solutions données par chaque abaque ne soit pas forcément valide. En effets, le même défaut structurel engendre d'autres pics à des fréquences autres que celles représentées dans les abaques et qui n'apparaissent donc pas sur la représentation. Par la suite, la solution donnée par ce défaut doit pouvoir être écartée. Ce problème peut être levé par une simple vérification a posteriori via le problème direct des solutions trouvées afin de ne retenir que les configurations valides, c'est-à-dire ne faisant apparaître des pics qu'aux fréquences désirées et uniquement à ces fréquences.

### II.2.3. Recours à l'optimisation non linéaire

Cette technique se base sur des algorithmes d'optimisation non linéaires tels que l'algorithme de Nelder et Mead<sup>[19]</sup>, de Levenberg-Marquard<sup>[20]</sup>, les algorithmes dit « à régions de confiance »<sup>[21][22]</sup>, les algorithmes Métaheuristiques (algorithmes génétiques par exemple),... On va se limiter dans cette partie à en énoncer seulement le principe, car la résolution du problème inverse avec ces algorithmes dépasse le cadre initial de la thèse.

Avant d'appliquer ces algorithmes on commence par créer un système à «  $p$  » équations (ou inéquations), au moins, de la manière suivante :

Dans le cas simple d'une structure avec trois couches ( $p = 3$ ), on déduit à partir des équations 34, 35 et 39 (cf. Chapitre 1) la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{t_{0,1}} \cdot \frac{1}{t_{1,2}} \cdot \frac{1}{t_{2,3}} \underbrace{\begin{pmatrix} \exp(i\varphi_1) & r_{0,1} \exp(-i\varphi_1) \\ r_{0,1} \exp(i\varphi_1) & \exp(-i\varphi_1) \end{pmatrix}}_x \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \exp(i\varphi_2) & r_{1,2} \exp(-i\varphi_2) \\ r_{1,2} \exp(i\varphi_2) & \exp(-i\varphi_2) \end{pmatrix}}_y \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \exp(i\varphi_3) & r_{2,3} \exp(-i\varphi_3) \\ r_{2,3} \exp(i\varphi_3) & \exp(-i\varphi_3) \end{pmatrix}}_z \quad (4)$$

Pour une incidence normale, le retard de phase pour la couche  $j$  à la fréquence  $f_m$  est égal à :

$$\varphi_{j,m} = \left( \frac{2\pi n_j}{C} f_m \right) d_j \quad (3)$$

Afin de simplifier le système, on fixe le type de défaut (géométrique  $t_2$  par exemple) ; en effet, en pratique, il est plus facile d'adapter l'épaisseur  $d_j$  d'une couche que son indice de réfraction. Par suite, en fixant l'indice, l'élément  $\varphi_{j,m}$  ne dépend que de la fréquence, on

posera donc :  $\phi_{j,m}(f_m) = \frac{2\pi n_j}{C} f_m$

Ainsi, pour calculer la transmission il suffit d'exprimer l'élément  $T_{11}$  de la matrice de transfert  $T$  en fonction des épaisseurs des trois couches. Par contre, il est plus commode de borner les intervalles des solutions pour chaque inconnue, ce qui nous permet d'ajouter des équations supplémentaires et par suite de gagner en terme de temps de calcul. Au final, en regroupant tous les éléments cités auparavant, il en résulte le système d'équations suivant :



$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{b=1}^2 \sum_{a=1}^2 X_{1a}^1 Y_{ab}^1 Z_{b1}^1 \geq T_{11}(f_1), \quad f_1 \approx f_{BIP-\min} \\ \sum_{b=1}^2 \sum_{a=1}^2 X_{1a}^2 Y_{ab}^2 Z_{b1}^2 \geq T_{11}(f_2), \quad f_2 \in [f_{Pic-\min}, f_{Pic-\max}] \\ \sum_{b=1}^2 \sum_{a=1}^2 X_{1a}^3 Y_{ab}^3 Z_{b1}^3 \geq T_{11}(f_3), \quad f_3 \approx f_{BIP-\max} \\ \sum_{b=1}^2 \sum_{a=1}^2 X_{1a}^2 Y_{ab}^2 Z_{b1}^2 \leq T_{11}(f_4), \quad f_4 \in \Delta f \setminus [f_{Pic-\min}, f_{Pic-\max}] \end{array} \right. \quad (4)$$

$\forall f_m$  nous avons :

$$\begin{aligned} \sum_{b=1}^2 \sum_{a=1}^2 X_{1a} Y_{ab} Z_{b1} = & e^{i(\phi_{1,m} \cdot d_1 + \phi_{2,m} \cdot d_2 + \phi_{3,m} \cdot d_3)} + r_{0,1} \cdot r_{1,2} \cdot e^{i(-\phi_{1,m} \cdot d_1 + \phi_{2,m} \cdot d_2 + \phi_{3,m} \cdot d_3)} \\ & + r_{1,2} \cdot r_{2,3} \cdot e^{i(\phi_{1,m} \cdot d_1 - \phi_{2,m} \cdot d_2 + \phi_{3,m} \cdot d_3)} + r_{0,1} \cdot r_{2,3} \cdot e^{i(-\phi_{1,m} \cdot d_1 - \phi_{2,m} \cdot d_2 + \phi_{3,m} \cdot d_3)} \end{aligned} \quad (5)$$

où  $f_{BIP-\min}$  et  $f_{BIP-\max}$  délimitent la BIP de largeur  $\Delta f$ .  $[f_{Pic-\min}, f_{Pic-\max}]$  sont les bornes inférieures et supérieures d'un pic.

D'autre part, du fait de la symétrie de la structure par rapport à la couche centrale, on peut ajouter la contrainte suivante à notre système d'équation :

$$d_{\left(\frac{p+1}{2}\right)_-i} = d_{\left(\frac{p+1}{2}\right)_+i}, \quad i = 1, 2, \dots, p-1 \quad (6)$$

Il en résulte un système d'équations non linéaires avec un nombre d'inconnues au plus égal au nombre des équations. Ainsi, la résolution de ce système permet, à partir d'une signature donnée, de prédire la structure de l'empilement correspondante. L'implémentation de l'algorithme permettant le traitement du problème précédemment décrit n'a pas été réalisée dans le cadre de ce travail de thèse. Cette étape relevant d'une optimisation de la technique de conception des tags, mon travail de thèse étant avant tout de montrer le potentiel de ce type de tags pour une utilisation dans le domaine THz. Toutefois, les bases mathématiques sont posées et peuvent, le cas échéant, être repris pour de futurs développements du projet.

## II.2.4. Ingénierie de défauts structuraux

Dans cette partie, il ne s'agit pas de présenter les méthodes de codage de l'information, mais plutôt de décrire les différentes techniques utilisées pour la manipulation des éléments (pics) utilisés pour le codage. Ainsi, nous proposons trois techniques qui visent à lever des obstacles tant au niveau de la conception des tags qu'au niveau de codage de l'information en augmentant de fait le nombre des données codées par un tag THz. Cela permet aussi de contourner les difficultés liées à la résolution systématique du problème inverse dans des cas difficiles (cf. section II.2.2. et II.2.3.)

### II.2.4.1. Défauts faiblement couplés

Comme déjà démontré lors des parties précédentes, il est possible de générer des niveaux de défaut dans la première BIP par exemple, pics dont le nombre et la position fréquentielle dépendent de la modification (épaisseur et/ou indice de réfraction) apportée à une ou plusieurs couches données du dispositif : il est donc possible de relier une signature spécifique à une structure donnée. Toutefois, lorsqu'un défaut structural unique (modification d'une seule couche) ou multiple (modification de plusieurs couches) est utilisé pour générer plusieurs pics dans la BIP, ces différents pics ne sont, généralement, pas indépendants et il est d'autant plus difficile de rechercher la structure voulue que leur nombre est grand. Pour augmenter la capacité de codage de la structure proposée, sans pour autant augmenter la complexité du problème mathématique à résoudre, nous proposons de modifier la structure de façon à rendre, dans la mesure du possible, les défauts utilisés indépendants les uns des autres et ainsi pouvoir plus facilement les « manipuler ». Pour cela, nous proposons de ne pas simplement modifier une seule des couches de la structure (couche centrale par exemple) mais aussi certaines couches périphériques si possible géométriquement les plus éloignées possible de la couche centrale (la modification devant par ailleurs se faire de façon symétrique par rapport au centre de la structure). La figure 6 montre l'exemple d'une structure à 19 couches (utilisée en transmission) et dans laquelle il a été simultanément opéré une modification de la couche centrale ( $Def_1$ ) et de deux couches symétriques 2 et 18 ( $Def_2$ ). La cellule primitive est représentée dans ce cas par une paire de couches successives d'indices de réfraction  $n_1$ ,  $n_2$  et d'épaisseurs  $d_1$  et  $d_2$ , respectivement pour les couches H de haut indice et L de bas indice (cf. tableau de la figure 6).

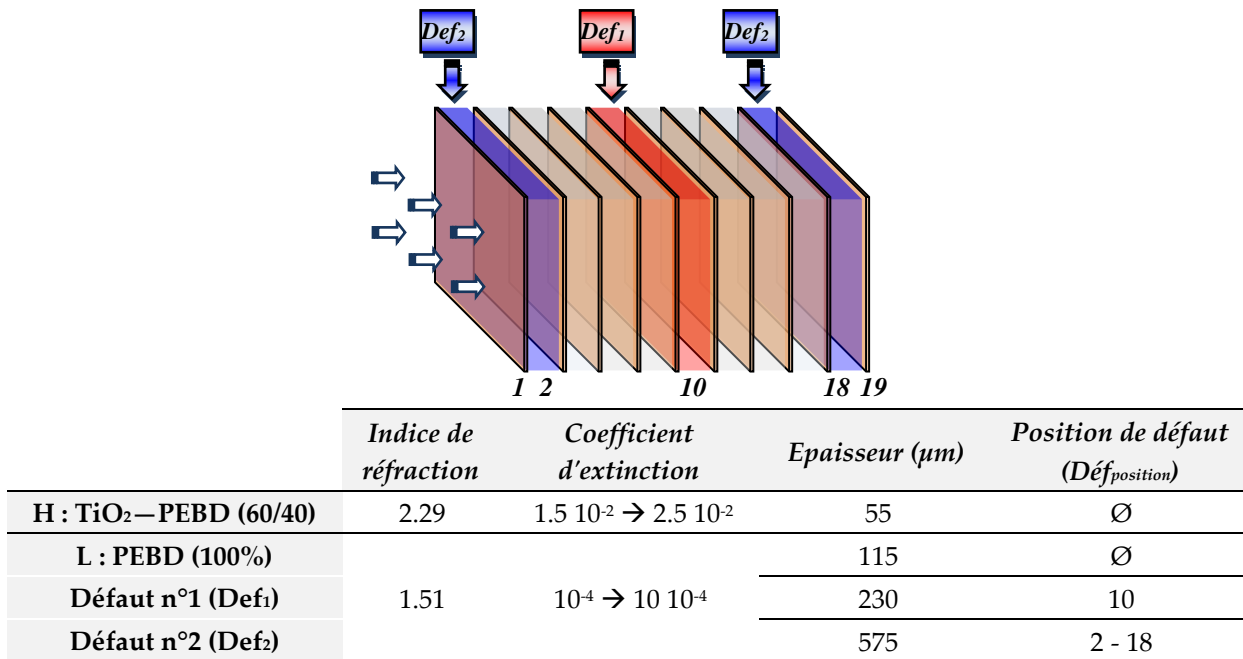
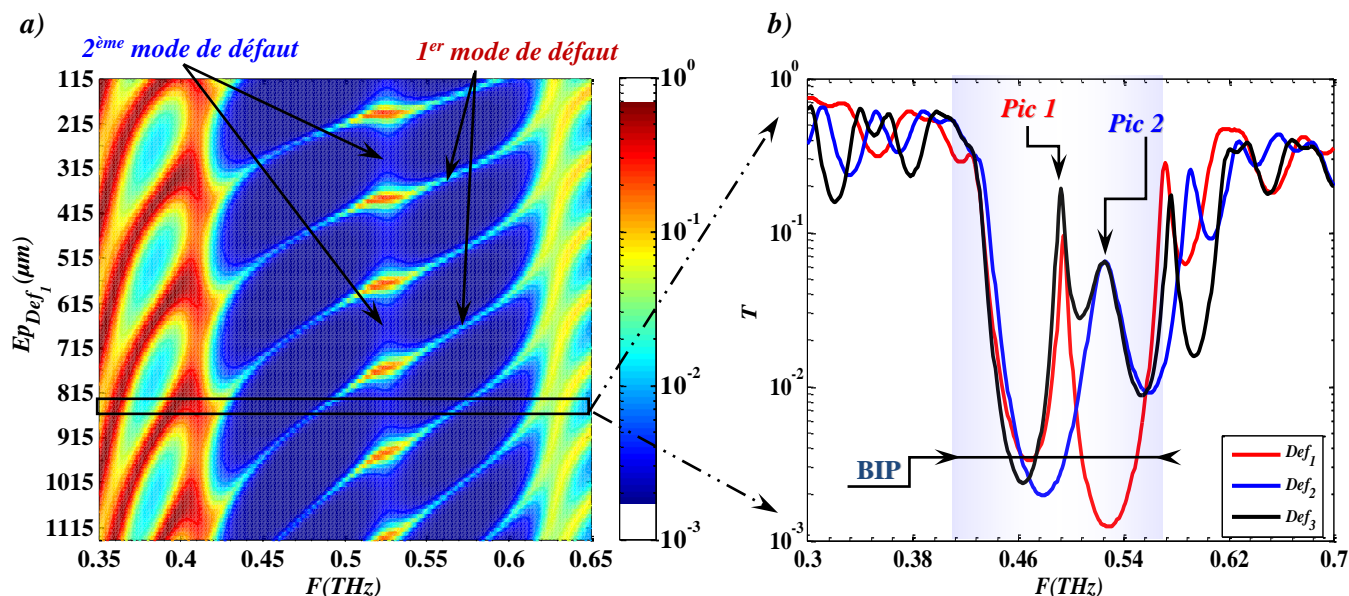


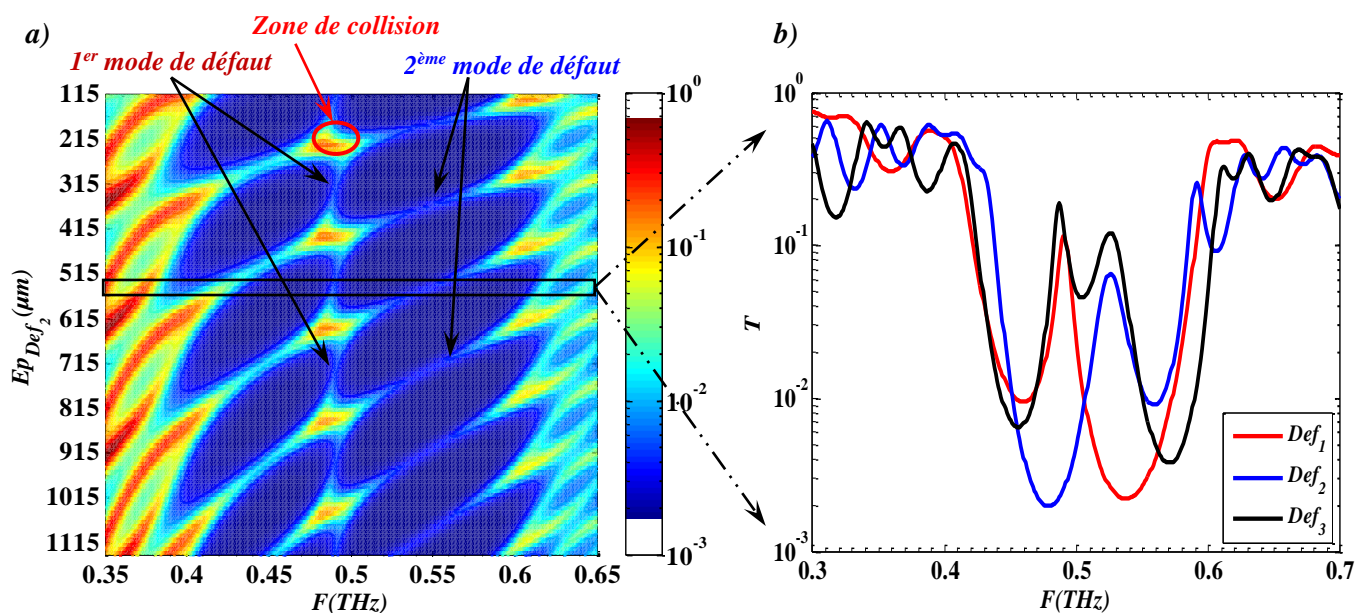
Figure 6. Exemple de tag THz avec deux défauts indépendants

La figure 7 représente l'intensité transmise calculée autour de la 1ère BIP de la structure décrite dans le tableau de la figure 6. L'épaisseur du défaut n°2, en position 2 et 18, est de  $575 \mu\text{m}$  au lieu de  $115 \mu\text{m}$  et l'épaisseur du défaut n°1 (en position 10) varie entre  $115$  et  $1115 \mu\text{m}$ . Sur la figure 7.a, nous pouvons constater que le second mode de défaut (autour de  $490 \text{ GHz}$ ) créé à partir du deuxième défaut n'est pas notablement affecté par la modification de l'épaisseur du défaut n°1 qui a lui-même donné lieu à un second mode de résonance ; ce dernier peut être ainsi accordé sur toute la largeur de la BIP. De la même façon, le deuxième défaut peut lui aussi être accordé sur toute cette plage de fréquence sans que la position du défaut n°1 soit impactée (cf. Figure 8.a). Afin d'évaluer l'intensité du couplage entre ces modes de défaut, nous les avons étudiés séparément. Nous supposons que nous avons une structure « A » avec seulement Def<sub>1</sub> et une deuxième structure « B » avec seulement Def<sub>2</sub>. Comme illustré dans la figure 7.b, on en tire la position des pics à  $526 \text{ GHz}$  et  $487 \text{ GHz}$  des réponses dans le cas d'un couplage nul (respectivement, la réponse de la structure B en bleu et la réponse de la structure A en rouge) et dans le cas d'un couplage potentiel c.-à-d. lorsque les deux défauts sont présents simultanément (courbe en noir). Nous constatons que dans ce dernier cas le couplage peut être considéré aussi comme très faible, puisque les positions de pics ne sont pas notablement modifiées par rapport à leurs positions initiales (couplage nul). Nous avons obtenu le même comportement mais cette fois ci en faisant varier la position du pic de défaut n°2 (cf. Figure 8.b). Notons qu'un effet de couplage modéré apparaît dans la zone de collision c.-à-d. lorsque les deux pics ont des fréquences très voisines voire égales,

(cf. Figure 7.a et Figure 8.a), ce couplage reste toutefois faible et insuffisant pour impacter la procédure de détermination de la position fréquentielle des pics.



**Figure 7.** a) Transmission calculée dans la 1ère bande interdite en fonction de l'épaisseur de Def1 (épaisseur de Def2 constante = 575  $\mu\text{m}$ ). b) Exemple de 2 défauts indépendants : structure comportant uniquement le 1er défaut (rouge), uniquement pour le 2nd défaut (bleu) et structure comprenant les deux défauts simultanément (en noir coupe suivant l'axe des  $Ep_{Def1}$  ( $Ep_{Def1} = 828 \mu\text{m}$ ))

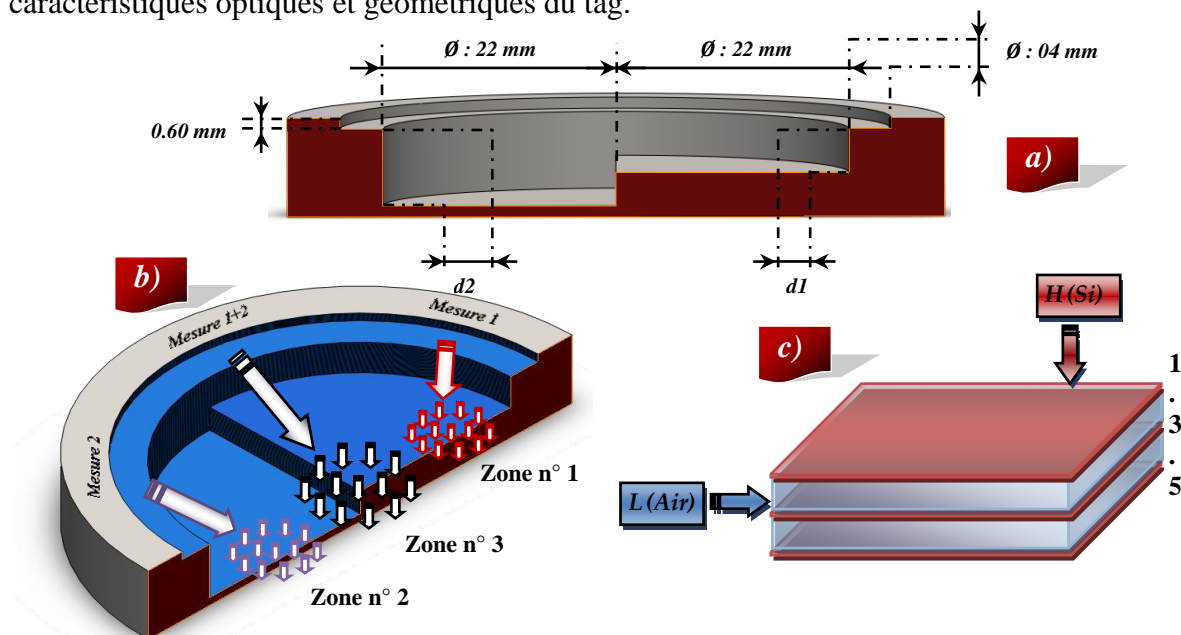


**Figure 8.** a) Transmission calculée dans la 1ère bande interdite en fonction de l'épaisseur de Def2 (épaisseur de Def1 constante = 230  $\mu\text{m}$ ). b) Exemple de 2 défauts indépendants : structure comportant uniquement le 1er défaut (rouge), uniquement pour le 2nd défaut (bleu) et structure comprenant les deux défauts simultanément (en noir, coupe suivant l'axe des  $Ep_{Def2}$  ( $Ep_{Def2} = 575 \mu\text{m}$ ))

En conséquence, cette technique de positionnement des défauts structuraux conduit à un degré très élevé de dégénérescence des modes de défaut qui permet aussi de simplifier grandement le calcul de la structure nécessaire pour obtenir la signature voulue. Par exemple, avec la méthode des abaques, il devient alors possible d'utiliser des abaques calculés à partir des structures avec des défauts structuraux à des positions différentes puisque les pics sont découplés. Ainsi, une augmentation de la capacité de codage via l'augmentation du nombre de pics dans la BIP, ne s'accompagne pas d'une complexification du problème mathématique à résoudre.

#### II.2.4.2. Défauts géométriquement séparés

En partant du même principe que la technique des défauts faiblement couplés, précédemment décrite (section II.2.4.1.), on peut concevoir que le couplage des défauts se fera « spatialement ». Ainsi, dans cette partie, le but est de partir d'un seul tag pour avoir plusieurs réponses électromagnétiques indépendantes entre elles, en divisant spatialement la structure. Cette technique sera destinée principalement à des applications en réflexion plutôt qu'en transmission, car le tag sera plus facile à fabriquer puisque n'impactant que la dernière couche positionnée devant le miroir. En effet, cette dernière couche constituera le défaut structural et sera d'épaisseur variable. Si le faisceau est suffisamment étendu, alors il sondera les différentes zones de la structure et la réponse comportera une concaténation de leurs différentes réponses. La figure 9 donne une représentation du dispositif utilisé comme miroir ainsi que du tag à caractériser. Dans le tableau 1 nous avons présenté les différentes caractéristiques optiques et géométriques du tag.



**Figure 9.** a) : Schéma descriptif du miroir réflecteur à deux niveaux, b) : Principe de fonctionnement, c) : Tag constitué de 5 couches (Si/Air) utilisé pour la démonstration de principe

Matériau	Indice de réfraction	Coefficient d'extinction	Epaisseur ( $\mu\text{m}$ )	
H : Si	3.417	$\sim 2.5 \cdot 10^{-2}$	$\sim 70$	
L : Air			303-273	
Défaut n°1 (L)	1.00	Très faible	400	800
Défaut n°2 (L)			600	900

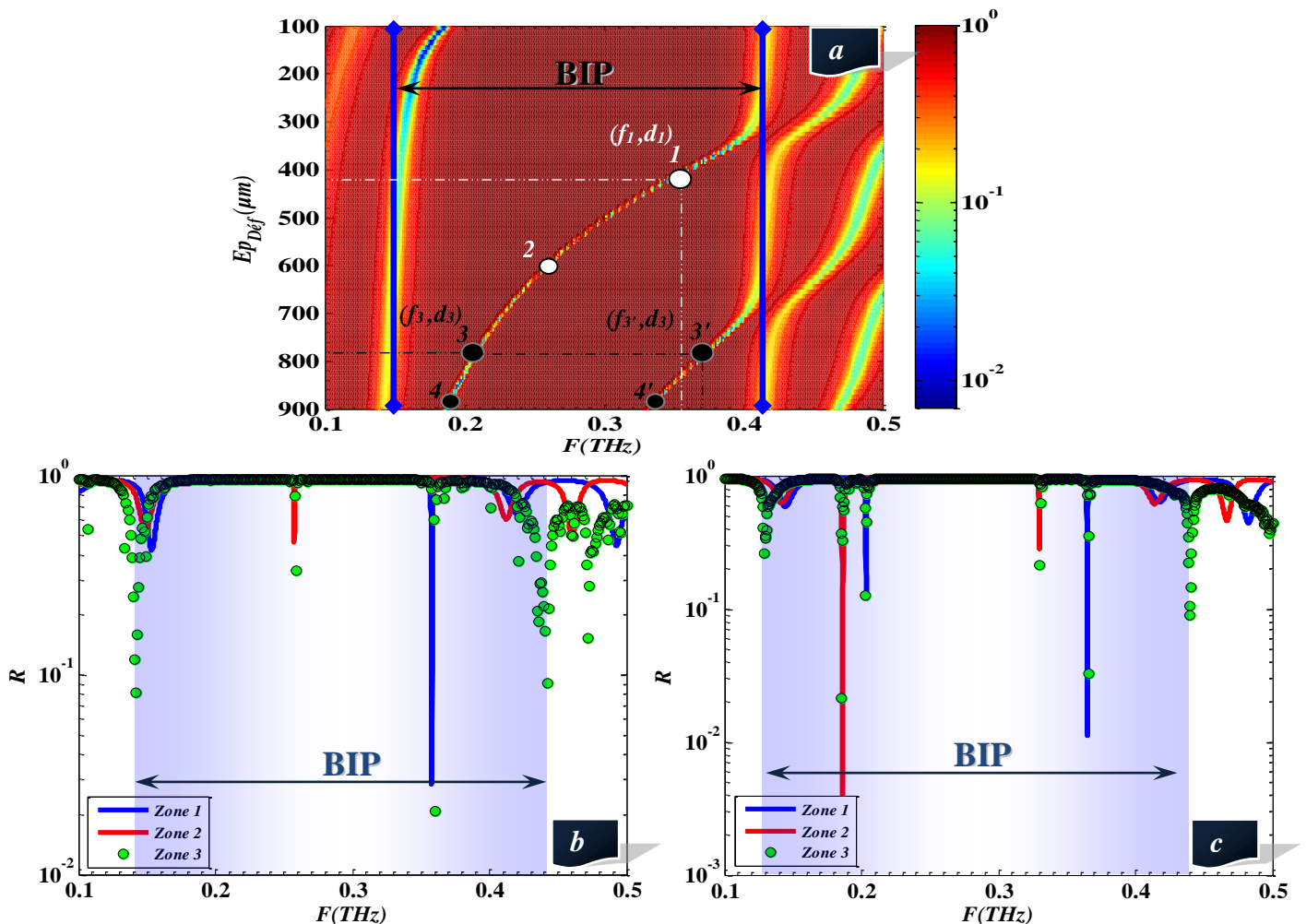
**Tableau 1.** Caractéristiques des couches du tag THz à base de Si/Air ainsi que des différents défauts utilisés

Pour cette démonstration de principe, nous avons choisi, de travailler avec une structure alternant des couches de Silicium et d'air car une telle structure présente un très bon comportement électromagnétique : flancs de la bande interdite abrupts et réjection importante, grâce au contraste d'indice élevé ( $n_H - n_L \approx 2.4$ ) et à la faible absorption des matériaux des couches. Ceci constitue une démonstration de principe qui reste difficilement applicable en pratique du fait des matériaux employés. Etant donné la dynamique de l'expérience ; de l'ordre de  $10^{-3}$ , 5 couches pour le dispositif en transmission et/ou réflexion constitue un nombre optimal. Par ailleurs, la dynamique de l'expérience diminuant avec la fréquence, les épaisseurs des couches ont donc été choisies comme précédemment, de sorte que la première bande interdite soit centrée autour de 300 GHz, i. e. du maximum de dynamique de nos expériences de TDS.

La conception et la modélisation des réponses électromagnétiques d'une telle structure ont été réalisées, dans un premier temps, avec le logiciel de modélisation par éléments finis HFSS. Dans un second temps, j'ai développé un code de calcul sous MATLAB qui se base sur la méthode des matrices de transfert et qui nous permet de réduire drastiquement le temps de calcul par un facteur de  $10^4$ . La conception des tags utilisés en réflexion est basée sur les réponses électromagnétiques en transmission et en réflexion de la structure équivalente. Nous désignons par structure équivalente, la structure que parcourrait l'onde à partir de la première couche, en direction de l'émetteur vers le récepteur, jusqu'à la dernière couche, c'est-à-dire deux fois la vraie structure. Toutefois, il faut tenir compte de l'effet du miroir sur l'onde (déphasage  $\pi$  rad). Le principe de la méthode est illustré dans figure 9.b. Selon la zone éclairée, on obtient une réponse du tag avec un défaut géométrique d'épaisseur  $d_1$  (zone 1),  $d_2$  (zone 2) ou la réponse du tag comportant les deux défauts simultanément (zone 3).

Dans ce qui suit, les épaisseurs des défauts ont été choisies de sorte de créer des pics à des fréquences suffisamment éloignées entre elles mais aussi des limites de la bande interdite. En conséquence, les interactions entre ces pics peuvent être considérées comme négligeables, réduisant ainsi les effets de couplage qui dans certaines conditions nous gêneraient pour

l'interprétation des résultats. D'un autre côté, nous avons essayé de n'affecter à chaque défaut structurel qu'un seul pic ou au maximum deux pics afin encore une fois de faciliter cette première démonstration de principe. L'intensité du champ réfléchi en fonction de la fréquence et de l'épaisseur du défaut est présentée dans la figure 10.a. Premièrement, les deux défauts géométriques d'épaisseurs  $d_1= 400 \mu\text{m}$  et  $d_2= 600 \mu\text{m}$  créés dans les zones 1 et 2 de la structures, engendrent respectivement, un premier pic à la fréquence  $f_1 = 358 \text{ GHz}$  (cf. Figure 10.b. courbe en bleu) et un deuxième pic à la fréquence  $f_2 = 258 \text{ GHz}$  (Figure 10.b. courbe en rouge). En éclairant maintenant la zone 3 avec le faisceau THz, on retrouve les deux pics mentionnés auparavant comme une superposition des réponses des deux zones 1 et 2 (cf. Figure 10.b. cercles verts). Cette méthode peut bien entendu être utilisée avec un nombre de pics supérieurs à deux, quatre par exemple dans le cas de la figure 10.c (épaisseurs des défauts  $d_1= 800 \mu\text{m}$  et  $d_2= 900 \mu\text{m}$ ).



**Figure 10. a) :** Intensité du champ réfléchi par le tag décrit dans la figure 9 en fonction de la fréquence et de l'épaisseur du défaut ; Courbe représentative de la réflexion dans la zone 1 (bleu), la zone 2 (rouge) et la zone 3 (vert) d'un tag THz avec deux niveaux défauts d'épaisseurs : **b)**  $d_1= 400 \mu\text{m}$  et  $d_2= 600 \mu\text{m}$ , **c)**  $d_1= 800 \mu\text{m}$  et  $d_2= 900 \mu\text{m}$

En procédant de la même manière, il est possible d'augmenter le nombre des pics découplés, par une multiple fragmentation spatiale du tag ; cette technique est cependant limitée par la taille de chacune des zones qui doit rester typiquement supérieure à  $\lambda$ . En outre, cette technique peut être également appliquée sur des structures comportant déjà des défauts non couplés (section II.2.4.1.).

### II.3. Approche retenue pour le codage de l'information

#### II.3.1. Présentation du principe de codage

La transmission sécurisée de données requière généralement que ces dernières se présentent sous une forme binaire. Il est donc nécessaire de transformer les signatures EM observées précédemment en une série de bits. Concernant les méthodes retenues, nous considérerons les deux hypothèses suivantes :

1. A chaque signature électromagnétique doit correspondre un code binaire unique.
2. Les canaux d'information (chacun codant 1 bit d'information) sont lus de la gauche (basses fréquences) vers la droite (hautes fréquences).

Le principe du codage proposé est basé sur la présence ou l'absence de pics dans des bandes de fréquences bien définies dans la BIP considérée ; nous appellerons canal d'information chacune de ces bandes. Nous allons ensuite faire correspondre un nombre binaire à chaque canal qui sera considéré actif (ou sélectionné) s'il comporte un pic. Le nombre binaire correspondant à ce canal apparaîtra alors dans le code final du tag. Nous ne considérerons dans cette étude que la première BIP, mais ce principe reste applicable aux autres BIP présentes à plus haute fréquence sur la signature du tag.

Le nombre de canaux d'information  $N$  est typiquement donné par le rapport de la largeur de la BIP  $\Delta f$  sur la largeur fréquentielle  $\delta f$  de chacun d'entre eux.  $\Delta f$  dépend notamment du contraste d'indice de réfraction entre les différentes couches successives du dispositif alors que  $\delta f$  est essentiellement déterminée par la résolution fréquentielle du lecteur  $f_{\text{res}}$  et par le nombre des pics ( $M$ ) présents dans la BIP. Cependant,  $\delta f$  dépendra en pratique aussi de l'incertitude et/ou de la reproductibilité sur la position fréquentielle du ou des pics dans la BIP ainsi que de leurs largeurs spectrales à mi-hauteur (FWHM - Full width at half maximum).

Avant de commencer l'étude concernant plus particulièrement les capacités réelles de codage des structures proposées, nous proposons d'analyser la forme des pics de résonance

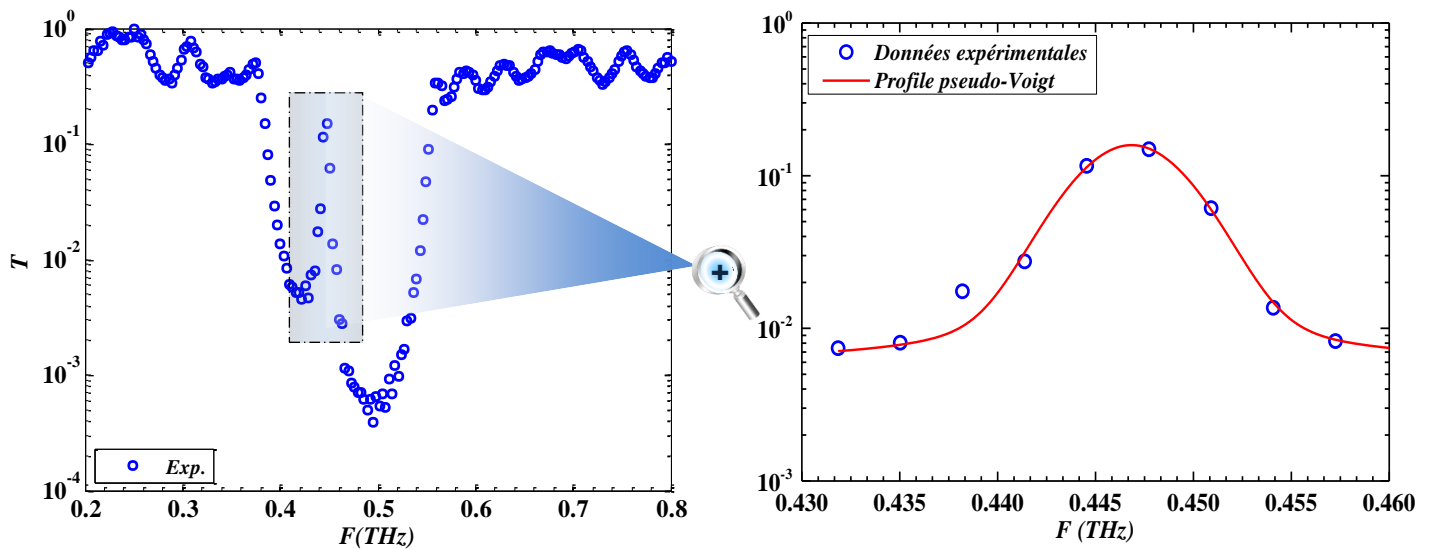


observés dans la BIP. En effet, la connaissance de cette forme est tout à fait nécessaire pour en faciliter sa recherche. Nous avons, pour cette analyse de forme, utilisé un profil de type pseudo-Voigt<sup>[23]</sup> pour ajuster nos données expérimentales. Dans ce modèle, les paramètres à déterminer sont : la position fréquentielle centrale du défaut  $f_0$ , sa largeur totale à mi-hauteur  $w$  ainsi que son amplitude  $A$  :

$$V(f) = V_0 + A \left[ \eta \frac{2}{\pi} \frac{w}{4(f - f_0)^2 + w^2} + (1 - \eta) \frac{\sqrt{4 \ln 2}}{\sqrt{\pi} w} e^{-\frac{4 \ln 2}{w^2} (f - f_0)^2} \right] \quad (5)$$

Les 2 autres paramètres du modèle sont  $V_0$ , un paramètre de décalage et  $\eta$  un facteur relatif à la forme du pic.

Dans la figure 11 nous avons représenté l'ajustement d'un mode de résonance par un modèle de type pseudo-Voigt. Nous pouvons constater que le pic est très bien ajusté par ce modèle (équation 5). Ainsi grâce à cet ajustement nous pourrions distinguer une vraie résonance d'un éventuel artefact pouvant se présenter dans la BIP considérée.



**Figure 11.** Forme du pic dans la première BIP (mesure en cercle bleu et ajustement par un modèle de type pseudo-Voigt en trait continu rouge)

Considérons maintenant le cas d'un seul défaut ( $M = 1$ ) dans la BIP considérée ; nous noterons  $C(1)$  la capacité de codage associée exprimée en bit. Dans le cas de la figure 11 et compte-tenu de la résolution fréquentielle  $f_{res}$  du système de lecture, nous avons :

$$\begin{cases} \Delta f = 184.2 \text{ GHz}, \\ f_{res} = 3.17 \text{ GHz} \Rightarrow \\ Toler = 2 \end{cases} \Rightarrow N = \left\lfloor \frac{\Delta f}{\delta f} \right\rfloor = 29 \quad (6)$$

$$\delta f = Toler \cdot f_{res} \cdot M = 6.34 \text{ GHz}$$

où  $\lfloor \cdot \rfloor$  est la notation de la fonction *floor* (partie entière par défaut), sa valeur à  $x$  donne le plus grand entier inférieur ou égal à  $x$  :  $\lfloor x \rfloor = \max \{m \in \mathbb{Z} \mid m \leq x\}$ ,

$Tolr$  est un paramètre de tolérance, correspondant au nombre de points de mesure qu'il est jugé nécessaire d'observer pour s'assurer de la présence d'un défaut, compte tenu de l'erreur de mesure ; il est donc notamment lié à la résolution fréquentielle de mesure. Ce paramètre peut aussi permettre de compenser un défaut de positionnement angulaire du tag. En effet la position fréquentielle des pics peut être légèrement modifiée en fonction de l'angle d'incidence (cf. section II.4.4.).

Ainsi, si  $N$  est le nombre de canaux d'information et pour  $M = 1$ ,  $C(M)$  est alors simplement donné par la relation suivante :

$$C(1) = \log_2(N) = \log_2(29) = 4.86 \text{ bits} \quad (7)$$

En généralisant cette étude à un nombre de défauts  $M$  et un nombre de canaux d'information  $N$ , un simple calcul de dénombrement dans le cas d'une combinaison avec répétition<sup>[24]</sup>, nous amène à l'expression suivante du nombre total de combinaisons possibles :

$$\left( \binom{N}{M} \right) = \binom{N+M-1}{M} = \frac{(N+M-1)!}{M!(N-1)!} \quad (\forall M) \quad (8)$$

où  $\left( \binom{N}{M} \right)$  et  $\binom{N}{M}$  sont respectivement les notations du dénombrement des combinaisons avec et sans répétition.

En conséquence, la capacité de codage,  $C(M)$  est donnée par :

$$C(M) = \log_2 \left[ \left( \binom{N}{M} \right) \right] \quad (9)$$

A titre d'exemple et pour valider les expressions théoriques proposées ci-dessus et décrire la méthode de codage utilisée, nous proposons ci-après 2 cas simples. Dans un premier temps, nous considérons le cas de 2 niveaux de défauts indépendants ( $M = 2$  pics) dans la première BIP ; nous noterons  $C(2)$  la capacité de codage correspondante exprimée en bits.

Dans le tableau 2 nous présentons tous les cas possibles pour un nombre de canaux égal à 4 ( $N = 4$ ) :

Nombre de combinaisons	Code correspondant pour chaque canal (C.)				Code binaire correspondant
	C. n° 1	C. n° 2	C. n° 3	C. n° 4	
	00	01	10	11	
1	☒☒	-	-	-	00.00
2	☒	☒	-	-	00.01
3	☒	-	☒	-	00.10
4	☒	-	-	☒	00.11
5	-	☒☒	-	-	01.01
6	-	☒	☒	-	01.10
7	-	☒	-	☒	01.11
8	-	-	☒☒	-	10.10
9	-	-	☒	☒	10.11
10	-	-	-	☒☒	11.11
11	-	☒	☒	-	01.10 « 10.01 » <sup>1</sup>

**Tableau 2.** Nombre de combinaisons pour une configuration à 2 niveaux de défaut ( $M = 2$ ) et 4 canaux d'information ( $N = 4$ ) ; ☒ représente la présence d'un pic dans un canal

A partir du tableau 2, la capacité de codage peut être calculée en fonction du nombre de combinaisons possibles :

$$C_{\text{Tableau}} = \log_2[\text{Nombre de combinaisons}] = \log_2[10] = 3.3 \text{ bits} \quad (10)$$

Cette capacité peut aussi être retrouvée en utilisant la formule (9) :

$$C(2) = \log_2 \left[ \binom{\binom{N}{M}}{\binom{M}{2}} \right] = \log_2 \left[ \binom{\binom{4}{2}}{\binom{2}{2}} \right] = \log_2[10] = 3.3 \text{ bits} \quad (11)$$

Nous pouvons remarquer que les codes sont dans ce cas exprimés sur 4 bits néanmoins la capacité de codage réelle est en réalité égale à 3.3 bits. Cela est dû principalement au problème de symétrie des combinaisons possibles. Par exemple dans la combinaison n°11, nous cherchons à avoir le code « 10.01 » mais puisque la lecture se fait de gauche à droite (selon l'algorithme de codage) nous obtenons alors le code « 01.10 » qui revient donc à la combinaison n°6. Ainsi, on se trouve obligé de ne pas considérer l'ordre dans le dénombrement total des combinaisons possibles. C'est la raison pour laquelle on passe d'un codage de 4 bits à 3.3 bits.

Dans le cas de 3 défauts indépendants ( $M = 3$ ), comme déjà démontré dans des études précédentes et pour le même nombre de canaux ( $N = 4$ ), le dénombrement des combinaisons est donné dans le tableau 3.

Nombre de combinaisons	Code correspondant pour chaque canal (C.)				Code binaire correspondant
	C. n° 1	C. n° 2	C. n° 3	C. n° 4	
	00	01	10	11	
1	☒☒☒	-	-	-	00.00.00
2	☒☒	☒	-	-	00.00.01
3	☒☒	-	☒	-	00.00.10
4	☒☒	-	-	☒	00.00.11
5	☒	☒☒	-	-	00.01.01
6	☒	☒	☒	-	00.01.10
7	☒	☒	-	☒	00.01.11
8	☒	-	☒☒	-	00.10.10
9	☒	-	☒	☒	00.10.11
10	☒	-	-	☒☒	00.11.11
11	-	☒☒☒	-	-	01.01.01
12	-	☒☒	☒	-	01.01.10
13	-	☒☒	-	☒	01.01.11
14	-	☒	☒☒	-	01.10.10
15	-	☒	☒	☒	01.10.11
16	-	☒	-	☒☒	01.11.11
17	-	-	☒☒☒	-	10.10.10
18	-	-	☒☒	☒	10.10.11
19	-	-	☒	☒☒	10.11.11
20	-	-	-	☒☒☒	11.11.11

**Tableau 3.** Dénombrement des combinaisons pour  $M = 3$  et  $N = 4$ ; ☒ représente la présence d'un pic dans un canal

Le calcul de la capacité de codage de ce tag en utilisant le tableau 3 et l'équation 9, nous donne :

$$C_{\text{Tableau}} = \log_2[\text{Nombre de combinaisons}] = \log_2[20] = 4.3 \text{ bits} \quad (12)$$

$$C(3) = \log_2 \left[ \binom{N}{M} \right] = \log_2 \left[ \binom{4}{3} \right] = \log_2[20] = 4.3 \text{ bits} \quad (13)$$

La comparaison des résultats (équations 11 et 13) obtenus avec l'expression théorique proposée pour le calcul de la capacité de codage des tags THz (équation 9) avec les résultats de dénombrement des combinaisons pour  $M = 2$ ,  $M = 3$  et  $N = 4$  (Tableau 2 et Tableau 3) nous amènera à valider la formule théorique utilisée pour le calcul de la capacité de codage.

Dans le tableau 4 nous présentons la capacité de codage pouvant être obtenue en considérant la réponse électromagnétique mesurée sur un tag à base de PEBD (cf. Figure 11) avec une bande interdite de 184.2 GHz et pour un nombre de pics variant de 1 à 3 (cas déjà validés précédemment<sup>[25]</sup> et donc tout à fait réaliste).

Nombre de pics -M-	Nombre de canaux -N-	Capacité de codage (bits)
1	29	4.86
2	14	6.71
3	09	7.37

**Tableau 4.** Capacité de codage du tag THz en fonction du nombre de pics dans la BIP ( $M = \{1, 2, 3\}$ ) ;  $\Delta f = 184.2$  GHz,  $f_{res} = 3.17$  GHz et  $Tolr = 2$

En conclusion, en tenant compte des performances actuelles du système de lecture (expérience de THz-TDS classique) concernant notamment la résolution fréquentielle ( $f_{res} = 3.17$  GHz) et pour un paramètre  $Tolr = 2$ , le tag proposé permet un codage sur près de 8 bits (7.37 exactement), avec seulement 3 niveaux de défaut dans la première BIP. En considérant, simplement une résolution fréquentielle deux fois plus faible (de l'ordre de 1,5 GHz) une capacité de 10.60 bits pourrait ainsi être obtenue dans les mêmes conditions.

### II.3.2. Optimisation de la technique de codage

Bien que la technique proposée permette d'atteindre des capacités de codage assez intéressantes et prometteuses avec un nombre de pics relativement faible, elle n'en demeure pas moins insuffisante pour des applications qui requièrent un niveau de sécurité élevé. Il est toutefois intéressant d'aller plus loin avec cette technique et de proposer des voies d'améliorations potentielles afin d'augmenter la capacité d'information codée. Ainsi, nous proposons dans ce qui suit, une nouvelle technique de codage basée sur le même principe que la précédente. Différentes comparaisons seront aussi présentées en utilisant des tags THz avec les configurations citées dans le tableau 4 (nombre de pic, largeur de la BIP, résolution fréquentielle du lecteur).

Contrairement à la première technique, nous proposons dans cette étude que la largeur des canaux ne dépende pas seulement du nombre de pics, de la résolution fréquentielle du lecteur et du paramètre  $Tolr$  mais aussi de la présence des pics (tout ou rien). Ainsi, l'absence de pic se traduit par un canal dont la largeur est la plus faible possible. Dans ce cas, la largeur du canal est égale à  $f_{res}$ , on remplace la notion du canal d'information par un trait d'information. Toutefois, si on note la présence d'un pic on garde la même largeur du canal, comme calculé dans la première technique. Ensuite, par analogie avec la technique précédente, on fait correspondre un code à chaque trait ou canal d'information. Un ensemble de bits à « 0 » est donc codé par un canal moins large que s'il comporte des « 1 ». En conséquence, le nombre de canaux  $N$  sera augmenté et alors calculé de la manière suivante :

$$N = \left\lfloor \frac{\Delta f}{f_{res}} - Tolr.M^2 + M + 1 \right\rfloor \quad (14)$$

A titre de comparaison nous donnons dans le tableau 5 les différentes valeurs des capacités de codage du même tag décrit dans le tableau 4 et calculées avec la première et la deuxième technique.

Nombre de pics -M-	Nombre de canaux -N-		Capacité de codage (bits)	
	Technique n°1	Technique n°2	Technique n°1	Technique n°2
1	29	58	4.86	5.86
2	14	53	6.71	10.48
3	09	44	7.37	13.89

**Tableau 5.** Comparaison des capacités de codage calculées avec la première et la deuxième technique

Les résultats présentés dans le tableau 5 montrent une amélioration notable de la capacité de codage avec la nouvelle technique. Ainsi, on a pu presque doubler la capacité d'information codée ; avec seulement trois pics dans la première BIP, on est par exemple passé de 7.37 bits à 13.89 bits. Bien que cette amélioration permette de repousser les limites de la première technique, le processus d'identification en devient cependant plus sensible aux conditions expérimentales. Une étude plus précise des incidences du choix de la technique sur l'identifiant final associé à chaque tag THz s'avère nécessaire pour aller plus loin dans la validation des performances de ces dispositifs. Nous aborderons cette partie en détail dans la section II.4. Toutefois dans un premier temps, nous allons appliquer ces deux techniques aux différents tags présentés et caractérisés dans le chapitre 2, section IV.4.3.

### II.3.3. Validation expérimentale sur des tags THz

Nous avons conçu, développé, caractérisé et optimisé plusieurs configurations de tags THz dans le but de coder l'information en volume comme précédemment décrit. Ainsi, dans ce paragraphe, nous présenterons les différents résultats obtenus avec les deux techniques de codage retenues pour des applications d'identification. Ce concept d'identification a été appliqué à deux familles de tags : une à base de papier et l'autre à base de polyéthylène (PE). Ces tags ont été utilisés dans des configurations en transmission aussi bien qu'en réflexion.

#### II.3.3.1. Tags pour des applications en transmission

Dans un premier temps, nous avons appliqué la première technique d'identification décrite précédemment sur un tag à base de PEBD constitué de 19 couches avec un défaut structural à la position centrale et dont les caractéristiques optiques et géométriques sont présentées dans le tableau 6. Un exemple de partitionnement en canaux d'information de la réponse THz en transmission est illustré dans la figure 12.

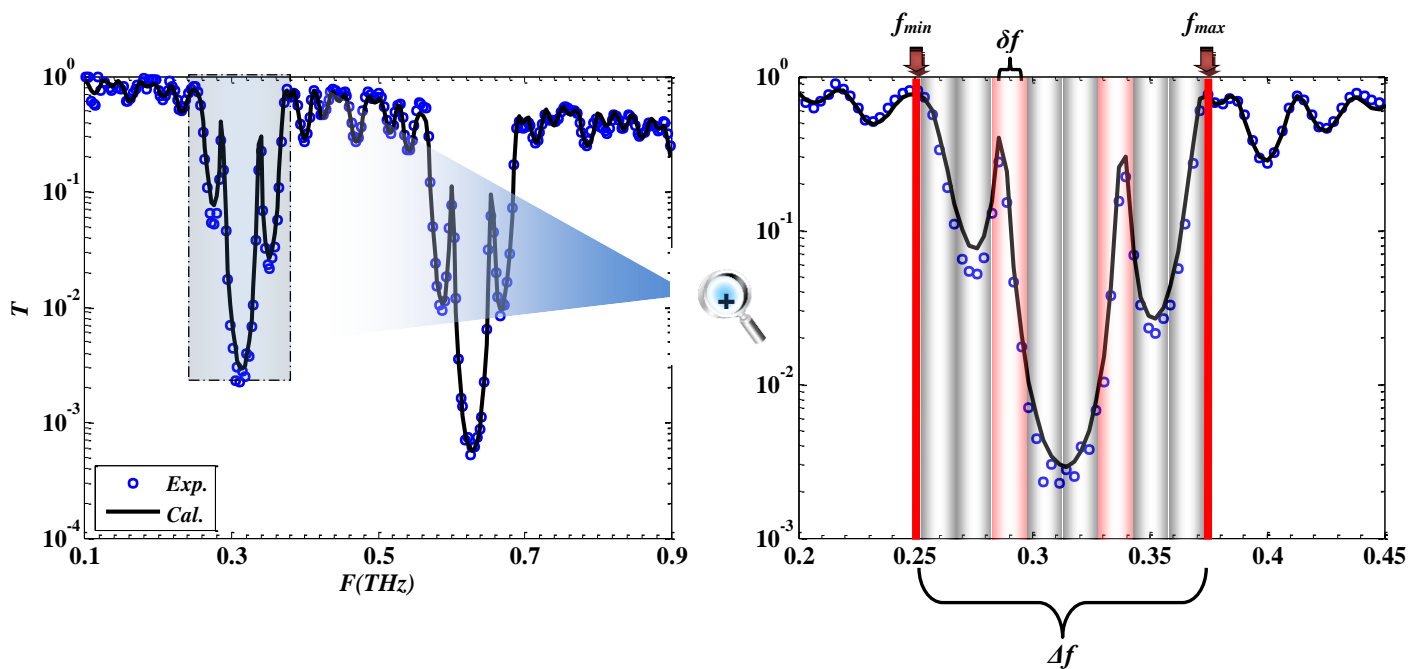


Figure 12. A gauche : Transmission mesurée (en cercle bleu) et calculée (trait noir) de la réponse du tag *RefTagPE010T*, A droite : un zoom de la 1ère bande interdite avec découpage suivant les différents canaux d'information

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu m$ )	Déposition
H : TiO <sub>2</sub> —PEBD (60/40)	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$		55-60	$\emptyset$
L : PEBD (100%)			$0.1 \rightarrow 1$	225-229	$\emptyset$
Défaut : L	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		1180	10

Tableau 6. Caractéristiques des couches d'un tag THz à base de PEBD (*RefTagPE010T*)

Il est possible à l'aide des équations (6) et (9) de calculer la capacité du codage (en bits) de ce tag dont le nombre de pics vaut  $M = 2$  et en considérant les données expérimentales suivantes :

$$\begin{cases} \Delta f = (f_{\max} - f_{\min}) = (374.70 - 254.00) \approx 121 \text{ GHz}, \\ f_{\text{res}} = 3.17 \text{ GHz} \\ \text{Tolr} = 2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} N = \left\lfloor \frac{\Delta f}{\delta f} \right\rfloor = 9 \\ \delta f = \text{Tolr} \cdot f_{\text{res}} \cdot M = 12.68 \text{ GHz} \end{cases}$$

$$C(M) = \log_2 \left[ \binom{\binom{N}{M}}{M} \right] = \log_2 \left[ \binom{\binom{9}{2}}{2} \right] = 5.50 \text{ bits}$$

On parvient avec seulement deux pics, créés par une perturbation de la périodicité du tag [RefTagPE010T](#) au niveau de la couche centrale, à coder une information sur près de 6 bits (5.50 bits exactement). Le calcul de la capacité de codage et la détermination du code correspondant à chacun des tag THz sont assurés par un progiciel de modélisation que j'ai développé et qui comporte trois modules (THID: Photonic Band-Gap Modeling, THz Identification et THz Authentication) et qui a été développé sous MATLAB (GUI : Graphical User Interface) et qui porte le nom **THID : New RFID** (il contient environ 5K lignes de code). Une description plus détaillée de ce Progiciel est proposée en Annexe 1.

Le code correspondant à chaque tag est exprimé sur  $M \cdot \lceil \log_2(N) \rceil$  bits, où  $\lceil \cdot \rceil$  est la notation de la fonction *ceiling* (partie entière par excès), appliquée à x elle donne le plus petit entier supérieur ou égal à x :  $\lceil x \rceil = \min \{m \in \mathbb{Z} \mid m \geq x\}$ . Dans cet exemple, l'identifiant du tag est exprimé sur 8 bits et vaut : **0010.0110**

Pour le deuxième test d'identification réalisé avec la deuxième technique, le calcul de la capacité du codage a été effectué via les équations (6) et (9) mais l'expression du nombre de canaux est remplacée par celle décrite dans l'équation (14).

$$\begin{cases} \Delta f = (f_{\max} - f_{\min}) = (374.70 - 254.00) \approx 121 \text{ GHz}, \\ f_{\text{res}} = 3.17 \text{ GHz} \\ \text{Tolr} = 2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} N = \left\lfloor \frac{\Delta f}{f_{\text{res}}} - \text{Tolr} \cdot M^2 + M + 1 \right\rfloor = 33 \\ \delta f = \text{Tolr} \cdot f_{\text{res}} \cdot M = 12.68 \text{ GHz} \end{cases}$$

$$C(M) = \log_2 \left[ \binom{\binom{N}{M}}{M} \right] = \log_2 \left[ \binom{\binom{33}{2}}{2} \right] = 9.13 \text{ bits}$$

On voit clairement l'intérêt que pourrait présenter cette technique sur l'amélioration de la capacité du codage. Ainsi, l'identifiant du tag étudié est présenté sur  $M \cdot \lceil \log_2(N) \rceil = 2 \cdot \lceil \log_2(33) \rceil = 12 \text{ bits}$  : **001000-010110**



Le dénombrement total des combinaisons possibles permet d'obtenir une capacité effective de codage supérieur à 9 *bits* (exactement 9.13 *bits*) au lieu de 5.5 *bits* dans le cas précédent (avec la première technique).

Sur le même principe nous continuons à appliquer cette technique sur une nouvelle étiquette appartenant à la même famille que le tag précédent (tag à base de PEBD) mais cette fois-ci présentant une signature électromagnétique plus riche en quantité d'informations susceptibles d'être codées (plus de mode de résonance et une BIP plus large). Pour ce faire, nous avons utilisé un tag dont les épaisseurs des couches de bas et de haut indice de réfraction (cf. Tableau 7) ont été choisies de sorte que la première BIP soit centrée sur 450 GHz. Par ailleurs, les épaisseurs des couches n°2, 10 et 18 ont été modifiées (595, 250 et 595  $\mu\text{m}$  respectivement) afin d'y faire apparaître quatre pics ( $M = 4$ ) (cf. Figure 13).

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	Déf <sub>position</sub>
H : TiO <sub>2</sub> —PEBD (60/40)	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$	0.1 $\rightarrow$ 1	55-60	$\emptyset$
L : PEBD (100%)	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		115-120	$\emptyset$
Défaut 1 : L				250	10
Défaut 2 : L				595	2-18

Tableau 7. Données caractéristiques du tag THz à base de PEBD (RefTagPE013T)

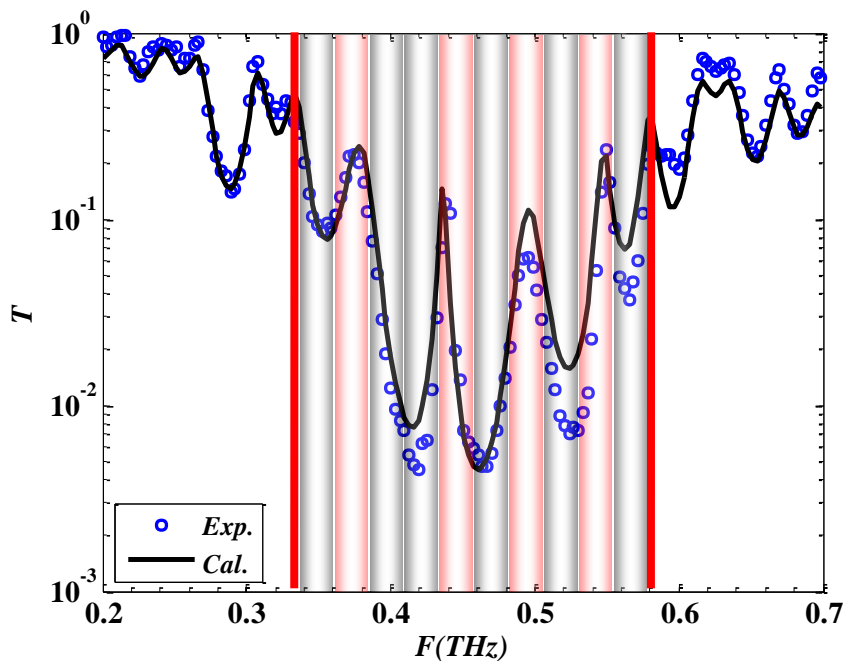


Figure 13. Transmission mesurée (en cercles bleus) et calculée (trait noir continu) du tag RefTagPE013T

Sur la figure 13, on observe clairement que la réponse électromagnétique en transmission du tag étudié présente une BIP large ( $\Delta f \approx 254 \text{ GHz}$ ) avec quatre modes de résonance. Cela permet d'atteindre une capacité de codage égale à :

$$\begin{cases} \Delta f = (581.10 - 327.10) = 254.03 \text{ GHz}, \\ f_{res} = 3.17 \text{ GHz} \\ Toler = 2 \\ M = 4 \end{cases} \Rightarrow N = \begin{cases} \left\lfloor \frac{\Delta f}{\delta f} \right\rfloor = 10 \text{ (1}^{\text{ère}} \text{ méthode)} \\ \left\lfloor \frac{\Delta f}{f_{res}} - Toler \cdot M^2 + M + 1 \right\rfloor = 53 \text{ (2}^{\text{ème}} \text{ méthode)} \end{cases}$$

$$\delta f = Toler \cdot f_{res} \cdot M = 25.36 \text{ GHz}$$

$$C(M) = \log_2 \left[ \left( \binom{N}{M} \right) \right] = \begin{cases} 9.48 \text{ bits (1}^{\text{ère}} \text{ technique)} \\ 18.49 \text{ bits (2}^{\text{ème}} \text{ technique)} \end{cases}$$

Le code correspondant à ce tag THz est exprimé sur  $M \cdot \lceil \log_2(N) \rceil = 4 \cdot \lceil \log_2(10) \rceil = 16 \text{ bits}$  dans le cas d'un test d'identification via la première technique et sur  $4 \cdot \lceil \log_2(53) \rceil = 24 \text{ bits}$  dans l'autre cas. L'identifiant final est déterminé avec le progiciel « THID : New RFID », il vaut :

- **0001.0100.0110.1000** dans le cas de la première méthode
- **001011.011000.100011.101101** dans le cas de la deuxième méthode

A titre de comparaison, nous avons regroupé dans le tableau 8, la capacité de codage ainsi que l'identifiant final calculé avec les deux méthodes en utilisant un nombre de pics  $M = 2$  et 4. Ces premiers résultats de calculs montrent les potentialités de ces tags à bas coût et sans puce dans des processus d'identification de niveau de sécurité élevé, fonctionnant dans le domaine THz. Ce type de tag présente une capacité de codage typiquement supérieure à 20 bits (dépendant notamment de la résolution fréquentielle du lecteur) et permet une meilleure sécurisation des données par rapport aux techniques couramment utilisées dans la technologie RFID. Cependant, ces résultats doivent être confrontés à un certain nombre de tests afin de valider ces performances et le cas échéant la technique de codage employée. Comme nous l'avons précédemment dit, cette étude sera traitée en détail dans la section II.4. Avant cela, il est utile de vérifier la faisabilité de ce processus d'identification dans des applications en réflexion.

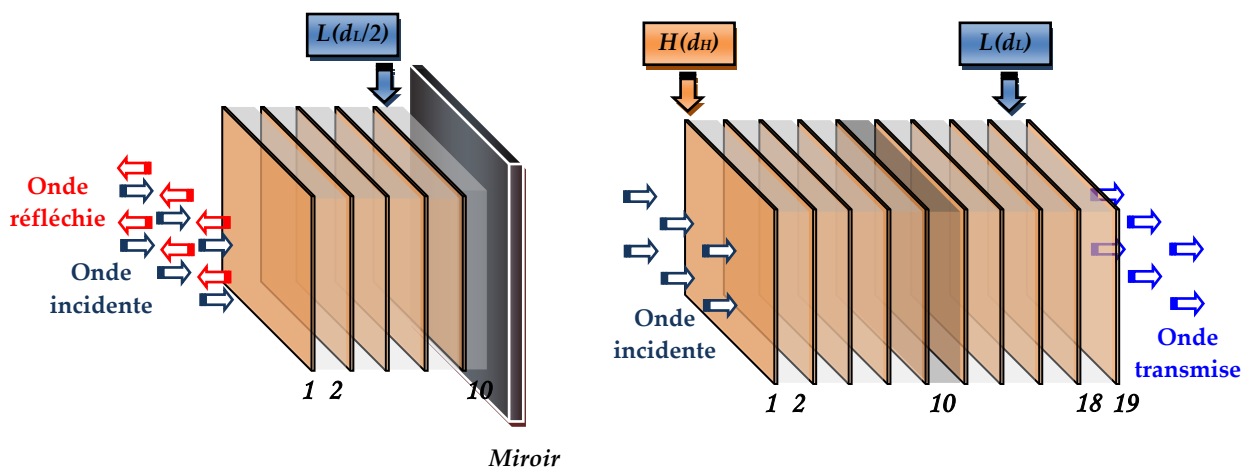
Nombre de pics -M-	Capacité de codage (bits)		Identifiant final	
	Technique n°1	Technique n°2	Technique n°1	Technique n°2
2	05.50	09.13	0010.0110	001000-010110
4	09.48	18.49	0001.0100.0110.1000	001011.011000.100011.101101

**Tableau 8.** Tableau récapitulatif de résultats de calcul de la capacité de codage et de l'identifiant final avec la première et la deuxième technique

### II.3.3.2. Tags pour des applications en réflexion

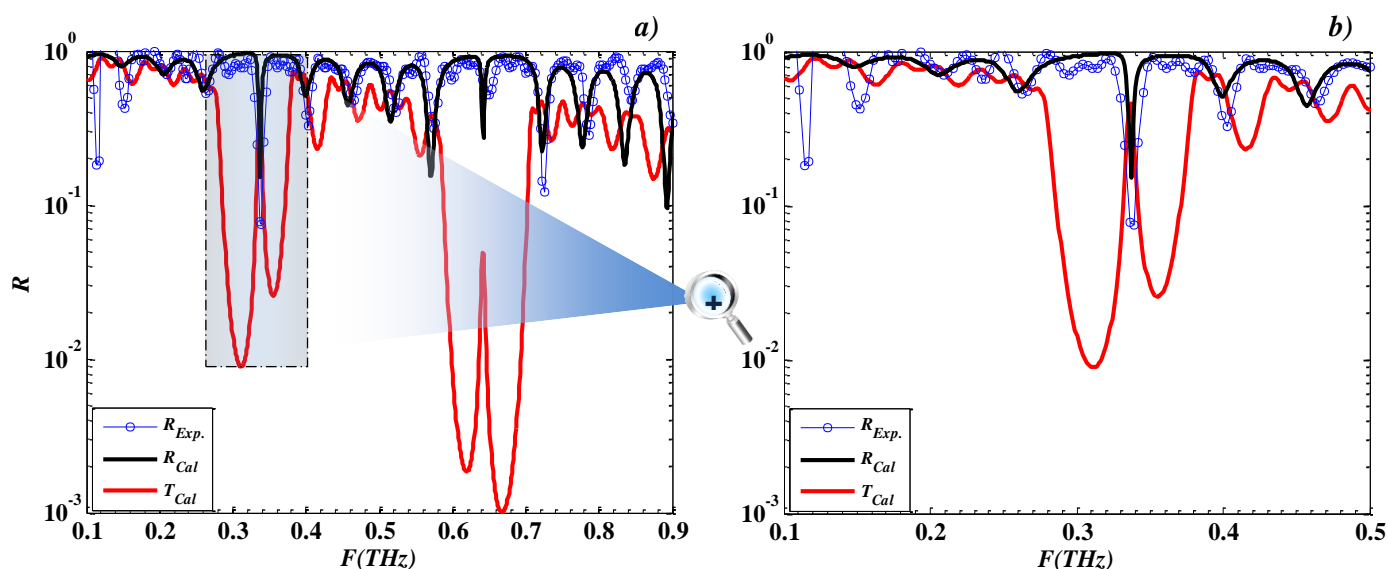
La plupart des systèmes dédiés à ce genre de test se base généralement sur la capture automatique de l'information réfléchiée par une étiquette contenant des données confidentielles. Ainsi, nous proposons dans cette partie d'élargir le champ d'application des deux techniques de codage décrites précédemment sur des signatures spectrales spécifiques à la partie réfléchiée d'une onde incidente sur un tag à base de PEBD.

Plusieurs structures ont été fabriquées pour une utilisation en réflexion : dans ce cas les structures ne comportent que 10 couches au lieu des 19 pour une utilisation en transmission (cf. Figure 14 : demi-structure + défaut + miroir). La simulation et la retransmission de toutes les structures étudiées ont été réalisées sous MATLAB de la même manière que celles décrites dans le paragraphe II.2.4.2. Nous avons testé deux types de miroirs à base d'aluminium : un miroir rapporté et plaqué à la structure et un deuxième miroir collé sur la dernière couche. Du fait d'une très forte influence des défauts de plaquage du miroir contre la structure périodique, la première solution a dû être abandonnée au profit d'une solution intégrée certes plus compliquée à fabriquer mais bien plus fiable.



**Figure 14.** Structure pour une utilisation en réflexion (gauche) et son équivalente pour une utilisation en transmission (droite)

La figure 15 montre les résultats de caractérisation du tag présenté dans le tableau 9 : la mesure est représentée en cercles bleus et le calcul en trait noir. On constate que les bandes interdites ont quasiment disparues puisque la totalité du champ incident est alors réfléchi du fait de la présence du miroir à l'arrière de la structure (cf. Figure 14. à gauche). Les pics résiduels proviennent des pertes par absorption dans les différentes couches. La transmission de la structure complète a ainsi été reportée (en trait rouge) afin de pouvoir visualiser les bandes de fréquences d'intérêt (BIP). Dans ce cas encore nous constatons un bon accord entre théorie et expérience. Cette structure présentant un défaut géométrique à la dixième couche (couche bas indice d'épaisseur égale à  $312 \mu\text{m}$  au niveau du miroir à la place d'une couche du même indice mais d'épaisseur égale à  $231 \mu\text{m}$  - cf. Tableau 9). On peut noter l'apparition d'un creux (niveau de défaut) au milieu de la première bande interdite, parfaitement prédit par le calcul.



**Figure 15.** La figure (a) représente la réflexion en intensité (module mesuré en cercles bleus, calculé en trait noir) d'une structure à 10 couches (RefTagPE010R). En trait rouge a été reportée la transmission calculée. La figure (b) montre un zoom sur la première bande interdite

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	Déf <sub>position</sub>
H : $\text{TiO}_2$ —PE (60/40)	2.29	$1.5 \cdot 10^{-2} \rightarrow 2.5 \cdot 10^{-2}$	0.1 $\rightarrow$ 1	50	$\emptyset$
L : PE (100%)	1.51	$10^{-4} \rightarrow 10 \cdot 10^{-4}$		231	$\emptyset$
Défaut : L				312	10

**Tableau 9.** Caractéristiques des couches du tag THz à base de PE (RefTagPE010R)

Le test d'identification a été appliqué sur la signature électromagnétique en réflexion de la figure 15, les résultats obtenus « automatiquement » par le logiciel que j'ai réalisé sont donnés ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta f = (402.60 - 263.11) = 139.48 \text{ GHz}, \\ f_{res} = 3.17 \text{ GHz} \\ Toler = 2 \\ M = 1 \end{array} \right. \Rightarrow N = \left\{ \begin{array}{l} \left\lfloor \frac{\Delta f}{\delta f} \right\rfloor = 22 \text{ (1}^{\text{ère}} \text{ méthode)} \\ \left\lfloor \frac{\Delta f}{f_{res}} - Toler \cdot M^2 + M + 1 \right\rfloor = 42 \text{ (2}^{\text{ème}} \text{ méthode)} \end{array} \right.$$

$$\delta f = Toler \cdot f_{res} \cdot M = 6.34 \text{ GHz}$$

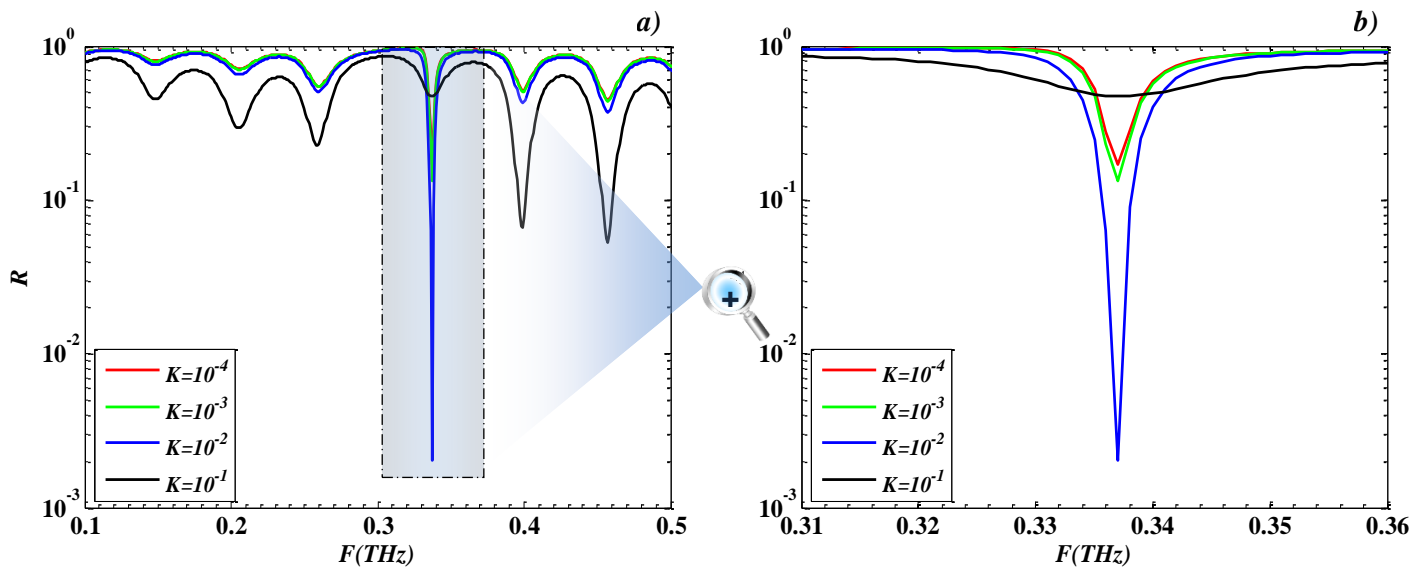
$$C(M) = \log_2 \left[ \left( \binom{N}{M} \right) \right] = \begin{cases} 4.46 \text{ bits (1}^{\text{ère}} \text{ méthode)} \\ 5.40 \text{ bits (2}^{\text{ème}} \text{ méthode)} \end{cases}$$

Identifiants obtenus :

- **0 1 1 0 0** dans le cas de la première méthode
- **0 1 0 1 1 1** dans le cas de la deuxième méthode

Bien que le tag étudié ne présente qu'un seul mode de résonance dans sa première BIP, la quantité d'information codée reste relativement importante (5.40 bits). Dans cet exemple nous avons présenté une seule combinaison d'états binaires (identifiant), le reste des combinaisons peut être retrouvé par un simple déplacement de la position du creux (voir chapitre 2, section IV.5.2.2.).

On peut constater que cette technique peut être utilisée dans des applications en réflexion. Toutefois, il est important de noter que le seul problème rencontré dans le cas d'une identification en réflexion se situe au niveau de l'algorithme de détection des creux. Dans certain cas, pour lesquels l'intensité des creux est faible, il devient très difficile de distinguer un vrai mode de résonance des franges de Kiessig<sup>[26]</sup> en bord de la BIP par exemple. Pour ce faire une solution est d'utiliser un défaut structural avec un coefficient d'absorption plus grand qui va alors augmenter la profondeur du creux. Dans la figure 16 nous avons fait varier le coefficient d'extinction  $k$  de la couche n°10 (utilisée comme défaut) de  $10^{-4}$  (valeur mesurée) à  $10^{-1}$ .



**Figure 16.** *a) : résultats calculés de l'effet de l'absorption dans un défaut structural sur l'intensité du mode de résonance dans la première BIP (Tag RefTagPEO10R).  
b) : Zoom sur la première bande interdite*

On observe que plus  $k$  augmente plus l'intensité du mode de résonance augmente jusqu'à une valeur ( $k = 10^{-2}$ ). A partir de  $k = 10^{-2}$  les pertes sont telles et la résonance tellement élargie qu'un tel dispositif devient alors inutilisable pour notre application car la notion de creux détectable disparaît. Ainsi, dans notre exemple de tag, il suffit d'ajouter une très faible quantité de charge (par exemple  $\text{CaCO}_3$ ) à notre couche de bas indice pour augmenter l'absorption dans la couche. En conséquence, l'indice de réfraction sera aussi très légèrement modifié, mais cet effet pourra être contourné en recalculant l'épaisseur du défaut structural nécessaire pour faire apparaître le creux à la fréquence voulue.

### II.3.3.3. Tags à base de papier

Comme nous l'avons déjà exposé dans le [chapitre 2](#), les technologies papetières présentent beaucoup d'avantages tels que l'abondance des matériaux dans la nature, leur faible coût d'extraction et de mise en forme, leur faible impact écologique (matériaux biosourcés),... Toutefois, leur utilisation aux fréquences THz souffre d'un problème majeur représenté principalement par leur absorption notable. Cet inconvénient freine leur émergence, principalement, dans des applications d'identification en réflexion. Ainsi, dans ce paragraphe nous présentons seulement des résultats pour l'identification en transmission.

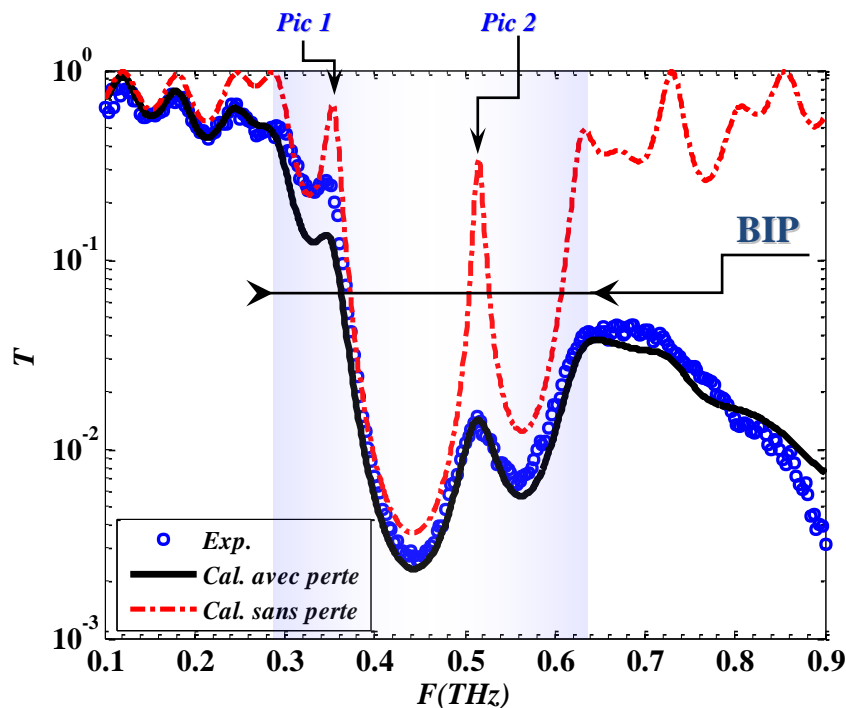
Le Tag étudié (RefTagPapier020T) est constitué d'un empilement périodique de 15 couches de haut et de bas indice de réfraction avec un défaut de remplacement dans la couche n° 10 (cf. [Tableau 10](#) pour détail de la constitution de la structure). La mesure

temporelle est effectuée sur 320 ps ce qui permet d'obtenir une résolution spectrale égale à 3.17 GHz.

Matériau	$n$	$K$	$F$ (THz)	$D$ ( $\mu\text{m}$ )	Défposition
H : TiO <sub>2</sub> —Latex (70/30)	2.65	$10^{-2} \rightarrow 23 \cdot 10^{-2}$		60-65	$\emptyset$
L : Papier reprographie industriel	1.42	$10^{-4} \rightarrow 15 \cdot 10^{-3}$	0.1 $\rightarrow$ 1	110-115	$\emptyset$
Défaut : H	2.65	$10^{-2} \rightarrow 23 \cdot 10^{-2}$		105	10

**Tableau 10.** Paramètres optiques et géométriques utilisés pour la modélisation de la réponse de la structure RefTagPapier020T

La figure 17 présente les résultats de simulation obtenus sur le tag présenté dans le paragraphe précédent. On constate comme prévu la présence de deux modes de résonance aux positions attendues, c'est à dire autour de 344 GHz et 520 GHz. On peut par ailleurs noter un parfait accord entre la théorie (trait noir continu) et l'expérience (cercles bleus) ; la courbe rouge montrant le résultat du calcul dans le cas d'un matériau sans perte. On voit clairement l'effet drastique de ces pertes (absorption) et plus particulièrement à hautes fréquences sur le deuxième pic.



**Figure 17.** Réponse THz en transmission du système RefTagPapier020T: structure présentant un défaut en position 10

Les résultats du test d'identification présentés ci-après sont obtenus avec les deux méthodes et en utilisant les paramètres suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta f = (637.20 - 291.60) = 345.53 \text{ GHz}, \\ f_{res} = 3.17 \text{ GHz} \\ Toler = 2 \\ M = 2 \end{array} \right. \Rightarrow N = \left\{ \begin{array}{l} \left\lfloor \frac{\Delta f}{\delta f} \right\rfloor = 27 \text{ (1}^{\text{ère}} \text{ méthode)} \\ \left\lfloor \frac{\Delta f}{f_{res}} - Toler \cdot M^2 + M + 1 \right\rfloor = 103 \text{ (2}^{\text{ème}} \text{ méthode)} \end{array} \right.$$

$$\delta f = Toler \cdot f_{res} \cdot M = 12.68 \text{ GHz}$$

$$C(M) = \log_2 \left[ \left( \binom{N}{M} \right) \right] = \begin{cases} 8.56 \text{ bits (1}^{\text{ère}} \text{ méthode)} \\ 12.39 \text{ bits (2}^{\text{ème}} \text{ méthode)} \end{cases}$$

L'identifiant final dans le cas de la figure 17 est égal à :

- **00100.10001**; première méthode
- **0001111.1000001**; deuxième méthode

Nous pouvons constater que les résultats d'identification avec ces tags à base de papier sont très prometteurs. Contrairement au tag à base de PE, on a ici une large BIP ( $\Delta f = 345.53 \text{ GHz}$ , grâce au fort contraste d'indice) permettant d'atteindre, avec le même nombre de pics ( $M = 4$ ), une capacité de codage proche de 21 *bits* si nous choisissons de travailler avec la deuxième méthode de codage et d'environ 11 *bits* dans le cas d'une identification avec la première méthode. On détaillera dans la section II.5. la sensibilité de la capacité de codage aux nombres de pics, à la résolution fréquentielle, aux contraintes de fabrication,... Dans un premier temps, nous présenterons, les différents tests effectués sur plusieurs types de tags afin de pouvoir évaluer leur robustesse en fonction de la technique de codage employée et au regard de paramètres pratiques comme par exemple la répétabilité de la mesure, l'homogénéité des épaisseurs des couches, le positionnement du tag ou du lecteur THz,...

#### II.4. Etude de la robustesse de codage des Tags THz

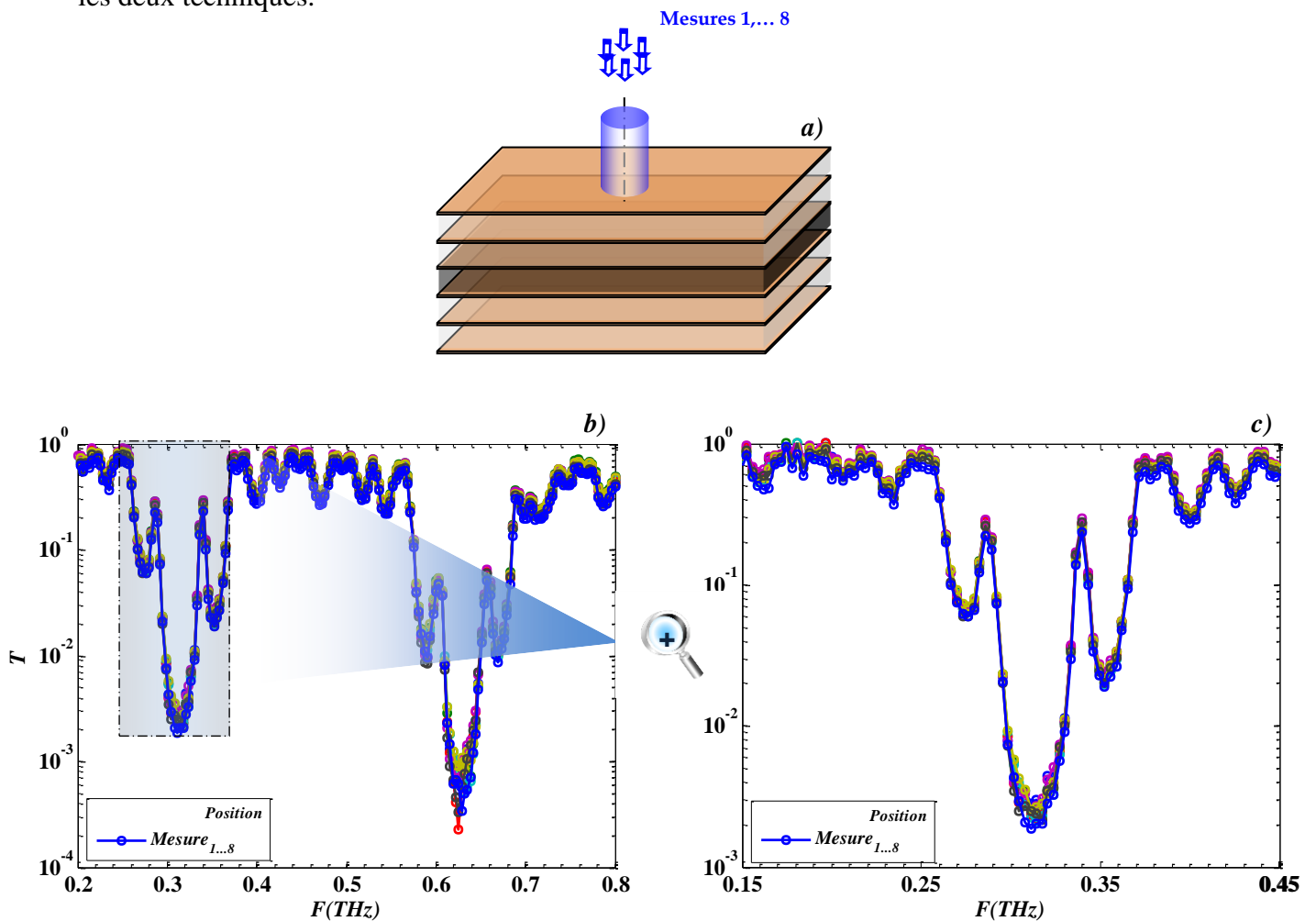
Nous présenterons dans ce qui suit un ensemble de tests permettant d'évaluer l'effet d'un certain nombre d'éléments qui entrent en jeu dans le processus de fabrication ou d'identification, comme par exemple, l'épaisseur des couches, l'angle d'incidence,... Afin de s'affranchir de tout problème dû à la présence des pertes, nous nous limiterons à une étude sur les tags à base de PE conçus pour des applications en transmission.



### II.4.1. Analyse de la répétabilité des mesures

Dans cette étude, j'ai testé la répétabilité de la mesure de la signature électromagnétique du tag [RefTagPE010T](#) dans le temps. Ce dernier a été caractérisé et à plusieurs reprises à des dates différentes  $d$  (une mesure par semaine), en « lisant » précisément toujours la même zone.

La figure 18.b représente les spectres des 8 mesures effectuées en une même zone du tag. On constate que ces 8 mesures se superposent parfaitement. Il est à noter que dans les bandes interdites, l'absence de signal ne permet pas d'avoir une reproductibilité parfaite de la mesure qui est alors limitée par le niveau de bruit (absence de signal). A titre de comparaison, nous avons regroupé dans le tableau 11 les différents résultats d'identification obtenus avec les deux techniques.



**Figure 18. b) :** Superposition de huit mesures en transmission du tag [RefTagPE010T](#), faites à des dates différentes, en une même position repérée sur la figure (a).  
**c) :** un zoom de la 1ère bande interdite

	Position	Première méthode	Deuxième méthode
Code correspondant	1	0010-0110	001000-010110
	2	0010-0110	001000-010110
	...	...	...
	8	0010-0110	001000-010110

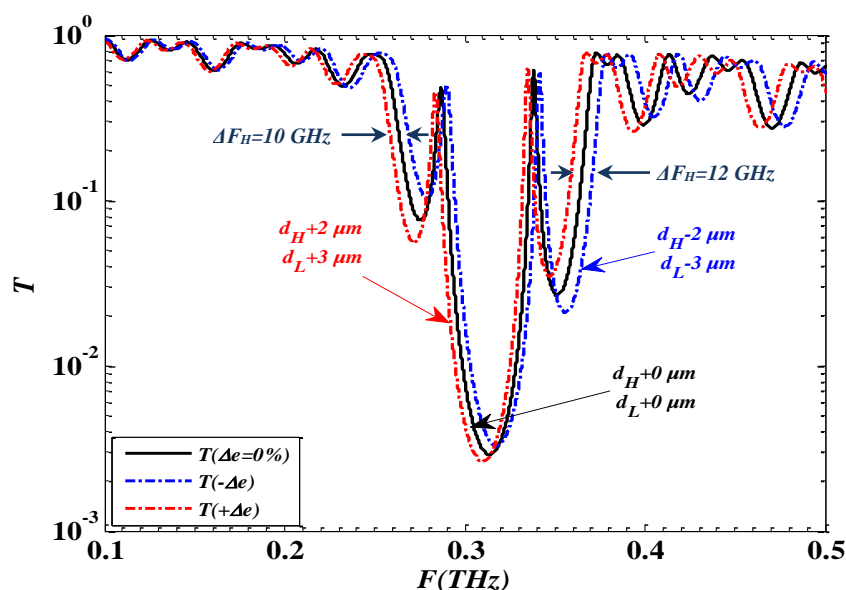
**Tableau 11.** Effet de la répétabilité des mesures en une même position du tag, sur l'identifiant final

A partir de ces résultats, nous constatons quelle que soit la méthode de codage utilisée l'identifiant obtenu reste le même. Cela prouve que les caractéristiques opto-géométriques du tag restent stables au cours du temps.

#### II.4.2. Effet de l'incertitude sur l'épaisseur des couches

Nous nous sommes par la suite intéressés à l'étude de l'effet de la non-reproductibilité des épaisseurs des couches sur la réponse électromagnétique du tag THz. Après une série de mesures, j'ai pu évaluer l'écart type au niveau des épaisseurs des différentes couches de PE (de même que pour le papier type repro) qui vaut de l'ordre de 1% ( $\Delta e_L = \pm 2$  à  $\pm 3 \mu m$ ). En ce qui concerne la partie couche haut indice, l'écart type au niveau des épaisseurs est un peu supérieur, de l'ordre de 4% ( $\Delta e_H = \pm 2 \mu m$ ).

Les effets de ces variations ont été simulés et les résultats sont présentés sur la figure 19, Ces résultats ont été obtenus en prenant en compte le tag RefTagPE010T constitué de 19 couches à base de PE, avec un défaut géométrique en position centrale.



**Figure 19.** Influence de la variabilité de l'épaisseur des couches sur la réponse électromagnétique d'une structure à 19 couches (base PE)

Du fait d'une variabilité des épaisseurs des couches, toute la bande interdite est décalée soit vers les hautes fréquences ( $d_{H,L} - \Delta e_{H,L}$ ), soit vers les basses fréquences ( $d_{H,L} + \Delta e_{H,L}$ ). Ainsi, pour évaluer l'effet de ce décalage en fréquence sur la méthode de codage employée, nous avons regroupé dans le tableau 12 les différents résultats d'identification obtenu avec mon logiciel, en fonction de  $\Delta e_{H,L}$ .

	<i>Épaisseur des couches</i> $-d_{H,L}-$	<i>Première méthode</i>	<i>Deuxième méthode</i>
<b>Code correspondant</b>	$d_{H,L} \pm 0$	0010-0110	001000-010110
	$d_{H,L} - \Delta e_{H,L}$	0010-0110	001001-010110
	$d_{H,L} + \Delta e_{H,L}$	0010-0110	001001-010111

**Tableau 12.** Sensibilité des méthodes de codage à la variabilité des épaisseurs des couches

Ainsi nous pouvons constater qu'il n'y a aucun impact sur le code final issu d'un test d'identification via la première méthode. Par contre, l'identification avec la deuxième méthode permet certainement de gagner en nombre de bits mais ceci est au détriment de la véracité de l'identifiant final et donc de la robustesse du codage vis-à-vis de la variabilité d'épaisseur des couches. Cette perturbation a affecté les deux portions du code (relatif au premier et au dernier pic). Cette étude a également été appliquée sur un tag à 4 modes de résonance. Les résultats sont comparables à ceux obtenus pour le cas précédent.

Pour évaluer ce décalage fréquentiel en nombre de bit, le code binaire naturel est par ailleurs converti en un code décimal dont chacun des nombres représente le numéro d'un canal (cf. Tableau 13). On remarque que dans le cas d'une incertitude égale à  $-\Delta e_{H,L}$ , un seul pic a été décalé au maximum dans le canal suivant (n°9) et pour  $+\Delta e_{H,L}$  on note le même comportement mais cette fois-ci sur les deux pics.

$\Delta e_{H,L}$	<i>Codage binaire naturel</i>	<i>Codage décimal</i>
0	001000-010110	08-22
$-\Delta e_{H,L}$	001001-010110	09-22
$+\Delta e_{H,L}$	001001-010111	09-23

**Tableau 13.** Détermination des nouveaux ordres de pics en utilisant le codage décimal

Au regard de ce qui a été abordé jusqu'ici, on constate que la première méthode d'identification est ainsi plus robuste à ce genre de défauts de fabrication. Ceci peut être

expliqué par le fait que dans la première méthode le nombre des canaux ainsi que leur largeur restent identiques. Dans le cas où la BIP se rétrécit ou s'élargit de quelques  $GHz$ , l'effet ne concernera que le bord de la bande côté haute fréquence (effet de décalage en fréquence de tous canaux). En cas de rétrécissement de la BIP le nombre de canaux sera diminué, et augmenté si la BIP est élargie. Par conséquent, l'ordre des canaux contenant les pics restera en général inchangé et le code correspondant ne sera ainsi pas modifié. Dans le cas de la deuxième méthode on peut montrer que toute modification même d'un seul trait d'information (canal ne contenant pas de pic) avant un canal d'information (contenant un pic) peut induire un changement de l'identifiant final. Ceci est dû au fait que dans l'algorithme d'identification, pour créer les canaux ou les traits d'information, on se réfère aux positions des pics, contrairement à la première méthode où on se réfère au bord de la BIP (côté basses fréquences). Pour contourner ce problème nous proposons par exemple d'augmenter légèrement la largeur de tous les traits d'information se situant avant un pic, au détriment des performances du codage. Comme nous l'avons décrit dans le [chapitre 2](#), l'effet de l'incertitude sur les épaisseurs des couches sera certainement estompé une fois la fabrication des tags industrialisée. En effet, les procédés industriels de fabrication sont particulièrement reproductibles du point de vue de l'épaisseur des couches déposées.

#### II.4.3. Analyse de l'homogénéité du tag

Dans cette étude, nous avons testé l'effet de l'homogénéité du tag [RefTagPE010T](#) constitué de 19 couches à base de PE avec un défaut géométrique à la position centrale, sur la reproductibilité de la signature électromagnétique. Ainsi, ce tag a été caractérisé en différents endroits comme représenté dans la figure [20.a](#). Sur la figure [20.b](#), on peut noter que la reproductibilité de la signature n'est pas parfaite puisqu'on note un décalage de la position fréquentielle des bandes interdites jusqu'à  $7 GHz$  suivant la zone mesurée. Ce décalage est de fait induit par des défauts d'homogénéité de la structure et probablement de reproductibilité de fabrication (collage des couches, inhomogénéité des épaisseurs des couches,...).

Les résultats du test d'identification présentés dans le tableau [14](#), nous permettent de valider à nouveau la robustesse de la première méthode de codage. Cependant, si on choisit la deuxième méthode, la probabilité d'obtenir un identifiant erroné est alors de 25%. En ce qui concerne les deux précédentes études, l'industrialisation de la fabrication des tags devrait permettre de s'affranchir des problèmes d'inhomogénéité des épaisseurs des couches.

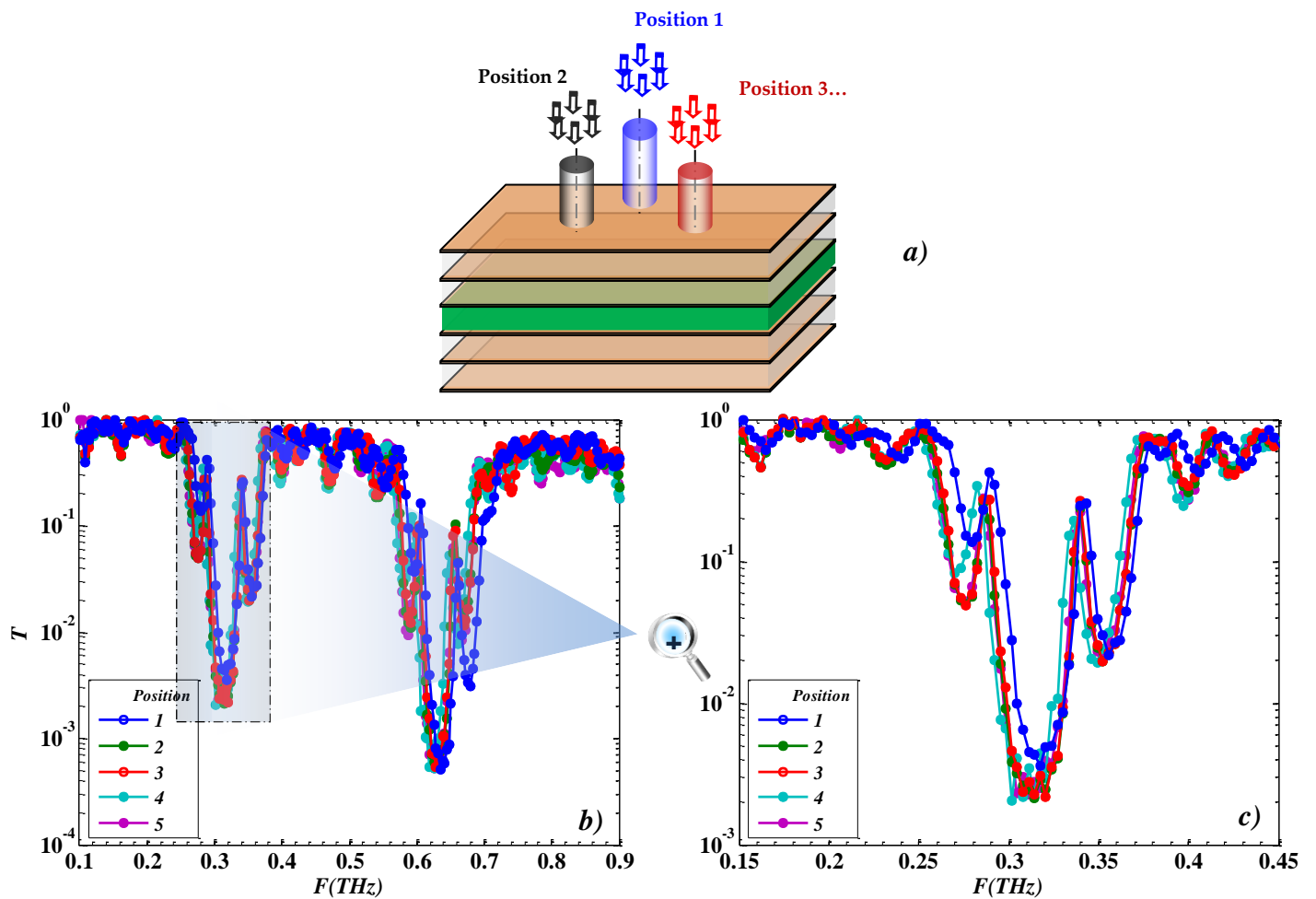


Figure 20. b) : Superposition de cinq mesures obtenues du tag *RefTagPE010T* en transmission pour différentes positions repérées sur la figure (a). c) : Zoom sur la 1ère bande interdite

	Position	Première méthode	Deuxième méthode
Code correspondant	1	0010-0110	001000-010110
	2	0010-0110	001000-010110
	3	0010-0110	001000-010110
	4	0010-0110	001001-010111
	5	0010-0110	001000-010110

Tableau 14. Sensibilité des techniques de codage à la variabilité de la zone lue

#### II.4.4. Effet de l'angle d'incidence

Afin d'évaluer les limites d'utilisation des tags THz suivant l'acceptance angulaire, nous avons procédé dans cette partie à une mesure de l'efficacité des deux méthodes de codage en fonction de l'angle d'incidence de l'onde THz sur le tag. Ces mesures ont été réalisés en polarisation verticale (mode TE ou s) (cf. Figure 21.a) en faisant varier l'angle d'incidence de  $0^\circ$  à  $38^\circ$  avec un pas de  $2^\circ$ . Les simulations sont effectuées à l'aide de la

méthode matricielle décrite dans le chapitre 1 (section III.3.). Nous présentons les résultats de mesure et de simulation sur la figure 21.b. La position fréquentielle de la BIP (bords-carré et pics-croix) est tracée en fonction de l'angle d'incidence. Les résultats de calcul sont représentés par des traits continus. Nous pouvons remarquer tout d'abord qu'on obtient un excellent accord théorie-expérience. On observe aussi que la position fréquentielle des défauts ainsi que des bords de bande interdite évoluent comme attendu en fonction de l'angle : la tendance est que plus l'angle d'incidence  $\theta$  augmente plus la bande interdite se décale vers les hautes fréquences.

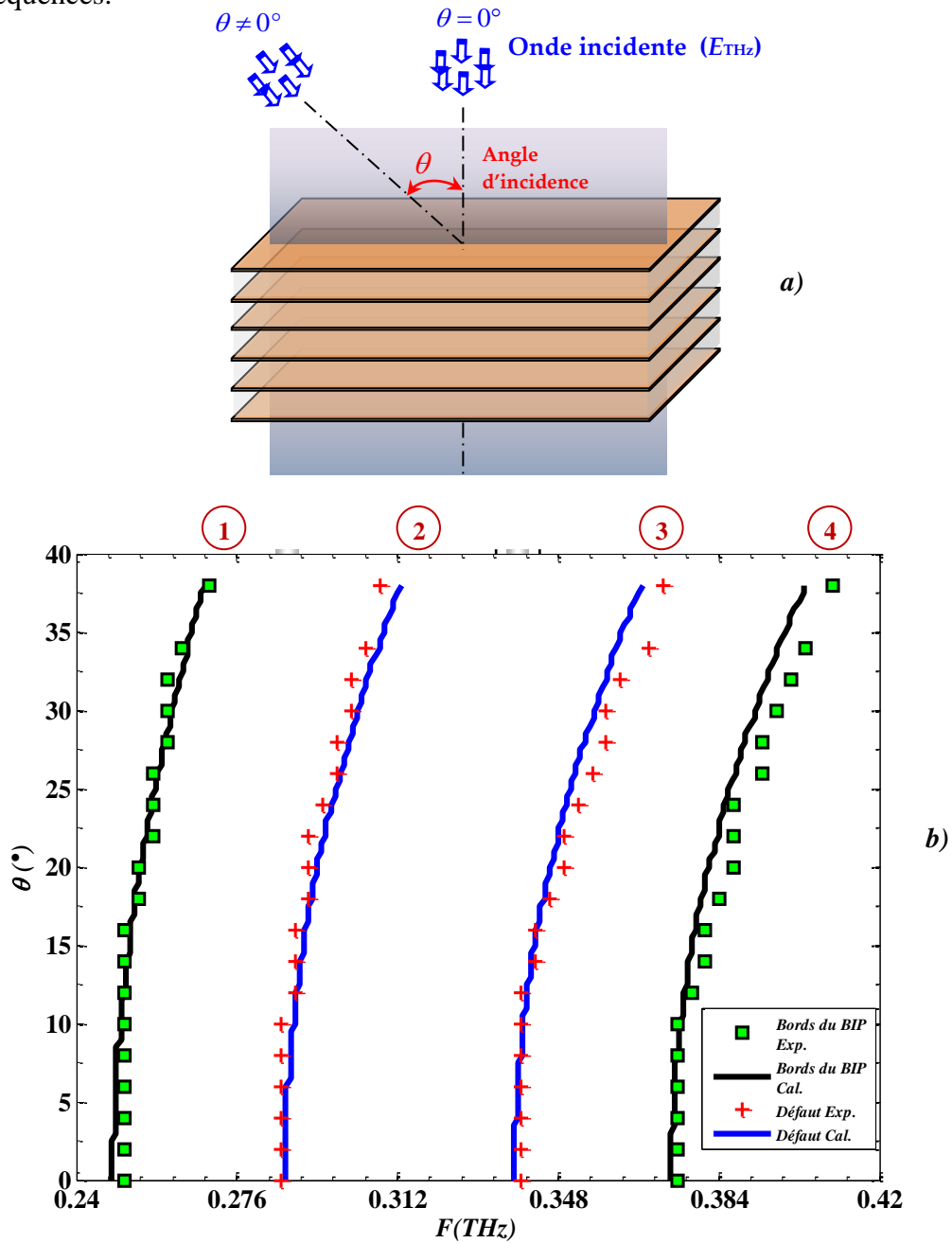


Figure 21. Mesure (points) et modélisation (trait plein) de la transmission du tag RefTagPE010T en fonction de l'angle d'incidence en polarisation TE ; bords de la BIP (1 et 4) et modes de défaut (2 et 3)

Afin de pouvoir mieux évaluer les performances de nos tags THz, nous proposons d’appliquer le test d’identification pour les différents angles en faisant varier le paramètre *Tolr*. Les différents résultats d’identification en fonction de l’angle d’incidence et du paramètre *Tolr* sont présentés dans le tableau 15. Le symbole checked (✓) signifie que le code est conforme à celui obtenu pour  $\theta = 0^\circ$ . Ces identifiants vont évidemment dépendre du paramètre *Tolr*, mais nous allons nous référer à la signature mesurée à  $\theta = 0^\circ$  : pour *Tolr* = 2, le code obtenu vaut 0010-0110 (première méthode) et 001000-010110 (deuxième méthode). Le symbole Notchecked (✗) signifie que le code obtenu est erroné.

	$\theta$ (°)	Première méthode			Deuxième méthode
		<i>Tolr</i>			
		1	2	3	
Authenticité de l’identifiant	0	✓ 00101-01101	✓ 0010-0110	✓ 001-100	✓ 001000-010110
	2	✓	✓	✓	✓
	4	✓	✓	✓	✓
	6	✓	✓	✓	✓
	8	✓	✓	✓	✓
	10	✓	✓	✓	✓
	12	✓	✓	✓	✗
	14	✗	✗	✓	✗
	16	✗	✗	✗	✗
	...	...	...	...	...
	38	✗	✗	✗	✗

Tableau 15. Sensibilité des méthodes de codage à la variabilité des angles d’incidences

Cette étude nous a permis de définir précisément l’acceptance angulaire minimale. Ainsi, on observe une bonne robustesse de la première méthode jusqu’à une incidence de  $12^\circ$  et jusqu’à  $10^\circ$  pour la deuxième méthode. On notera que le paramètre *Tolr* n’a pas d’effet notable sur l’acceptance angulaire, bien qu’il affecte de façon importante la capacité de codage : de 4.40 bits pour *Tolr* = 3 à 7.60 bits pour *Tolr* = 1. On constatera par ailleurs que la deuxième méthode est moins robuste à l’incidence de l’onde qui éclaire le dispositif, puisque l’identifiant est erroné dès  $\theta_{\min}=10^\circ$ . J’ai choisi de représenter les résultats obtenus pour une seule valeur du paramètre *Tolr* (*Tolr* =2), car comme dans le cas de la première méthode ce paramètre, bien qu’affectant la capacité de codage, n’a pas d’effet notable sur la valeur de  $\theta_{\min}$ .

#### II.4.5. Influence de la température et de l'humidité

Les paramètres optiques des matériaux ne sont pas directement influencés par la température dans des gammes courantes autour de 300 K. Ces paramètres pourraient néanmoins être modifiés suite à un changement éventuel de la structure du matériau : délitement, craquellement, dislocation ....

Par contre, l'effet du taux d'humidité peut-être plus gênant sur le comportement électromagnétique du matériau. En effet, l'eau en phase liquide présente dans le domaine THz, un indice de réfraction proche de 2 et une absorption très forte pouvant atteindre, suivant la fréquence, plusieurs centaines de  $cm^{-1}$ [27]. Le taux d'humidité, notamment à forte valeur, pourrait donc drastiquement changer le comportement d'un matériau hydrophile en augmentant de façon importante les pertes.

#### II.4.6. Effet du temps d'acquisition de mesure

Cette étude a pour but d'évaluer la durée minimale d'une mesure permettant de garantir une mesure correcte de l'identifiant porté par le tag. En effet, dans la plupart des systèmes TDS, les mesures présentent un rapport signal sur bruit limité, on a ainsi recours à une technique de moyennage qui augmente le temps global de la mesure. Le banc THz-TDS utilisé au laboratoire ne permet pas d'enregistrer des réponses rapides tout en gardant une résolution fréquentielle acceptable. Nous avons alors utilisé le spectromètre « TAS7500SP », commercialisé par la société ADVANTEST (pour plus de détails voir [chapitre 1](#), section [IV.3.1.](#)) qui permet de réaliser des mesures jusqu'à 130 ps en seulement 8 ms. En premier lieu, nous avons fixé la résolution fréquentielle à 3.8 GHz correspondant à la fenêtre temporelle de 262 ps. Ensuite, nous avons fait varier le temps d'acquisition (donc le nombre de mesures moyennées) sur un tag contenant deux modes de résonance dans sa première BIP.

La figure 22 présente la variation du taux d'erreur (sur 10 mesures) obtenu sur l'identifiant final (00101-01101) du tag calculé avec la première méthode en fonction du temps d'acquisition. On remarque que pour des temps d'acquisition inférieur à 16 ms, on obtient un identifiant erroné (00100-01101) sur dix identifiants corrects, le taux d'erreur est alors égal au moins à 10%. Cependant, lorsque l'acquisition est réalisée sur 32 ms au moins, on obtient des mesures très reproductibles et ainsi un identifiant toujours correct. Ces résultats sont très encourageants compte tenu du fait qu'un test d'identification (mesures +



identification avec le logiciel) se fait en environ 32 *ms* seulement. On peut alors imaginer une mesure et un test d'identification en temps réel permettant d'être utilisé sur de gros volumes de produits.

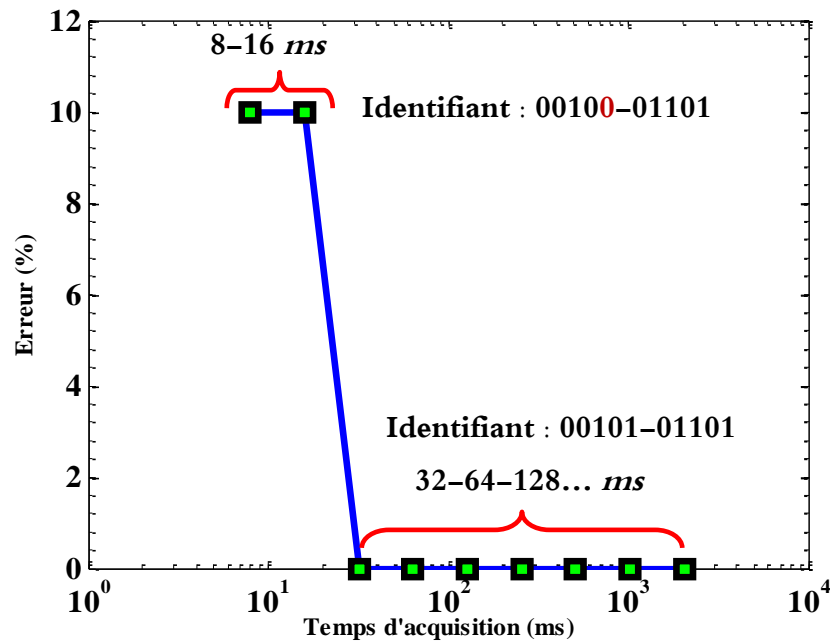


Figure 22. Effet du temps d'acquisition sur la validité de l'identifiant final du tag

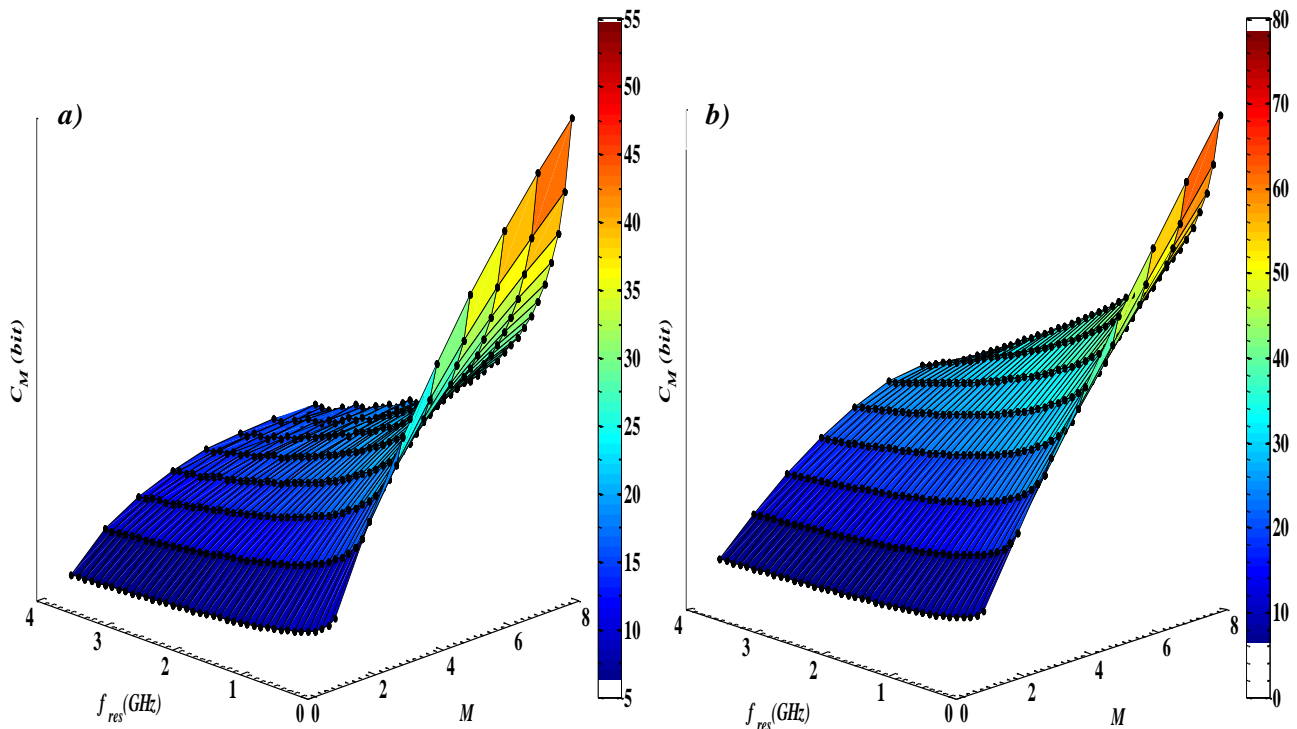
## II.5. Capacité de codage

Pour évaluer la capacité de codage théorique de nos structures, nous avons représenté respectivement dans les figure 23 et figure 24 l'évolution de la capacité de codage des tags à base de papier et à base de PE présentant respectivement une largeur de la BIP de 345.53 *GHz* et de 254 *GHz*, en fonction de la résolution du lecteur ainsi que du nombre ( $M$ ) de pics indépendant pouvant être utilisés pour le codage. La figure (a) représente les résultats obtenus avec la première méthode et la figures b) ceux obtenus avec la deuxième méthode.

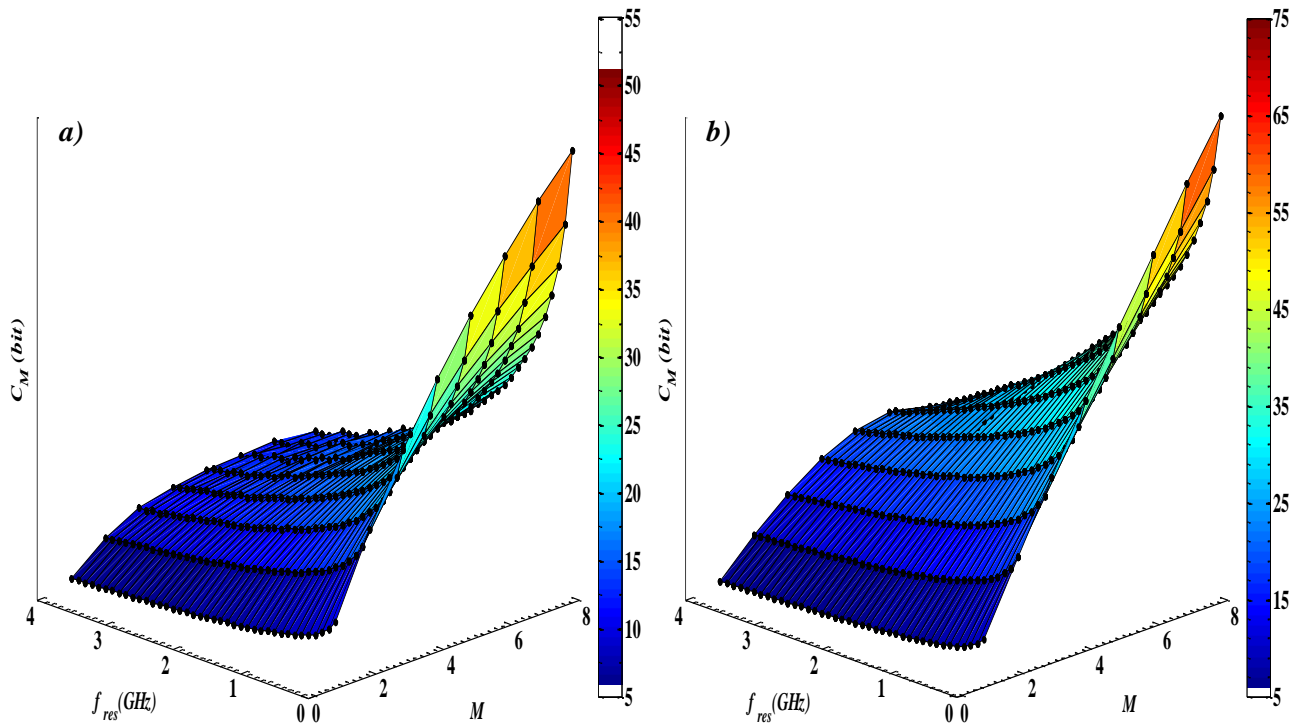
On constate que la capacité de codage dépend fortement de la résolution fréquentielle du lecteur et qu'elle peut atteindre plusieurs dizaines de bits pour un nombre raisonnable de défaut  $M$ , de l'ordre de 4. Par exemple, avec une résolution fréquentielle de l'ordre de 1,5 *GHz* (moitié de la résolution fréquentielle de lecteur utilisé pour nos mesures) et avec 4 pics dans la première BIP, une capacité de 17.18 *bits* peut ainsi être obtenue avec le tag à base de PE en utilisant la première méthode et 24.68 *bits* si on travaille avec la deuxième méthode de codage. Pour les petites résolutions fréquentielle, on remarque qu'à partir d'un certain nombre de pics il n'y aura plus d'intérêt à augmenter ce paramètre puisque la capacité de codage diminue de nouveau. Cette diminution est expliquée par le fait que :

- le nombre de pic ( $M$ ) est inversement proportionnel au nombre de canaux ( $N$ ) et plus le nombre de pic augmente, moins le nombre de canaux est grand (cf. équation 6-chapitre 2).
- la fonction avec laquelle on calcule le nombre de combinaisons totales, présente un extremum absolu lorsque  $M = N$  (cf. équation 8-chapitre 2).

En conclusion, les performances obtenues avec des tags THz répondent aux objectifs fixés : bonne capacité de codage, caractéristiques opto-géométriques inchangées au cours du temps, bonne acceptation angulaire (de l'ordre de  $\pm 12^\circ$ ),... Toutefois, on constate que cette étude des performances a mis en évidence la nécessité d'une amélioration de la procédure de fabrication afin d'obtenir une meilleure reproductibilité notamment au niveau de l'épaisseur de couches.



**Figure 23.** Capacité théorique de codage (en bits effectifs) en fonction de la résolution fréquentielle du lecteur et de nombre de pics dans la BIP pour un tag à base de papier (RefTagPapier020T :  $\Delta f = 345.53$  GHz) ; Le calcul est effectué à l'aide de la première méthode dans la figure (a) et à l'aide de la deuxième méthode dans la figure (b)



**Figure 24.** Capacité théorique de codage (en bits effectifs) en fonction de la résolution fréquentielle du lecteur et de nombre de pics dans la BIP pour un tag à base de PE (*RefTagPE013T* :  $\Delta f = 254\text{GHz}$ ) ; Le calcul est effectué à l'aide de la première méthode (a) et à l'aide de la deuxième méthode (b)

### III. AUTHENTIFICATION UNITAIRE THz

#### III.1. Introduction

L'authentification joue un rôle très important dans la vie courante, aussi bien chez les êtres humains que chez les animaux. C'est un moyen pour se reconnaître les uns les autres, de distinguer les alliés des ennemis, de protéger ses territoires, ses informations,... Ainsi, l'authentification peut être considérée comme la condition préalable qui permet d'accéder aux ressources dans un système quelconque. Elle représente le processus de vérification (positive ou négative) de l'identité d'un utilisateur, d'un dispositif déjà connu par ailleurs. Généralement, ce processus est constitué de deux phases : enregistrement des données pour la préparation de la base de données (ensemble de référence) et d'un test de vérification ou bien d'authentification qui vise à comparer l'identité en question avec l'ensemble des références contenus dans la base. Si le résultat du test d'authentification est positif alors l'identité est acceptée et l'accès à la zone ou à l'information protégée est autorisé, sinon, l'identité authentifiée est rejetée et aucun accès n'est autorisé. Ainsi, contrairement à l'identification, on ne va pas seulement identifier le code d'un tag mais on va aussi vérifier si cet identifiant est unique et s'il correspond à un identifiant déjà répertorié.

Pour que notre système d'authentification soit fiable, il faut qu'il présente les propriétés suivantes :

- seuil de précision discriminant,
- spécificité suffisante des caractères permettant l'authentification,
- répétabilité et reproductibilité des mesures,
- robustesse aux bruits et autres influences externes.

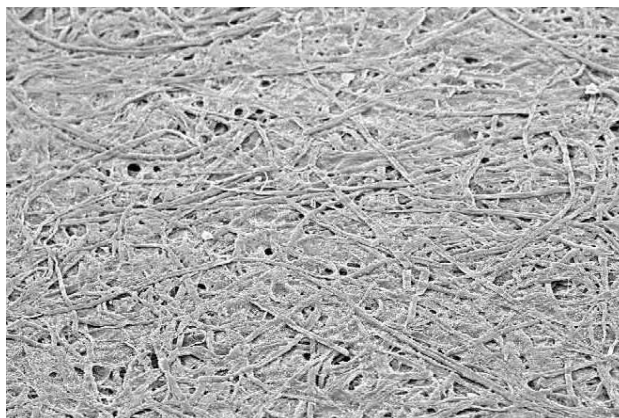
Nous commencerons par une présentation succincte de la méthode utilisée pour mettre en œuvre une procédure d'authentification. Ensuite, nous présenterons les résultats de test d'authentification, appliquée avec cette méthode sur des tags à base de PE, dans le domaine temporel aussi bien que dans le domaine fréquentiel.

## III.2. Principe de l'authentification unitaire dans le domaine THz

### III.2.1. Algorithme d'extraction de signature

La société Signoptic, avec laquelle nous avons collaboré, a développé un algorithme d'authentification unitaire des produits reposant sur l'utilisation du matériau du produit à authentifier comme source stable et aléatoire de caractéristiques uniques le décrivant. La stabilité est apportée par les matériaux eux-mêmes qui ne présentent pas de modifications dans le temps (bois, papiers, métal, etc.).

Le caractère aléatoire est apporté par l'échelle des éléments analysés : la rugosité de surface d'un produit ou l'organisation surfacique des fibres (cf. Figure 25) qui constituent un papier par exemple, créent une surface qu'il est aujourd'hui impossible de reproduire à l'identique industriellement.



*Figure 25. Image MEB de la surface d'un papier*

L'algorithme développé va ainsi, à partir d'une image topographique d'un matériau, extraire une signature qui identifiera ce matériau et de ce fait le produit qui lui est associé. Une propriété de l'algorithme utilisé est, par construction, d'être un vrai générateur de nombre aléatoire répétable dit TRRNG (True Repeatable Random Number Generator). Cette signature générée par l'algorithme est une chaîne binaire de quelques centaines d'octets qui servira par la suite à authentifier chaque produit.

Deux mesures sont utiles pour permettre l'industrialisation de l'algorithme :

- La répétabilité : il s'agit de la capacité de l'algorithme à extraire la même signature à chaque « lecture » d'un même produit,
- La discrimination : il s'agit de la capacité de l'algorithme à créer des signatures nettement différentes (une notion de distance est ainsi introduite) à la lecture de deux produits différents.

### **III.2.2. Transposition en THz**

La transposition du procédé décrit ci-dessus dans le domaine THz a pour objectif de retrouver les propriétés « d'aléatoire répétable » à partir d'un signal source dans un premier temps unidimensionnel et non bidimensionnel. L'intuition testée ici est que le signal THz est modifié par le matériau qu'il traverse, il sera alors porteur d'une information répétable décrivant précisément chaque tag. Toutefois, le matériau traversé présente un caractère aléatoire naturel ou volontairement induit suffisant pour rendre cette signature identifiable parmi d'autres et dans tous les cas difficilement imitable. Les caractères de reproductibilité et de richesse de l'information contenue dans la signature ont fait l'objet d'études préliminaires qui sont détaillées par la suite.

Ainsi le choix de la méthode d'authentification dans notre étude est basé sur un ensemble de clauses qui nous permettent au final de répondre à ces questions :

- Existe-il une relation entre l'identité à authentifier et la référence ?
- Quelle est l'intensité de cette relation ?
- Combien faut-il de temps pour accomplir un test d'authentification ?

Grâce à des méthodes standard utilisées dans le traitement de signal, il est possible d'estimer le degré de similarité entre deux séries (ou deux signaux). Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes limités à l'utilisation du coefficient de corrélation linéaire de

Bravais-Pearson<sup>[28][29]</sup>. A partir de ce coefficient, il est possible de quantifier la liaison entre deux signaux et de mettre en évidence l'intensité de cette liaison ainsi que son sens (ici on ne s'intéresse pas à cette dernière information).

$$r_p = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y} = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x}) \cdot (y_{[i-\tau]} - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \cdot \sum_{i=1}^N (y_{[i-\tau]} - \bar{y})^2}} \quad (15)$$

$$r_p = \text{IFFT} [\text{FFT}(x) \cdot \text{FFT}^*(y)] = \text{IFFT} [X \cdot Y^*] \quad (16)$$

Où :

- $r_p$  est le coefficient de corrélation
- $\sigma_{xy}$  est la covariance entre x et y
- $\sigma_x$  est l'écart-type sur x
- $\sigma_y$  est l'écart-type sur y
- $\bar{x}, \bar{y}$  sont respectivement les valeurs moyennes de x et y
- $\text{FFT}(x), \text{FFT}^*(x)$  sont respectivement les transformée de Fourier rapide de x et son conjugué
- $\text{IFFT}$ , la transformée de Fourier inverse

Le coefficient de corrélation est un réel sans dimension qui ne dépend pas des unités de mesure des paramètres comparés. Il est défini entre -1 et 1 (dans notre étude on en prendra la valeur absolue). Plus il est proche de 1 plus la liaison entre x et y est linéaire et parfaite. En absence de toute sorte de dépendance entre ces paramètres, le coefficient de corrélation est égal à zéro ( $r_p = 0$ ).

Pour la mise en œuvre industrielle de ce test d'authentification, il faut dans un premier temps préparer la base de données référence, puis dans un second temps, nous procéderons à l'étape d'authentification :

Enregistrement : lors de la production en usine, chaque produit qui sera par la suite à authentifier voit sa signature enregistrée dans une base de données

Authentification : lorsqu'un produit doit être authentifié, la signature de ce produit est :

1/ Extraite par le même algorithme utilisé lors de l'étape d'enregistrement

2/ Comparée à l'ensemble des signatures des produits enregistrés.

La présence de la signature d'un tag dans la base de données confirmera l'authenticité du produit en question.

### III.3. Exemple d'authentification unitaire et étude des paramètres critiques : fenêtre temporelle d'analyse, décalage temporel de la mesure, effet du bruit,...

#### III.3.1. Exemple d'authentification sur une même fenêtre temporelle

Nous prenons deux signatures enregistrées, sur le même échantillon, au même endroit mais à des dates différentes (deux mois de décalage). La figure 26.b représente le signal à authentifier nommé Y, considéré sur une fenêtre temporelle  $\Delta T = 110 \text{ ps}$ , identique à celle du signal de référence nommé X, mesuré au préalable (cf. Figure 26.a). Après avoir calculé le vecteur de corrélation croisée, représenté dans la figure 26.c ( $N$  représente ici le nombre de point), des signaux X et Y, nous pouvons affirmer qu'il n'y a pas de décalage temporel entre les deux signaux (ce point sera détaillé dans le paragraphe suivant). Le calcul du coefficient de corrélation ainsi que la représentation de deux signaux X et Y dans la figure 26.d affirme qu'il existe une relation de linéarité et que l'authenticité de l'élément en question est bien vérifié ( $r_p \approx 0.996$ ).

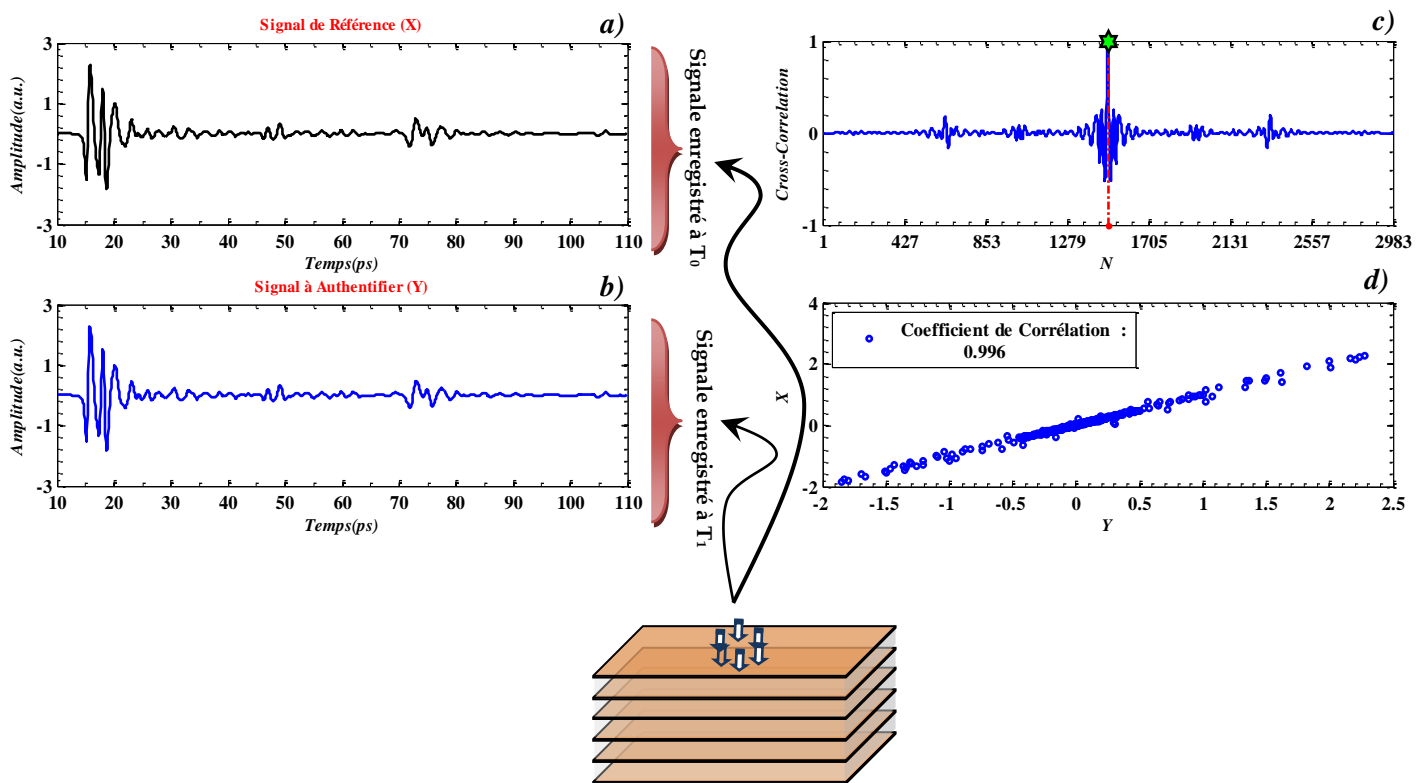


Figure 26. Test d'authentification sur une fenêtre temporelle  $\Delta T = 100 \text{ ps}$

### III.3.2. Effet de la largeur temporelle de la fenêtre d'analyse

La largeur temporelle de notre signal mesuré est reliée directement à la résolution fréquentielle. Plus le signal temporel est large meilleure est la résolution fréquentielle. Toutefois, cette information n'a pas de grande importance dans notre test d'authentification, du fait que nous travaillons dans le domaine temporel. Ainsi, dans le but de réduire le temps dédié à un test d'authentification, évidemment après avoir enregistré notre signal de référence qui peut avoir une largeur temporelle importante  $\Delta T = 110 \text{ ps}$ , nous allons dans cette partie étudier l'effet de la fenêtre temporelle d'analyse. La figure 27.b représente le signal à authentifier, considéré par exemple sur deux fenêtres temporelles différentes  $\Delta T_1 = 110 \text{ ps}$  et  $\Delta T_2 = 100 \text{ ps}$  ( $\Delta T_1 - \Delta T_2 = 10 \text{ ps}$ ), la première étant identique à celle du signal de référence mesuré au préalable (Figure 27.a). Le signal de la figure 27.b en trait rouge a été obtenu par fenêtrage numérique du signal représenté en trait bleu. La figure 27.c représente le coefficient de corrélation obtenu en faisant varier cette différence  $\Delta T_1 - \Delta T_2$  entre 0 et 90 ps. Chaque point nous renseigne sur l'intensité de la liaison entre le signal de référence et le signal à authentifier mesuré sur ces différentes fenêtres.

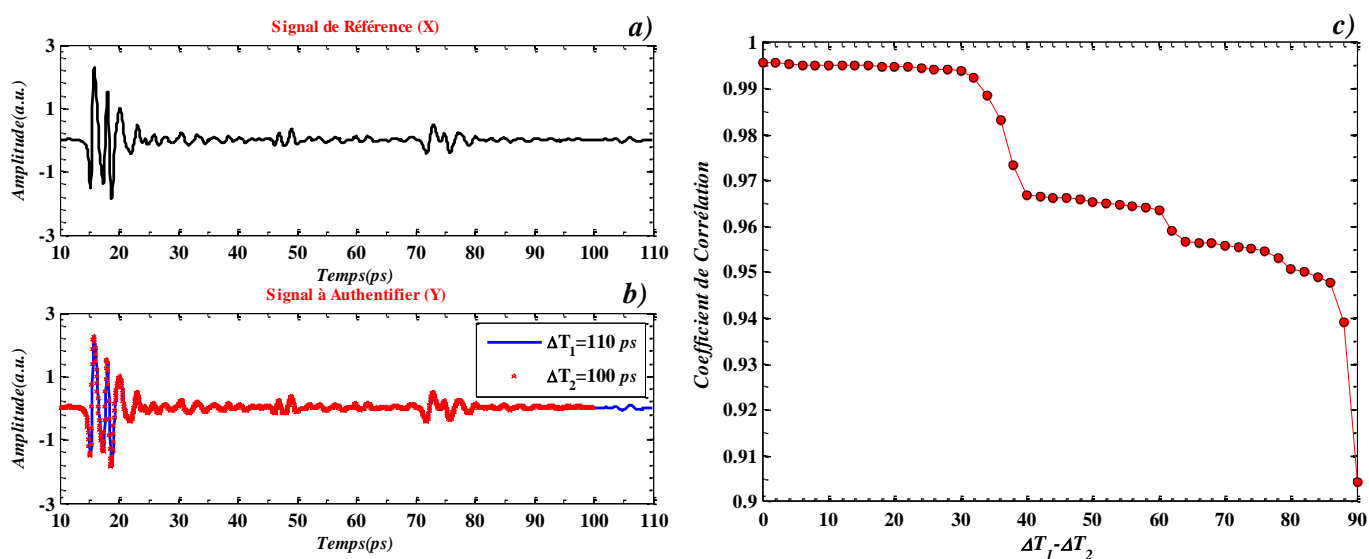


Figure 27. Effet de largeur temporelle d'analyse sur le coefficient de corrélation

Nous constatons que la largeur de la fenêtre d'analyse engendre une variation du coefficient de corrélation de près de 1 à moins de 0.9, avec la présence de paliers et de sauts. Ces derniers correspondent la présence de rebonds d'amplitude notable sur le signal temporel séparé par des intervalles de temps portant moins de signal. Il apparaît donc clairement que la largeur de la fenêtre d'analyse impacte la valeur du coefficient de corrélation. Ainsi, selon le



seuil de précision choisi, nous pouvons considérer la fenêtre d'analyse comme un élément clé pour renforcer la certitude de notre test. L'accès sera alors interdit ( $r_p < \text{seuil précision acceptable}$ ), si nous ne présentons pas cette clé.

### III.3.3. Effet du décalage temporel

Nous avons aussi étudié l'effet du décalage temporel entre la mesure de référence et celle réalisée pour l'authentification. La figure 28.a représente le signal à authentifier, considéré sur une fenêtre temporelle  $\Delta T = 110 \text{ ps}$ , identique à celle du signal de référence (Figure 28.b). Le signal de la figure 28.b en trait rouge a été obtenu par décalage numérique de  $20 \text{ ps}$ , du signal représenté en trait bleu. La figure 28.c, représente le coefficient de corrélation obtenu en faisant varier, entre 0 et  $90 \text{ ps}$ , le décalage temporel du signal à authentifier par rapport au signal de référence. Nous constatons que le coefficient de corrélation chute rapidement avec le décalage temporel (cf. Figure 28.c, courbe en bleu). Par exemple, avec un décalage de 2 picosecondes, le degré de similarité chute à 75%. Il devient donc impératif de « recaler » temporellement avant analyse la mesure temporelle à authentifier. Une méthode a été développée permettant de palier ce problème en utilisant la corrélation croisée normalisée :

$$r_p = \frac{\max \left( \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \cdot y(t - \tau) d\tau \right)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)^2 d\tau} \cdot \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} y(\tau)^2 d\tau}} \quad (17)$$

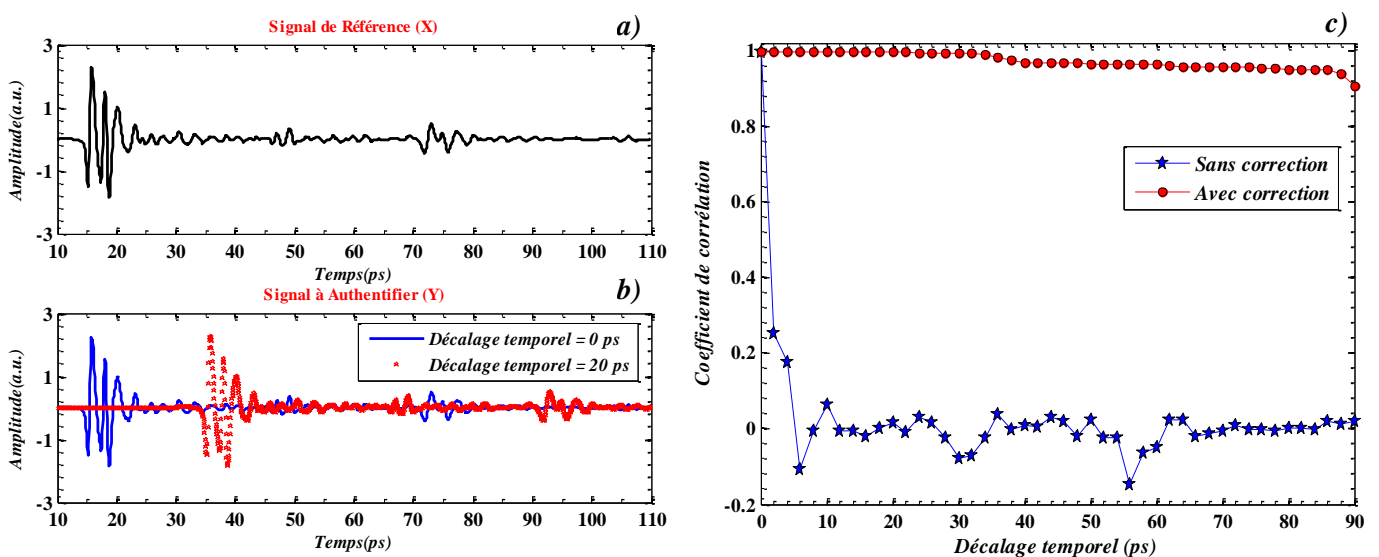


Figure 28. Effet du décalage temporel sur le coefficient de corrélation

Dans figure 28.c, nous avons présenté les résultats de calcul du coefficient de corrélation en utilisant l'équation 17 (courbe en rouge). Nous pouvons constater que le fait de recaler temporellement le signal testé, permet de maintenir considérablement la linéarité entre les deux signaux. Nous pouvons ainsi considérer ce paramètre comme une deuxième clé pour le test d'authentification, si ce paramètre est inconnu alors le test ne peut pas être validé.

### III.3.4. Effet du bruit

La figure 29 représente le signal de référence (a) et le signal devant être authentifié (b), ce dernier ayant été obtenu en rajoutant au premier un bruit blanc numérique (SNR = 10 dB). Le coefficient de corrélation vaut dans ce cas 0.947. Les figures 29.c et d représentent le signal à authentifier après filtrage. L'effet du bruit peut-être par ailleurs largement atténué (cf. Figure 29.c et d) en filtrant numériquement le signal par un filtrage de type passe-bas puisque dans le cas d'un filtre passe-bas (ordre 2) le coefficient de corrélation recouvre une valeur de 0.981, celle-ci pouvant encore être améliorée (0.985) en choisissant un filtrage plus évolué (filtre de Savitzky-golay<sup>[30]</sup>). Cette technique permet de lisser le signal tout en permettant de prendre en compte les points d'inflexion (régression par un polynôme de degré supérieur à 2) au contraire d'un simple filtrage numérique d'ordre 2 qui ne permet de prendre en compte que la courbure. Ces différentes techniques permettent de recouvrir des valeurs du coefficient de corrélation supérieures à 0.98, qui peuvent être suffisantes pour authentifier sans ambiguïté une signature.

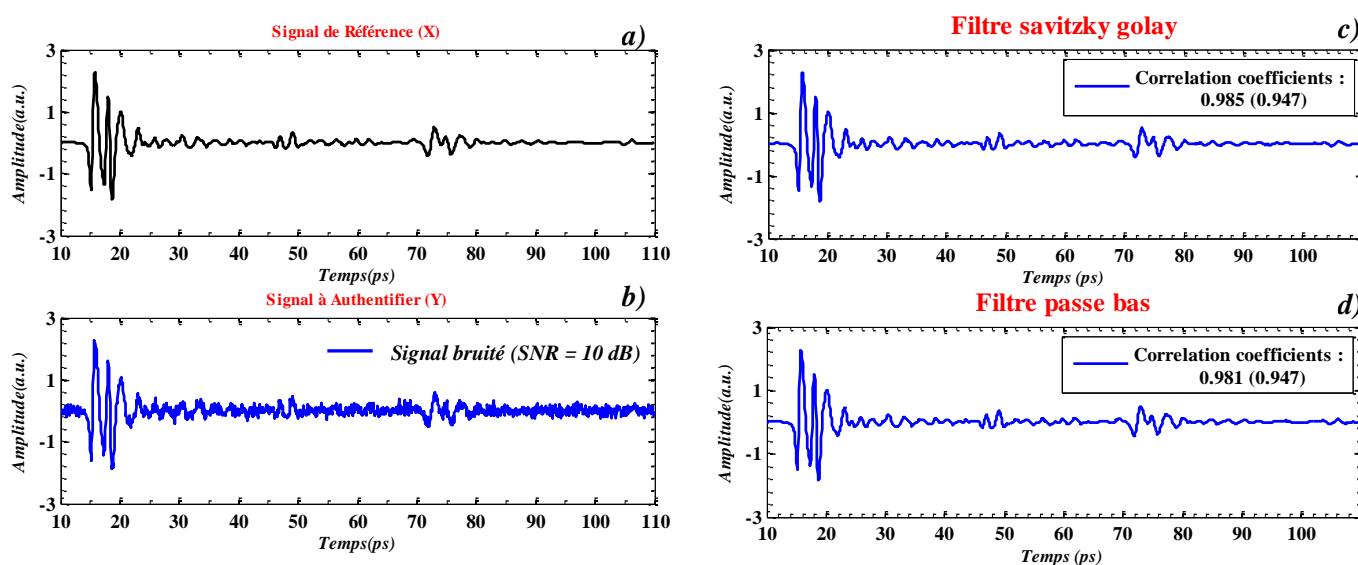


Figure 29. Effet du bruit sur le test d'authentification

### III.3.5. Effet de l'atténuation

Comme nous l'avons précédemment dit, pour effectuer nos tests d'authentification nous avons utilisé des coefficients de corrélation normalisés. De ce fait, la présence d'une très forte atténuation sur le signal THz émis pendant le test d'authentification, n'affecte pas directement le résultat du calcul du coefficient de corrélation tant que rapport signal sur bruit est conservé. Appliquons par exemple au signal initial une atténuation ( $\alpha \neq 0$ ) en introduisant  $\alpha$  dans l'équation n°15. On constate, que le coefficient d'atténuation  $\alpha$  ne figure pas dans l'expression finale de  $r_p$  (disparaît par simplification), ce dernier ne devrait donc pas être affecté par ce paramètre.

$$r_p = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x}) \cdot [(y_{[i-\tau]} - \bar{y}) \cdot \alpha]}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \cdot \sum_{i=1}^N [(y_{[i-\tau]} - \bar{y}) \cdot \alpha]^2}} = \frac{\alpha \cdot \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x}) \cdot (y_{[i-\tau]} - \bar{y})}{\sqrt{\alpha^2 \cdot \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \cdot \sum_{i=1}^N (y_{[i-\tau]} - \bar{y})^2}}$$

$$r_p = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x}) \cdot (y_{[i-\tau]} - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \cdot \sum_{i=1}^N (y_{[i-\tau]} - \bar{y})^2}}$$

### III.4. Études des performances de la structure pour l'authentification unitaire

Afin de vérifier la possibilité d'utiliser les Tags THz dans des applications liées à l'authentification et après avoir étudié les paramètres critiques pouvant impacter le calcul du coefficient de corrélation : fenêtre temporelle d'analyse, décalage temporel de la mesure, effet du bruit, ... nous avons concentré nos efforts sur des structures à base de PE. Plusieurs études ont ainsi été réalisées :

- Etude de répétabilité de mesures (tag caractérisé plusieurs fois en une même position)
- Etude de reproductibilité de mesures (tag caractérisé plusieurs fois en différentes positions)

#### III.4.1. Étude de la répétabilité de mesure

Cette étude porte sur une trentaine de mesures réalisées en une même position d'un même tag avec repositionnement de l'échantillon en face du lecteur, la zone de lecture ayant été géographiquement repérée, figure 30.b. Le coefficient de corrélation a été calculé pour chaque mesure en prenant comme référence la première. Nous constatons que ce coefficient reste très voisin de 1 avec une variation relative inférieure à 0.4 %. La reproductibilité de la mesure semble donc suffisante pour une application en authentification.

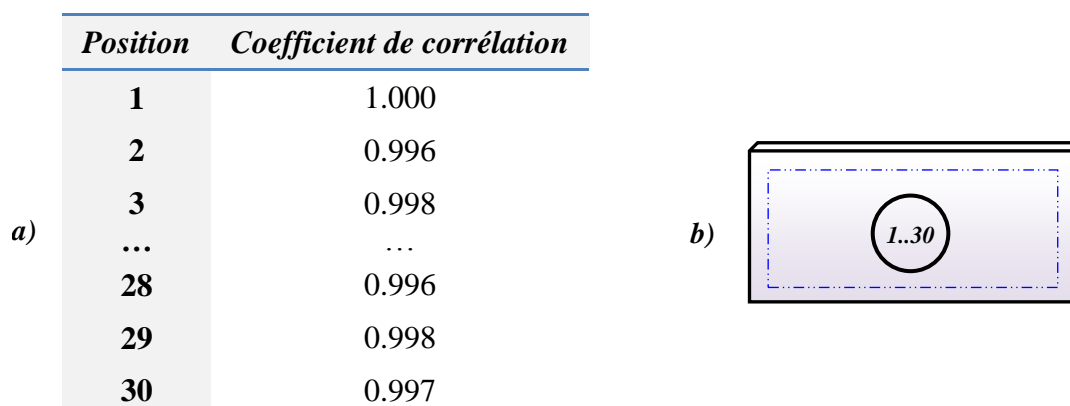


Figure 30. Coefficient de corrélation pour des signatures obtenues en une même position d'un tag

### III.4.2. Étude de la reproductibilité de signature en différentes positions d'un même tag

Dans cette étude nous avons caractérisé un même tag en une dizaine de positions différentes (cf. Figure 31.b) avec repositionnement de l'échantillon en face du lecteur (les zones de lecture ayant été géographiquement identifiées). Le coefficient de corrélation (Figure 31.a) a été calculé pour chaque mesure en prenant comme référence la mesure en position 1. Nous constatons que ce coefficient présente une variation relative comprise entre 0.3 et 9 %. Si l'on exclut les résultats extrêmes (en position 5 et 7) la variabilité de la mesure est supérieure à 4 % ce qui permet de conclure que l'inhomogénéité naturelle du tag, due aux aléas de fabrication, est suffisamment grande pour pouvoir discriminer les différentes zones lues. Cette propriété devrait permettre de pouvoir authentifier de façon unitaire un tag sous réserve que la zone de lecture puisse être repérée. Le cas échéant, pour renforcer l'inhomogénéité du tag, il sera possible d'apporter, lors de la fabrication, un matériau présentant naturellement un caractère aléatoire marqué comme par exemple le papier floqué.

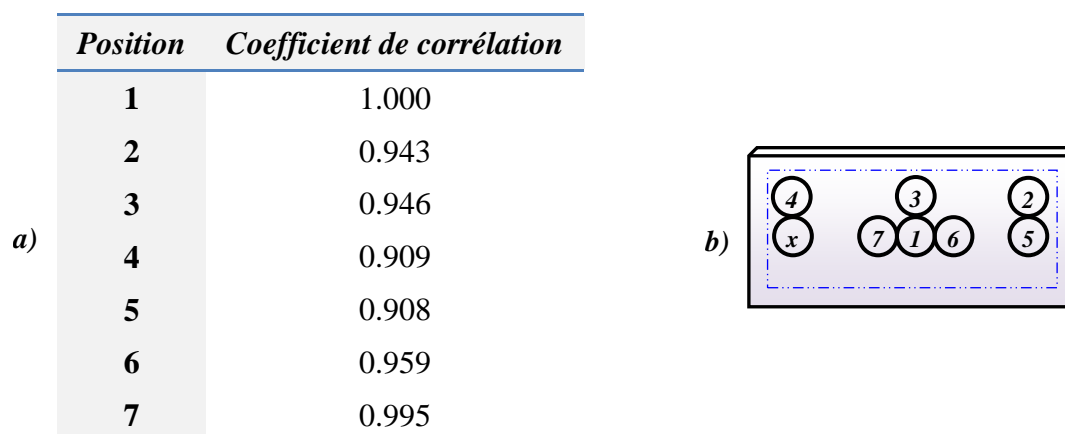
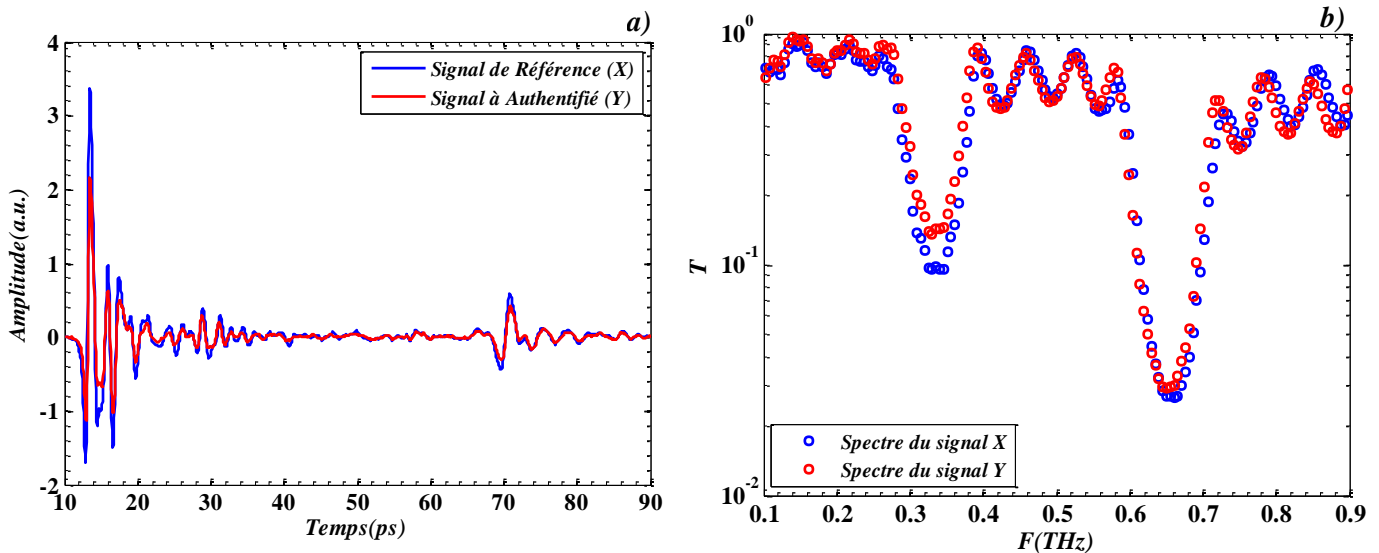


Figure 31. Coefficient de corrélation calculé sur des signatures obtenues en des lieux différents d'un même tag

### III.4.3. Test d'authentification sur deux tags de la même famille

Bien que le contraste sur le critère de décision (valeur du coefficient de corrélation) puisse paraître faible au regard des résultats des études précédentes, nous pouvons valider le concept d'authentification d'un tag THz sous réserve de pouvoir géographiquement repérer la zone de lecture. Maintenant nous souhaitons dans cette partie valider ce concept sur des tags de la même famille, c'est-à-dire fabriqués de façon identique. Dans la figure 32 nous présentons les réponses temporelles (a) de deux tags supposés identiques issus de la même famille et leurs spectres respectifs (b) ; pour des raisons pratiques nous n'avons pas été en mesure de fabriquer une série de tags identiques suffisamment importante pour réaliser une étude statistique fiable. Les mesures sont effectuées en un point choisi de façon aléatoire. Nous remarquons que les signaux temporels présentent une légère différence. En ce qui concerne les spectres, on note un faible décalage des fréquences des BIP.



**Figure 32. a)** : Signal temporel mesuré du tag référence (trait continu bleu) et de celui à authentifier (trait continu rouge), **b)** : Spectres fréquentiels associés

Le calcul du coefficient de corrélation entre ces deux signaux nous donne alors une valeur égale à 0,902. Notons que cette valeur est de l'ordre de grandeur de celle obtenue en plusieurs lieux d'un même tag. On peut donc conclure que la procédure globale de fabrication en laboratoire présente une reproductibilité suffisante. Les inhomogénéités d'épaisseur observées précédemment présentent donc un caractère localement aléatoire vraisemblablement du fait des techniques de dépôt des couches utilisées, problème devrait être réglé dans le cas d'une fabrication industrielle. En conséquence, les valeurs de  $r_p$  devraient ainsi s'en trouver augmentées. Cette tendance n'est pas favorable pour les applications en authentification ; il sera cependant toujours possibles de dégrader

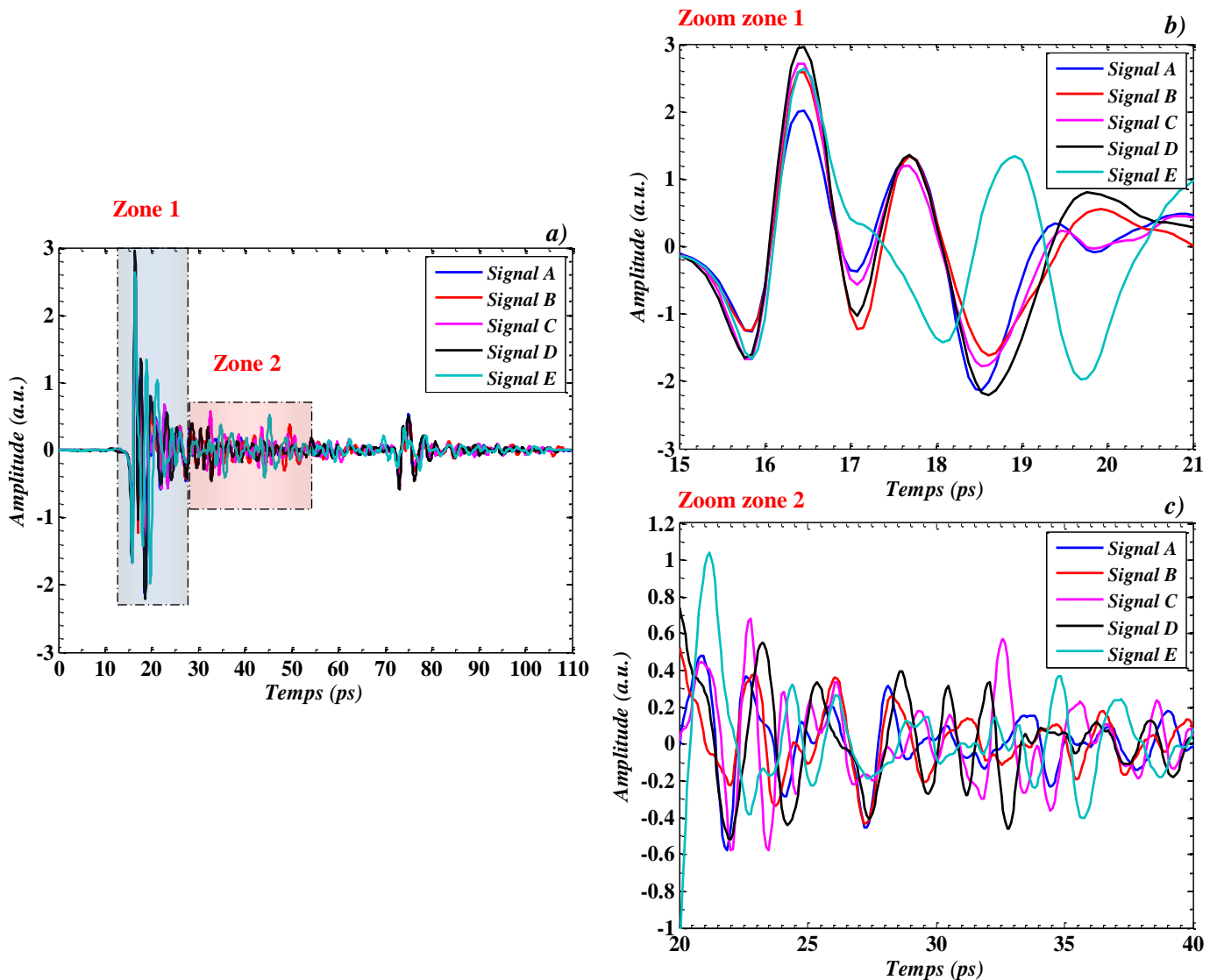
volontairement une ou plusieurs couches pour augmenter le contraste sur le critère d'authentification (coefficient de corrélation) et ainsi le rendre plus fiable.

#### III.4.4. Test d'authentification sur deux tags de familles différentes

Ici nous voulons simplement vérifier que le contraste sur le critère de décision (valeur du coefficient de corrélation) est suffisamment important pour pouvoir authentifier de façon unitaire un tag en fonction de sa famille d'origine. Ce contraste représente le fossé qui sépare le seuil d'acceptation (deux mesures sur un même tag dont la zone de lecture est repérée  $\Leftrightarrow$  coefficient de corrélation proche de 1) du seuil d'alarme (deux tags différents ou même identiques  $\Leftrightarrow$  coefficient de corrélation proche de 0). Ainsi, pour s'affranchir de problème de fausses acceptations et/ou alarmes, il faut que le contraste des coefficients de corrélation entre des tags différents soit le plus grand possible. Nous avons alors sélectionné cinq différentes structures à base de PEBD : les quatre premières, nommée A, B, C et D, présentent des réponses électromagnétiques à BIP centrées sur la même fréquence, aux alentours de 450 GHz, mais qui diffèrent par le nombre et la position de modes de résonance dans la première BIP (au niveau structurel, les paramètres géométriques et optiques de toutes les couches sont en théorie identiques hormis celles de défauts). La réponse électromagnétique de la dernière structure, nommée E, présente une première BIP centrée autour de 300 GHz avec deux pics dans sa première BIP. Sur la figure 33.a nous présentons les signatures temporelles de ces cinq tags sur une fenêtre temporelle  $\Delta T = 110$  ps. Nous présentons ensuite dans le tableau 16 les coefficients de corrélation obtenus sur les différentes combinaisons de ces signatures pour trois domaines temporels différents (cf. zone 1, zone 2 et pour le signal total, respectivement en figure 33.b, c et a). Nous remarquons que le coefficient de corrélation calculé sur toute la fenêtre temporelle ( $\Delta T = 110$  ps.) est relativement élevé ( $\geq 0.8$ ) pour les tags A, B, C et D présentant une BIP centrée sur 450 GHz. Par contre ce coefficient chute ( $\leq 0.35$ ) grandement lorsqu'il est calculé sur des tags présentant une BIP centrée sur une fréquence différente (tag E). Ce comportement est tout à fait prévisible lorsqu'on regarde la figure 33.b. Sur cette figure nous avons sélectionné la zone dans laquelle il y a le plus d'énergie (zone 1) ; l'intensité du champ est alors beaucoup plus importante que dans le reste du signal situé entre 20 et 110 ps. De plus, nous remarquons que dans cette partie, qui correspond principalement au signal ayant subi peu de réflexion dans les couches, la forme du signal est très proche (cf. Figure 33.b). Cette observation est confirmée par les résultats donnés dans le tableau 16 puisque le coefficient de corrélation calculé dans la zone 1 varie peu : entre 0.91 et 0.99. La zone 2 (Figure 33.c) correspond à des signaux ayant subi des

réflexions multiples dans les couches de la structures. Dans cette plage temporelle, le coefficient de corrélation, qui varie entre 0.85 et 0.90, a considérablement diminué par rapport aux résultats obtenus sur la fenêtre totale (110 ps) ou encore la zone 1 (cf. Tableau 16). Par exemple, dans les deux cas extrêmes le coefficient de corrélation est passé de 0.288 à 0.059 (diminution de 79.5%) et de 0.913 à 0.868 (diminution de 5.5%).

Il est ainsi possible d'augmenter le contraste sur le critère de décision en sélectionnant simplement « la bonne » fenêtre temporelle. Toutefois, le positionnement avec précision d'un seuil de décision sur  $r_p$  reste difficile. Pour cela il serait nécessaire de réaliser une étude statistique supplémentaire sur un très grand nombre cas, étude difficile à satisfaire dans le cadre de cette thèse du fait d'un nombre d'échantillons limités.



**Figure 33.** a) : Signaux temporels mesurés sur cinq tags de famille différente à base de PEBD. A droite nous avons sélectionné deux plages temporelles pour étudier l'authentification sur une fenêtre temporelle mobile ; b) : de 15 à 21 ps, c) : de 20 à 40 ps

Zone de test	Coefficient de corrélation									
	$f_{\text{Centrale BIP (A,B,C,D)}} = 450 \text{ GHz}$						$f_{\text{Centrale BIP (E)}} = 300 \text{ GHz}$			
	AB	AC	AD	BC	BD	CD	AE	BE	CE	DE
$\Delta T = 110 \text{ ps}$	0.865	0.886	0.888	0.863	0.913	0.849	0.288	0.274	0.363	0.278
Zone 1	0.914	0.967	0.940	0.977	0.988	0.969	0.351	0.406	0.766	0.536
Zone 2	0.597	0.493	0.512	0.734	0.868	0.727	0.059	0.179	0.280	0.107

**Tableau 16.** Coefficient de corrélation de différentes combinaisons possibles des 5 signatures présentées dans la figure 33 et calculé sur les 3 fenêtres temporelles de la figure 33

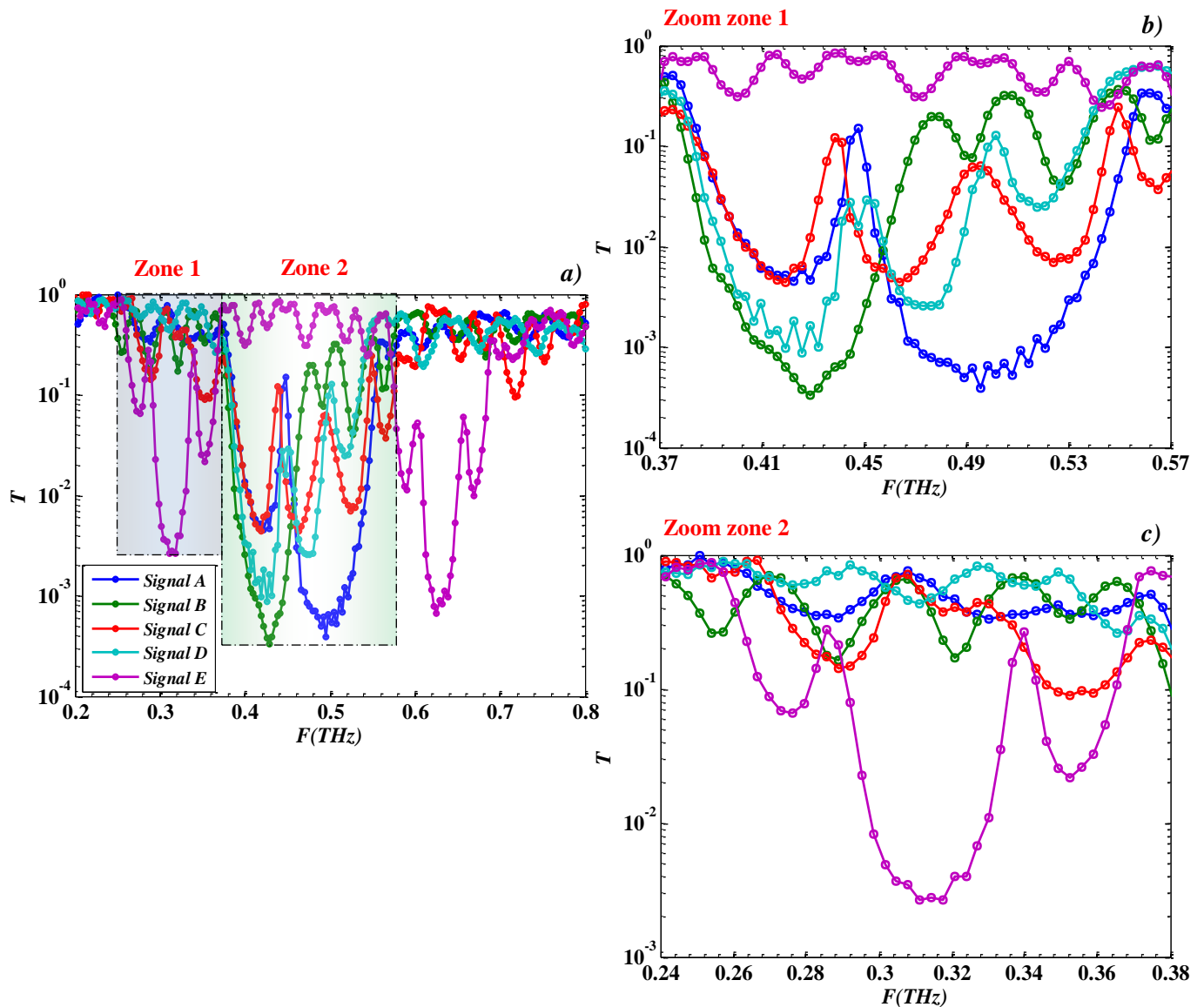
### III.4.5. Authentification dans le domaine fréquentiel

Dans cette étude avons cherché à exacerber la différence des réponses mesurées sur chaque tag en travaillant cette fois-ci sur la répartition de l'énergie dans le domaine fréquentiel en se concentrant particulièrement sur la zone autour de la BIP. Nous avons alors calculé les spectres des signaux présentés dans l'étude précédente (les réponses des tags A, B, C, D et E). Sur la figure 34.a, nous superposons les différents spectres en transmission des 5 tags dont les bandes interdites ne sont pas toujours centrées sur les même fréquences. Sur la figure 34.b et c, nous avons représenté un zoom de la première BIP de chaque structure (autours de 450 GHz et de 300 GHz). Au niveau du test d'authentification, nous supposons que notre signal de référence à authentifier est celui enregistré sur le tag A. Pour calculer le coefficient de corrélation, on va s'intéresser uniquement au domaine de fréquence entre 0.374 THz et 0.562 THz, couvrant la première BIP du tag A. Nous avons ensuite reporté les résultats obtenus dans le tableau 17. A titre de comparaison, nous avons aussi présenté les coefficients de corrélation calculés précédemment dans le domaine temporel (zone 2). Bien qu'il soit par ailleurs évident que la validation d'un tel test nécessite une étude statistique sur un nombre de signature plus important, nous allons essayer de tirer des résultats obtenus quelques éléments de tendance.

Domaine d'authentification	Coefficient de corrélation									
	$f_{\text{Centrale BIP (A,B,C,D)}} = 450 \text{ GHz}$						$f_{\text{Centrale BIP (E)}} = 300 \text{ GHz}$			
	AB	AC	AD	BC	BD	CD	AE	BE	CE	DE
Fréquentiel	0.198	0.644	0.555	0.441	0.675	0.648	0.244	0.277	0.148	0.179
Temporel (zone2)	0.597	0.493	0.512	0.734	0.868	0.727	0.059	0.179	0.280	0.107

**Tableau 17.** Comparaison de différentes combinaisons possibles des coefficients de corrélation calculés dans le domaine fréquentiel et temporel obtenu sur un jeu de réponses des 5 tags





**Figure 34. a)** : Spectres de transmission mesurés sur cinq tags à base de PEBD (Tag A, B, C, D et E). **b) et c)** : Zoom de la première BIP dans chaque signal

Ainsi, on remarque que le coefficient de corrélation calculé dans le domaine fréquentiel ne permet pas d'obtenir de façon systématique des meilleurs résultats que lorsque calculé dans le domaine temporel : le coefficient de corrélation dans le domaine fréquentiel est parfois inférieur à celui trouvé dans le domaine temporel et vice versa. Cependant, le coefficient calculé dans cette étude ne dépasse pas 0.675, contrairement aux résultats trouvés dans le domaine temporel où on pouvait atteindre des valeurs jusqu'à 0.868. Pour aller plus avant dans cette étude, nous devons aussi vérifier que le contraste des coefficients de corrélation dans le domaine fréquentiel est suffisant. Pour cela, je considérerai deux cas opposés : le premier cas concerne des mesures réalisées sur des tags n'appartenant pas à la même famille (BIP et/ou pics différents), le deuxième cas concerne des mesures réalisées en

un même endroit d'un tag, la zone de lecture ayant été visuellement repérée (cf. section III.4.1.). Dans ce dernier cas, le coefficient de corrélation obtenu est égal à 0.993 contre au maximum 0.675 dans le cas de tags de familles différentes. Le contraste de coefficient de corrélation égal au moins à 0.318 ( $=0.993-0.675$ ) à comparer à un contraste d'à peine égal à 0.125 pour un coefficient de corrélation calculé sur le signal temporel. Ces résultats sont en faveur de l'authentification dans le domaine fréquentiel, puisqu'il renforce la fiabilité du test et par conséquent permet de diminuer le risque de fausses acceptations et/ou alarmes.

Il est évident que la réponse électromagnétique de nos tags comporte une grande quantité d'information. Cependant, traiter cette signature extrêmement riche en informations uniquement dans le domaine temporel ou bien fréquentiel semble insuffisant. Il y a trop d'informations, trop de richesse pour se limiter à une seule de ces représentations. Je propose donc d'utiliser une représentation plus appropriée qui met en jeu la richesse de cette double réponse via une représentation à deux dimensions.

#### III.4.6. Authentification dans le domaine Temps-Fréquence

Les mesures de coefficient de corrélation présentées dans les parties précédentes tendent à mettre en évidence la possibilité d'authentifier unitairement une signature. S'il est robuste, un tel indicateur conserve pour le cas des études précédentes des valeurs élevées (égal à 0.86 et à 0.6 si on utilise, respectivement, les méthodes temporelles ou fréquentielles présentées dans les sections III.4.4. et III.4.5.) lorsque les signaux sont issus de zones ou de tags différents, présentant ainsi en pratique un risque important de fausses acceptations et/ou alarmes. Ainsi la représentation temporelle ou spectrale fournit une signature insuffisante en termes de capacité d'authentification unitaire. L'objectif poursuivi ici est de proposer l'extraction d'une signature de quelques dizaines de bits, obtenues par une simple transformation de la signature à 1D des tags en une représentation à 2D.

Dans le cas qui nous intéresse, le signal n'est pas « stationnaire » et son spectre est différent en fonction de la fenêtre temporelle sur laquelle il est observé. Une analyse de l'évolution du spectre de la signature temporelle du tag en fonction du temps pourra donc apporter une information plus riche que celle contenue dans le spectre global calculé sur la totalité de la fenêtre temporelle de mesure.

Ainsi, pour pouvoir représenter l'évolution du spectre au cours du temps, j'ai utilisé la Transformée de Fourier à Court Terme (TFCT), en anglais Short-Time Fourier Transform

(STFT). Cette présentation mixte, temps-fréquence, est communément connue sous le nom de « spectrogramme ». Un spectrogramme est une représentation graphique d'un signal 1D ( $x(t)$ ), elle représente l'évolution du spectre du signal en fonction du temps  $S_x(\tau, f)$ <sup>[31]</sup> :

$$STFT\{x(t)\} = X(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot h(t - \tau) \cdot e^{-2j\pi ft} dt \quad (18)$$

Le spectrogramme se calcul alors de la façon suivante :

$$S_x(\tau, f) = |X(\tau, f)|^2 \quad (19)$$

Ici la résolution fréquentielle va dépendre de la forme de la fonction de fenêtrage  $h(t)$  et de sa largeur<sup>[31]</sup>. La résolution temporelle du spectrogramme sera d'autant meilleure que fenêtrage temporelle d'analyse  $h(t)$  sera étroite. A contrario, la résolution fréquentielle est inversement proportionnelle à la longueur de la fenêtrage temporelle d'analyse : améliorer la résolution fréquentielle se fera au détriment de la résolution temporelle ( $h(t)$  longue) et vice versa. Il devient donc nécessaire de réaliser un compromis entre résolution en fréquence et en temps.

Dans la figure 35 nous avons représenté la réponse temporelle du tag A, son spectre obtenu sur la totalité de la fenêtrage temporelle et ainsi que le spectrogramme obtenu en considérant une fenêtrage temporelle de Hamming de 32 points ( $\sim 2$  ps). On peut vérifier sur le spectrogramme la présence d'une forte concentration d'énergie sur les faibles fréquences et aux alentours de 20 ps. Pour calculer le coefficient de corrélation, nous utiliserons les intervalles de temps et fréquences validées dans les sections III.4.4. et III.4.5. La transformation (Temps-Fréquence) mis en place lors de cette étude, a permis la création d'une signature à deux dimensions, assimilable à une image. Ainsi, pour le calcul du coefficient de corrélation, nous utiliserons l'équation 20, permettant de calculer le coefficient de corrélation pour une représentation à deux dimensions<sup>[32]</sup> :

$$r_{2D} = \frac{\sum_{j=1}^M \left( \sum_{i=1}^N (x_{ij} - \bar{x}) \cdot (y_{ij} - \bar{y}) \right)}{\sqrt{\left( \sum_{j=1}^M \left( \sum_{i=1}^N (x_{ij} - \bar{x})^2 \right) \right) \cdot \left( \sum_{j=1}^M \left( \sum_{i=1}^N (y_{ij} - \bar{y})^2 \right) \right)}} \quad (20)$$

- $x_{ij}, y_{ij}$  sont respectivement les intensités des pixels à la position (i, j) dans les matrices x et y
- $\bar{x}, \bar{y}$  sont respectivement les valeurs moyennes de x et y

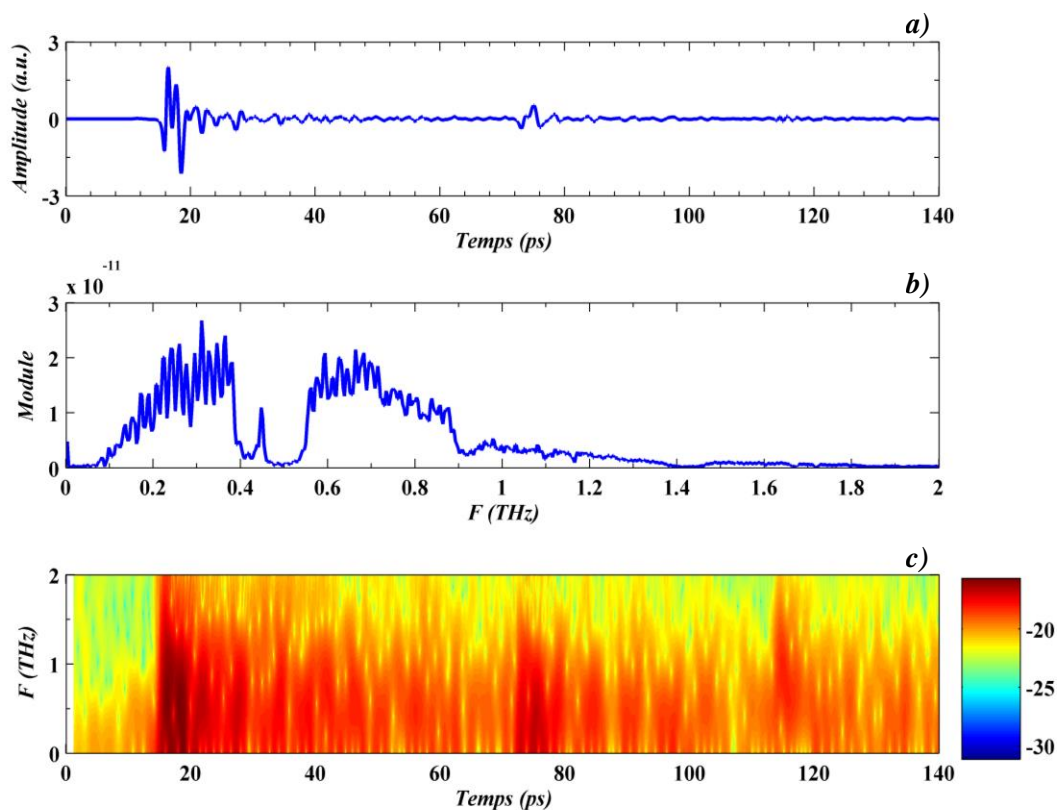


Figure 35. Représentation de la réponse électromagnétique en transmission d'un tag dans le domaine ; a) Temporel, b) Fréquentiel et c) Temps-Fréquence

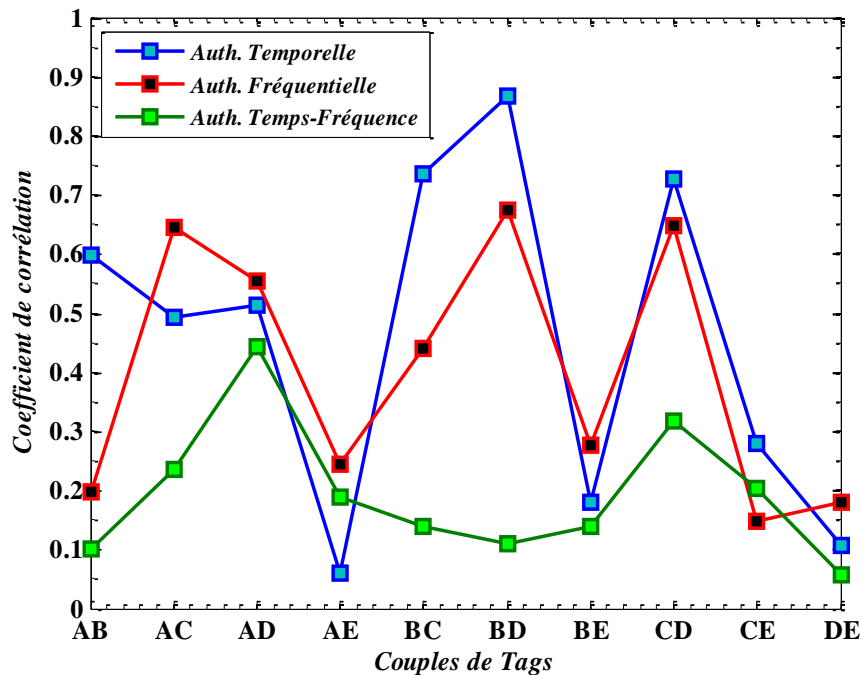
Les tests d'authentification sont appliqués sur les signatures présentées dans les sections III.4.4. et III.4.5. après avoir appliqué la TFCT. Les résultats de calcul du coefficient de corrélation 2D sur les différentes combinaisons de signatures des tags A, B, C, D et E (cf. section III.4.4.) sont présentés dans le tableau 18.

Domaine d'authentification	Coefficient de corrélation 2D									
	$f_{\text{Centrale BIP (A,B,C,D)}} = 450 \text{ GHz}$						$f_{\text{Centrale BIP (E)}} = 300 \text{ GHz}$			
	AB	AC	AD	BC	BD	CD	AE	BE	CE	DE
Temps-Fréquence	0.101	0.234	0.444	0.139	0.109	0.318	0.189	0.138	0.202	0.056

Tableau 18. Résultats du test d'authentification appliqué dans le domaine Temps-Fréquence sur les différentes combinaisons possibles des réponses des 5 tags

Les résultats obtenus sont très prometteurs car les coefficients obtenus sont alors très éloignés de la valeur 1 quel que soit la famille du tag considéré. De plus, le coefficient de corrélation reste bien plus faible que ceux obtenus dans le domaine temporel ou fréquentiel seuls. Pour vérifier si le contraste du coefficient de corrélation a augmenté aussi, nous effectuons un premier test d'authentification sur des mesures effectuées au même endroit sur

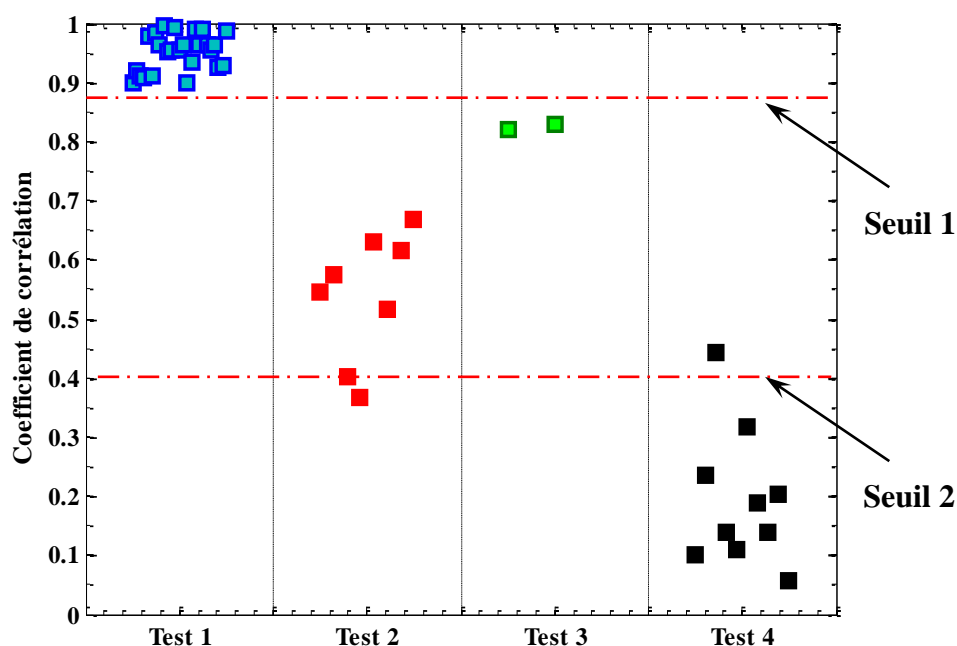
un même tag et un deuxième test sur des signatures enregistrées sur des tags de familles différentes. Le calcul du coefficient de corrélation  $r_{2D}$  donne, respectivement, 0.92 et 0.444. Ainsi, le contraste est voisin de 0.48 (0.92-0.444). On constate que le contraste sur  $r_p$  a augmenté par rapport à celui obtenu en ne considérant que le domaine temporel ou fréquentiel. Pour comparer les trois différentes méthodes employées dans les tests d'authentification, nous avons présenté graphiquement (cf. Figure 36) les résultats de calcul issus des tableaux 17 et 18. Les traits continus bleu, rouge et vert représentent respectivement les coefficients de corrélations calculés dans le domaine temporel, fréquentiel et temps-fréquence sur les intervalles de temps et de fréquences déterminés dans les sections III.4.4. et III.4.5. On notera que pour la plupart des combinaisons étudiées le coefficient de corrélation 2D est inférieur à celui obtenu dans les seuls domaines temporel ou fréquentiel.



**Figure 36.** Comparaison des résultats du test d'authentification obtenu dans le domaine Temporel, Fréquentiel et Temps-Fréquence

Il apparaît donc qu'une étude du spectrogramme est plus pertinente qu'une étude dans les seuls domaines temporel ou fréquentiel. Il s'agit maintenant de définir un seuil de décision qui permettra de valider ou invalider l'authentification d'une signature donnée. Ainsi, nous présentons dans la figure 37 les résultats de calcul du coefficient de corrélation pour des signatures obtenues en une même position sur le même tag (Test 1), en des positions différentes d'un même tag (Test 2), sur des tags de la même famille ou tags jumeaux (Test 3)

et des tags de familles différentes (Test 4). On remarque que pour le premier cas (test 1), les valeurs de coefficient de corrélation reste élevées ( $\geq 0.9$ ). Pour le cas du test 2, les valeurs du coefficient de corrélation chutent typiquement au-dessous de 0.7 alors que celles obtenues dans le cas du test 3 (tags jumeaux) restent aux alentours de 0.85. Ces deux derniers résultats, qui devraient être proches, sont en fait issus de tags réalisés lors de différentes campagnes de fabrication et pour lesquelles certaines étapes n'avaient pas été totalement validées. Ainsi les tags utilisé pour le test 2 appartiennent à la première campagne de fabrication et présentent des inhomogénéités d'épaisseur ou encore des bulles d'air entre les couches... (cf. chapitre 2, Figure 27). L'ensemble de ces problèmes avait été résolu dans la deuxième campagne de fabrication et peuvent expliquer les valeurs plus élevées du coefficient de corrélation obtenues lors du test 3. Il est donc possible, au besoin d'ajuster la valeur du coefficient de corrélation même dans le cas de tags jumeaux : pour une application en authentification l'homogénéité devra être dégradée, alors qu'elle devra être la meilleure possible en identification. Le test 4 correspond à résultats obtenus sur des tags de familles différentes (BIP et/ou pics différent) : le coefficient de corrélation passe alors en dessous de .04.



**Figure 37.** Comparaison des résultats du test d'authentification obtenu dans le domaine Temps-Fréquence sur différentes familles de tag ; **Test 1** : authentification sur le même tag au même endroit (bleu), **Test 2** : authentification sur le même tag mais à des endroits différents (rouge), **Test 3** : authentification sur deux tag de même famille (supposé identique, vert clair), **Test 4** : authentification sur deux tag de familles différentes (vert foncé)

On pourra alors définir deux types de seuils : un seuil (seuil 1) pour l'authentification, qui devra permettre de discriminer la zone du test 1 (en bleu) des autres et un deuxième seuil (seuil 2) pour l'identification afin de discriminer les zones des tests 1, 2 et 3 (respectivement en bleu, rouge et vert) de celle du test 4 correspondant à des tags de familles différentes (en noir). Bien que des études statistiques sur des cas (mesures et échantillons) beaucoup plus nombreux, permettront de mieux définir la position de ces seuils mais aussi des performances réelles de la technique proposée, il apparaît clairement que les structures proposées, composées d'un empilement de couches diélectriques, peuvent être utilisées avec succès dans les deux domaines complémentaires de l'identification et de l'authentification.

L'étude des potentialités des tags THz pour des applications en authentification a montré que les tags THz présentaient une richesse d'information importante et probablement suffisante. Nous avons montré qu'une exploitation optimale de l'information contenue dans la signature d'un tag est obtenue en combinant l'analyse dans le domaine temporel et fréquentiel. Ces résultats sont d'autant plus prometteurs que le compromis résolution temporelle et fréquentielle est davantage remarquable. Par exemple, nous pouvons utiliser un autre moyen autre que la Transformée de Fourier à Court Terme pour présenter l'évolution du spectre au cours du temps, comme par exemple, la transformation en ondelettes.

## REFERENCES

- [1] Ravi J, K. B. Raja, Venugopal K. R., “Fingerprint Recognition using Minutiae Score Matching,” *International Journal of Engineering Science and Technology*, Vol. 1(2), pp. 35-42, 2009
- [2] Ito K., Morita A., Aoki T., Higuchi T., Nakajima H., Kobayashi K., , “A fingerprint recognition algorithm using phase-based image matching for low-quality fingerprints,” *Image Processing, 2005. ICIP 2005. IEEE International Conference*, Vol. 2, pp. II- 33-6, 11-14 September 2005
- [3] P. Mishra and S. Agrawal, “Recognition of Speaker Using Mel Frequency Cepstral Coefficient & Vector Quantization for Authentication,” *International Journal of Scientific & Engineering Research*, Vol. 3, Issue 8, pp. 1-6, August 2012
- [4] Q. Li, Y. Huang, “Robust speaker identification using an auditory-based feature,” *Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP), 2010 IEEE International Conference*, pp. 4514-4517, 14-19 March 2010
- [5] Douglas A. Reynolds, Thomas F. Quatieri, Robert B. Dunn, “Speaker Verification Using Adapted Gaussian Mixture Models,” *Digital Signal Processing*, Vol. 10, Issues 1–3, pp. 19-41, January 2000
- [6] David P. Himmel, “Some Real-World Experiences with Handprinted Optical Character Recognition,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. SMC-8, No. 4, pp. 288-292, April 1978
- [7] S. Mori, H. Nishida and H. Yamada, *Optical Character Recognition*, Canada, John Wiley and Sons, Inc., 560 pages, 1999
- [8] F. Xiong, *Digital Modulation Techniques*, Artech House Telecommunications Library, USA; 1039 pages, April 30, 2006
- [9] Ha H. Nguyen and Ed Shwedyk, *A First Course in Digital Communications*, Cambridge University Press, 562 pages, June 22, 2009



- [10] Tri T. Ha, *Theory and Design of Digital Communication Systems*, Cambridge University Press, New York, 668 pages, November 15, 2010
- [11] R. A. Cryan, R. T. Unwin, I. Garrett, M. J N Sibley and N. M. Calvert, "Optical fibre digital pulse-position-modulation assuming a Gaussian received pulse shape," *Optoelectronics, IEE Proceedings J.*, Vol. **137**, No. 2, pp. 89-96, April 1990
- [12] A. Biswas, V. Vilnrotter, W. Farr, D. Fort and E. Sigman, "Pulse position modulated (PPM) ground receiver design for optical communications from deep space," *Proceedings of SPIE*, Vol. **4635**, pp. 224-235, April 30, 2002
- [13] S. Y. Suh, "Pulse width modulation for analog fiber-optic communications," *Journal of Lightwave Technology*, Vol. **5**, No. 1, pp.102-112, Jan 1987
- [14] B. Wilson, and Z. Ghassemlooy, "Optical PWM data link for high quality analogue and video signals," *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, Vol. **20**, No. 7, pp. 841-845, 1987
- [15] E. Krouk and S. Semenov, *Modulation and Coding Techniques in Wireless Communications*, John Wiley & Sons, Ltd, 680 pages, January 14, 2011
- [16] J. B. Keller, "Inverse Problems," *Mathematical Association of America*, Vol. **83**, No. 2, pp. 107-118, February 1976
- [17] H. Nemeč, et al., "Time-Domain Terahertz Study of Defect Formation in One-Dimensional Photonic Crystals," *Applied Optics*, Vol. **43**, No. 9, pp. 1965-1970, 2004
- [18] M. Bernier, F. Garet, E. Perret, L. Duvillaret, S. Tedjini, "Terahertz encoding approach for secured chipless radio frequency identification," *Applied Optics*, Vol. **50**, pp. 4648-4655, 2011
- [19] J. C. Lagarias, J. A. Reeds, M. H. Wright, and P. E. Wright, "Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions," *SIAM Journal of Optimization*, Vol. **9**, Number 1, pp. 112-147, 1998
- [20] J. J. Moré, "The Levenberg-Marquardt Algorithm: Implementation and Theory," *Numerical Analysis*, ed. G. A. Watson, *Lecture Notes in Mathematics 630*, Springer Verlag, pp. 105-116, 1977

- [21] J.J. Moré, and D.C. Sorensen, “Computing a Trust Region Step,” *SIAM Journal on Scientific and Statistical Computing*, Vol. 3, pp. 553–572, 1983
- [22] T.F. Coleman, and Y. Li, “An Interior, Trust Region Approach for Nonlinear Minimization Subject to Bounds,” *SIAM Journal on Optimization*, Vol. 6, pp. 418–445, 1996
- [23] S.P. Limandri, R.D. Bonetto, H.O.D. Rocco, J.C. Trincavelli, “Fast and accurate expression for the Voigt function. Application to the determination of uranium M linewidths,” *Spectrochim. Acta Part B: At. Spectrosc.*, Vol. 63, pp. 962–967, 2008
- [24] K. L. Chung and F. AitSahlia, *Elementary Probability Theory with Stochastic Processes and an Introduction to Mathematical Finance*, 4th Ed., New York, USA: Springer-Verlag, 2003
- [25] E. Perret, M. Hamdi, A. Vena, F. Garet, M. Bernier, L. Duvillaret, S. Tedjini, “RF and THz Identification Using a New Generation of Chipless RFID Tags,” *Radioengineering Journal*, Vol. 20, pp. 380-386, 2011
- [26] J. Zaghdoudi, M. Hamdi, and M. Kanzari, “Improvement of the performances of 1D photonic crystal by the reduction of the kiessig fringes,” *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 17, pp. 267-282, 2011 [Disponible en ligne : [Link](#)]
- [27] L. Thrane, R.H. Jacobsen, P.Uhd Jepsen and S.R. Keiding, “THz reflection spectroscopy of liquid water,” *Chemical Physics Letters*, Vol. 240, Issue 4, pp. 330-333, 1995
- [28] K. Pearson “Mathematical Contributions to the Theory of Evolution part I to IV,” *Philosophical Transactions of the Royal Society*, pp. 185-191, 1894
- [29] William H. Press, Brian P. Flannery, Saul A. Teukolsky and William T. Vetterling, *Numerical Recipes in C : The Art of Scientific Computing*, New York, United States of America, Cambridge University Press, 1256 pages, 2007
- [30] A. Savitzky and M. J. E. Golay, “Smoothing and Differentiation of Data by Simplified Least Squares Procedures,” *Analytical Chemistry*, Vol. 8, N° 36, pp. 1627–1639, 1964

- [<sup>31</sup>] F. Hlawatsch and F. Auger, *Time-Frequency Analysis: Concepts and Methods*, London, UK, ISTE Ltd/ John Wiley and Sons, Inc., 472 pages, 2008
- [<sup>32</sup>] B. Pan, K Qian, H. Xie, A. Asundi, “Two-dimensional digital image correlation for in-plane displacement and strain measurement: a review,” *Measurement Science and Technology*, Vol. **20**, pp. 062001 (17pp), 2009 [Disponible en ligne : [Link](#)]

# **CONCLUSION GÉNÉRALE**



---

## CONCLUSION GÉNÉRALE

**L**E besoin de tout contrôler à tout moment est une caractéristique manifeste de notre société moderne, de fait très demandeuse de nouveaux systèmes toujours plus performants pour l'identification et/ou l'authentification par exemple des articles commerciaux, des papiers d'identités, des personnes pour le contrôle d'accès... A cette demande sans cesse croissante, nous avons proposé d'étudier une solution pour un système d'identification/authentification appelé la « THID » par analogie aux solutions RFID déjà existantes. Ce système s'appuie sur un nouveau concept de tag, basé sur des empilements de couches de matériaux diélectriques d'indice de réfraction différents, ainsi que sur une nouvelle gamme de fréquences du spectre électromagnétique pour sa lecture, le domaine THz. Notre contribution dans le domaine est par ailleurs nouvelle au sens où les dernières avancées en matière d'identification dans ce domaine de fréquences sont encore à l'état embryonnaire et qu'en matière d'authentification, le domaine est totalement vierge puisqu'aucune publication ou même étude ne traite de ce sujet. Ainsi, notre travail, soutenu par l'ANR (09-VERS-013) a consisté à concevoir totalement un nouveau système d'identification et/ou authentification, en commençant par les matériaux constituant le tag pour finir par une étude des capacités de codage qui peuvent être attendues. La conception d'un système quelconque n'étant en fait qu'un ordonnancement d'un ensemble de réponses, plus au moins restreint, à un autre ensemble constitué de questions, j'ai dans ce travail de thèse tenté d'apporter des éléments de réponse aux questions suivantes : pour quels besoins le système doit-il être développé, comment doit-il fonctionner, quelles doivent en être les performances, quels en seront les constituants, quel type d'entité sera concerné, quelles sont les contraintes liées à l'industrialisation... ?

Pour ce faire, j'ai détaillé dans la première partie, l'intérêt qu'offrent les cristaux photoniques pour le contrôle de la lumière et par conséquence pour le contrôle de la signature électromagnétique d'une structure, en mettant en avant l'intérêt et la complémentarité qu'offre le rayonnement THz par rapport aux autres rayonnements optiques ou radiofréquences par exemple. Outre le fait que bon nombre de matériaux diélectriques sont

transparents aux longueurs d'onde THz et opaques dans le visible ou l'infrarouge, les ondes THz sont aussi non ionisantes et ne présentent donc a priori pas de risque pour les tissus biologiques.

La deuxième partie est consacrée à la description des matériaux potentiellement compatibles avec la solution de tag THz envisagée. Ces matériaux ont été choisis de manière à ce que l'étiquette finale soit économiquement viable en termes de coût et de facilité de fabrication ; c'est pour cela que nous nous sommes focalisés sur des matériaux de type papiers et polymères et plus généralement sur des matériaux compatibles avec les filières papetières afin de remplir aussi les contraintes liées à une industrialisation future. J'ai ensuite présenté les mesures effectuées par spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz-TDS) sur les matériaux à base polyéthylène et papier élaborés en collaboration avec le CTP (Centre Technique du Papier de Grenoble). Ces matériaux sont constitués de mélanges d'un composant de base (fibre cellulosique ou polyéthylène-PE) avec une charge minérale ( $\text{CaCO}_3$  ou  $\text{TiO}_2$  par exemple), pouvant par ailleurs être associés à un liant (latex ou PE), afin de pouvoir en contrôler leur indice de réfraction. J'ai ainsi pu sélectionner plusieurs types de matériaux et valider le modèle de prévision de l'indice de réfraction le plus approprié parmi les différents modèles de milieux effectifs existants : le modèle Lichtenecker et Rother a été retenu car il présente un très bon accord avec les mesures expérimentales. Ces résultats ont montré qu'il est possible de piloter précisément l'indice de réfraction d'une couche sur un intervalle entre 1.5 et 2.64. J'ai par ailleurs écrit un code MATLAB afin de modéliser le comportement des structures en utilisant une méthode de matrices de transfert. Ce code m'a permis, après validation par comparaison avec les résultats expérimentaux, de prédire le comportement des étiquettes et donc d'en faciliter leur conception. J'ai également validé le principe de contrôle des modes de résonance (pics), principalement dans la première bande interdite des structures, via une simple modification de l'épaisseur géométrique d'une ou plusieurs couches et/ou encore en modifiant l'indice de réfraction du matériau les constituant. J'ai ainsi conçu des tags faisant apparaître jusqu'à quatre pics dont il est par ailleurs possible de changer la position fréquentielle dans la BIP. Ces étiquettes ont été fabriquées en utilisant des matériaux et méthodes compatibles avec les techniques l'industrie papetière, pour remplir la contrainte de production de masse éventuelle. Leur coût a aussi pu être estimé et est typiquement inférieur à 0,005 €.

La troisième et dernière partie de la thèse traite des potentialités des structures proposées, en termes de capacité de codage, pour les deux principaux champs d'application visés qui sont l'identification et l'authentification unitaire. En ce qui concerne l'identification, nous avons développé une technique de codage de l'information basée sur la présence ou l'absence de pics dans des canaux d'informations bien définis dans la BIP considérée. Nous avons montré qu'il est ainsi possible d'atteindre des capacités de codage intéressantes et prometteuses avec un nombre de pics relativement faible. Par exemple avec seulement 3 niveaux de défaut (pics) dans la première BIP, une information binaire peut être codée sur près de 8 bits. Afin d'augmenter la capacité de codage et ainsi rendre le système d'identification plus fiable, nous avons proposé une deuxième technique de codage basée sur le même principe. Dans ce cas, la largeur des canaux est variable en fonction de la présence ou non d'un pic. Ainsi, on est passé d'une capacité de codage de 8 bits à près de 14 bits (13.89 bits exactement) pour des conditions expérimentales identiques. Des capacités de codage supérieures à 20 bits ont été aussi démontrées expérimentalement sur des prototypes de tags à base de mélange de PE et de charges minérales du type  $\text{TiO}_2$  avec seulement 4 pics. J'ai aussi évalué les performances de ces tags aux regards de différents paramètres expérimentaux comme la répétabilité des mesures, l'incertitude sur l'épaisseur des couches, la reproductibilité de fabrication, l'effet de l'angle d'incidence,... Par exemple, nous avons observé une bonne robustesse de la réponse des tags à l'angle d'incidence de l'onde de lecture, l'intégrité de la réponse étant ainsi conservée jusqu'à  $\theta_{\min} = 12^\circ$  pour la première méthode de codage, et jusqu'à  $\theta_{\min} = 10^\circ$  pour la deuxième méthode. Nous avons aussi montré que les caractéristiques opto-géométriques du tag restent inchangées au cours du temps. Par ailleurs, nous avons prouvé qu'un test d'identification complet constitué d'une mesure du tag avec un système THz commercial (TAS7500SP- Avantest) et d'une identification avec notre progiciel peut-être effectué en environ 32 ms seulement. Cela ouvre de nouvelles perspectives en termes d'identification en temps réel pour des applications mettant en jeu de gros volumes de produits.

Par ailleurs, nous avons montré que la signature THz de ces tags présentait une richesse d'information importante et probablement suffisante pour pouvoir être utilisée pour des applications liées à l'authentification unitaire. Une étude préliminaire a ainsi pu être réalisée en utilisant comme critère de discrimination le simple coefficient de corrélation. Nous avons comparé les performances obtenues en analysant ce critère dans trois domaines : le domaine temporel, fréquentiel et en combinant temps et fréquence (spectrogramme). Dans le



domaine temporel, j'ai étudié l'influence de la taille de la fenêtre temporelle, du décalage temporel du signal identifié au regard de celui de référence, de son amplitude, du niveau de bruit, ... Nous avons montré, d'une manière générale, qu'un test d'authentification basé sur le coefficient de corrélation permet de reconnaître avec une fiabilité correcte une zone d'un même tag et ainsi de discriminer de façon correcte des zones de mesure différentes. Cependant, le contraste des coefficients de corrélation calculés des signatures de tags différents reste limité (de l'ordre de 0,1). Pour tenter de remédier à ce problème, nous avons travaillé avec des fenêtres temporelles variables, ce qui nous a permis d'améliorer de 35 % en moyenne cette valeur. Bien que notable, cette amélioration ne dépasse pas 5 % dans certains cas. Cette analyse a donc été reprise dans le domaine fréquentiel et le coefficient de corrélation calculé sur les spectres des signaux temporels mesurés, en se focalisant sur les bandes de fréquences autour des bandes interdites. Des résultats intéressants ont ainsi été obtenus avec un contraste sur le coefficient de corrélation supérieur à 0,318. Enfin, le test d'authentification appliqué au spectrogramme (combinant les domaines temporel et fréquentiel) a permis d'augmenter encore ce contraste qui est alors passé au-dessus de 0,48 pour les différents cas étudiés. Pour améliorer ces résultats et ainsi améliorer encore le contraste sur le critère de discrimination, je propose d'agir sur deux plans : en remplaçant la méthode de calcul du spectre (FFT) par une transformation en ondelette afin d'améliorer le compromis résolution temporelle - fréquentielle et d'utiliser un critère plus sensible que le coefficient de corrélation pour mesurer le degré de ressemblance comme par exemple le coefficient de Mahalanobis, le coefficient de Manhattan, ... D'un point de vue plus pratique, certaines caractéristiques du tag peuvent aussi être modifiées afin de renforcer les différences directement au niveau de leur signature, en intégrant un élément présentant naturellement un caractère aléatoire marqué comme par exemple du papier floqué ou tout simplement en créant volontairement des imperfections dans une ou plusieurs couches du tag.

Enfin et pour faciliter la tâche du concepteur, le progiciel que j'ai écrit sous MATLAB pour modéliser et concevoir efficacement le comportement de structures multicouches diélectriques, a été complété par une rubrique permettant d'interpréter la réponse du Tag. Il permet ainsi, en fonction de l'algorithme de codage choisi et du domaine d'analyse, de réaliser des opérations d'identification et d'authentification rapides, de manière automatique, le tout sous une interface conviviale.

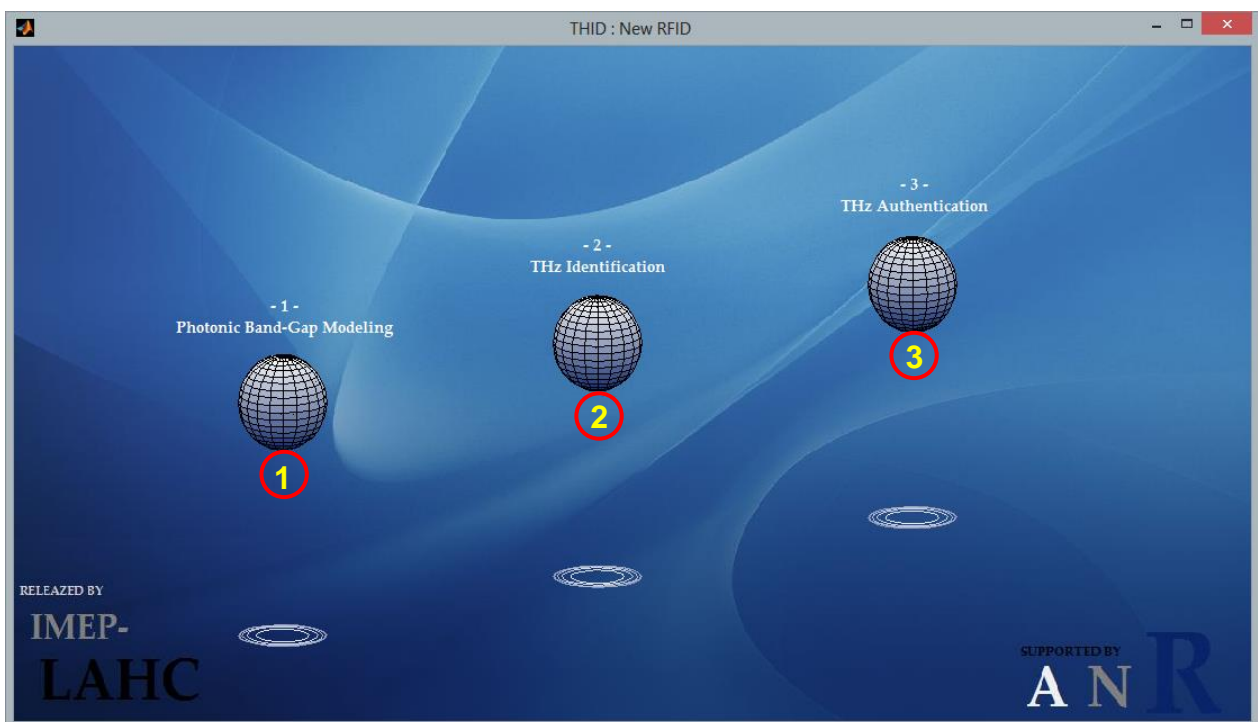
Les différentes études menées dans le cadre de cette thèse ont montré la faisabilité ainsi que les performances que l'on peut attendre de structures de tag basées sur des empilements de couches de matériaux diélectriques bas coût et compatibles avec les techniques de fabrication de l'industrie papetière. Une étude statistique sur un nombre d'échantillons et de mesures plus important est néanmoins nécessaire pour mieux évaluer les performances. Pour cela, un protocole expérimental a été défini mais il n'a pas pu être mis en œuvre dans le cadre de ce travail de thèse car nécessitant un panel d'échantillons important et nécessitant donc de nouvelles campagnes de fabrication. Par ailleurs, des tests devront aussi être menés sur des tags fabriqués avec des techniques industrielles afin de vérifier notamment la qualité des couches déposées. Enfin, une étude plus détaillée des systèmes THz disponibles industriellement et potentiellement utilisables comme lecteurs de signatures devra être effectuée afin, le cas échéant, de pouvoir développer un système présentant des propriétés spécifiques en terme de portabilité, résolution fréquentielle, bande passante... et donc mieux adapté à l'application visée.



# ANNEXE 1

Le progiciel « **THID : New RFID** » conçu sous MATLAB, se présente sous la forme d'une interface de contrôle mettant à la disposition de l'utilisateur le choix entre trois modules (cf. Figure 1) :

1. Photonic Band-Gap Modeling
2. THz Identification
3. THz Authentication



*Figure 1. Aperçu de l'interface graphique du progiciel « THID : New RFID »*

Le premier module, « THID : Photonic Band-Gap Modeling » permet de modéliser les réponses en transmission et/ou réflexion des structures multicouches sans ou avec défaut en utilisant la Méthode de Matrices de Transfert. Le code source de cette méthode est présenté [ci-après](#). Plusieurs techniques ont été employées pour optimiser ce code, comme par exemple la vectorisation et l'utilisation des fichiers MEX (en anglais, MATLAB Executable). Le temps de calcul dans le ce cas d'une structure avec une dizaine de couches ne dépasse pas le centième de seconde. Ce module, présenté dans la figure 2, est constitué de deux blocs, un bloc « d'initialisation » (1, 2, 3 et 4) et un bloc « dessin » pour la représentation des résultats graphiques (5 et 6).

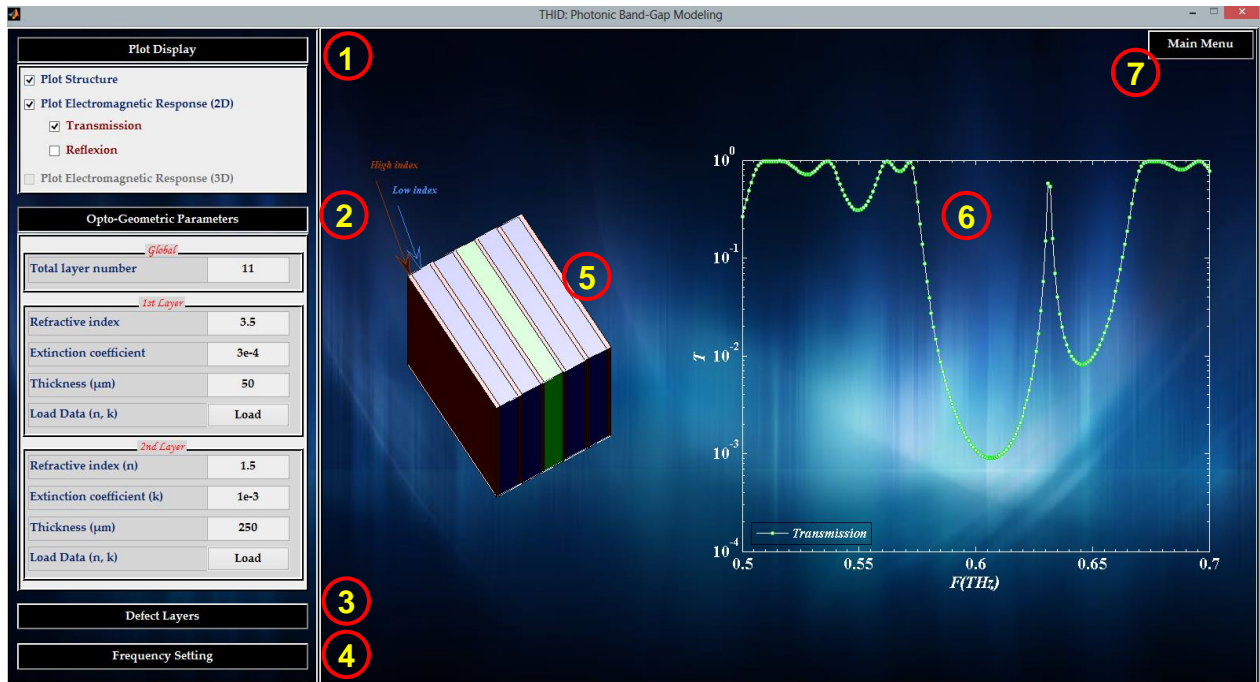


Figure 2. Aperçu des sous blocs (1) et (2) de l'interface graphique du module « THID : Photonic Band-Gap Modeling »

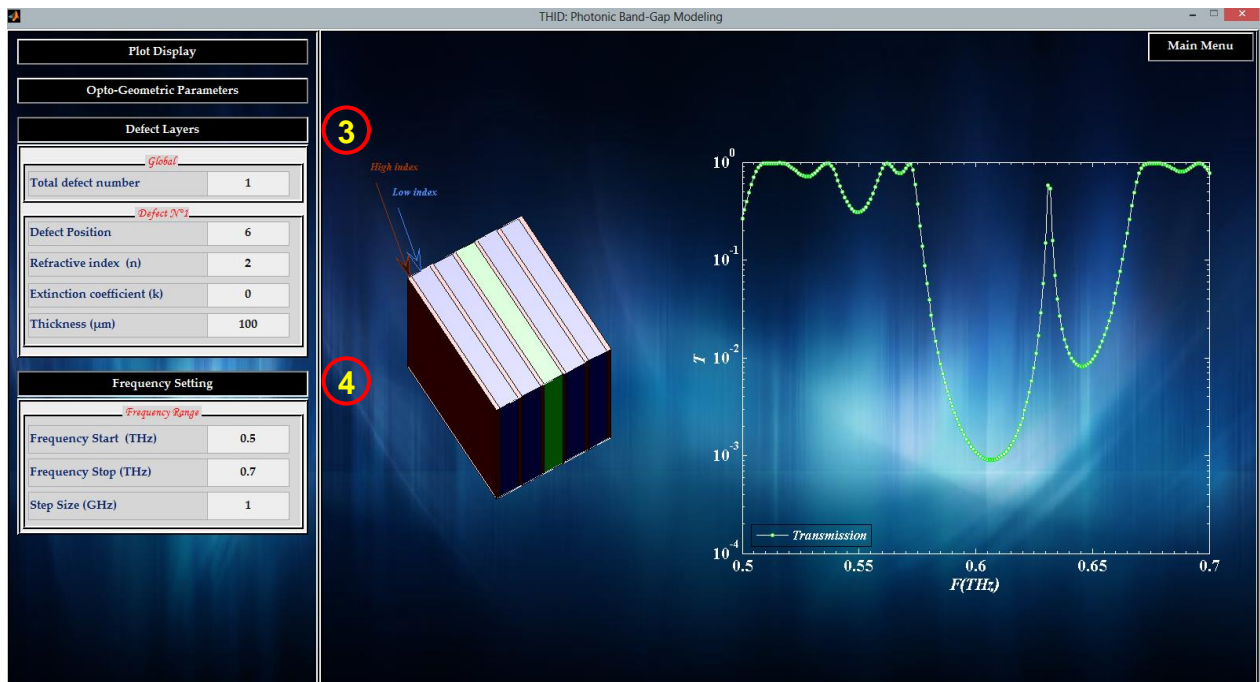


Figure 3. Aperçu des sous blocs (3) et (4) de l'interface graphique du module « THID : Photonic Band-Gap Modeling »

Le bloc d'initialisation est constitué de quatre sous blocs :

- 1. Plot Display :** Permet de sélectionner les résultats à présenter sur le bloc dessin. Par exemple, on peut choisir d'afficher la structure multicouche et représenter la transmission en intensité.
- 2. Opto-Geometric Parameters :** Définir le nombre de couches ainsi que leurs épaisseurs et indices de réfraction complexes. On peut aussi utiliser des valeurs d'indice de réfraction expérimentales.
- 3. Defect Layers :** On peut choisir le nombre de défauts, leur position et évidemment les paramètres opto-géométriques. Si on crée un défaut, sa couleur change en vert sur le dessin de la structure.
- 4. Frequency Setting :** Cette partie donne accès aux paramètres d'affichage : domaine de fréquence et résolution fréquentielle. Dans l'exemple présenté dans la figure 2, on travaille avec une résolution fréquentielle de 1 *GHz* sur l'intervalle entre 0.5 et 0.7 *THz*.

Le bloc dessin permet d'afficher :

- 5. La structure multicouche :** La structure dessinée est une simulation réelle des paramètres épaisseurs et nombre de couches.
- 6. Le spectre en intensité :** On peut représenter la transmission et/ou la réflexion du champ THz.

Le bouton « Main Menu » permet de revenir à l'interface initiale du choix de module (cf. Figure 1).

Le deuxième module « THz Identification », présenté dans la figure 4, est constitué de deux blocs, un bloc d'initialisation (1 et 2) et un bloc pour présenter la signature traitée et le code correspondant (3 et 4).

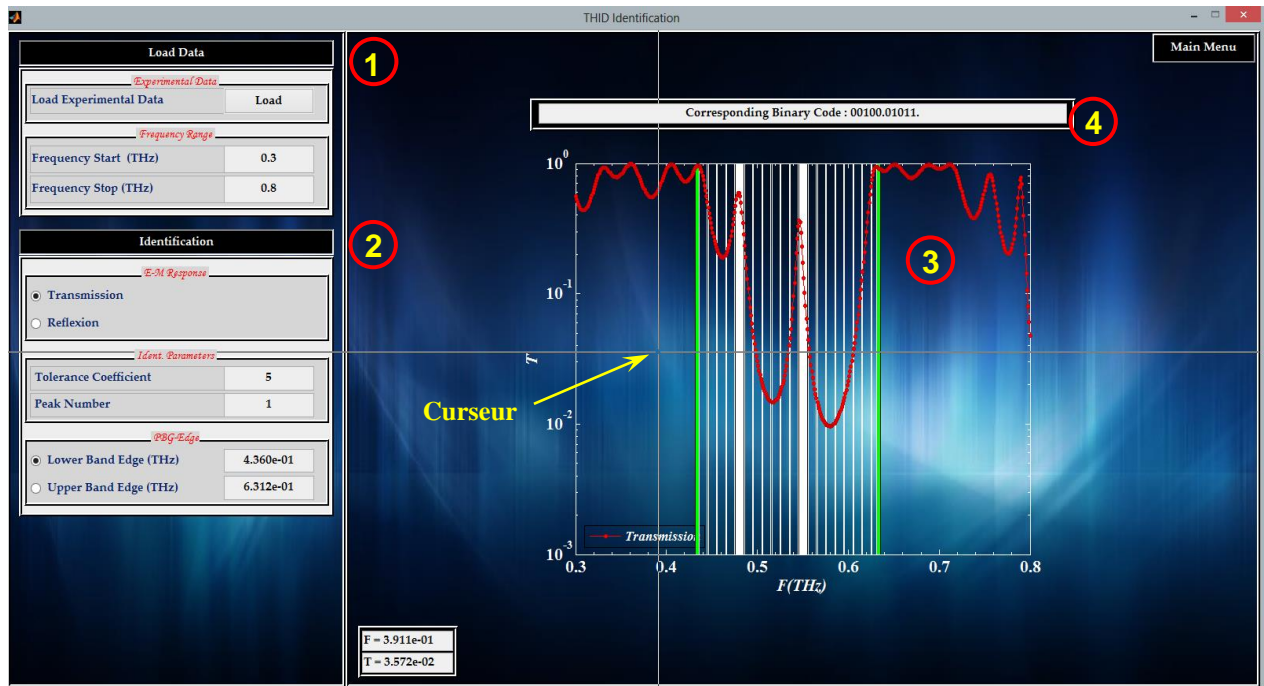


Figure 4. Aperçu de l'interface graphique du module « THID : THz Identification »

Le bloc d'initialisation est constitué de deux sous blocs :

- 1. Load Data :** Permet de sélectionner un fichier à analyser. Le fichier contient le spectre en intensité du champ THz transmis ou réfléchi ainsi que l'axe des fréquences. Dans le même bloc on trouve le champ « Frequency Range » utilisé pour définir les paramètres d'affichage.
- 2. Identification :** Permet de donner l'identifiant du tag analysé. On commence par choisir le type de la réponse analysée (transmission ou réflexion). Ensuite, on introduit les paramètres utilisés par l'algorithme de codage comme le paramètre « Tolr ». Pour sélectionner les bords de la bande interdite, il suffit de sélectionner l'une des bornes (Lower ou Upper Band Edge) puis avec le curseur on clique simplement sur le bon endroit sans rien introduire avec le clavier. Dès que les bords de la bande interdite sont définis (trait vert), on crée les canaux d'information, puis on repère les modes de défaut et en fin le programme nous renvoi l'identifiant final, tout cela d'une façon automatique.

Le bloc dessin permet d'afficher le signal à analyser ainsi que les canaux d'information et l'identifiant final.

Le troisième module « THz Authentication », présenté dans la figure 5, permet d'appliquer un test d'authentification dans le domaine temporel ou fréquentiel. La troisième méthode d'authentification, qui met en jeu la représentation temps-fréquence, n'est pas encore introduite dans cette version.

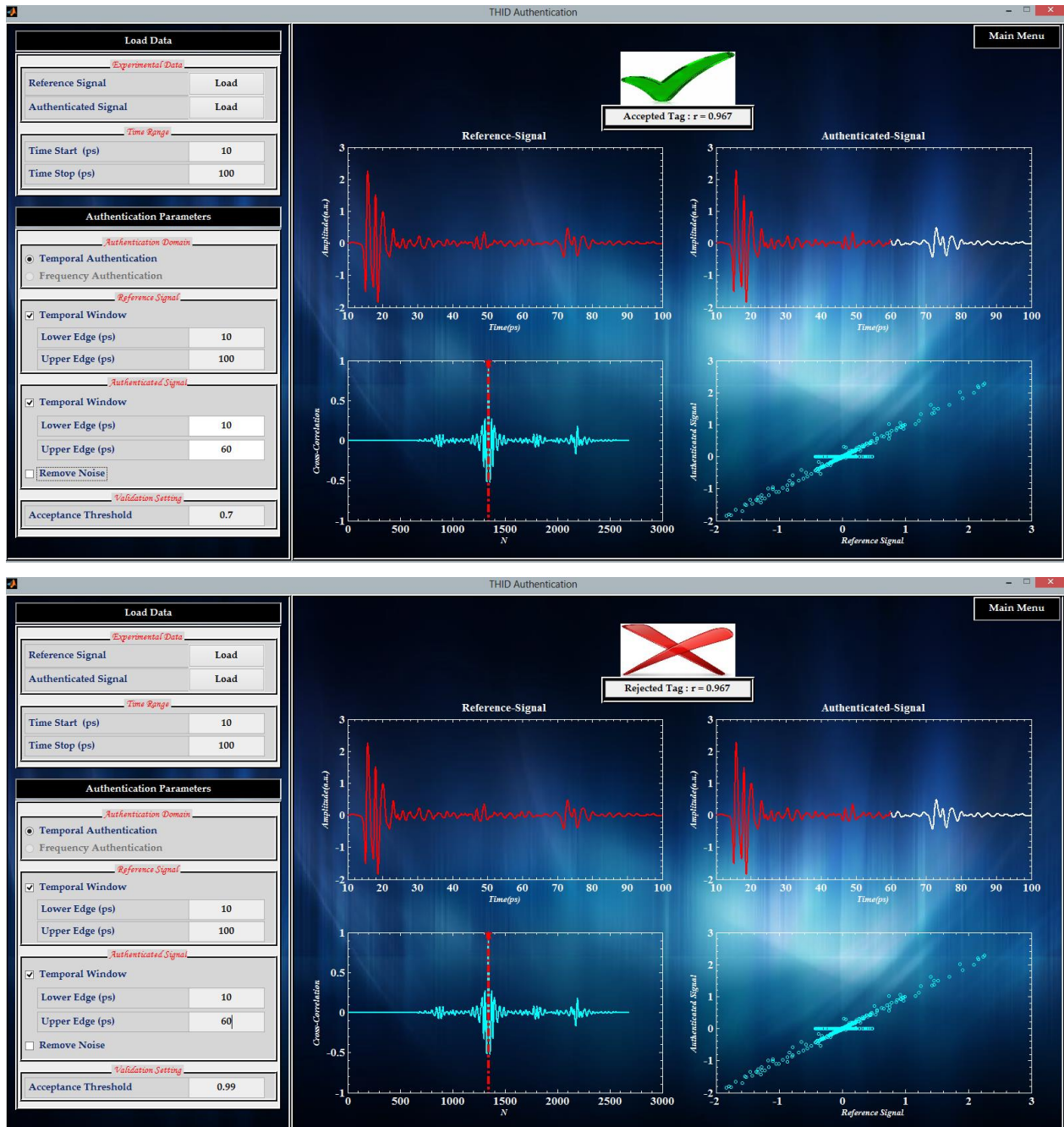


Figure 5. Aperçu de l'interface graphique du module « THz Authentication », Tag authentifié (en haut) et non authentifié (en bas)



Le bloc d'initialisation est constitué de deux sous blocs :

- 1. Load Data :** Permet de sélectionner les deux fichiers à analyser. Les fichiers contiennent les traces temporelles du champ THz transmis ou réfléchi ainsi que l'axe des temps, respectivement, du tag de référence et celui à authentifier. Dans le même bloc on trouve le champ « Time Range » utilisé pour définir les paramètres d'affichage.
- 2. Authentication Parameters :** On commence par choisir le domaine d'analyse. Dans l'exemple présenté dans la figure 4, on a choisi de travailler dans le domaine temporel. Ensuite, on a la possibilité de modifier la fenêtre temporelle. Dans cet exemple, on a modifié seulement la fenêtre temporelle du signal à authentifier. Selon le seuil d'acceptance « Acceptance Threshold », le tag peut être accepté (cf. Figure 5 en haut) ou non (cf. Figure 5 en bas). En fin, il est possible d'utiliser le filtre de Savitzky-golay en présence du bruit.

## Contenu du script principal de la Méthode de Matrices de Transfert

- [Les constantes](#)
- [L'axe des fréquences](#)
- [Les indices de réfraction complexes](#)
- [Les épaisseurs de couches](#)
- [Les paramètres de défauts](#)
- [Appel de la fonction principale](#)
- [Tracé des résultats](#)

```
clear all; clc;
close ('all')
```

### Les constantes

```
C=299792458;           % Vitesse de la lumière
p=11;                 % Nombre de couches

% Une variable qui permet de choisir si la première couche est de haut indice
% « Inv=0 » ou bien de bas indice "Inv=1
Inv=0;

% Si « CoefPert=0 » alors les pertes sont égales à zéros
CoefPert=0;
```

### L'axe des fréquences

```
FreqInf=0.1;FreqSup=.5; % Fréquence en THz
FreqResol=1e-3;         % La résolution fréquentielle en THz
```

### Les indices de réfraction complexes

```
nH=sqrt(11.676);       % Haut indice de réfraction
nL=1;                  % Bas indice de réfraction
n0=1;                  % Indice de réfraction de l'air
ns=1;                  % Indice de réfraction de Substrat
kHmin=2.5e-2;          % Coefficient d'extinction du matériau à haut indice (Min)
kHmax=2.6e-2;          % Coefficient d'extinction du matériau à haut indice (Max)
kLmin=1e-6;            % Coefficient d'extinction du matériau à bas indice (Min)
kLmax=1e-6;            % Coefficient d'extinction du matériau à bas indice (Max)
```

### Les épaisseurs de couches

```
F0=300e9;              % La fréquence centrale
Lambda0=C/F0;          % La longueur d'onde

DL=Lambda0/4/nL;       % Epaisseur du matériau de bas indice en  $\mu\text{m}$ 
DH=Lambda0/4/nH;       % Epaisseur du matériau de haut indice en  $\mu\text{m}$ 
```

## Les paramètres de défauts

```
PosiDef= [6];           % Position du défaut
nDef=2;               % Indice de réfraction
kDef=0;               % Coefficient d'extinction
dDef=250;             % Epaisseur en µm

[FreqTHz,LF,N,D,Theta,rs,ts,phi]=...
Cste(C,p,Inv,CoefPert,FreqInf,FreqSup,FreqResol,nH,nL,n0,ns,kHmin,kHmax,...
    kLmin,kLmax,DH,DL,PosiDef,nDef,kDef,dDef);
```

## Appel de la fonction principale

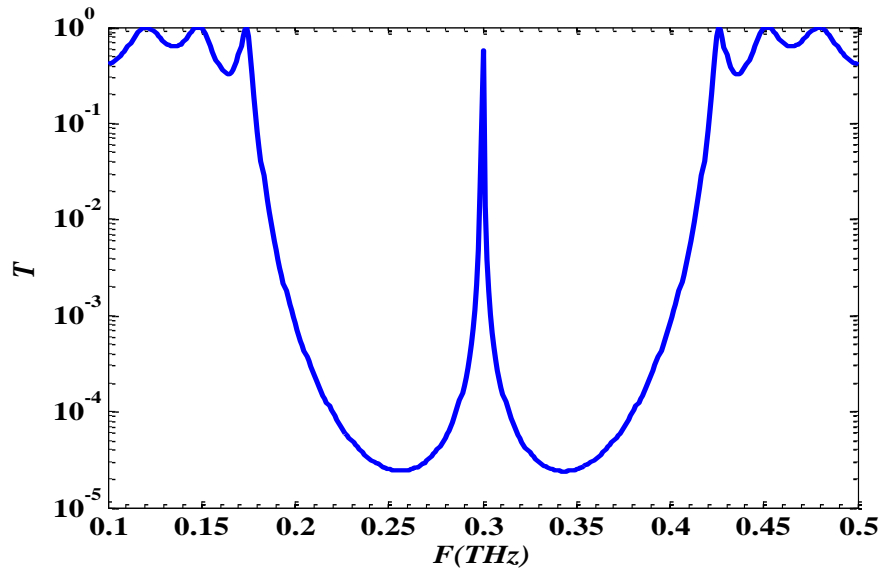
```
% Allocation de mémoire
[ResT,PhazT,ResR,PhazR]=deal (zeros (LF, 1));

for i=1:LF
    [ResT(i) ,PhazT(i),ResR(i) ,PhazR(i)]=...
        TMM_TE(phi(:,i),N(:,i),Theta(:,i),ts(:,i),...
            rs(:,i),p);
end
```

## Tracé des résultats

```
XlimInf=FreqInf;XlimSup=FreqSup; Pas=6;

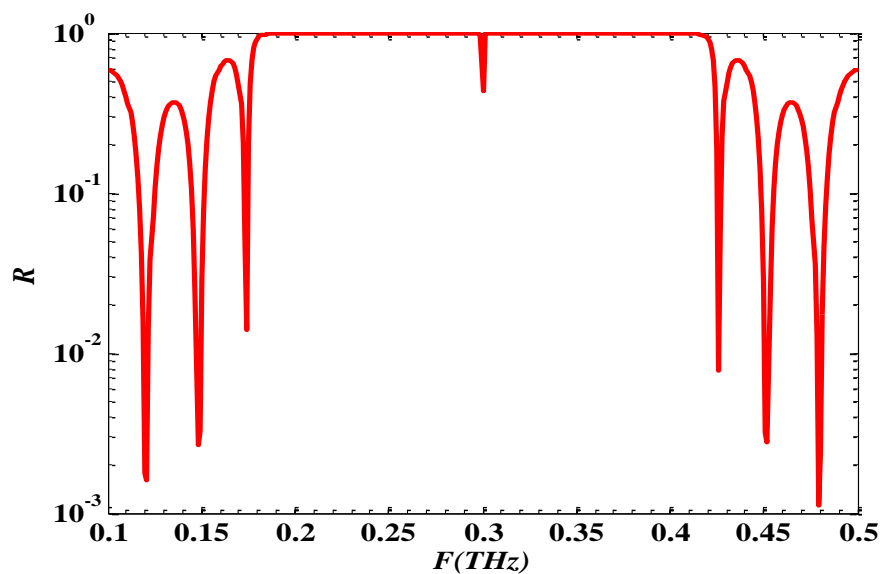
% Première réponse THz en transmission (en intensité)
figure (1)
axes1=axes('YScale','log','YMinorTick','on','TickDir','in',...
    'XMinorTick','on','TickDir','in','YAxisLocation','left',...
    'FontWeight','bold','FontSize',13,...
    'FontName','Times New Roman',...
    'Color','w');
box(axes1,'on');
hold(axes1,'all');
semilogy (FreqTHz,ResT,'LineStyle','-','LineWidth',2.5,'Marker','none',...
    'Color','b','markersize',4)
Xlim([FreqInf FreqSup])
Xlabel('\itF(THz)','FontSize',14,'FontName',...
    'Times New Roman','FontAngle','italic',...
    'FontWeight','bold','color','k')
ylabel('\itT','FontSize',14,'FontName',...
    'Times New Roman','FontAngle','italic',...
    'FontWeight','bold','color','k')
```



```

% Deuxième réponse THz en réflexion (en intensité)
Figure (2)
axes2=axes ('YScale','log','YMinorTick','on','TickDir','in',...
           'XMinorTick','on','TickDir','in','YAxisLocation','left',...
           'FontWeight','bold','FontSize',13,...
           'FontName','Times New Roman',...
           'Color','w');
box(axes2,'on');
hold(axes2,'all');
semilogy(FreqTHz,ResR,'LineStyle','-','LineWidth',2.5,'Marker','none',...
         'Color','b','markersize',4)
xlim([FreqInf FreqSup])
xlabel('\itF(THz)','FontSize',14,'FontName',...
      'Times New Roman','FontAngle','italic',...
      'FontWeight','bold','color','k')
ylabel('\itR','FontSize',14,'FontName',...
      'Times New Roman','FontAngle','italic',...
      'FontWeight','bold','color','k')

```



## Contenu de la fonction Cst

- [Les indices de réfraction complexe](#)
- [Epaisseur des couches](#)
- [Loi de Snell-Descartes pour le calcul de l'angle de réfraction](#)
- [Calcul des Coefficients de Fresnel - TE/S](#)
- [La phase](#)

```
function [FreqTHz, LF, N, D, Theta, rs, ts, phi]=...
    Cste(C, p, Inv, CoefPert, FreqInf, FreqSup, FreqResol, nH, nL, n0, ns, kHmin, kHmax, ...
    kLmin, kLmax, DH, DL, PosiDef, nDef, kDef, dDef)
if Inv==0
    pL=(p-1)/2;
    pH=p-pL;
else
    pH=(p-1)/2;
    pL=p-pH;
end

NbrePoint=ceil((FreqSup-FreqInf)/FreqResol)+1;
FreqTHz=linspace(FreqInf, FreqSup, NbrePoint);           % Vecteur Fréquence
FreqHz=FreqTHz*1e12;                                     %Convertir au Hz
LF=length(FreqHz);                                       % Longueur de Vecteur fréquence
NbrePnt=1/(LF-1);
```

## Les indices de réfraction complexe

```
n=zeros(p+2, LF);
nH=ones(pH, LF)*nH;
nL=ones(pL, LF)*nL;
n0=ones(1, LF)*n0;
ns=ones(1, LF)*ns;

n(1,:)=n0;
n(2+Inv:2:p+1,:)=nH;
n(3-Inv:2:p+1,:)=nL;
n(p+2,:)=ns;

if kHmin==kHmax; kHmax=kHmax+eps; end
DkH=(kHmax-kHmin);
if kLmin==kLmax; kLmax=kLmax+eps; end
DkL=(kLmax-kLmin);

k=zeros(p+2, LF);
kH=ones(pH, 1)*(kHmin:DkH*NbrePnt:kHmax)*CoefPert;
kL=ones(pL, 1)*(kLmin:DkL*NbrePnt:kLmax)*CoefPert;

k(2+Inv:2:p+1,:)=kH;
k(3-Inv:2:p+1,:)=kL;

N=n-1i*k;
N(PosiDef+1,:)=nDef-1i*kDef;
```

## Epaisseur des couches

```
D(2+Inv:2:p+1,1)=DH;
D(3-Inv:2:p+1,1)=DL;
D(PosiDef+1,:)=dDef*1e-6;
```

## Loi de Snell-Descartes pour le calcul de l'angle de réfraction

```
Theta=zeros(p+2,LF);
m=2:p+2;

if Theta(1)~=0
    Theta(m,:)=asin((N(m-1,:)./N(m,:)).*sin(Theta(m-1,:)));
end
```

## Calcul des Coefficients de Fresnel - TE/S

```
[NumRs,NumTs,DenomRs,DenomTs]=deal(zeros(p+1,LF));
NumRs(m,:)=(N(m-1,:).*cos(Theta(m-1,:))-N(m,:).*cos(Theta(m,:)));
NumTs(m,:)=2.*N(m-1,:).*cos(Theta(m-1,:));
DenomRs(m,:)=(N(m-1,:).*cos(Theta(m-1,:))+N(m,:).*cos(Theta(m,:)));
DenomTs(m,:)=(N(m-1,:).*cos(Theta(m-1,:))+N(m,:).*cos(Theta(m,:)));
rs(m,:)=NumRs(m,:)./DenomRs(m,:);
ts(m,:)=NumTs(m,:)./DenomTs(m,:);
```

## La phase

```
phi=zeros(p+2,LF);
phi([1 p+2],:)=0;

phi(2:p+1,:)=2*pi*D(2:p+1)*FreqHz.*N(2:p+1,:).*...
    cos(Theta(2:p+1,:))/C;
```

## Padded zeros ==> nombre de ligne au final égal à 50

```
padded=zeros(50-p-2,LF);
N=[N;padded];
Theta=[Theta;padded];
rs=[rs;padded];
ts=[ts;padded];
```

## Contenu de la fonction TMM\_TE

- [Matrice de Transfert](#)
- [Les Résultats](#)
- [La Transmission](#)
- [La Réflexion](#)

```
function [ResT , PhazT, ResR, PhazR] =...
    TMM_TE(phi, N, Theta, ts, rs, p)
```

## Matrice de Transfert

```
Ss=[exp(1i*phi(2))/ts(2) rs(2)*exp(-1i*phi(2))/ts(2);...
    rs(2)*exp(1i*phi(2))/ts(2) exp(-1i*phi(2))/ts(2)];
for m=3:p+2
    CRs=[exp(1i*phi(m))/ts(m) rs(m)*exp(-1i*phi(m))/ts(m);...
        rs(m)*exp(1i*phi(m))/ts(m) exp(-1i*phi(m))/ts(m)];
    Ss=Ss*CRs;
end
```

## Les Résultats

```
MR=Ss(2,1)/Ss(1,1); % La réflexion
MT=1/Ss(1,1);      % La Transmission
```

## La Transmission

```
CoefT=abs((N(p+2)*cos(Theta(p+2)))/(N(1)*cos(Theta(1))));
ResT=CoefT*abs(MT)^2;
PhazT=angle(MT);
```

## La Réflexion

```
ResR=abs(MR)^2;
PhazR=angle(MR);
```

# ANNEXE 2

## Fiche technique du système « Micro-Z »

### Micro-Z™

Handheld, Battery Operated Terahertz Time-Domain Spectrometer



#### Overview

The Micro-Z™ is a compact, handheld, battery-operated terahertz time-domain spectrometer that offers the total freedom of operation previously unattainable with stationary instruments. Featuring an easy-to-navigate interface, the device can be targeted for a variety of on-site inspection tasks using terahertz waves, including real-time chemical identification and spectral matching.

#### Benefits

- ▶ Handheld and portable
- ▶ Capable to operate in non-laboratory environments
- ▶ Point-shoot-measurement operation
- ▶ Non-contact real-time spectroscopy
- ▶ Turn-key system, minimal adjustments and maintenance
- ▶ Optional built-in display and control computer
- ▶ Built-in identification software with user-created spectral library

#### Features

- ▶ Compact, handheld terahertz transceiver head
- ▶ Fast scanning rate of 500 Hz
- ▶ Specific chemical signatures for identification
- ▶ Integrated scattering baseline correction
- ▶ Multiple assessment algorithms
- ▶ User expandable chemical signatures library
- ▶ USB port to communicate with external computer
- ▶ Transmission and reflection modes
- ▶ Broadband sensitivity up to 2 THz



Figure 1. Micro-Z unit.

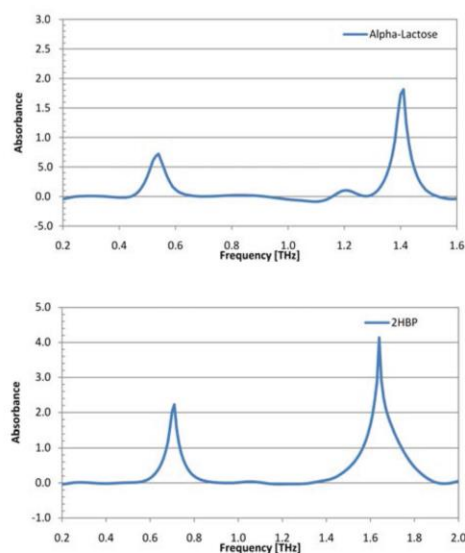


Figure 2. Absorption spectra of alpha-lactose and 2HBP respectively measured in the transmission mode.

Zomega Terahertz Corp.  
See the possibilities™



# Micro-Z™

Handheld, Battery Operated Terahertz Time-Domain Spectrometer

## Specifications

<b>Waveform rate</b>	500 Hz
<b>Scan range</b>	Fixed - 100 ps
<b>Dynamic range</b>	>50 dB @30 ps, 1 min
<b>Bandwidth</b>	0.1 - 2 THz
<b>Frequency resolution</b>	<200 GHz
<b>Geometry</b>	Transmission and normal reflection
<b>Standoff distance</b>	10 cm
<b>Software<sup>1</sup></b>	Terahertz Analysis and Control (TAC) software with plug-in architecture for custom application development
<b>Size (LxWxH) / Weight<sup>2</sup></b>	13.5" x 10" x 7" / <8 lb.

1. Standard with external computer communicated with USB. Optional built-in display and control.
2. Size/weight does not include battery, laser, and external computer.

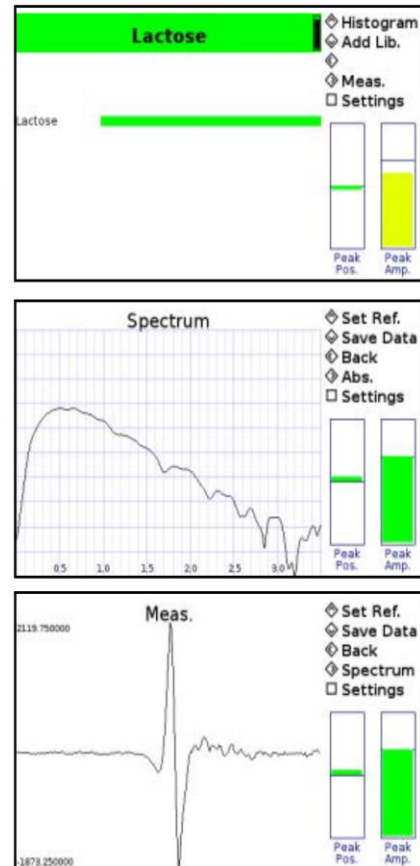


Figure 3. Screen shoot of built-in display.



### Zomega Terahertz Corp.

15 Tech Valley Dr. - Suite 102  
East Greenbush, NY 12061 U.S.A.

tel: 1.518.833.0577  
fax: 1.518.833.6718  
email: [sales@zomega-terahertz.com](mailto:sales@zomega-terahertz.com)  
web: <http://www.zomega-terahertz.com/>



Figure 4. Inspection of pellets in reflection.

## ANNEXE 3

Fiche technique d'une ligne à retard fibrée

### Large stroke variable fiber delay line

#### FEATURES

- > Variable optical delay  
up to 20 cm equivalent air path (> 600 ps)
- > Polarization maintaining
  - > Compact (rack size)
  - > Low insertion loss
  - > Several fiber types and connectors



LEUKOS-FDL-X

#### APPLICATIONS

- > Interferometry
- > Metrology
- > Optical synchronisation
- > Dispersion compensation

#### LEUKOS-FDL-OEM

Wavelength range (nm)	From 450 nm to 1600 nm
Extinction ratio (PM Model)	> 20 dB
Delay	Up to 20 cm equivalent air path (600 ps)
Insertion loss	Equivalent to fiber propagation loss
Resolution without servo control	10 $\mu$ m equivalent air path
Resolution with servo control	1/100
Fiber type	On request
Dimensions	5 cm x 10 cm x 20 cm

# ANNEXE 4

## Fiche technique du système « TAS7500 »



### Spectroscopic Analysis

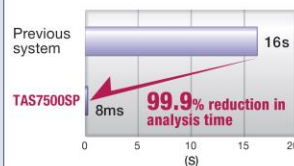
#### Why the TAS7500 Series Delivers Superior Performance

##### Best-In-Class Throughput

Advantest's proprietary sampling technique—an electronically controlled sweep method—delivers higher throughput than any previous system.

Patent Pending

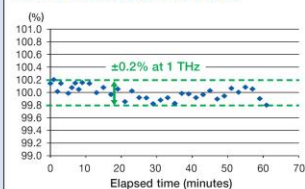
##### TAS7500SP Spectroscopic Analysis



##### Highly Stable Terahertz Wave Measurement

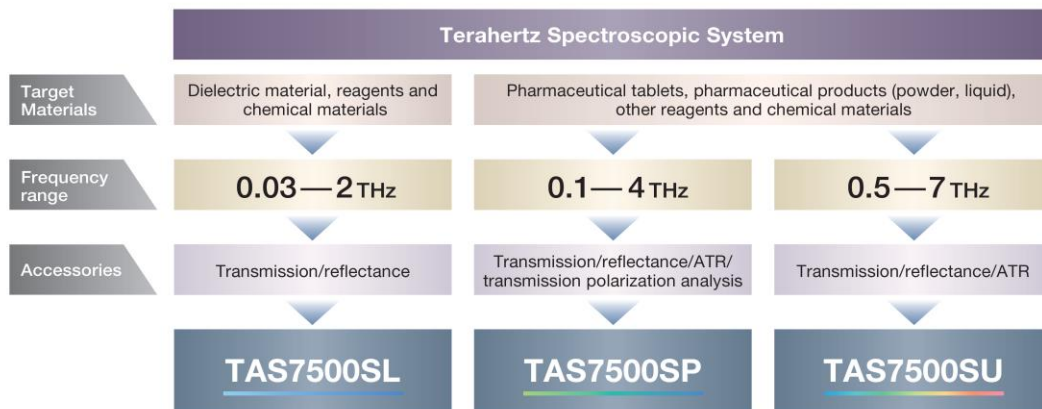
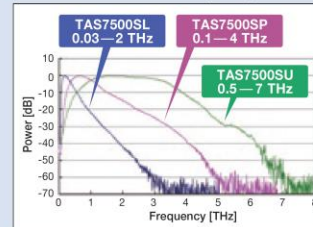
Advantest's independently developed optical fiber laser technology enables spectral power stability to within  $\pm 0.2\%$ .

##### Power Distribution at 1 THz



##### Specialized Systems for Specific Bandwidth Needs

In addition to the TAS7500SP, two specialized spectroscopic analysis systems—the TAS7500SL and the TAS7500SU—expand the bandwidth coverage of the TAS7500 series to serve a broad array of applications.



#### TAS7500 Series Accessory Lineup

##### Transmission Accessory

Measurement of samples for maximum sensitivity

Can be used with: **SL SP SU**



##### Reflectance Accessory

For density measurement and analysis of samples with internal layers

Can be used with: **SL SP SU**



##### ATR Accessory

For measurement of samples with high absorbance, powders

Can be used with: **SP SU**



##### Transmission Polarization Analysis Accessory

For measurement of polarization characteristics

Can be used with: **SP**



## Terahertz Imaging System

# TAS7500IM

2D/3D imaging of layer thickness distributions and cross-sections, etc.

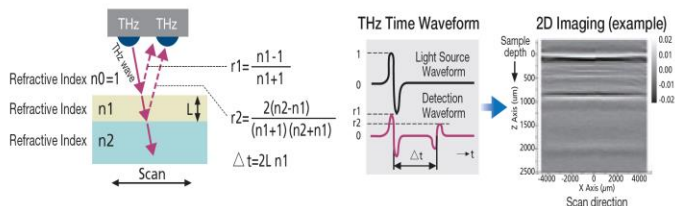
- Analyzes thickness/density of layers
- Non-destructive analysis of sample internal interfaces
- Autosampler enables measurement of up to 10 samples



TAS7500IM

### Terahertz time-of-flight tomography

Reflectance of THz pulses from samples allows non-destructive analysis of layer thicknesses and density via detection of delay times and amplitude.



## Terahertz Spectroscopic System

# TAS7500SP

Four easily interchangeable measurement accessories facilitate spectroscopic analysis of a wide range of materials.

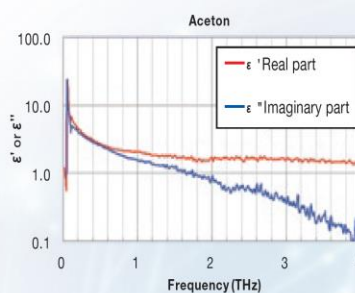
- Spectroscopic analysis methodology tailored to liquids, powders, and solids
- Industry-best scan time of 8 milliseconds

### Measurement of complex dielectric permittivity of a liquid

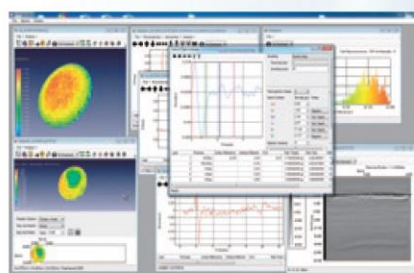
Analysis of acetone, utilizing the transmission module



TAS7500SP



### Sample analysis results



Imaging analysis



Spectroscopic analysis

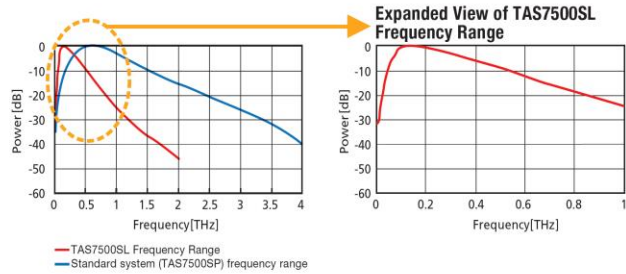
## Low-Frequency Terahertz Analysis System **TAS7500SL**

Specialized for the sub-terahertz band, optimized for R&D in the area of materials for communication components, and for spectroscopic analysis at lower bandwidths.



TAS7500SL

- 0.03 – 2 THz bandwidth coverage is optimal for millimeter/sub-millimeter spectroscopic analysis
- Industry-best scan time of 8 milliseconds
- Two easily interchangeable accessories (transmission and reflectance) enable diverse spectroscopic analysis applications



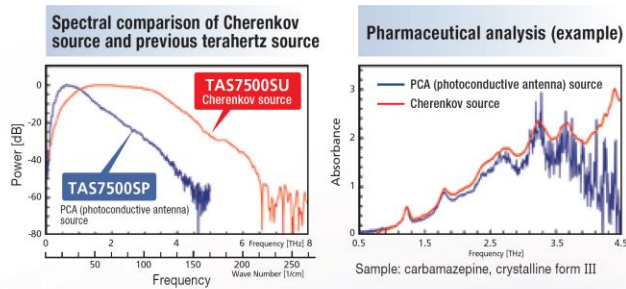
## Wide-Band Terahertz Analysis System **TAS7500SU**

Advantest's newly developed Cherenkov terahertz source enables broad-band terahertz spectroscopy at frequencies up to 7 THz.

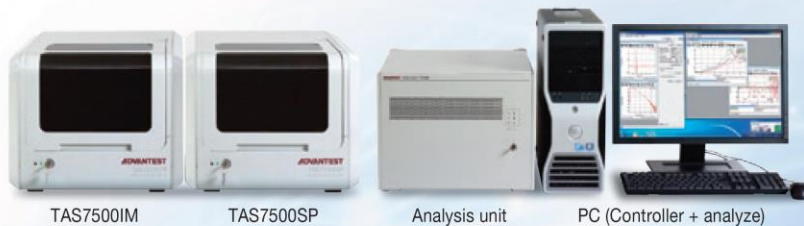


TAS7500SU

- Supports spectroscopic analysis at frequencies up to 7 THz, greatly improving high-frequency performance
- Industry-best scan time of 8 milliseconds
- Delivers improved 30 dB SN at 4 THz
- Excellent spectral flatness means highly reliable terahertz spectroscopy



### TAS7500 Series Basic Configuration



## Key Specifications

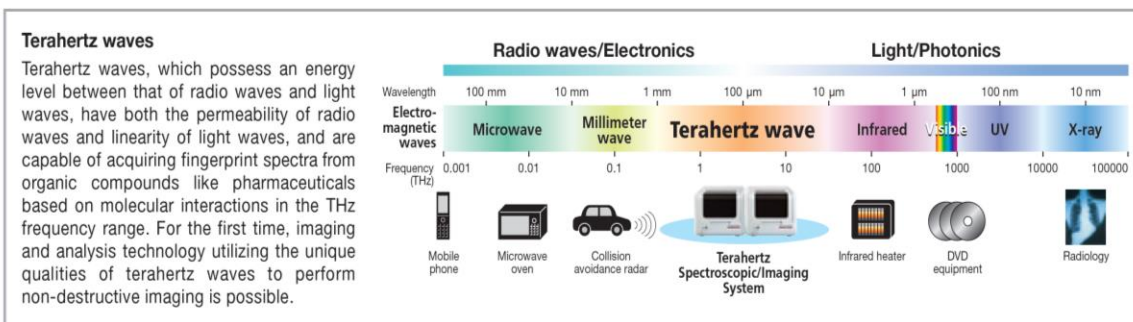
	TAS7500IM Terahertz Imaging System	TAS7500SL Terahertz Spectroscopic System Low-Frequency Coverage	TAS7500SP Terahertz Spectroscopic System	TAS7500SU Terahertz Spectroscopic System Wide-Band Coverage
Primary measurement applications <sup>(*)1</sup>	Tablet imaging and analysis	Spectroscopy (transmission/reflectance modes)	Spectroscopy (transmission/reflectance/ATR/ transmission polarization analysis modes)	Spectroscopy (transmission/reflectance/ATR modes)
Analytical object	Pharmaceutical tablets	Dielectric material, other reagents and chemical materials	Pharmaceutical tablets, pharmaceutical products (powder, liquid), other reagents and chemical materials	
Specimen dimensions	Imaging and analysis mode: Round tablet, Oval tablet, Oblong tablet Diameter: 5 to 20 mm or less, Thickness: 2.5 to 8.5 mm or less, Weight: 2 g or less (only in case of no engraved marks or score lines <sup>(*)2</sup> )	Transmission/reflectance mode: Horizontal dimensions: 20 to 30 mm, Vertical dimensions: 10 mm or less	Transmission/reflectance mode: Horizontal dimensions: 5 to 30 mm, Vertical dimensions: 10 mm or less  ATR mode: Powder/Liquid: Sample boat horizontal dimensions: Less than 5 mm Solid: Horizontal dimensions: 5 to 20 mm, Vertical dimensions: less than 10 mm	
Imaging function	Spatial resolution Less than 0.3 mm (2 THz)  Min. scanning resolution: 0.05mm  Coating thickness measurement range: 30 μm and higher  Automatic measurement: Max.10 tablets on a dedicated cassette, measures automatically	— — — —	— — — —	— — — —
Analysis/display function	Point display (reflection intensity, reflection spectrum), Tomographic image display, 3D mapping display (thickness, surface reflectance, interface reflectance, FCSI) <sup>(*)3</sup> FCSI: Film Coating Strength Index	Spectral display (transmittance, reflectance, phase difference, absorbance, absorption coefficient, complex refractive index, complex permittivity), Time response display (electric field strength), Quantitative analysis <sup>(*)3</sup>	Spectral display (transmittance, reflectance, ATR, phase difference, absorbance, absorption coefficient, complex refractive index, complex permittivity), Time response display (electric field strength), Quantitative analysis <sup>(*)3</sup>	
Measurement performance	Frequency range <sup>(*)4</sup> 0.1 to 4 THz Frequency accuracy <sup>(*)4</sup> Max. ±10 GHz (1.4 THz) Frequency resolution 30.4GHz Dynamic range <sup>(*)4</sup> 60 dB or higher (under peak frequency) Throughput <15 min (32 x 32 points, integrate 32 times)	0.03 to 2 THz Max. ±10 GHz (0.56 THz) 7.6GHz 50 dB or higher (under peak frequency) 8ms / scan	0.1 to 4 THz Max. ±10 GHz (1.4 THz) 60 dB or higher (under peak frequency)	0.5 to 7 THz
Purge	Built-in dry air unit (external air supply required)			
Controller	Standard (OS: Windows7 Pro, 64 bits)			
Data file format	Binary format, JCAMP-DX, SPC, CSV			
General specifications	Usage environment Temperature range: +10 to +30 °C, Relative humidity: 80% or less (no condensation)	Storage environment Temperature range: -10 to +50 °C, Relative humidity: 80% or less (no condensation)		
Power	Analysis unit: AC100V (100-120) / 200V (220-240) ± 10%, 50/60 Hz, 160 VA Measurement unit (TAS7500IM) : AC100V (100-120) / 200V (220-240) ± 10%, 50/60Hz, 180 VA Measurement unit (TAS7500SL/SP/SU) : AC100V (100-120) / 200V (220-240) ± 10%, 50/60Hz, 150 VA (Does not include analysis PC)			
Size/weight	Analysis unit: Approx. 430 (W) x 540 (D) x 330 (H) mm/28 kg or less Measurement unit: Approx. 500 (W) x 490 (D) x 410 (H) mm/48 kg or less (TAS7500IM), 40 kg or less (TAS7500SL/SP/SU)			

<sup>(\*)1</sup> When purchasing a terahertz spectroscopic system, user must select at least one measurement accessory (transmission, reflectance, ATR, transmission polarization analysis)

<sup>(\*)2</sup> Please contact us for analysis of tablets with engraved marks or score lines

<sup>(\*)3</sup> Option

<sup>(\*)4</sup> At temperatures of 23°C ± 5°C



**ADVANTEST®**

<http://www.advantest.co.jp>

ADVANTEST CORPORATION

Shin-Marunouchi Center Building, 1-6-2 Marunouchi, Chiyoda-ku, Tokyo 100-0005, Japan Phone: +81-3-3214-7500

●For further inquiries:

E-mail: [Info\\_t@jp.advantest.com](mailto:Info_t@jp.advantest.com)

Phone: +81-22-392-8730

48-2, Matsubara, Kami-Ayashi, Aoba-ku, Sendai-shi, Miyagi 989-3124, Japan

# ANNEXE 5

## Fiche technique du système « PB7200 »

### PB7200 Portable Frequency Domain Terahertz Spectrometer



DATASHEET | AUGUST 2013

TERAHERTZ SYSTEMS



#### Applications

- Threat Signature Characterization
  - Explosives
  - Biologicals
  - Chemicals
- Microwave and THz Spectroscopy
- Materials Characterization

#### Features

- Full Turnkey System: Arrives Configured and Ready to Start Making Measurements
- Extremely Economical: A Fraction of the Cost of Previous THz Systems
- Portable: Configurable with Built-in Li Ion Battery with Up to 12 hours of Continuous Use
- Compact: Under 23 cm x 23 cm x 8 cm (9"x 9" x 3") and less than 4 kg (9 lb.)
- Continuous Rapid Scanning From 100 GHz to over 1.8 THz
- Fiber Optic Coupled THz Source and Detector
- Integrated Lock-in Detection
- Room Temperature Solid State Detection: No Cryogenics Required
- Shipped in Custom Travel Case
- OEM version with Quantity Pricing Available

#### Compact, Portable Terahertz Spectroscopy System

EMCORE's versatile PB7200 Spectroscopy Platform is designed for scanning complex compounds to precise specifications with greater accuracy and control. The PB7200 is ideal for THz researchers and application developers who need to study the properties of materials at THz frequencies with high-resolution, but who don't want to design and build their own high-resolution THz spectroscopy system. The PB7200 can sweep up to 2.0 THz in a single rapid scan with frequency resolution better than 0.25 GHz.

The PB7200 employs precisely tuned, fiber-coupled butterfly packaged semiconductor DFB lasers, advanced photo-mixing source and detector, and sophisticated digital control hardware and software to provide a fully turnkey laboratory THz spectrometer. The room temperature solid-state homodyne detection technique eliminates the need for cryogenics. The highly efficient CW nature of the photo-mixing source puts all the THz power at the frequency of interest, yielding excellent signal-to-noise ratios across the scan range of up to 70 dB Hz.

Unlike time-domain systems requiring expensive mode-locked lasers, the tunable semiconductor laser diodes in the PB7200 can support linear scans or can 'frequency hop' between frequencies of interest to scan specific regions of the spectrum with varying degrees of resolution. The latest 'snap-in-place' fiber-optically coupled source and detector heads are mounted on a rail system and configured for transmission measurements. They may also be detached from the processor unit and used with extended fiber optic cables for maximum measurement flexibility in a wide range of applications, in either transmission or reflection modes. The new terahertz heads make the PB7200 not only lighter and more compact, but easier to assemble and tear down.

The PB7200's latest software package includes smoothing functions and background subtraction features. The software automatically downloads the calibration files from the PB7200 which makes setting up multiple computers easy.

#### Models

Model	Description
PB7200-2000-T-I	PB7200 Portable THz Frequency Domain Spectrometer in transmission mode with USB interface, internal lithium ion battery and rail system.
PB7200-D-CCW	Additional detection head with counter-clockwise photomixer required for operating the PB7200 system in reflection mode.

#### Performance Highlight

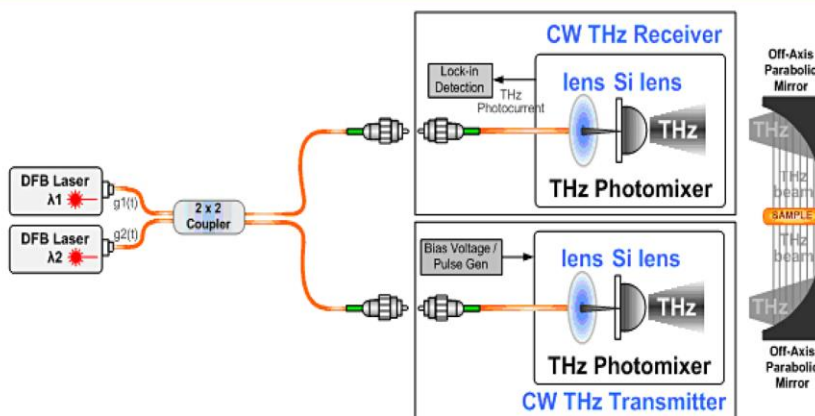
Parameter	Min	Typical	Max	Units
System Bandwidth	1700	1850	2000	GHz
Spectral Purity	0.010	0.015	0.025	GHz
Frequency Resolution	0.100	-	-	GHz
Detector Sensitivity (NEP @ 1000 GHz)	$10^{-12}$	$10^{-11}$	$10^{-10}$	W/Hz
Dynamic Range @ 1000 GHz	40	55	60	dB Hz
Electronic Chopping Frequency	-	6000		Hz

# PB7200 Portable Frequency Domain Terahertz Spectrometer

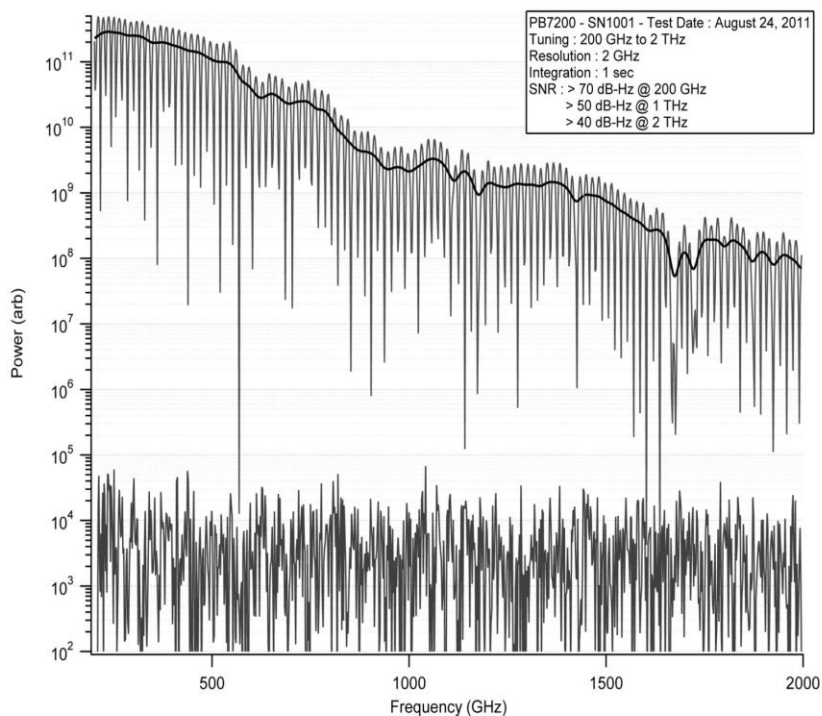


DATASHEET | AUGUST 2013 TERAHERTZ SYSTEMS

## System Schematic



## Terahertz Performance



Typical performance of a PB7200-2000 - THz Spectrometer for a scan of laboratory air at 1 ATM.

Gray line: raw data, Black line: 60 point average

\*Individual unit performance may vary and may be priced accordingly.



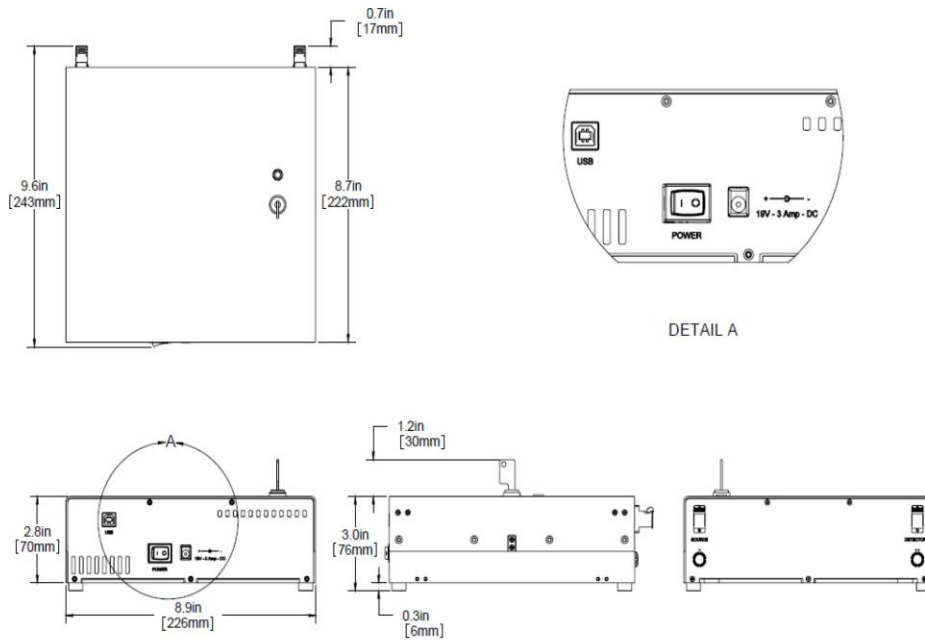
# PB7200 Portable Frequency Domain Terahertz Spectrometer



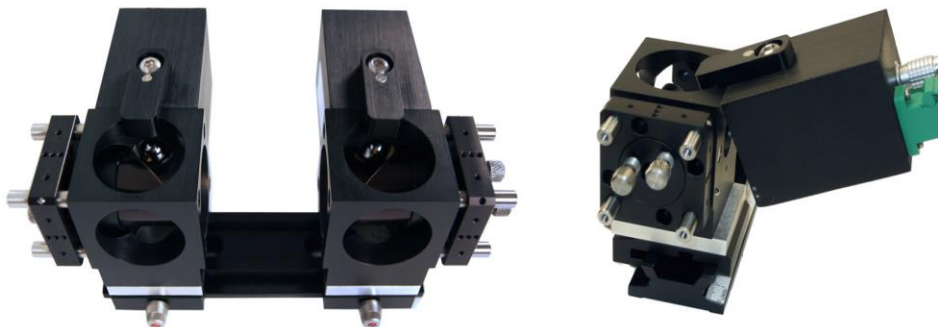
DATASHEET | AUGUST 2013 TERAHERTZ SYSTEMS



## Terahertz Control Unit



## Terahertz Optics



© 2013 EMCORE Corporation | REV 2013.08 Please see Page 4 for Regional Sales Contact information [www.emcore.com](http://www.emcore.com)

Information contained herein is deemed reliable and accurate as of the issue date. EMCORE reserves the right to change the design or specification at any time without notice.

## PB7200 Portable Frequency Domain Terahertz Spectrometer



DATASHEET | AUGUST 2013

TERAHERTZ SYSTEMS

### Specifications

Parameter	Value
Weight – Control Chassis	2.5 kg
Weight – Rail system with Heads and Optics	1.1 kg
Operating Temperature	-20C to +55C
Storage Temperature	-20C to +75C
Humidity	10% to 90% (non-condensing)
Input Voltage	100 – 240 VAC
Input Frequency	50 - 60 Hz
AC Input Load @ 120 vac @ 25 C	1.5 Amps
AC Input Load @ 240 vac @ 25 C	0.75 Amps
DC Output Load @ 19 vdc @ 25 C (average)	250 mA
Runtime on Internal Battery (estimated)	12 hours

### Regional Contact Information

U.S. East	U.S. West	Japan	China
Steve Moloy EOX E: <a href="mailto:stevem@eoxsales.com">stevem@eoxsales.com</a> P: +1 410-334-3973 <a href="http://www.eoxsales.com">http://www.eoxsales.com</a>	Kirk Reger Ward/Davis E: <a href="mailto:kreger@warddavis.com">kreger@warddavis.com</a> P: +1 310-643-6977 <a href="http://www.warddavis.com">http://www.warddavis.com</a>	Mr. Daisuke Yamashita E: <a href="mailto:yamashita@mrf.co.jp">yamashita@mrf.co.jp</a> P: +81 03-5821-3623 <a href="http://www.mrf.co.jp">http://www.mrf.co.jp</a>	Andrew Qiu E: <a href="mailto:Andrew.Qiu@Emcore.com">Andrew.Qiu@Emcore.com</a> P: +86 13-828737578 <a href="http://www.emcore.com">http://www.emcore.com</a>
United Kingdom and Europe	Central Europe and Benelux	India	Australia
Davinder Basuita E: <a href="mailto:davinder_basuita@emcore.com">davinder_basuita@emcore.com</a> P: +44 1344-827-306 <a href="http://www.emcore.com">http://www.emcore.com</a>	Mr. Harald Sittenauer E: <a href="mailto:hsittenauer@eqphotonics.de">hsittenauer@eqphotonics.de</a> P: +49 89-319019 22 <a href="http://www.eqphotonics.de">http://www.eqphotonics.de</a>	Davinder Basuita E: <a href="mailto:davinder_basuita@emcore.com">davinder_basuita@emcore.com</a> P: +44 1344-827-306 <a href="http://www.emcore.com">http://www.emcore.com</a>	Dr. Joseph R. Demers E: <a href="mailto:joe_demers@emcore.com">joe_demers@emcore.com</a> P: +1 626-293-3659 <a href="http://www.emcore.com">http://www.emcore.com</a>



Publications dans des revues internationales avec actes et comité de lecture	3
Conférences Internationales avec publications des actes et comité de lecture	3
Conférences Nationales avec publications des actes et comité de lecture	2
<b>Total</b>	<b>8</b>

## REVUES INTERNATIONALES

[Ri1] : M. Hamdi, F. Garet, L. Duvillaret, Ph. Martinez, G. Eymin-Petot, “Identification Tag in the THz Frequency Domain Using Low Cost and Tunable Refractive Index Materials,” *Annals of Telecommunications*, (2012)

[Ri2] : E. Perret, M. Hamdi, A. Vena, F. Garet, M. Bernier, L. Duvillaret, and S. Tedjini, “RF and THz identification using a new generation of chipless RFID tags,” *Radioengineering – Special Issue towards EuCAP 2012: Emerging Materials, Methods, and Technologies in Antenna & Propagation*, Vol. 20, pp. 380–386 (2011)

[Ri3] : J. Zaghdoudi, M. Hamdi, and M. Kanzari, “Improvement of the performances of 1D photonic crystal by the reduction of the kiessig fringes,” *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 17, pp. 267-282, (2011)

---

## COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

[Ci1] : M. Hamdi, F. Garet, L. Duvillaret, Ph. Martinez, G. Eymin-Petot-Tourtollet,, “Low cost materials and devices for identification in the THz frequency domain,” *International Conference on Spectroscopy and Applications ICSA*, May 2-4 2014 – Hammamet - Tunisia

[Ci2] : E. Perret, M. Hamdi, G. Eymin-Petot-Tourtollet, R. Nair, F. Garet, A. Delattre, A. Vena, L. Duvillaret, Ph. Martinez, S. Tedjini, Y. Boutant, “THID, The Next Step of Chipless RFID,” *IEEE International Conference on RFID (RFID)*, April 30 to May 2 2013, Orlando, Florida, USA

[Ci3] : M. Hamdi, F. Garet, L. Duvillaret, Ph. Martinez, G. Eymin-Petot-Tourtollet, “New Approach for Chipless and Low Cost Identification Tag in the THz Frequency Domain,” *IEEE International Conference on RFID -Technologies and Applications (RFID - TA)*, November 05-07 2012, Nice, France

---

## COMMUNICATIONS NATIONALES

[Cn1] : M. Hamdi, F. Garet, L. Duvillaret, E. Perret, S. Tedjini, M. Bernier, P. Martinez, G. Eymin Petot Tourtollet, E. Perret, S. Tedjini, Y. Boutant, “Démonstration d’un Tag bas coût pour l’identification dans le domaine THz,” *18èmes Journées Nationales Microondes*, 15-17 Mai 2013, Paris, France

[Cn2] : M. Hamdi, F. Garet, L. Duvillaret, E. Perret, S. Tedjini, M. Bernier, P. Martinez, G. Eymin Petot Tourtollet “THID tags for identification in the THz domain,” *6ème Journées Téraherz*, 25–27 Mai 2011, La Grande-Motte, France



# *Identification tag in the terahertz frequency domain using low-cost and tunable refractive index materials*

**Maher Hamdi, Frédéric Garet, Lionel Duvillaret, Philippe Martinez & Guy Eymin Petot Tourtollet**

**annals of telecommunications -  
Annales des télécommunications**

ISSN 0003-4347  
Volume 68  
Combined 7-8

Ann. Telecommun. (2013) 68:415-424  
DOI 10.1007/s12243-013-0374-7



# Identification tag in the terahertz frequency domain using low-cost and tunable refractive index materials

Maher Hamdi · Frédéric Garet · Lionel Duvillaret ·  
Philippe Martinez · Guy Eymin Petot Tourtollet

Received: 14 August 2012 / Accepted: 13 May 2013 / Published online: 23 June 2013  
© Institut Mines-Télécom and Springer-Verlag France 2013

**Abstract** In the present paper, we propose a new structure of chipless and low-cost tag for data encoding in the terahertz frequency range. The device is based on a multilayer structure in which the thicknesses of the different layers are of the order of the wavelength, i.e., in the submillimeter range. In this device, the information is encoded in the volume of the tag thanks to the adjustable refractive index and low-cost materials, leading to a high level of security. The two main advantages compared to classical radiofrequency identification tags are the absence of metal and the encoding of the information in the volume of the structure, thus limiting the risk of damage during handling and preventing from reverse engineering, for example.

**Keywords** Chipless tag · Low cost · Multilayer structure · Tunable refractive index · Effective medium theory

## 1 Introduction

The identification and recognition of products are of major interest in our society and economy. Some techniques for data encoding are very popular like barcode [1, 2], radiofrequency identification (RFID) [3], and more recently, quick response (QR) code [4]. These techniques are based on the reflected electromagnetic (EM) signature of the tag which is used to

encode the information either in the optic or radiofrequency domain. On one side, the barcode and QR code are very low cost and easy to use but also easy to imitate, whereas RFID tags are made of an antenna coupled with a microchip; its cost is one of the main obstacles for its wider use [5]. In all of these cases, as the tag remains visible and attached to the surface, it can be damaged during handling or shipment and easily decoded by reverse engineering.

Thus, identification in the terahertz frequency range using a new type of encoding concept is very attractive to get rid of all the drawbacks of the classical and previously described techniques and to ensure better security for data. In this paper, we show that binary information with more than 10 bits can be encoded in the terahertz frequency range.

We first present a study of low-cost materials based on low-density polyethylene (LDPE) with a highly tunable refractive index  $n$  ranging from 1.5 to more than 2.4 and whose value can be well predicted using a simple effective medium theory. In the second part, we show that the EM signature of a periodic multilayer structure acting as a Bragg mirror can be easily modified by varying the optical thickness (the geometric thickness times the refractive index) of one or several layers. Indeed, this break of periodicity leads to the appearance of defect levels in the photonic band gap (PBG) of the Bragg structure which are used for binary data encoding. We finally present the experimental results: we obtain several bits coding prototypes based on LDPE materials with different structural defects. These structures are designed to be used in the frequency range of 150–600 GHz and are characterized using a classical terahertz time domain spectroscopy (THz-TDS) setup.

## 2 Tag principle

Terahertz tags are based on a one-dimensional (1D) periodic multilayer structure corresponding to a Bragg mirror and are typically made of a periodic stack of layers of two transparent

M. Hamdi · F. Garet (✉)  
IMEP-LAHC Laboratory, Université de Savoie,  
73376 Le Bourget-du-Lac Cedex, France  
e-mail: garet@univ-savoie.fr

L. Duvillaret  
KAPTEOS, Savoie Technolac,  
73376 Le Bourget-du-Lac Cedex, France

P. Martinez · G. Eymin Petot Tourtollet  
CTP, Domaine Universitaire,  
38044 Grenoble Cedex 9, France

materials (Fig. 1, left) with different indices of refraction, named high (H) and low (L), respectively. When illuminated with an EM wave, such a structure exhibits some periodic PBGs in its transmission spectrum [6], which are equally spaced in frequency (Fig. 1, right). The positions of the PBG depend on the optical thickness of the layers, whereas their widths depend on the refractive index contrast between the successive layers H and L.

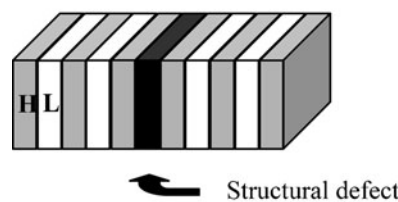
When one or several layers of the structure are modified (structural defect), i.e., when the period is broken, some peaks appear in the PBG corresponding to transmitted energy (defect level). The number and the position of the peaks depend on the optical thickness of the structural defect [7]. We propose to use the presence or absence of such defect levels to encode binary information in the first PBG which presents the widest relative bandwidth. Considering the central wavelength  $\lambda_c$  of the first PBG, the optimal optical thickness of the structure layers is equal to  $\lambda_c/4$ , leading to a reasonable thickness of the device in the millimeter range. Moreover, as the information is contained in the volume of the tag, it can be directly incorporated in the package of the product to identify.

### 3 Mathematical formalism for multilayer calculation

To understand, to analyze, and in some way, to predict the EM behavior of these multilayer structures, we use the transfer matrix method (TMM) [7]. We consider a stack of planar and parallel layers, each being defined by its thickness  $d_i$  and its refractive index  $n_i$ . For a given layer  $i$ , the electric field can be written as the summation of a forward wave  $E_F$  at position  $z_i$  and a backward wave  $E_B$  in the neighboring layer at position  $z_{i+1}$ . The electric field amplitudes are coupled to those of the adjacent layers by the following matrix product:

$$\begin{pmatrix} E_F(z_0) \\ E_B(z_0) \end{pmatrix} = \prod_{i=1}^{N+1} T_i \begin{pmatrix} E_F(z_{N+1}) \\ E_B(z_{N+1}) \end{pmatrix} \tag{1}$$

**Fig. 1** Schematic of a terahertz tag (left) and typical transmitted (blue) and reflected (red) intensity of a periodic multilayer structure (right)



where  $N$  is the number of layers and  $T_i$  is the transfer matrix of layer  $i$ , which can be written as:

$$T_i = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{t_{i-1,i}} \begin{pmatrix} 1 & r_{i-1,i} \\ r_{i-1,i} & 1 \end{pmatrix}}_{\text{interface matrix}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \exp(i\varphi_i) & 0 \\ 0 & \exp(-i\varphi_i) \end{pmatrix}}_{\text{propagation matrix}} \tag{2}$$

where  $t_{i-1,i}$  and  $r_{i-1,i}$  are the Fresnel transmission and reflection coefficients at the interface between the  $(i-1)$ th and  $i$ th layers, respectively.

For a given wavelength  $\lambda$ , the phase delay  $\varphi_i$  resulting from the propagation through layer  $i$  of thickness  $d$  under incident angle  $\theta_i$  is given by:

$$\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} n_i d_i \cos\theta_i \tag{3}$$

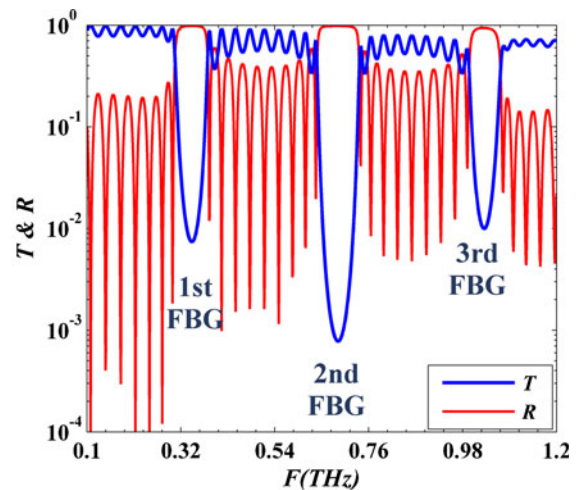
Obviously, we have  $E_B(z_{N+1})=0$ , as there is no incoming wave from the back side of the multilayer. Therefore, the reflection and transmission amplitudes of a plane wave impinging onto the multilayer structure are calculated from the transfer matrix elements through the following relations:

$$r = \frac{T_{21}}{T_{11}} \text{ and } t = \frac{1}{T_{11}} \tag{4}$$

The reflected and transmitted intensities are, respectively, given by:

$$R = r \cdot r^* \text{ and } T = \frac{n_{N+1} \cos \theta_{N+1}}{n_0 \cos \theta_0} t \cdot t^* \tag{5}$$

Figure 1 presents the intensity transmission (blue) and reflection (red) coefficients calculated for a structure made of a periodic stack of ten high refractive index layers ( $n_H=2.20$ ;





$d_H=50\ \mu\text{m}$ ) and nine low refractive index layer ( $n_L=1.51$ ;  $d_L=214\ \mu\text{m}$ ).

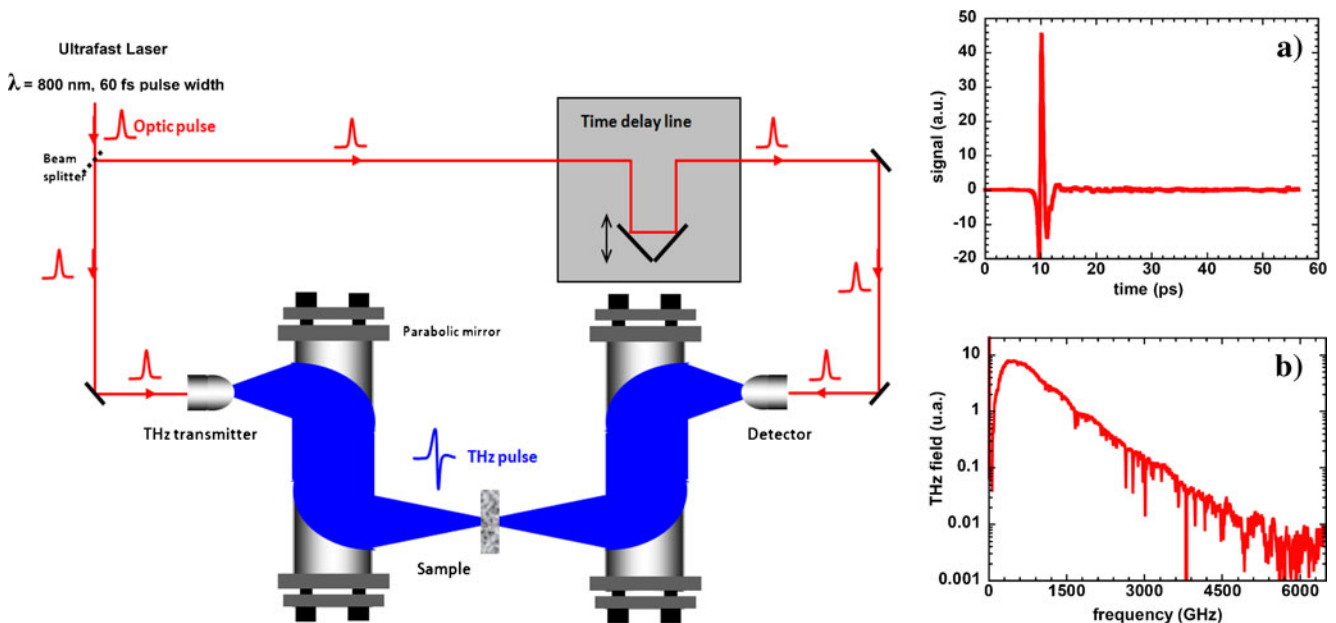
#### 4 Tunable refractive index materials and THz-TDS setup

As previously described, materials of the successive layers must exhibit a large refractive index contrast, a low absorption, and also the lowest cost as possible. Polyethylene and latex are very good candidates as low refractive index materials because these low-cost materials are very easy to supply and they present a low absorption in the frequency domain of interest. On the other hand, mineral charges like  $\text{CaCO}_3$  and  $\text{TiO}_2$ , for example, exhibit a very high refractive index of 3 and 10.5, respectively [8]. To fabricate adjustable refractive index materials, these mineral charges are mixed in various proportions with the low index materials. The particle size of the charges is chosen to be small enough (diameter of several micrometers) to limit scattering (Mie) and in turn to minimize losses in the multilayer structure. To ensure good mechanical properties of the mixture and because of their optical properties, LDPE and latex can act also as binder for mineral charges. With a volume concentration of mineral charge lower than 25 % (roughly 60 % for weight concentration) for  $\text{TiO}_2$ , for example, we obtain stable mixtures with good mechanical properties. The densities of  $\text{TiO}_2$  and LDPE are  $\rho_{\text{TiO}_2}=4,325\ \text{kg m}^{-3}$  and  $\rho_{\text{LDPE}}=925\ \text{kg m}^{-3}$ , respectively.

To characterize the different materials, we use a classical THz-TDS experiment [9] based on LT-GaAs photoswitches as terahertz emitter and detector, illuminated by 60 fs laser

pulses at the wavelength of 800 nm. The terahertz beam is collimated and focused by high resistivity silicon lenses associated with a set of four off-axis parabolic mirrors. The device is probed with a terahertz beam whose diameter is of several millimeters (depending on the frequency) and whose spectrum typically spreads from 0.1 to 4 THz with a dynamic range of 60 dB in the frequency range of interest (see Fig. 2, inset b). The temporal shape (see Fig. 2, inset a) of the transmitted signal is measured over a 150-ps time window in order to reach a frequency resolution of about 3.3 GHz.

Figure 3 represents the refractive index and the absorption of the previously described materials (LDPE, latex,  $\text{TiO}_2$ , and  $\text{CaCO}_3$ ) measured using the THz-TDS setup [10] in the frequency range from 0.2 to 1.4 THz. We can notice that the refractive index of LDPE and latex is almost constant with frequency and remains low, between 1.5 and 1.6, whereas it typically reaches 2.4 for  $\text{CaCO}_3$  and about 4 for  $\text{TiO}_2$ . These last values are noticeably smaller than the ones published in the literature [8]: 3 for  $\text{CaCO}_3$  and about 10.5 for rutile ( $\text{TiO}_2$ ). The difference comes from the sample constitution we have characterized: they are not bulk material but pressed pellets of powder which contain residual air inside. Consequently, these values must be considered as low limit values as the air present in the pellet will be replaced by the binder when the mineral charges will be mixed with LDPE or latex. The absorption coefficient of latex, LDPE, and  $\text{CaCO}_3$  (Fig. 3, right) remains reasonably low below 1 THz, whereas that of  $\text{TiO}_2$  increases with the frequency and reaches about  $30\ \text{cm}^{-1}$  at 1 THz. The absorption of LDPE, which is typically lower than  $0.5\ \text{cm}^{-1}$  in this frequency range, is not represented.



**Fig. 2** Schematic of a THz-TDS setup (left) and typically measured signal (temporal (a) and spectra (b) shape of the terahertz pulse)

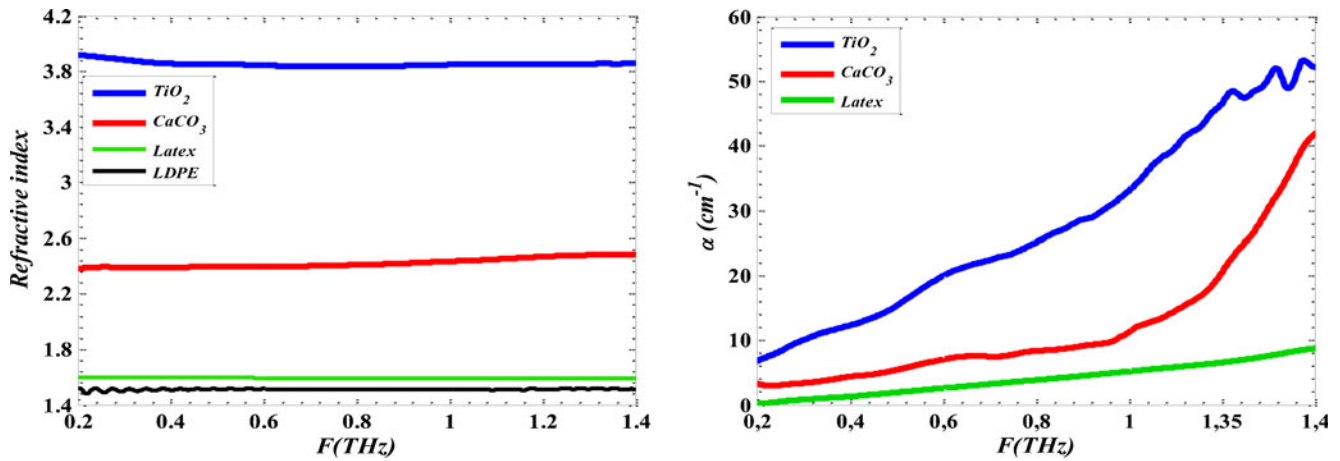


Fig. 3 Refractive index (left) and absorption (right) of LDPE, latex, CaCO<sub>3</sub>, and TiO<sub>2</sub>

When the optical size of particles is much smaller than the wavelength of the impinging EM wave (i.e., below the limit of the Rayleigh scattering regime), scattering remains small and the effective medium theory can be used to predict the EM behavior of the mixture. Various models of effective medium have been published to predict the dielectric properties of mixture involving components with different shapes. The more commonly used approaches are the Maxwell Garnett (MG) [11], Bruggeman [12], Landau, Lifschitz, and Looyenga [8], and Lichtenecker and Rother (LR) [13] formalisms.

Figure 4 (left) exhibits the refractive index of a latex–CaCO<sub>3</sub> mixture versus the volume concentration of CaCO<sub>3</sub>; due to the mechanical instability of the pellet for high concentrations of mineral charges, the maximum volume concentration for CaCO<sub>3</sub> in LDPE is about 50 % (90 % in weight). This figure shows that, for such a mixture, both the MG and LR theories are in good agreement with the experimental result and give a good prediction of the mixture refractive index. For the case of random arrangement of particles in the LR model, the effective permittivity  $\tilde{\epsilon}_{\text{eff}}$  of

an inhomogeneous medium is given by Eq. 6 [13]. In this model and for pure materials, we have considered the refractive index value of bulk CaCO<sub>3</sub> [8], i.e.,  $n_{\text{CaCO}_3}=3$ :

$$\tilde{\epsilon}_{\text{eff}} = \tilde{\epsilon}_1^\phi \cdot \tilde{\epsilon}_2^{(1-\phi)} \tag{6}$$

$\epsilon_1$  and  $\epsilon_2$  are the dielectric permittivity of the pure materials constituting the mixture,  $\epsilon_{\text{eff}}$  is the dielectric permittivity of the mixture, and  $\phi$  is the volume concentration of material 1.

Figure 4 (right) represents the measured refractive index of the mixture versus the concentration of the two mineral charges. Because of its higher refractive index, the highest effective refractive index is obtained using TiO<sub>2</sub> and reaches 2.4 even if the mineral charge concentration remains lower than that for CaCO<sub>3</sub>; this latter limitation resulting from mechanical instability. On the other hand, LDPE exhibits both a lower refractive index and a lower absorption coefficient compared to latex and is the best candidate as binder for mineral charges. Thus, we have chosen to use a TiO<sub>2</sub>–LDPE

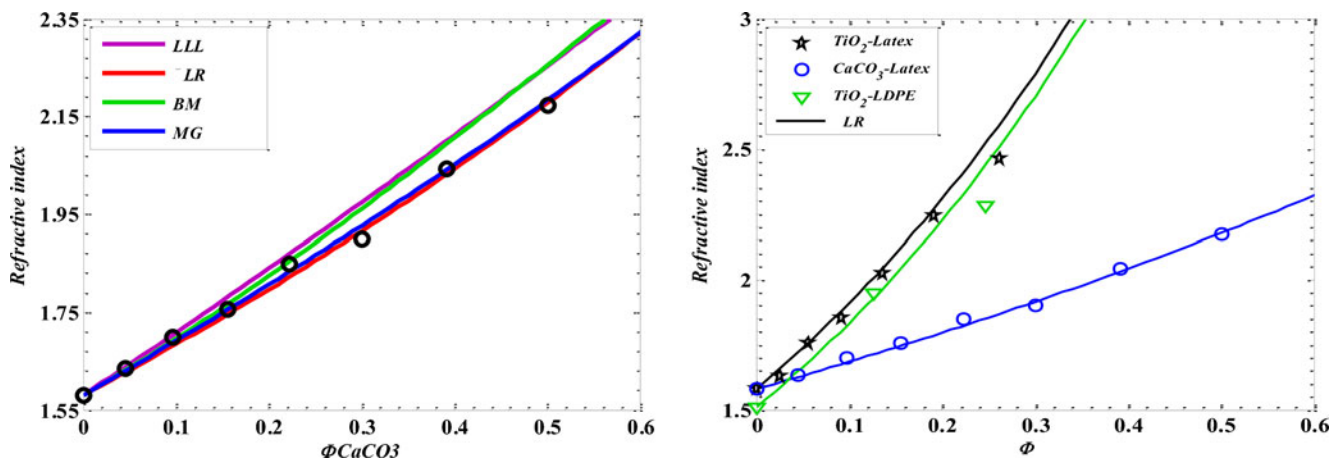


Fig. 4 Effective medium theories comparison for the latex–CaCO<sub>3</sub> mixture (left). Comparison of the tunability (refractive index) for different mixtures (right): measurement in dots, corresponding LR theories in continuous lines

mixture and LDPE to build, respectively, the H and L layers in tag prototypes.

### 5 Composition of terahertz tags prototypes

We fabricated different prototypes of terahertz tags based on the previously described materials, with the number of layers being optimized both to maximize the signal rejection in the PBG and to limit the losses due to layer absorption. To get a high index contrast and, consequently, a large PBG width, we used pure LDPE ( $n=1.51$ ) and  $\text{TiO}_2$  (60 %)-LDPE (40 %) mixture ( $n=2.2$ ) for low and high index materials, respectively. The tag has been designed so that the frequency position of the first PBG is at 350 GHz. For that purpose, a stack of 19 alternating layers with thicknesses of 50 and 214  $\mu\text{m}$  for the low and high index, respectively, has been fabricated (Fig. 5, left).

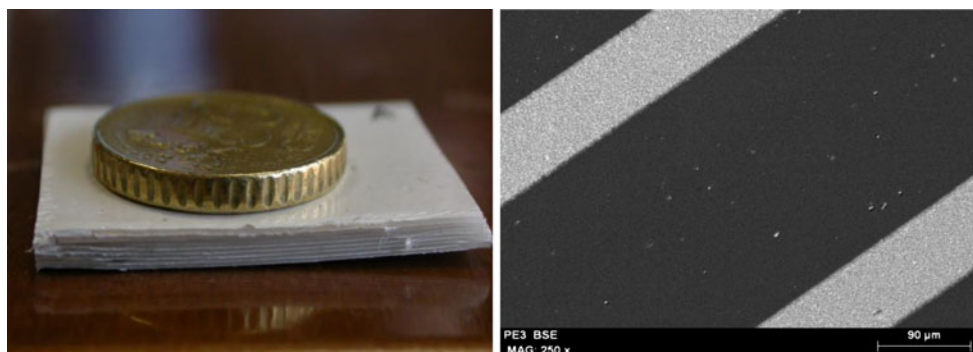
Figure 5 (right) shows a scanning electron microscopy (SEM) picture of the layers' interfaces between low (black) and high (gray) refractive index materials. We can notice that the interface is very well defined and that both high and low refractive index materials constitute flat and parallel layers.

### 6 Results

Figure 6 shows the transmitted intensity measured (circles) on a periodic multilayer made of 19 layers as previously described. The first PBG is centered around 350 GHz with a spectral width of about 110 GHz. The oscillations on both sides of the PBG are called Kiessig fringes [14]. They result from the Fabry-Pérot behavior of the multilayered structure, and they can be reduced by adding “tapered” layers (acting as antireflection coating) on both sides of the multilayered structure [15].

The black continuous line represents the calculation obtained with the TMM formalism. The agreement is very good on the whole frequency domain. Let us notice that there is no adjustable parameter as all geometrical and optical parameters have been measured.

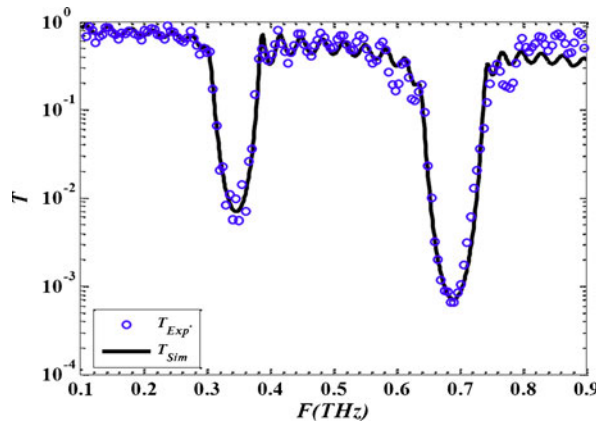
**Fig. 5** Picture of the tag (left). SEM picture of the layer interfaces in a LDPE (black)/ $\text{TiO}_2$ -LDPE (gray) stack (right)



In Fig. 7, we plot the transmission (blue circle) of the previously described device with a structural defect in position 10: PE thickness is increased from 214 to 1,180  $\mu\text{m}$ . We can observe the presence of two defect levels in the first PBG. Once again, a very good agreement is obtained between the theoretical results (black continuous line) and the measurements (circles).

These two defect levels can be taken into account to encode binary information. Unfortunately, the defect levels induced by a single structural defect are not independent and the research of a tag structure for which these defects can be independently tuned is a hard inverse mathematical problem [16]. To increase the encoding capacity and to avoid the very difficult resolution of the inverse problem, we propose to modify not only the layer at the center of the device but also at symmetrical positions around it. For example, in Fig. 8, we create a structural central defect ( $\text{Def}_1$ ) and a symmetrical defect ( $\text{Def}_2$ ). The position of  $\text{Def}_2$  has been well chosen in order to give a degenerate defect level in the PBG.

We plot in Fig. 9 the transmission in the first PBG of the previously described component. The figure on the left represents the transmitted intensity for a given thickness of  $\text{Def}_1$  at position 10 (230  $\mu\text{m}$ ) versus the thickness of  $\text{Def}_2$  and the frequency. We can notice that the frequency of the first defect level (around 490 GHz) does not vary, whereas the one corresponding to the second defect level can be turned over the whole PBG when thickness of layers 2 and 18 are modified. Reciprocally, the first defect level can be turned over the whole PBG without affecting the frequency of the second defect level (not presented here). To evaluate the coupling intensity between these two defect modes, we separately calculate the response of the structure with only one defect (device A with  $\text{Def}_1$  and device B with  $\text{Def}_2$ ). Then, we compare these responses (Fig. 9, right) with the one of the structure with simultaneously  $\text{Def}_1$  and  $\text{Def}_2$ . As shown in this figure, the positions of the peaks at 526 and 487 GHz are not modified when the two defects are present (black curve), respectively, compared with their position calculated from A (blue curve) and from B (red curve). Based on these results, we claim that this technique leads to a high degeneration degree of the defect modes such that it permits



	Low index (LDPE)	High Index (LDPE-TiO <sub>2</sub> )
mixture ratio	100 %	40%-60% (mass)
Thickness (μm)	214	50
n	1.51	2.2

**Fig. 6** Transmission of a periodic stack of 19 layers of 50 μm TiO<sub>2</sub> (60%)–LDPE (40%)/214 μm LDPE (pure)—experiment (circles), calculation (continuous line)

obtaining a real separation between the two structural defects. This method permits greatly simplifying the calculation of the tag structure, for a given position of the defect levels in the PBG, and thus easily increasing the capacity of data encoding.

### 7 Encoding approach and encoding capacity

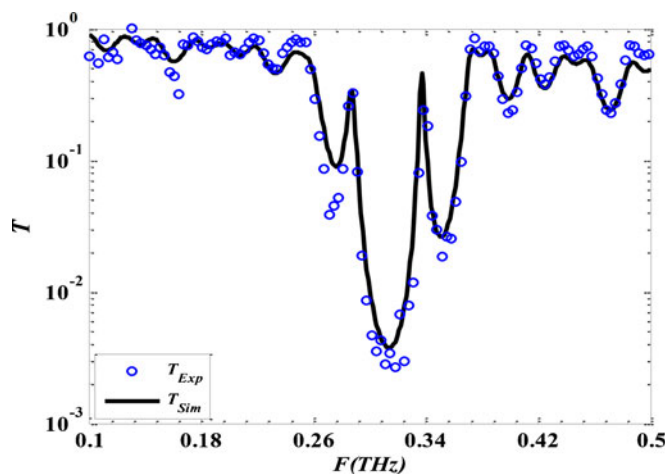
Secure digital data transmission requires the information to be represented in a binary form. Therefore, there is a special need to perform an efficient encoding process to transform an EM signature to a binary code. The assumptions of an efficient coding process are twofold:

1. Unambiguous conversion of any arbitrary signal to a binary code.
2. Information channels (each one coding 1 bit of information) are read from left to right.

The principle of the encoding method is based on the presence or absence of resonance peaks within well-defined spectral regions of the considered PBG that are called information channels. We consider here only the first PBG, knowing that the principle remains applicable for higher-order bands.

The number  $N$  of information channels is given by the ratio of the width of the PBG  $\Delta f$  and the width of each information channel  $\delta f$ .  $\Delta f$  is linked to the refractive index contrast between consecutive layers, whereas  $\delta f$  is essentially defined by the frequency resolution of the reader. However,  $\delta f$  depends also on the uncertainty or reproducibility of the defect level frequency and on its full width at half maximum (FWHM).

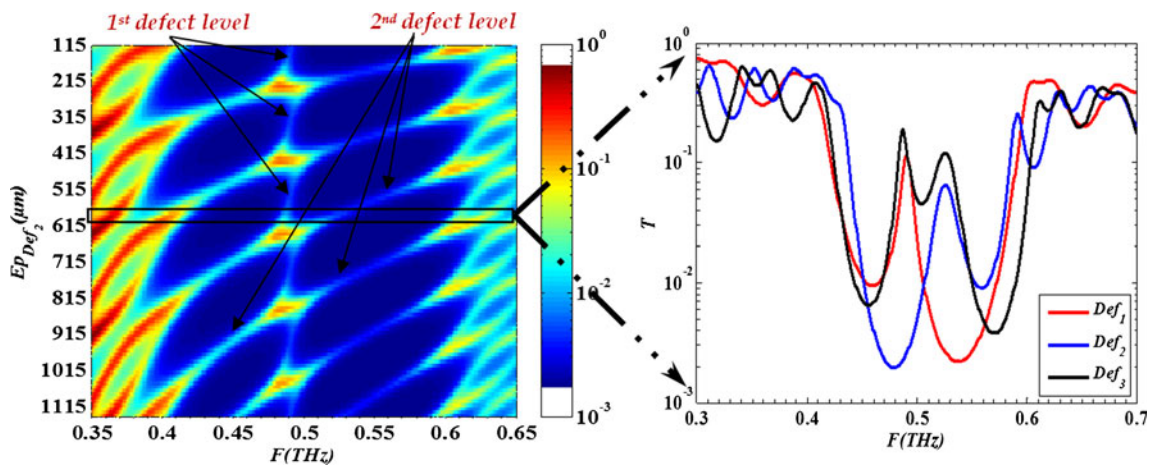
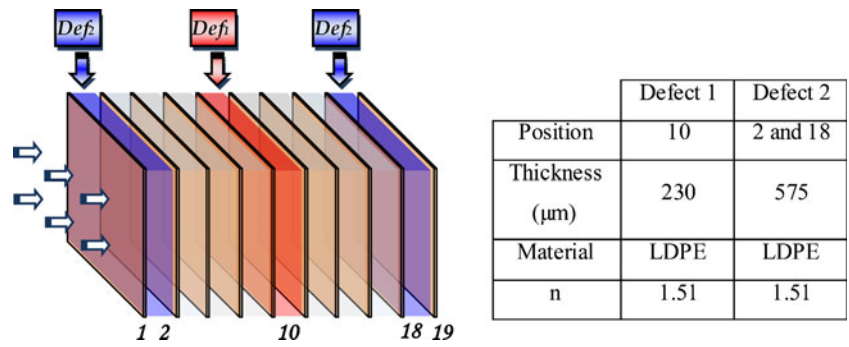
To begin our study, it is necessary to analyze the line shape of an arbitrary resonance peak. For that purpose, we have used a pseudo-Voigt profile [17] to fit the data. This leads to the identification of the model parameters: frequency position for the defect  $f_0$ , FWHM  $w$ , and amplitude  $A$ :



	Structural Defect
Position	10 (central)
Thickness (μm)	1180
Material	LDPE
n	1.51

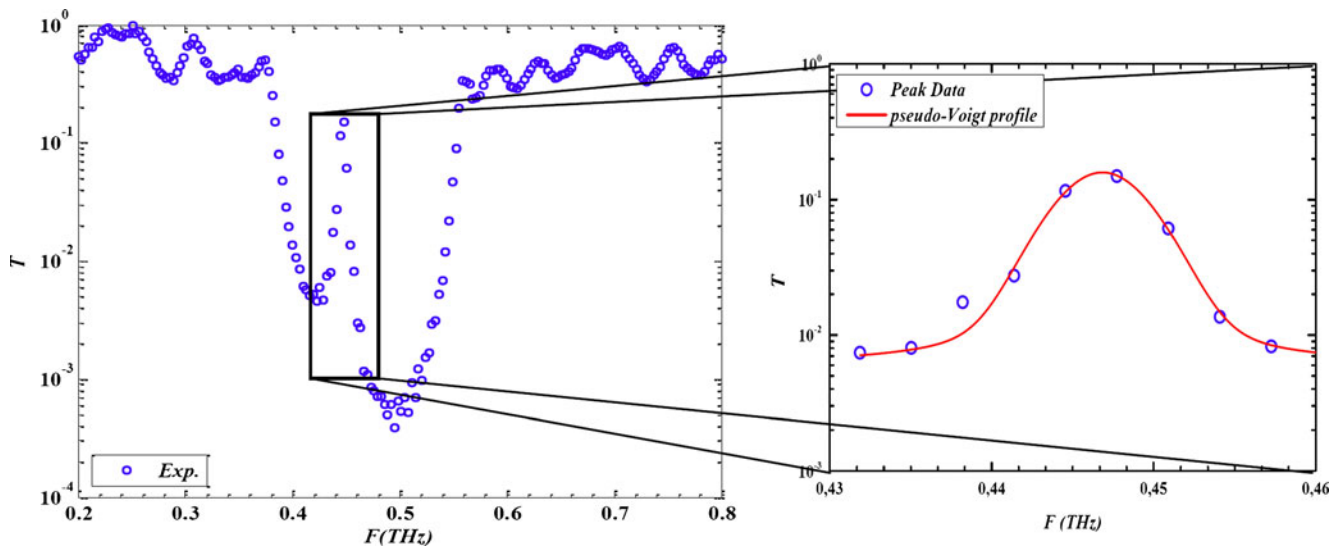
**Fig. 7** Defect levels in the first PBG of the device with a single structural defect (see table at the right side for details)

**Fig. 8** Example of a tag with two independent structural defects (see table at the right side for details)



**Fig. 9** *Left* calculation of the transmission in the first PBG versus the thickness of Def<sub>2</sub> (thickness of Def<sub>1</sub>=230 μm). *Right* the black curve represents a single spectrum of the figure on the left with Def<sub>2</sub> thickness

equal to 575 μm. *Blue* and *red* curves correspond to the responses of the structures with only one structural defect, respectively, calculated with Def<sub>1</sub> and Def<sub>2</sub>



**Fig. 10** Resonance peak and its theoretical fit using a pseudo-Voigt profile

**Table 1** Number of combinations for two defect levels ( $M=2$ ) within four information channels ( $N=4$ )

$N^{ber}$ of possible combinations	Code per channel				Final code
	00	01	10	11	
1	☒☒	-	-	-	00.00
2	☒	☒	-	-	00.01
3	☒	-	☒	-	00.10
4	☒	-	-	☒	00.11
5	-	☒☒	-	-	01.01
6	-	☒	☒	-	01.10
7	-	☒	-	☒	01.11
8	-	-	☒☒	-	10.10
9	-	-	☒	☒	10.11
10	-	-	-	☒☒	11.11

☒ represents one defect state in the channel

**Table 2** Storage capacity of terahertz tag for various numbers of defects ( $M=\{1, 2, 3\}$ )

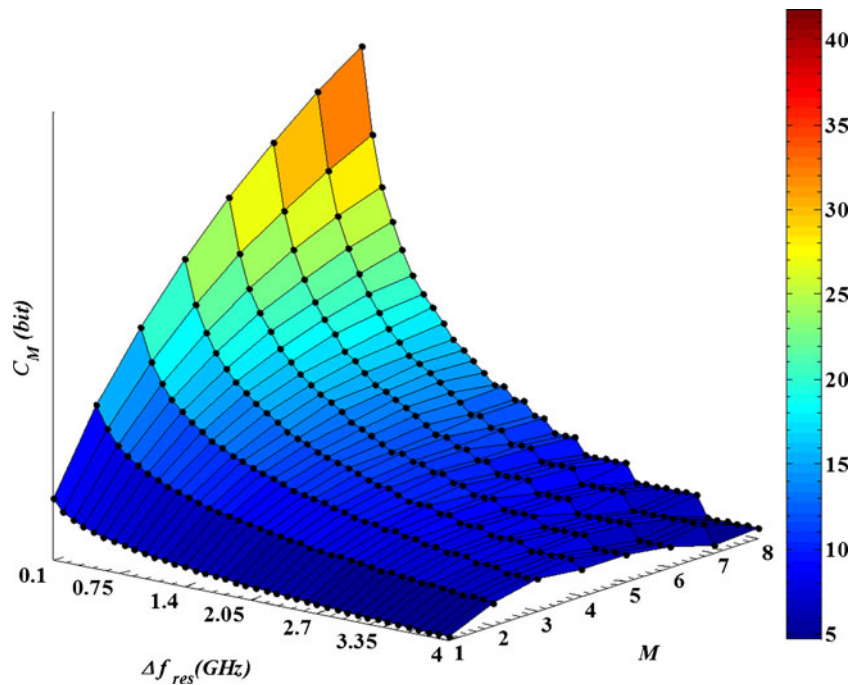
$M$	$N$	Storage capacity (bits)
1	33	5.04
2	16	7.09
3	11	8.16

$$V(f) = V_0 + A \left[ \eta \frac{2}{\pi} \frac{w}{4(f-f_0)^2 + w^2} + (1-\eta) \frac{\sqrt{4\ln 2}}{\sqrt{\pi}w} e^{-\frac{4\ln 2}{w^2} (f-f_0)^2} \right] \tag{7}$$

Two other parameters appear in the model:  $V_0$  being an offset and  $\eta$  being a shape factor.

In the peak detection process, it is very important to know their line shape. So, by using a simple fitting with a pseudo-

**Fig. 11** Encoding capacity  $C$  (in bits) versus number of defect ( $M$ ) and the frequency resolution ( $\Delta f_{res}$ )



Voigt profile, we can easily distinguish between a real resonance peak and a measurement artifact which can appear as a peak (Fig. 10).

First, let us consider the case for which there is only one defect level within the considered PBG ( $M=1$ ). We note  $C(M=1)$ , the associated storage capacity in terms of bits. In our case, we get:

$$\begin{cases} \Delta f = 110 \text{ GHz} \\ \Delta f_{\text{res}} = 3.3 \text{ GHz} \\ M = 1 \end{cases} \quad N = \frac{\Delta f}{\delta f} \approx 33 \quad (8)$$

$$\delta f = \Delta f_{\text{res}} \cdot M = 3.3 \text{ GHz}$$

As there is  $N$  information channels and one defect level,  $C(1)$  is then simply given by:

$$C(1) = \log_2(N) = \log_2(33) = 5.04 \text{ bits} \quad (9)$$

where  $C(1)$  corresponds to the storage capacity (in bits) in the obvious case where we consider a unique defect level within the first PBG.

For a given number of defect level  $M$ , the problem is a simple combination approach. Indeed, the number of possible combinations is simply given by the multiset coefficient [18]. For  $N$  information channels and  $M$  defect, we get a number of combinations given by:

$$\binom{\binom{N}{M}}{M} = \binom{N+M-1}{M} = \frac{(N+M-1)!}{M!(N-1)!} \quad (10)$$

where  $\binom{(\ )}{(\ )}$  and  $\binom{(\ )}{(\ )}$  are, respectively, the notation of the multiset coefficient and the binomial coefficients.

Consequently,  $C(M)$  is given by:

$$C(M) = \log_2 \left[ \binom{\binom{N}{M}}{M} \right] \quad (11)$$

Let us consider now the case of two independent defect levels ( $M=2$  peaks) within this PBG and let us notice  $C(2)$  the corresponding storage capacity (in bits). A simple demonstration for  $N=4$  and  $M=2$  is presented in Table 1.

The corresponding storage capacity  $C(2)$  is equal to:

$$\begin{aligned} C(2) &= \log_2 \left[ \binom{\binom{N}{M}}{M} \right] = \log_2 \left[ \binom{\binom{4}{2}}{2} \right] \\ &= \log_2[10] = 3.3 \text{ bits} \end{aligned} \quad (12)$$

In Table 2, we present the coding capacity calculated using Eq. 11 applied to the previous tag 8. With only three independent defect levels [19], such a terahertz tag permits to code 8.16 bits. By doubling the frequency resolution, we can easily reach an encoding capacity around 11 bits.

Figure 11 presents the coding capacity  $C$  (in bits) versus the frequency resolution and the maximum number of defect levels.

Figure 11 shows the theoretical capacity of the tag 8 versus the frequency resolution of the reader and the number of peaks used to designate the channels in the PBG. We can notice that the encoding capacity of such a tag with 110 GHz bandwidth can reach several tens of bits for a reasonable number of defect levels  $M$  and greatly depend on the frequency resolution of the reader.

### 8 Conclusion

In this paper, we demonstrate that it is possible to use a low-cost all-dielectric 1D multilayer structure to encode binary information in the terahertz frequency range. Such low-cost terahertz tag opens the way to a new type of tag for data security with volume data encoding, whereas the commonly and presently used tags are based on surface data encoding. Choosing structural defects far together within the multilayer structure, the corresponding defect levels are weakly coupled and can be independently tuned. Using a simple terahertz tag with two defect levels in a 110-GHz bandwidth PBG, 7.09 bits encoding is demonstrated and around 11 bits can be easily obtained.

**Acknowledgments** This work is supported by the French National Research Agency—ANR—under grant ANR-09-VERS-013 THID.

### References

1. Woodland NJ, Ventnor NJ, Silver B (1952) Classifying apparatus and method. US Patent 2-612-994
2. Bilgutay I (1974) Bar code font. US Patent 3-832-686
3. Stockman H (1948) Communication by means of reflected power. Proc IRE 36:1196–1204
4. Hara M, Watabe M, Nojiri T, Nagaya T, Uchiyama Y (1998) Classifying apparatus and method. US Patent 5-726-435
5. Das R, Harrop P (2010) Printed and chipless RFID forecast, technology & players 2009–2019. IDTechEx
6. Numai T (2004) Fundamentals of semiconductor laser, chapter 4.2. Springer, New York
7. Nemeč H, Duvillaret L, Quemeneur F, Kuzel P (2004) Defects modes caused by twinning in one dimensional photonic crystal. J Opt Soc Am B21:548–553
8. Scheller M, Wietzke S, Jansen C, Koch M (2009) Modelling heterogeneous dielectric mixtures in the terahertz regime: a quasi-static effective medium theory. J Phys Appl Phys 42:065415–065419
9. van Exter M, Grischkowsky D (1990) Characterization of an optoelectronic terahertz beam system. IEEE Trans Microw Theor Tech 38:16884–1691
10. Duvillaret L, Garet F, Coutaz J-L (1996) A reliable method for extraction of material parameters in terahertz time-domain spectroscopy. IEEE J Sel Top Quant Electron 2:739–746
11. Maxwell Garnett JC (1904) Colours in metal glasses and in metallic films. Phil Trans Roy Soc Lond 203:385–420
12. Bruggeman DAG (1935) Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von heterogenen Substanzen. Ann Phys 24:636–679

13. Buchner A (1939) Das Mischkörperproblem in der Kondensatorentechnik. *Wissenschaftliche Veröffentlichungen Aus Der Siemens-Werken* 18:84–96
14. Kiessig H (1931) Untersuchungen zur totalreflexion von röntgenstrahlen. *Ann Phys* 10:715–768
15. Zaghoudi J, Hamdi M, Kanzari M (2011) Improvement of the performances of 1D photonic crystal by the reduction of the Kiessig fringes. *Progress In Electromagnetics Research M* 17:267–282
16. Bernier M, Garet F, Perret E, Duvillaret L, Tedjini S (2011) Terahertz approach for secured chipless radio frequency identification. *Appl Optics* 50:4648–4655
17. Limandri SP, Bonetto RD, Rocco HOD, Trincavelli JC (2008) Fast and accurate expression for the Voigt function. Application to the determination of uranium M linewidths. *Spectrochim Acta Part B* 63:962–967
18. Chung KL, AitSahlia F (2003) *Elementary probability theory with stochastic processes and an introduction to mathematical finance*, 4th edn. Springer, New York
19. Perret E, Hamdi M, Vena A, Garet F, Bernier M, Duvillaret L, Tedjini S (2011) RF and THz identification using a new generation of chipless RFID tags. *Radioengineering* 20:380–386





# RF and THz Identification Using a New Generation of Chipless RFID Tags

Etienne PERRET<sup>1</sup>, Maher HAMDI<sup>2</sup>, Arnaud VENA<sup>1</sup>, Frederic GARET<sup>2</sup>,  
Maxime BERNIER<sup>3</sup>, Lionel DUVILLARET<sup>4</sup>, Smail TEDJINI<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Grenoble-INP/LCIS, 50, rue de Laffemas, BP 54, 26902 Valence, France

<sup>2</sup> Grenoble-INP/IMEP-LAHC, Université de Savoie, 73376 Le Bourget du Lac, France

<sup>3</sup> Département de physique, Université de Sherbrooke, Sherbrooke, Qc, Canada J1K 2R1

<sup>4</sup> KAPTEOS, Savoie Technolac, 73376 Le Bourget du Lac cedex

etienne.perret@lcis.grenoble-inp.fr, maher.hamdi@univ-savoie.fr, arnaud.vena@lcis.grenoble-inp.fr,  
frederic.garet@univ-savoie.fr, maxime.bernier3@usherbrooke.ca, ld.kapteos@orange.fr, smail.tedjini@lcis.grenoble-inp.fr

**Abstract.** *This article presents two chipless RFID approaches where data are reading using electromagnetic waves and where the medium encoding the data is completely passive. The former approach rests on the use of RF waves. The tags are comparable with very specific, planar, conductive, radar targets where the relation between the tag geometry and its electromagnetic signature is perfectly known and is used to encode the data. The data storage capacity of the RF chipless tags is proportional to of the used frequency bandwidth. As radio spectrum is regulated, the number of possible encoding bits is thus strongly limited with this technology. This is the reason why we introduce a new family of tags radically different from the preceding one, where data is encoded in volume thanks to a multilayer structure operating in the THz domain. These two approaches although different are complementary and allow to increase significantly the data storage capacity of the chipless tags. Simulation and experimental results are reported in this paper for both configurations. We demonstrate a coding capacity of 3.3 bit/cm<sup>2</sup> for RFID chipless tags and a potential 10 bits coding capacity in the THz domain.*

## Keywords

Chipless RFID, THz identification, electromagnetic response, Photonic Band Gap.

## 1. Introduction

Electronic tracking of products is a widely growing field. The most familiar tracking techniques are conventional optical barcodes [1], [2]. They are employed to perform various identification purposes. The barcodes are widespread due to their very low cost and ease of fabrication. Barcodes are limited, however, by their short range of reading. In addition to range limitations, barcodes are impossible to read if there is any obstruction between the

reading device and the barcode. When reading a barcode, the orientation of the reading device relative to the barcode also appears as a problem. If the reading device is not properly aligned or is held at an improper angle, the encoded information cannot be read. As a result an individual reading operation is required by a human operator.

The magnetic strips are also a very familiar tracking technique which is widely employed in business to perform several identification purposes. In term of using, the magnetic strips are closed to Smart Cards. Indeed, a contact based Smart Card, or magnetic strip requires the insertion of the card into a contact reader. In the specific case of magnetic strips reader, the mechanical part is very important. This leads to a dramatic increase of the reader production and maintenance costs. It is why the global cost of this identification technique remains high. Contrary to barcode, the attractive feature of magnetic strips is that they are writable and rewritable. However, their inherent limitations – costs and not contactless – have prevented their use in a wide range of applications for machine-readable data storage.

The above hurdles may be overcome by reading another technology based on radio waves. RFID is an automatic technique of capturing information coming from a label containing the data by remote radio reading. The label consists of a microchip and an antenna which ensures the communication with a dedicated reader. Recently, this technology has gained tremendous popularity as a device for storing and transmitting information. It has now become inevitable for item identification and tracking applications. Most RFID tags present a longer reliable range than barcodes. Even though rapid growth is predicted by many exploratory studies, its progress is slowed down due to several economical, technological and social factors like the high cost of the tags, the lack of safety and reliability of the information contained within RFID chip, and difficulties in recycling tags. Because applications using RFID present various constraints, each tag design is dedicated for a specific application. And it can be found many variant of RFID depending on several parameters.

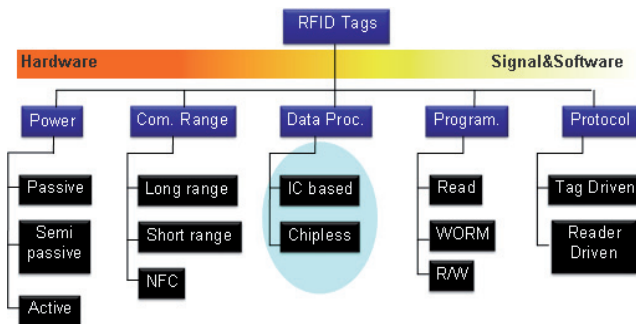


Fig. 1. Classification of RFID tags.

As shown in Fig. 1, the most significant parameters that best describe a RFID tag are the way of empowering, the reading range, the data processing, the read/write capability and the protocol used. In this classification, emphasis is made on the data processing parameter to introduce the RFID chipless tag. Indeed, the major change of this technology is the absence of any chip IC connected to antenna. Consequently there is a radical difference in cost and performance between these two types. As a general rule, chipped tags are more expensive but they have a larger data capacity than chipless tags, also named “RF barcode”. The cost of ICs has been a hurdle for the development of low cost chipless RFID to replace the optical barcodes. For these reasons, the realization of chipless tags constitutes a very attractive solution for specific or everyday life applications. The principle of the information encoding, which consists in encoding the identification number of the tag, is based on the generation of a specific temporal or frequency footprint. This temporal footprint can be obtained by the generation of echoes due to the reflection of the incidental pulse. In the frequency domain, one can characterize the spectrum of the backscattering pulse.

As the name indicates, RF barcodes are similar to optical barcodes not only in term of applications but also due to technical reasons: all of them could be fully printable. However, RF barcodes can be interrogated without having significant line of sight and orientation problems as exhibited by barcodes. It is why chipless RFID constitutes an emerging technology for ultra-low-cost RFID applications. However it is currently confined to the licensed radio frequency bands. To address this issue, the use of technology at higher frequencies (THz frequencies) could be beneficial.

For all these reasons, this paper discusses approaches and advances for chipless RFID tags. Section 2 is dedicated to chipless RFID configurations, while section 3 defines the bases of a new reading system and its design constraints. Then, section 4 will discuss the THz chipless possibilities. Some simulation results of newly proposed structures are reported.

## 2. Chipless RF Identification

There is a growing need of finding a substitute or a complementary solution to the optical barcodes. Re-

searchers are then looking forward for a “chipless solution”. As the name indicates itself, chipless RFID tags do not contain any chip and the data is electromagnetically coded in the amplitude or the phase of the sensing wave.

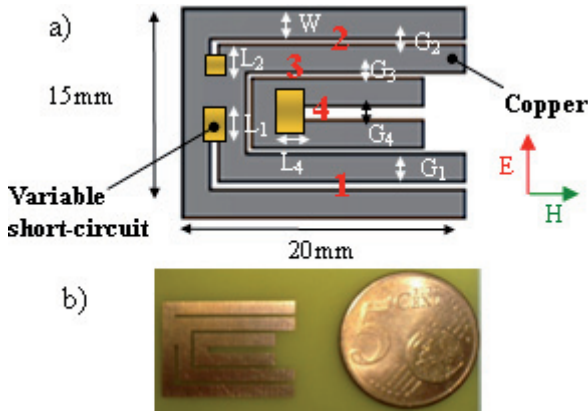
Various papers reported in literature are dealing with the amplitude approach. The basic technique consists in using resonators tuned to specific resonances. The RFID system in [3] is based on the wireless equivalent of optical barcodes. They consist of arrays of microstrip dipole-like structures that behave as resonant bandpass or bandstop filters tuned to predetermined frequencies. As multi bit read-only tags, the tagged item ID is determined from the presence/absence of a set of resonance frequencies using a bistatic measurement technique. Hence, with  $n$  barcodes in the field,  $2n - 1$  items can be identified. A similar technique is mentioned in [4]. The RF barcode technique introduced here is also fully passive and presents a very low cost; it consists of identical arrays of capacitively-tuned microstrip dipoles, which absorb energy from a reader/interrogator. The tagged item ID is then determined from the presence/absence of a set of predetermined resonance frequencies.

In [5], a novel chipless RFID system based on multi-resonators is proposed which perform frequency signature encoding. The 32 bit fully passive chipless RFID system uses both amplitude and phase of the spectral signature. This system uses a pair of orthogonally polarized dual wide band antennas for the transmission and reception of signals. A multi resonator circuit is used to encode the multi-frequency encoder signal from the antenna. By varying the dimensions of each of the spiral resonator, the corresponding frequency can be varied. The above mentioned technique requires reference for performing the amplitude and phase measurement of the signal. Since these methods are based on the amplitude of the received signal, they are prone to errors. This led to the development of Chipless RFIDs using the ‘phase’ of the signal to code data. Mukherjee et al. [6] has proposed a method based on the phase – frequency signature by the reactive termination of the tag antenna. A microstrip based L-C ladder is used to encode the bits in a phase – frequency profile.

Various printable chipless RFID tags with reduced cost are also reported in the literature. Inkjet printable 8 bit tags have been realized in [7]. This method uses a transmission line with capacitive discontinuities using SMT (Surface Mount Technology) technology. Based on whether the capacitors are connected or not connected to the transmission lines reflections occur or not.

In this paper we propose a chipless RFID tag encoding data thanks to the frequency response of the reflected signal. Contrary to chipless approaches proposed up to now, the design presented in this paper does not contain any ground plane. Hence, this chipless RFID tag is fully printable and compact. So far, for clarity of explanation, we have considered a two bit chipless RFID. The geometry of the tag consists in association of multiple coplanar strip resonators making a ‘c’ shape as shown in Fig 2. It is to be

noted that adding shorts at suitable positions of coplanar strips produces frequency shift for associated resonant modes. Finally, these shifts are used to encode data. The positions of the shorts are identified from simulations using CST Microwave studio. The frequency shifts are obtained by changing the shorts length at different locations of the tag thereby varying their configurations. Hence, the information contained in the tag can be unambiguously read.



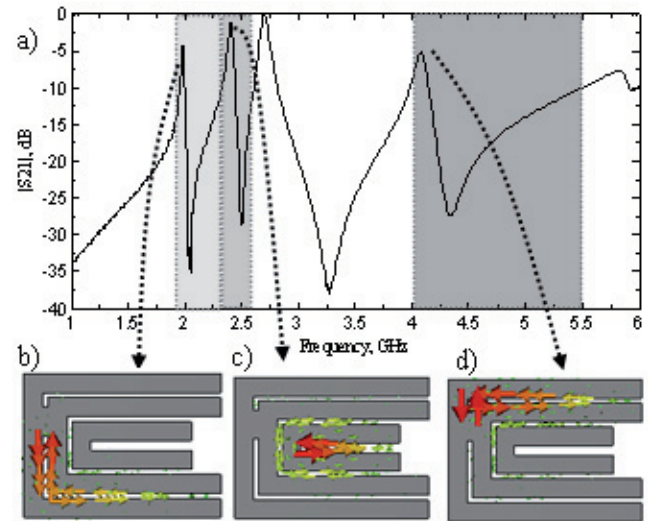
**Fig. 2.** Structure of the “C” tag, a) schematic diagram, b) picture of the “C” tag realized on FR4 substrate.

The tag response (see Fig. 3a)) presents four peaks corresponding to four resonant modes. Each resonant mode is produced by a coplanar strip resonator, and a link can be done between its resonance frequency value and its physical slot length nearly equal to quarter wavelength.

In this structure the modes 1, 2 and 4 can be changed independently. The mode 3 is due to interface between two pair of coplanar strips and is influenced by others modes, so it cannot be used for encoding. This method can be also easily extended to larger number of bits to produce tags with larger data storage capabilities. The key point of this approach is that the resonant frequency can be tuned by suitable filling of the slots. This technique can be applied to each of the slots and hence independent frequency tuning is possible for all the resonators in the structure. To verify this assumption, numerous simulations achieved with CST Microwave Studio using plane wave excitation, have been done and results are plotted in Fig. 4. For each plot, only one short length (1, 2 or 4) is modified at a time

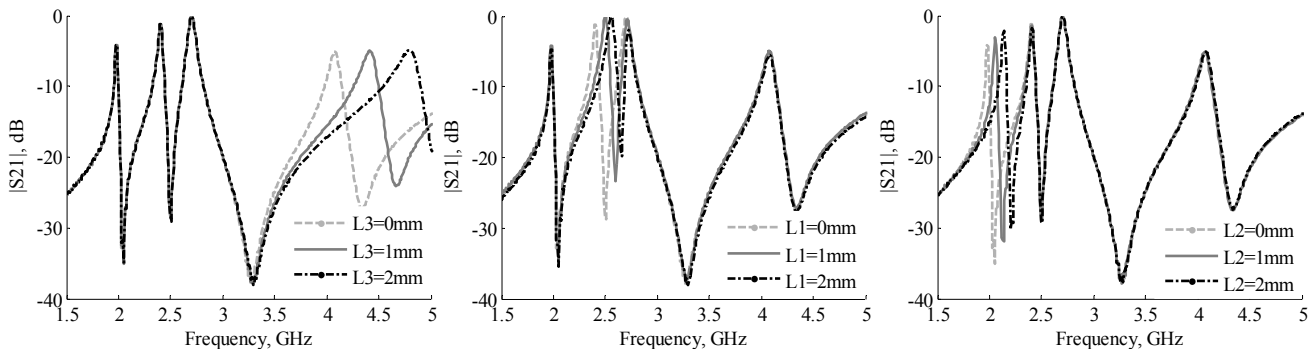
in order to verify that the three other modes remain at the same frequency locations. The length variations used are between 0 and 2 mm, to avoid any aliasing of nearest resonant modes. As a result, it is clearly shown that each mode is fully independent so that it can contribute to increase the coding capacity of the global design.

In Fig. 3b) c) d) the current distribution in slot 1, 2 and 4 for a given configuration is presented. Varying the length of the short produces changes in the current distribution within the tag, and thereby frequency shifts.



**Fig. 3.** Illustration of the link that exists between the resonant frequencies and the geometry of the “C” tag. a) Amplitude of the tag backscattered signal versus frequency, the signal is normalized with the incident signal, b) current density on the tag at 2.1 GHz, c) current density on the tag at 2.55 GHz, and d) current density on the tag at 4.4 GHz.

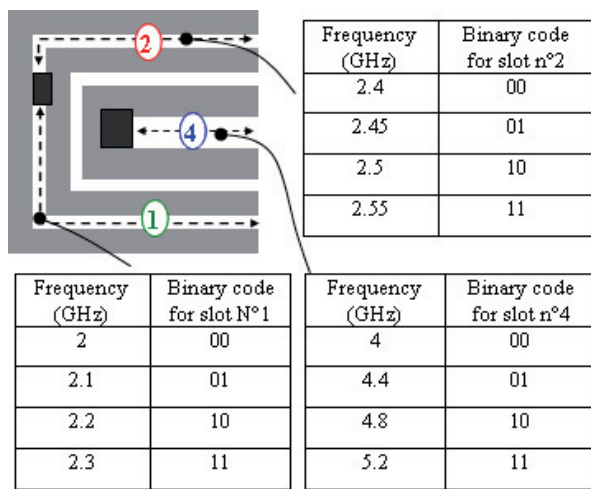
To make a link between the frequency location of each considered mode and the associated binary code, it can be defined a frequency span, and a frequency step for each one. In Fig. 5 a simple example of binary coding conversion operation depending on relative frequency shift is shown. For mode 1, a frequency span is set between 2 and 2.3 GHz with a step of 100 MHz, while for mode 2 a frequency span from 2.4 to 2.55 GHz, combined with a step of 50 MHz, is used.



**Fig. 4.** Illustration of the operating principle of the “C” tag. These three curves show the amplitude of the tag backscattered signal versus frequency for three different lengths of the slot.

For mode 4, a frequency window between 4 and 5.2 GHz with a step equal to 400 MHz is used. Hence we get 4 quantified frequency values, i.e. 2 bits, for each resonator. For this simple example, the total coding capacity is 6 bits. Indeed, taking a frequency step of 50 MHz for all modes which is practically reachable corresponding to a readable channel separation, a short calculation gives a coding capacity close to 10 bits.

This coding capacity achieved for a compact size of 1.5x2 cm<sup>2</sup> is a very good result if comparing with performances attained by previous chipless tags designs. The “bit to square centimeter” ratio for our tag is 3.3, i.e. much larger than for tags presented in [3] (0.38 bit/cm<sup>2</sup>) and [5] (0.6 bit/cm<sup>2</sup> for spiral resonators).



**Fig. 5.** Illustration of the encoding principle based on the example of the “C” tag. The correlation table shows the relationship that can exist between the resonance frequencies of the tag and the associated binary code. Here an elementary code containing 6 bits is described. For example, to encode number 110110 produce resonances at 2.3, 2.45 and 4.8 GHz.

### 3. Reading System Consideration

The chipless tag design presented in this paper achieves some good performances in term of encoding capacity, unit cost and size. But as it can be seen in Fig. 4, to encode 10 bits in this case, a frequency span from 2 to 5 GHz is necessary. Obviously such bandwidth is not allowed for civil applications, which have to fit the ISM power mask. A possible way consists in using the recommendation for UWB communication [8]. The Power Spectral Density (PSD) defined for short ranges device has to be lower than -41.3 dBm/MHz from 3.1 to 10.6 GHz in USA, and from 3.1 to 9 GHz in Europe. To reach this value of PSD some very low duty cycle signals have to be used. Consequently, to design a reader FCC and ECC compliant, the use of Impulse Radio technology is mandatory.

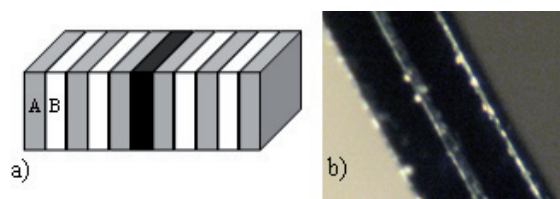
To conclude, the rules on operating frequency and bandwidth are very constraining in this band. Thus, de-

signing a reader having good performances is a hard task. To avoid these disagreements, a possible way is to design a chipless tag working in a much higher band like THz frequencies.

### 4. Towards Chipless THz Identification

Photonics crystals (PCs) are periodic structures and have attracted considerable attention in the last twenty years mainly because they exhibit ranges of forbidden frequencies for the propagation of electromagnetic waves [9]. Moreover, the PC behavior can be modified breaking the periodicity of the structure, leading to the creation of extremely narrow defect modes in the photonic band gap (PBG) [10], [11]. We propose to use these properties to fabricate a device for information encoding and identification applications. For that purpose, in this section, we propose a multilayer structure that encodes the information by the presence and/or the absence of defects modes at different frequency positions in the first PBG of a one dimensional (1D) PC.

The device consists in a periodical arrangement of two dielectric materials A and B that constitute a Bragg structure (see Fig. 6). We use six 75- $\mu$ m thick high resistivity (resistivity  $\sim$  5 k $\Omega$ .cm) 2-inches silicon wafers separated by 255  $\mu$ m air gaps to fabricate the sample. The material has been chosen for its low losses and high refractive index in comparison with air ( $n_{si} = 3.415$ ,  $n_{air} = 1$ ), and for its non-dispersive behavior in the THz domain. The thicknesses of layers have been chosen in order to obtain a first PBG centered around 250 GHz. On the other hand, the number of layers has been chosen to get high band selectivity and dynamic: the larger the number of layers and the deeper of the PBG are, the steeper the band edges are.



**Fig. 6.** a) Schematic of the 1D periodic structure with a structural defect at the central position (in black). b) Picture of half of the structure.

To create transmission defects modes in the PBG, we break the periodicity of the multilayer device, modifying one or several layers in the arrangement (see Fig. 6). The number and position of the defect modes in the PBG can be adjusted varying the optical thicknesses of some of these structural defects [11].

Fig. 7 shows an example of a 3 bit encoding using 3 defect modes in the first PBG of the 11 layers silicon-air structure. The binary codes are obtained by modifying the optical thickness of neither/either the central layer or/and its two contiguous ones.

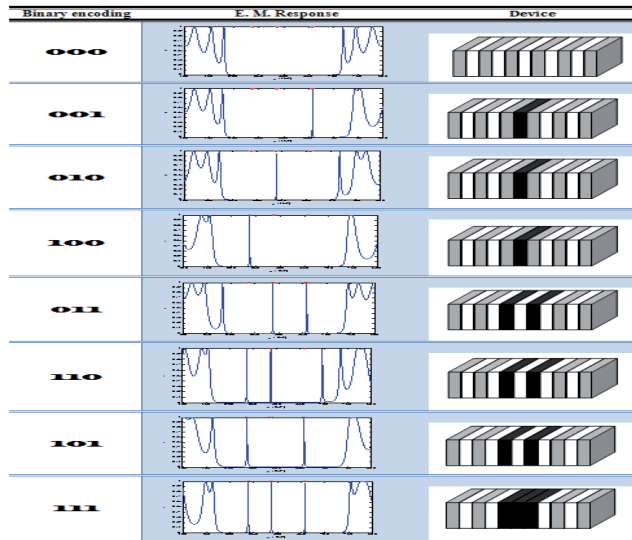


Fig. 7. Example of a 3 bit encoding using 1D photonic band gap structure: simulated spectral response (central column), device (right column) and 3 bit encoding (left column).

To characterize the device, we use a classical THz-TDS setup [12] based on LT-GaAs photoswiches, operated as emitting and receiving THz antennas, illuminated by 60-fs laser pulses @ 800 nm. A set of high resistivity silicon lenses associated with four parabolic mirrors is used to collimate and focus the THz beam. The device was measured in transmission at the focal point (THz beam diameter ~ 10 mm). As the temporal shape of the transmitted THz signal is measured during 150 ps, the frequency resolution is about 3.3 GHz. To vary the structural defect, the device was split in two PCs mounted on a translation stage - the gap in between can then be tuned from several tens of  $\mu\text{m}$  up to several mm.

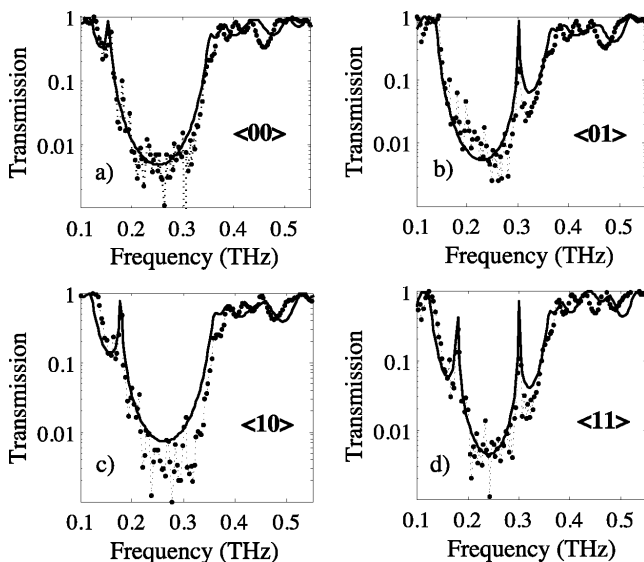


Fig. 8. 2 bit encoding using a single defect layer structure: calculation (continuous line), and experimental results (dotted line).

Fig. 8 shows the spectral THz field transmission of the device for four different thicknesses of the central

layer: dashed lines with points represent measurements whereas continuous lines represent theoretical results, numerically calculated with the transfer matrix method [13].

We choose the gap thickness to obtain one or two defect modes at the two frequencies (184 and 301 GHz) in the first PBG. The agreement between experimental results and calculation is pretty good despite the 10% dispersion in silicon wafers thicknesses that explain the small disagreement for frequencies higher than 400 GHz. Such a device can then be used to code binary information, where a high level (1) is coded by the presence of a defect mode, whereas a low level (0) is coded by the absence of defect mode. Moreover, the level contrast between defect modes and floor level is about 10 (limited by the frequency resolution of the measurement) in amplitude corresponding to about ~ 20 dB. Such a value permits a non ambiguous detection.

The absence of defect mode in the PBG (see Fig. 8) corresponds to a “00” binary sequence. Therefore the three other configurations (Fig. 8) set for “01”, “10” and “11” 2 bit encoding, respectively. The frequency width of the defect is about 4-5 GHz and is mainly limited by the frequency resolution of the THz-TDS setup. Nevertheless, with such a resolution, and taking into account the PBG bandwidth (about 150 GHz), 15 channels for information encoding should be available.

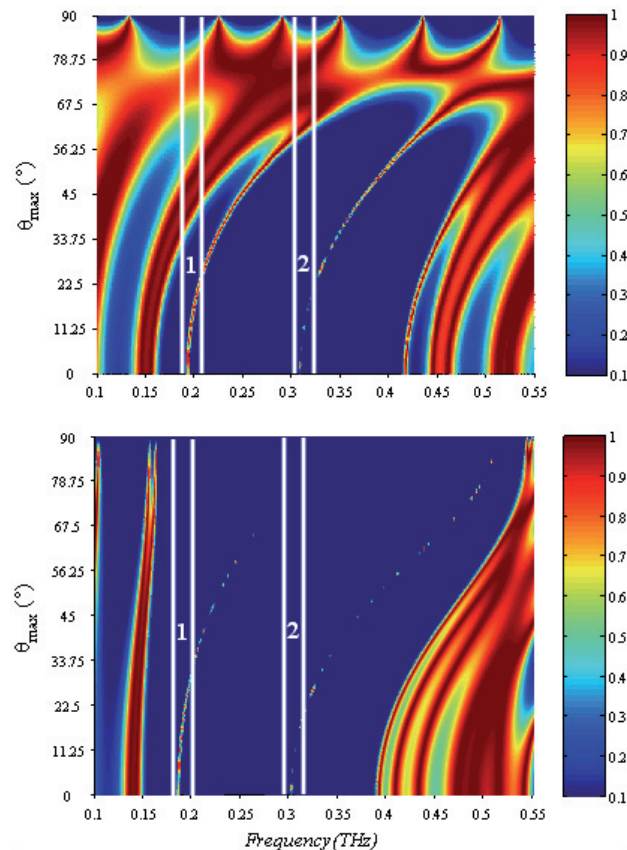


Fig. 9. Frequency shift of the frequency of the two defects obtain modifying the central layer versus incident angle  $\theta$  under TM (a) and TE (b) polarization.

However, PC electromagnetic behavior, and defect modes frequency, both depend on the incident angle and on the polarization state of the illuminating THz wave. Fig. 9 presents the frequency shifts of the two defect modes of the <11> realized tag. In that case, we can notice that the frequency shifts reach 100 GHz under 50° incidences in both TE and TM polarization states. In other way, in the case of encoding information and considering for example a 20 GHz bandwidth channel (see channel 1 and 2 in Fig. 9) the device can be illuminated under a maximal angle of ~ 17° to prevent encoding corruption. The dispersion of the defect modes could strongly limit the application range of such device for information encoding.

It has been previously shown that such dispersion of the defect modes can be notably reduced by increasing the dielectric constant of the structural defect [14]. We show in Fig. 10 that the frequency shift of the defect mode in the first PBG can also be reduced by using structural defect on several layers of the PC, and not only on the central one. Indeed, in Fig. 10, we plot the maximal incident angle that can be considered under TM and TE polarization to maintain defect modes in their respective channels within the first PBG of our 11 layers silicon-air device. This maximal angle is plotted versus the number of channels for three different types of structural defects. Regarding these results, the incident angle can be greatly enhanced using a well chosen structural defect and can reach several tens of degrees.

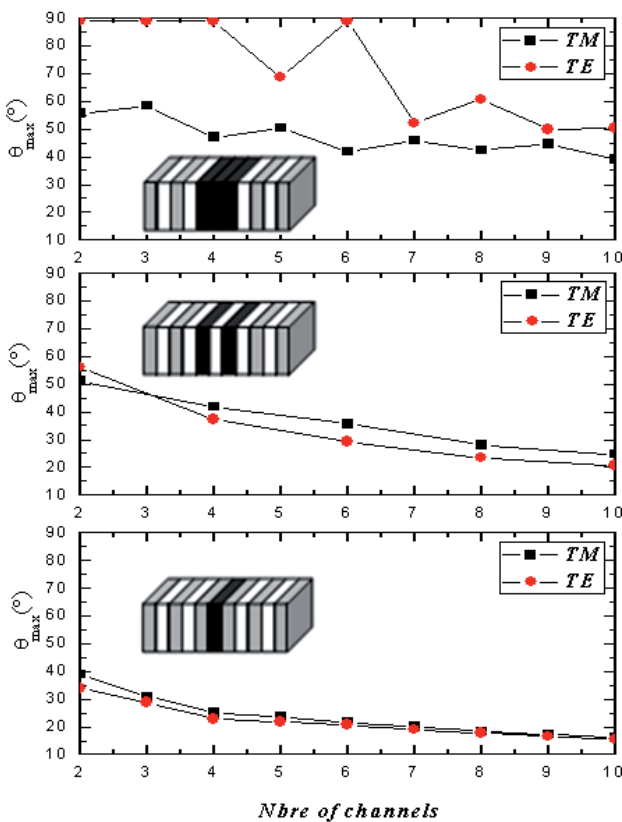


Fig. 10. Maximum incident angle for the reading beam of the THz tag versus the number of channel in the first PBG, under TM and TE polarization and for three different types of the structural defect.

### 5. Conclusions

RFID is very powerful technology worldwide considered in numerous applications and situations. To meet the wide variety of requirements and constraints, many categories and shape of tags have been developed. Among the most attractive solutions, chipless tags seem to be well adapted for low cost and data security purposes. The data storage limitations observed lead us to introduce a new generation of chipless tags. In particular, we have developed a new THz chipless tag approach where a multilayer structure is used for the data encoding in the volume and not only in the surface of the device, and THz signals are used to read it. Simulation and measurement confirm the two ways for storing and reading the information. RFID information coding leads to a memory capacity is 3.3 bit/cm<sup>2</sup> and THz information coding leads to about 10 bits coding capacity. In this last case the main problem to solve is to tune each different defect mode independently of the others. Considering the maximum angle under which the tag can operate, this maximum angle could be increased by changing the dielectric characteristic of the defect modes. Moreover, we show that it is possible to notably increase the maximal incident angle of the reading THz beam by using a well chosen structural defect in the periodic THz tag.

### Acknowledgements

The authors would like to thank Guy Eymin-Petot-Tourtollet and Yann Boutant for their guidance and fruitful discussions on part of this work. The authors would also like to acknowledge the Grenoble Institute of Technology and the French National Research Agency for financially supporting this project via the BQR program the ANR-09-VERS-013 program respectively.

### References

- [1] WOODLAND, N. J., VENTNOR, N. J., SILVER, B. Classifying apparatus and method. *US Patent* 2-612-994, Oct. 7, 1952.
- [2] BILGUTAY, I., Bar code font. *US Patent* 3-832-686, Aug. 27, 1974.
- [3] JALALY, I., ROBERTSON, I. D. RF barcodes using multiple frequency bands. *IEEE MTT-S Digest*, June 2005, p. 4.
- [4] JALALY, I., ROBERTSON, I. D. Capacitively-tuned split microstrip resonators for RFID barcodes. *European Microwave conference*. Paris (France), Oct. 2005, vol. 2, p. 4-6.
- [5] PRERADOVIC, S., BALBIN, I., KARMAKAR, N. C., SWIEGERS, G. F. Multiresonator-based chipless RFID system for low-cost item tracking. *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, May 2009, vol. 57, no. 5, p. 1411-1414.
- [6] MUKHERJEE, S. Chipless radio frequency identification by remote measurement of complex impedance. In *European Microwave Conference*. Munich (Germany), Oct. 2007, p. 1007-1010.

- [7] ZHENG, L., RODRIGUEZ, S., ZHANG, L., SHAO, B., ZHENG, L.-R. Design and implementation of a fully reconfigurable chipless RFID tag using Inkjet printing technology. *IEEE Inter. Symp. on Circuits and System (ISCAS 2008)*. Seattle (USA), 18-21 May 2008, p. 1524 – 1527.
- [8] HÄRMÄ, S., PLESSKY, V. P., LI, X., HARTOGH, P. Feasibility of Ultra-Wideband SAW RFID Tags Meeting FCC Rules. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, April 2009, vol. 56, no. 4, p. 812-820.
- [9] SAKODA, K. *Optical Properties of Photonic Crystals*. Berlin: Springer, 2001.
- [10] YABLONOVITCH, E., GMITTER, T. J., MEADE, R. D., RAPPE, A. M., BROMMER, K. D., JOANNOPOULOS, J. D. Donor and acceptor modes in photonic band structure. *Phys. Rev. Lett*, 1991, vol. 67, no. 24, p. 3380-3383.
- [11] NĚMEC, H., KUŽEL, P., GARET, F., DUVILLARET, L. Defect modes caused by twinning in one dimensional photonic crystals. *J. Opt. Soc. Am. B*, 2004, vol. 21, no. 3, p. 548-553.
- [12] DUVILLARET, L., GARET, F., COUTAZ, J.-L. Influence of noise on the characterization of materials by terahertz time-domain spectroscopy. *J. Opt. Soc. Am. B*, 2000, vol. 17, no. 3, p. 452-461.
- [13] NĚMEC, H., DUVILLARET, L., QUEUMENEUR, F., KUŽEL, P. Time-domain terahertz study of defect formation in one-dimensional photonic crystals. *Appl. Opt.* 2004, vol. 43, p. 1965-1970.
- [14] XU, S. H., DING, X. M., ZHU, Z. Q. TE and TM defective bands splitting in one-dimensional coupled cavity waveguides. *Opt. Com.*, 2007, vol. 269, no. 2, p. 304-309.

## About Authors

**Etienne PERRET** is an Assistant Professor in Electronic with the Grenoble Institute of Technology. He is authored and co-authored of more than 50 technical conferences, letters and journal papers, and of 1 book chapter. He is member IEEE and Technical Program Committee member of IEEE-RFID. His current research interests are in the field of wireless communications, especially radio frequency identification (RFID) with the design and development of antennas for RFID tags. His interests also involve advanced computer aided design techniques based on the development of an automated co-design synthesis computational approach.

**Maher HAMDI** is a PhD student at IMEP-LAHC in France. His research topic concerns the development of chipless tag working in THz domain under the supervision of Lionel Duvillaret and Frédéric Garet.

**Arnaud VENA** was born in Monaco. He received the Engineer degree from the Institute National Polytechnique de Grenoble (Grenoble-INP) in 2005. From July 2005 to September 2009 he worked as a R&D Engineer at ACS Solution France SAS, solution provider for the manage-

ment of urban transport network. He was in charge of RFID Contactless card reader development and contributed to evolution of ISO/IEC 14443 regulation. Since October 2009 he is a PhD student at the Laboratoire de Conception et d'intégration des Systèmes (LCIS) in Valence, France, under supervision of Smail Tedjini and Etienne Perret. His current researches are mainly focused on design of RFID chipless tag.

**Frédéric GARET** is an assistant professor at Université de Savoie since 1998, he leads his researches in IMEP-LAHC laboratory where he is in charge of experiments on THz spectroscopy. He is currently working on THz identification technology and he participates on national and international contracts.

**Maxime BERNIER** received a master research degree in Matter and Radiation from the Burgundy University (France) in 2003, a master in Microwave and Optical Telecommunications from the University of Limoges (France) in 2004, and his Ph. D. degree in 2008 from the Institute of Microelectronics, Electromagnetism and Photonics (IMEP-LAHC) of Grenoble (France). After 1 year as a temporary professor assistant, he has been working as postdoc fellow within the laboratory of femtosecond spectroscopy at the University of Sherbrooke (Canada).

**Lionel DUVILLARET** is a professor at Université of Savoie. His researches are mainly focused on THz optoelectronics at IMEP-LAHC lab. Since 2007, he is in charge of PHOTO department, collecting activities on integrated optics (sensors, lasers) and THz optoelectronics. His current researches are mainly focused on Electrical field measurement based electro-optics technique, THz spectroscopy and THz identification. In 2009, he created the Kaptéos Company to develop its technology.

**Smail TEDJINI**, Doctor in Physics from Grenoble University in 1985. Since 1996 he is Professor at Grenoble Institute of Technology. His teaching topics concern electromagnetism, RF, wireless and optoelectronics. He serves as Director of the ESISAR Eng. Dept. Past research concerns the modeling of devices and circuits at both RF and optoelectronic domains. He is the founder and past Director of the LCIS Lab. Now, he is ORSYS group leader. Current research concerns wireless systems with specific attention to RFID. He supervised 27 PhD and he has more than 250 publications. He is Member of several TPC and serves as expert/reviewer for national and international scientific committees like Piers, IEEE, URSI, ISO, ANR, OSEO, FNQRT... He organized several conferences/workshops. Senior Member IEEE, President and founder of the IEEECPMT French Chapter, Vice-President of IEEE Section France and elected as the Vice-Chair of URSI Commission D "Electronics & Photonics" in 2008.





## IMPROVEMENT OF THE PERFORMANCES OF 1D PHOTONIC CRYSTAL BY THE REDUCTION OF THE KIESSIG FRINGES

J. Zaghdoudi, M. Hamdi, and M. Kanzari

Photovoltaic and Semiconductor Materials Laboratory  
ENIT, P. O. Box 37, Le Belvédère, Tunis 1002, Tunisia

**Abstract**—The goal of this work is to look for a technique of optimization making it possible to improve the optical performances of materials with photonic band gap by reducing of the Kiessig fringes. The techniques of apodization and smoothing were used. The combination of these two techniques made it possible to reduce the Kiessig fringes up to 95%.

### 1. INTRODUCTION

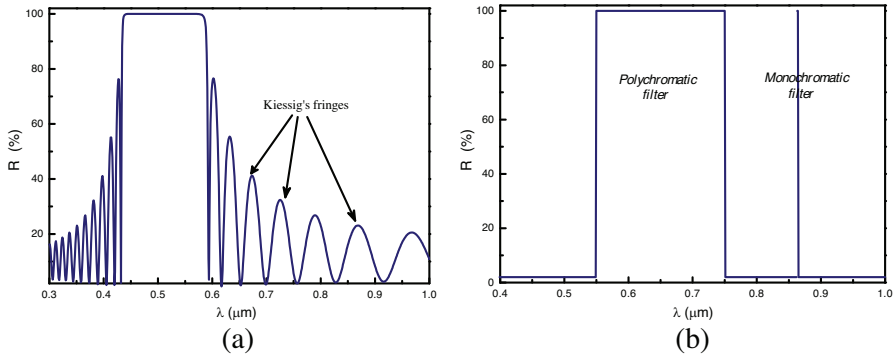
In signal processing, the presence of some kind of interference will corrupt the desired signal with noises also known under the name sidelobes. No matter how many names of these lobes we got, there is still no relevant information conceived in the profiles of the optical response. In some types of dielectric structures, whose dielectric constant varies periodically in space, the constructively interfering waves will have the strongest intensity during the propagation when the considered waves are in phase. This phenomenon gives a total inhibition (reflection) of the incident electromagnetic wave from which the notion of the photonic band gap (PBG) is derived. Significant interest has been attracted to research about this interesting type of structure based optical devices, such as waveguides [1], filters [2], photonic integrated circuits, optical communication network, and ultrahigh speed information processing...

Optical spectral filtering with a several devices and designs gives rise to a very large technological field adapted to numerous applications in photonic domain. Whether being a monochromatic or polychromatic filter, the main function is to make a frequencies-locked against the electromagnetic wave propagation. Through the

---

*Received 9 February 2011, Accepted 28 March 2011, Scheduled 5 April 2011*

Corresponding author: Jihene Zaghdoudi (jihene.zaghdoudi@yahoo.fr).



**Figure 1.** (a) Polychromatic filter with sidelobes. (b) Ideal poly and monochromatic filter (perfect reflection 100% and perfect transmission 100%).

PBG propriety the specific frequency restriction of wave propagation has been made. But in photonic crystal (PhC) the interferences of the amplitudes diffused by the first diopter (air-sample) and the last (last layer-substrate) have non desirable effects. These noises appear in the form of oscillations which are on both sides of the principal lobe (PBG). They are called “Kiessig fringes” revealed by Kiessig in 1931 [3].

It appears clearly that the analysis of data which have already been filtered becomes more significant if we eliminate parasite information and limit ourselves to study only the principal part of the signal. Also, when the intensity of these parasites, located near the main lobe, becomes equal to the intensity of the principal lobe, a phenomenon of convolution between them springs up and makes treatment of these data more difficult. For all these reasons and in object to provide a much higher degree of freedom in state-of-the-art filter design techniques, in this paper, we will describe a new method that will help us to have an ideal optical response without Kiessig fringes (Figure 1).

## 2. THEORY

To study the propagation of electromagnetic waves in one dimensional photonic crystal, we chose the transfer matrix method [4] and conveyable techniques to reduce the intensity of these side lobes. So, the fundamental idea is to break the intrinsic periodicity of the optical system [5]. As examples of these techniques we quote the chirp technique [6], cascade technique, apodization technique [7], and smoothing technique [8].

The aim of this work is to reduce the intensity of the side lobes which appear in the reflectivity spectra's of periodical multilayer's systems. To reduce these side lobes we increased the performance of the optical devices such as the omnidirectional mirror.

In our study, we selected the two later techniques (Apodization and Smoothing) for the reason that their principal goal is to reduce the amplitude of sidelobes and the irregularity produced in a signal.

### 2.1. Presentation of the Apodization Technique

The apodization is a mathematical technique which aims at reducing the phenomenon of Gibbs. It is a treatment that forces the amplitude of the signal to remain at zero level at the beginning and the end of the sidelobes, without influencing the intensity of the principal lobe.

This technique requires the use of a very specific function, and its choice is highly important and depends on the use made thereof. These functions are different by their spectral characteristics (width of the principal lobe, amplitude of the sidelobes). They generally have quite particular and known mathematical expressions under the names of their inventors. We can quote: The Flat top windows function [9], Hann window function [10], Kaiser-Bessel window function [11], Gaussian window function [12] and Tukey window function [13].

Hann window function:

$$\left\{ W_n = \frac{1}{2} \left( 1 - \cos \left( 2\pi \frac{n}{L-1} \right) \right), 0 \leq n \leq L-1 \right. \quad (1)$$

Kaiser-Bessel window function:

$$W_n = \begin{cases} \frac{I_0[\beta\sqrt{1-(n-L)^2/L^2}]}{I_0(\beta)}, & 0 \leq n \leq L-1 \\ 0 & \end{cases} \quad (2)$$

$$I_0(\beta) = \sum_{k=0}^{\infty} \left( \frac{0.5\beta^k}{k!} \right)^2 \quad (3)$$

$$\beta = \begin{cases} 0.1102(\alpha - 8.7) & \alpha > 50 \\ 0.5842(\alpha - 21)^{0.4} + 0.07886(\alpha - 21) & 21 \leq \alpha \leq 50 \\ 0 & \alpha < 21 \end{cases} \quad (4)$$

Gaussian window function:

$$W_n = e^{-\frac{1}{2}\left(\alpha\frac{2n}{L-1}\right)^2} \quad -\frac{L-1}{2} \leq n \leq \frac{L-1}{2} \text{ et } \alpha \geq 2 \quad (5)$$

Tukey window function:

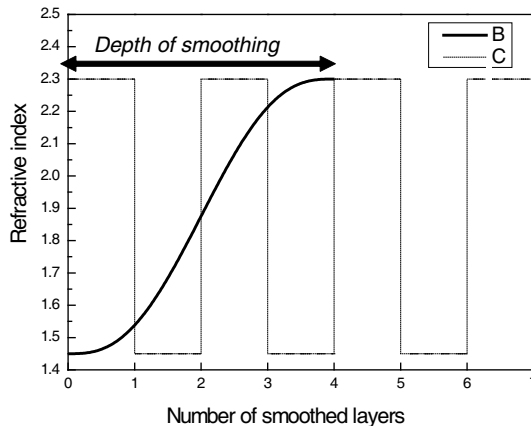
$$W_n = \begin{cases} 1.0 & 0 \leq |n| \leq \alpha \frac{L-1}{2} \\ \frac{1}{2} \left( 1 + \cos \left( \pi \frac{n - \alpha \frac{L-1}{2}}{2(1-\alpha) \frac{L-1}{2}} \right) \right) & \alpha \frac{L-1}{2} \leq |n| \leq \frac{L-1}{2} \end{cases} \quad 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (6)$$

In this work and after having tested these functions, we chose to study the apodization by using the Kaiser, Gaussian and Tukey functions because of their significant effect, and then we will choose the best of them.

### 2.2. Presentation of the Smoothing Technique

The difference between smoothing and apodization techniques seems to be negligible because their principles are very similar. However, the smoothing technique is generally applied to shape separating the studied system from the external medium (air and substrate). Therefore, the adjustment in the profile of the refractive index will just concern the two ends of the studied system. This adjustment consists in blunting the abrupt up variation of the refractive index at the time of the passage outside the photonic crystal up to get an eventual five order polynomial profile (quintic function) of the refractive index. This quintic variation constitutes the best function of smoothing to obtain an impressive reduction of the sidelobes [14, 15]. The expression of the refractive index in this case is given by:

$$n(t) = n_B + (n_H - n_B) (10t^3 - 15t^4 + 6t^5), \quad t \in [0, 1] \quad (7)$$



**Figure 2.** Quintic (B) and periodic (C) variation of the refractive index, for  $n_H = 2.3$  and  $n_L = 1.45$  versus the number of layers.

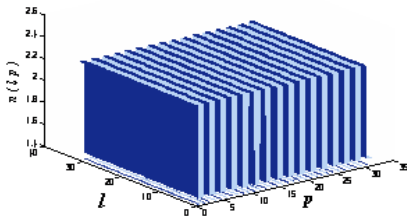
where  $t$  is a standardized parameter proportional to the depth of smoothing,  $n_H$  high refractive index, and  $n_L$  low refractive index.

Figure 2 shows the quintic and periodic variation of the refractive index.

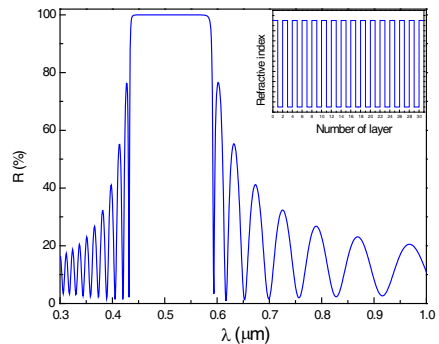
### 3. RESULTS AND DISCUSSION

Let us consider a period structure of two alternating materials layers with different refractive indexes: The titanium  $\text{TiO}_2$  ( $n_H = 2.3$ ) and the dioxide of Silicon  $\text{SiO}_2$  ( $n_L = 1.45$ ). The distribution has the form:  $H(LH)^j$  where  $H$  indicates the high refractive index layer,  $L$  the low refractive index layer and  $j$  the number of periods. The substrate on which the system is deposited is ordinary glass with a refractive index  $n_S = 1.5$ , and we suppose that the structure is immersed in air:  $n_a = 1.0$ . The optical thickness of each layer is equal to  $\lambda_0/4$  where  $\lambda_0$  is the reference wavelength which is equal to  $0.5 \mu\text{m}$ .

The distribution of the refractive index and the spectrum of reflection of the chosen periodic system are shown respectively in Figures 3 and 4 for 31 layers. It is clear that the intensity of Kiessig fringes is elevated, and it can reach 76% in reflection.



**Figure 3.** Profile of the refractive index for 31 layers.  $l$  represents the width of the crystal.



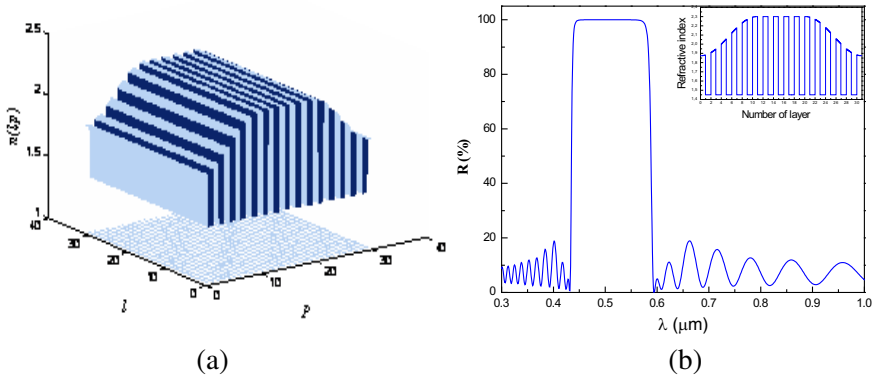
**Figure 4.** Spectrum of reflection according to the wavelength of a periodic system.

Thus, we will apply the two mentioned techniques by fixing the optimal parameters of each one, and then we will compare their various effects.

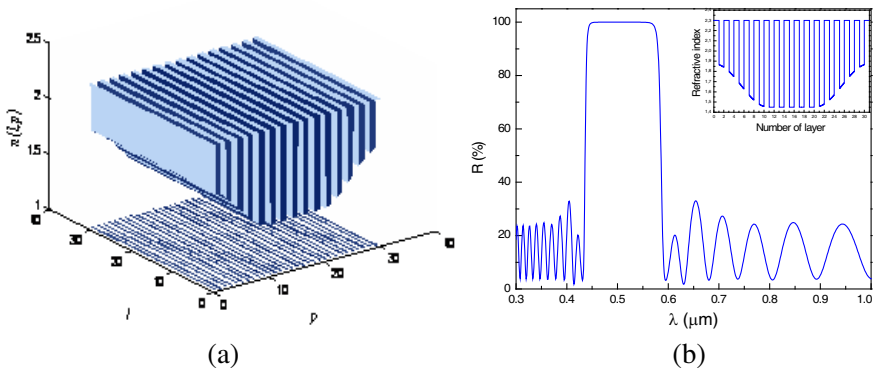
### 3.1. Application of the Apodization Technique

We will approach our study by the research of the optimal values of  $\alpha$  and  $\beta$  for the functions of Tukeywin ( $L, \alpha$ ), Kaiser ( $L, \beta$ ) and Gausswin ( $L, \alpha$ ). However, we were led to know, according to which criteria, the reducing effect of Kiessig fringes of this technique is maximum.

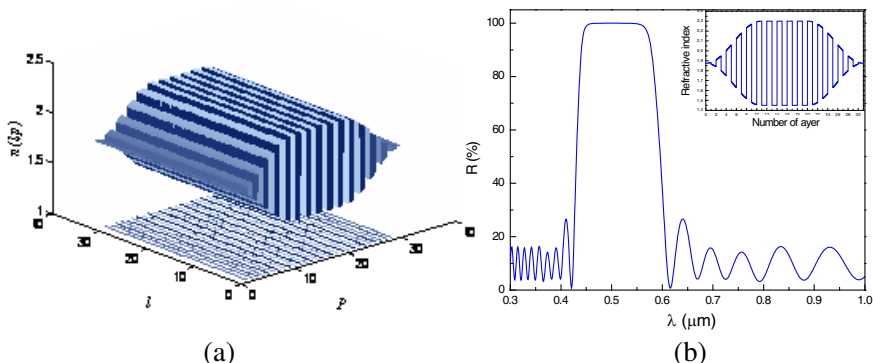
With this intention, we will present, respectively in Figures 5, 6 and 7 below, the effect of the apodization applied to the layers of high refractive index, layers of low refractive index and then both layers at



**Figure 5.** High refractive index modulation in function of (a) the width of the crystal and the number of layers, (b) its optical response in the reflection mode.



**Figure 6.** Low refractive index modulation in function of (a) the width of the crystal and the number of layers, (b) its optical response in the reflection mode.



**Figure 7.** High and low refractive index modulation in function of (a) the width of the crystal and the number of layers, (b) its optical response in the reflection mode.

the same time by using Tukeywin function with an arbitrary parameter  $\alpha$  ( $\alpha = 0.7$ ).

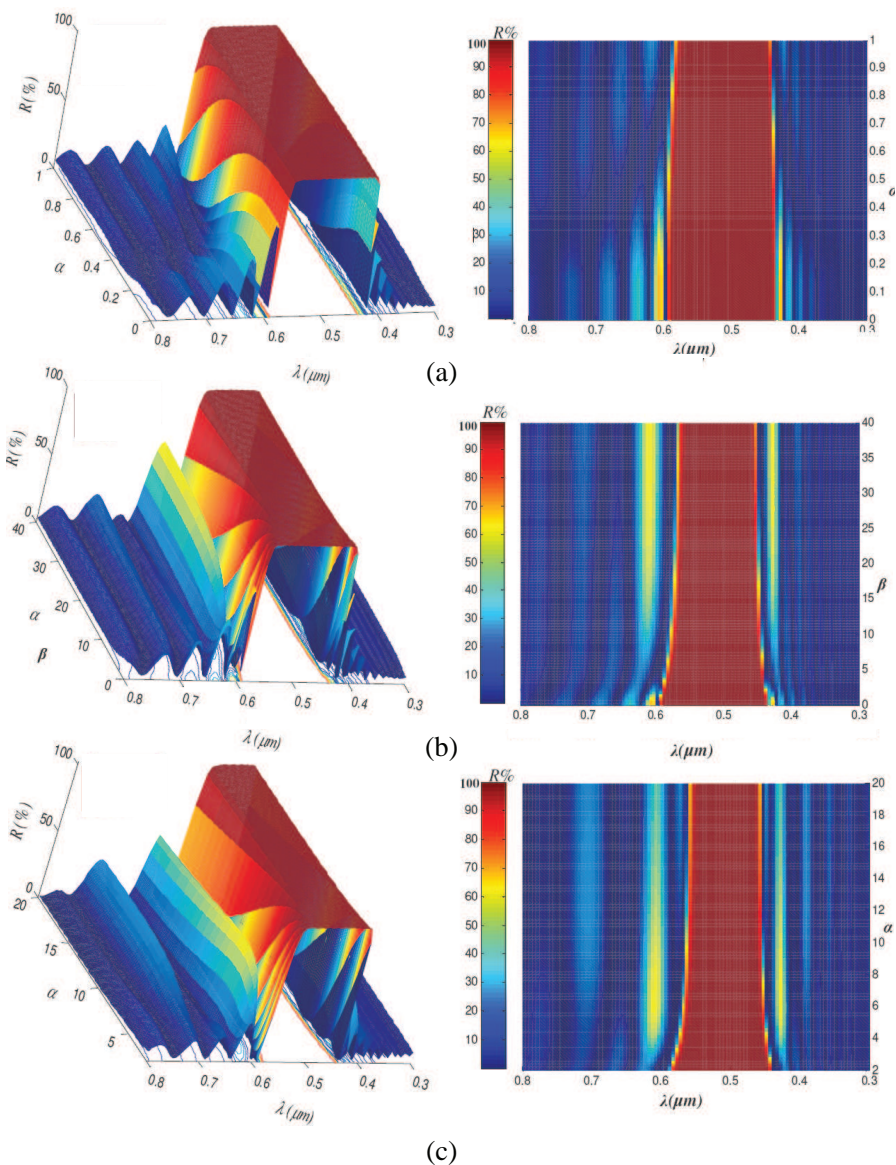
After scanning these results, we obtain 50% of reduction of the intensity of Kiessig fringe for high refractive index modulation, 37.5% for low refractive index modulation and 12.5% for high and low refractive index modulation. It is clear that for these three cases the intensities of the Kiessig fringes are the lowest in the case of high refractive index modulation. However, for the last two cases (Figures 5 and 6), some anomalies appear in the stage of the PBG, and it is still noticed that the reducing effect of this technique is increasingly favorable when we have a small variation of the index, on the basis of the medium towards the two edges of the distribution. So, we can conclude that the application of this technique should be employed only for the high refractive indexes.

Let us now find out the optimal values of  $\alpha$  and  $\beta$  for Tukeywin, Kaiser and Gausswin functions. The field of their variation depends on the used function; for Tukeywin function  $(L, \alpha)$ :  $0 \leq \alpha \leq 1$ , for Kaiser function  $(L, \beta)$ :  $0 \leq \beta \leq 40$  and for Gausswin function  $(L, \alpha)$ :  $2 \leq \alpha \leq 20$ . We present in Figure 8 the reflection response of the system according to these parameters.

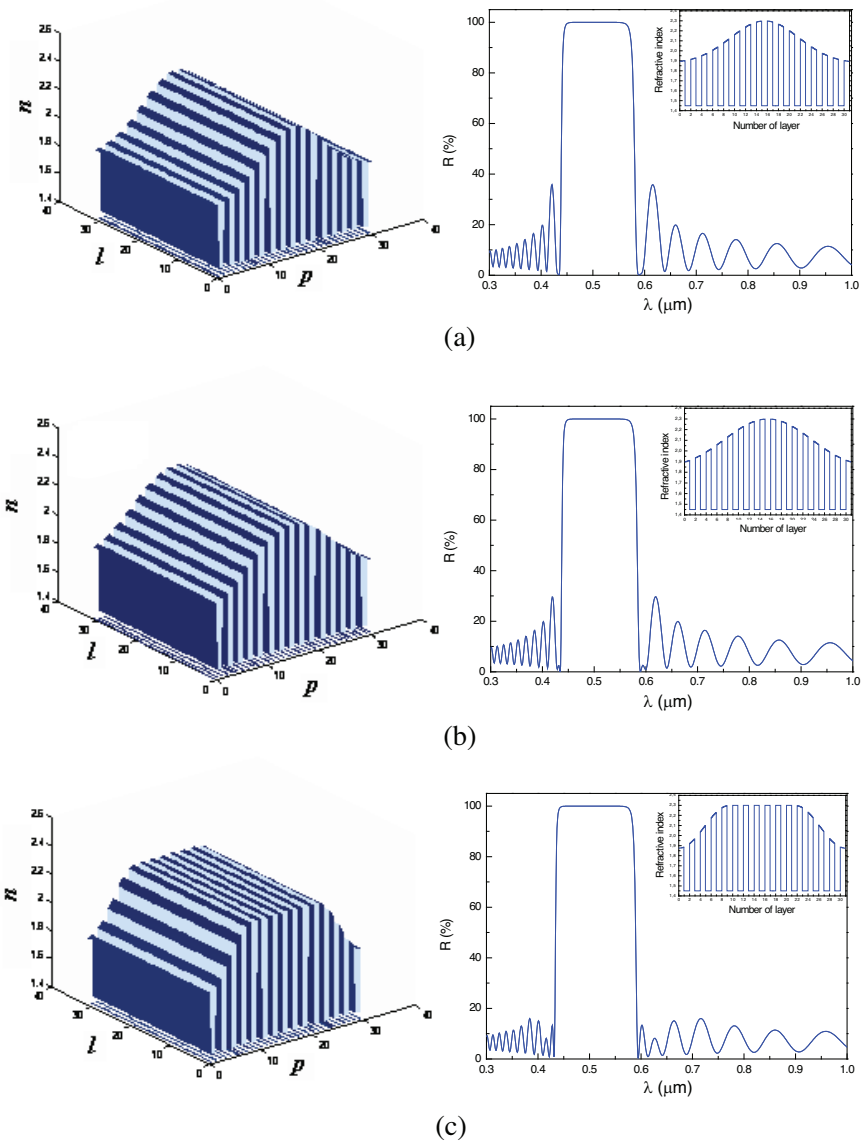
We notice considerably that these functions act on the Kiessig fringes intensity and on the width of the PBG, but the effectiveness degree of this technique changes from one function to another.

The choice of the optimal values of these parameters must take into account of the minimal intensity of the Kiessig fringes as well as the width of the PBG. The founded optimal values are: for Tukeywin

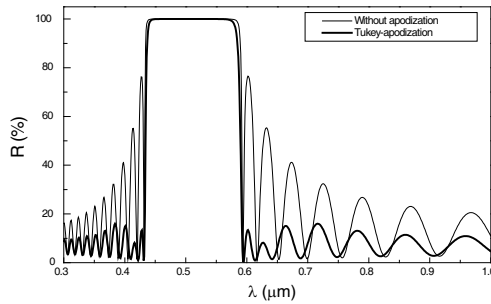




**Figure 8.** (a) Reflection according to  $\alpha$  and  $\beta$  and the curves of variation of the PBG according to these parameters for (a) Tukeywin function, (b) Kaiser function, (c) Gausswin function.



**Figure 9.** Modulation of the refractive index according to several weight functions: (a) Gausswin, (b) Kaiser, (c) Tukeywin and their corresponding reflection spectra.



**Figure 10.** Simulation of the spectrum of reflectivity of the apodization Tukeywin functions with the spectrum not optimized.

$(L, \alpha)$ :  $\alpha = 0.61$ , for Kaiser  $(L, \beta)$ :  $\beta = 4.65$  and for Gausswin  $(L, \alpha)$ :  $\alpha = 2.5$ .

According to the results, it is shown in Figures 9, 10 that Tukeywin is the best function of apodization because the reduction in the intensity of a certain peak can reach 64% without influencing too much the width of the PBG (2.5% of reduction).

We conclude that the intensity of Kiessig fringes presents an average reduction (50%), and it is accompanied by a contraction of the PBG by using the apodization technique. In the next part of the paper and for the purpose of having a more optimized optical response, we will study the smoothing technique.

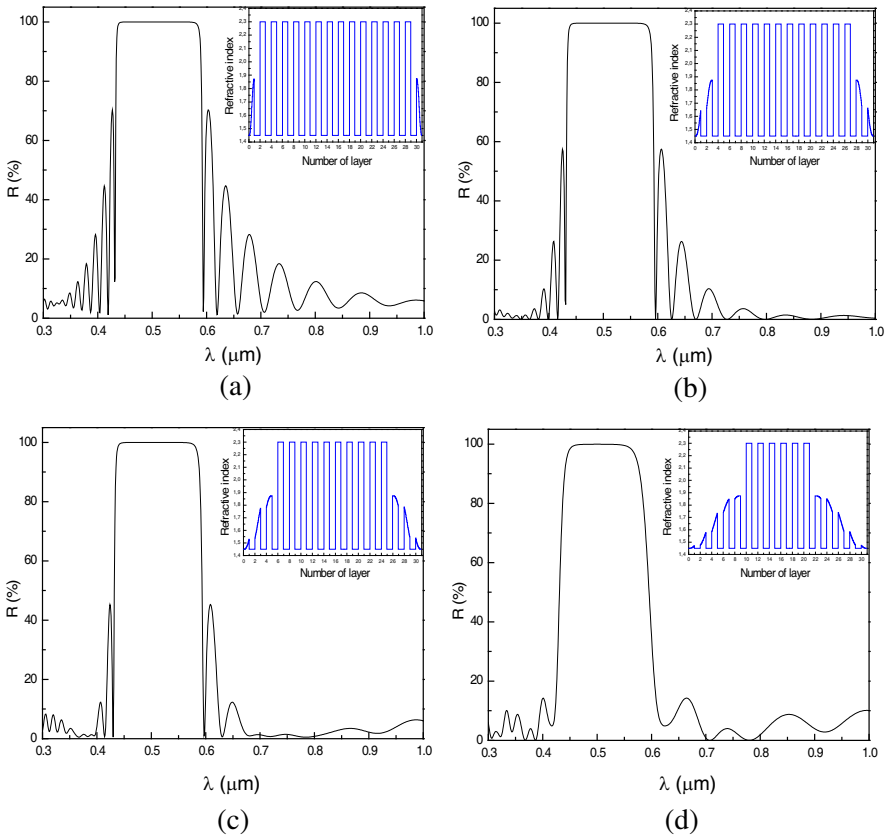
### 3.2. Application of the Smoothing Technique

First we will search for the best conditions to apply the smoothing technique. Thus, we will present, in Figure 11, the influence of a smoothed layers number on the smoothing effectiveness.

In these figures, it is noted that the intensity of Kiessig fringes falls when the number of smoothed layers increases and that we lose this property when this number exceeds four layers. So, the optimal number of layers is three.

Contrary to apodization, it is shown in Figure 12 that the effectiveness of this technique is related to the zone far from the PBG. The peaks near the PBG are less influenced than those which belong to the zone far from the PBG.

Despite the fact that these techniques of optimization and smoothing are effective in reducing the intensity of these lobes, they remain unable to remove completely the Kiessig fringes. But, by gathering the two optical responses in the same graph (Figure 12(b)), the idea comes, and the question arises: Do we manage to be inspired



**Figure 11.** Reflection response for a smoothing of: (a) one, (b) two, (c) three and (d) five layers.

by these results to remove the Kiessig fringes completely by combining the two techniques instead?

### 3.3. Application of the Technique Tukeywin-apodization-smoothing

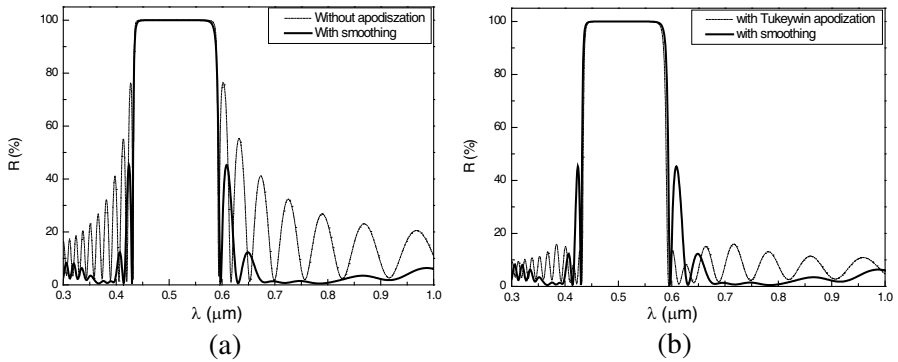
The new technique is inspired by the combination of the Tukeywin-apodization and smoothing techniques in order to have added effects and a reduction of all the Kiessig's fringes peaks.

The application of this new technique requires a parameter setting of the used functions. Moreover, it should be noted that for apodization, we will fix the number of smoothed layers and vary the coefficient  $\alpha$  of Tukeywin function.

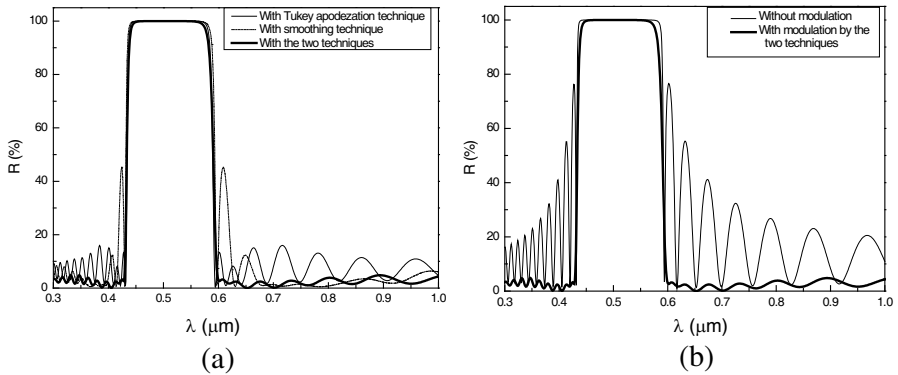
While applying the new technique, we realized that the reduction of the number of smoothed layers influences the effectiveness of apodization. In other words, the latter does not manage sufficiently to reduce the Kiessig fringes intensity which has already been slightly reduced by smoothing. However, if we extend more smoothing in the system, the intensity and width of the PBG decrease remarkably.

The found results show that by fixing the number of smoothed layer to three and Tukeywin parameter to ( $\alpha = 0.82$ ), it is possible to considerably reduce the sidelobes in the spectrum of reflectivity with a weak loss in the PBG (Figure 13).

With such a result, the idea to have secondary lobes in the



**Figure 12.** Comparison of the optical responses, (a) case of three smoothed layers and without Tukeywin-apodization, (b) between Tukeywin apodization and with three smoothed layers.



**Figure 13.** (a) Validation of the effectiveness of the association of two techniques, (b) illustration of the reduction of Kiessig fringes.

spectrum of reflectivity is absolutely dissimulated with the least loss in the width of the PBG (Figure 13(b)). Moreover, the validation of our choice for this method is shown in Figure 13(a) by a comparison of the spectrum of reflectivity of each technique (the apodization, smoothing and both associated at the same time).

In this stage, we could considerably optimize the optical response in reflection (or transmission) of the 1D photonic crystals, and the reduction of the intensity of certain peaks exceeds 85%.

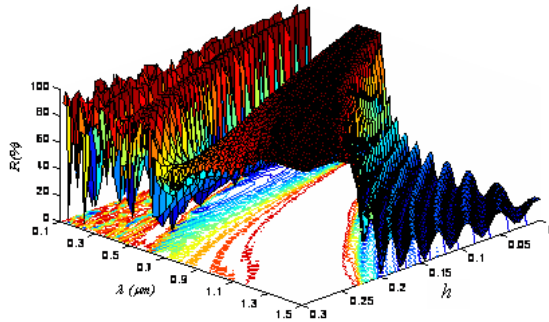
### 3.4. Deformed Periodic System

We will study in this part the effect of the Tukeywin-apodization-smoothing technique on the Kiessig fringes intensity for a deformed periodic system. The studied deformation follows the law [16]:  $y = x^{1+h}$ . Where,  $h$  is the degree of the law, and  $y$  and  $x$  are, respectively, the deformed and the initial systems.

The initial optical phase thickness is:  $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}x_0 \cos \theta$ , and when we apply the  $y$  function, the initial optical phase thickness takes the following form:  $\varphi_j = \frac{2\pi}{\lambda}x_0[j^{h+1} - (j - 1)^{h+1}] \cos \theta_j$ .  $j$  represents the  $j$ th layer;  $\theta_j$  is the complex refractive angle; and  $x_0 = \frac{\lambda_0}{4}$  is the optical thickness of each layer of the multilayer structure with the reference wavelength  $\lambda_0$ .

We must, firstly, seek the optimum deformation degree “ $h$ ” which enables us to have the broadest PBG without being out of our studied field:  $\lambda \in [0.3, 1.0] \mu\text{m}$ . Thus, we present in Figure 14 the variation of the reflection according to this coefficient, where  $\lambda \in [0.1, 1.5] \mu\text{m}$ .

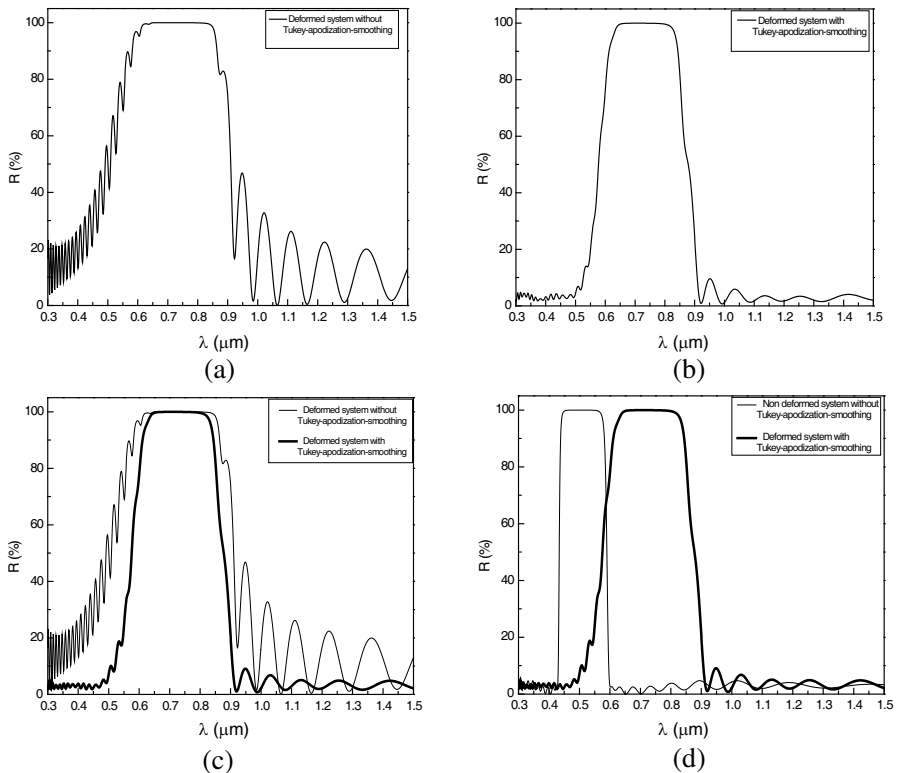
After found the best value of the deformation coefficient ( $h = 0.1$ ),



**Figure 14.** Simulation of spectrum of reflectivity according to the coefficient of deformation  $h$  and the wavelength  $\lambda$ .

we can apply the new technique adopted to the system, and due to the modification of its total thickness, the parameters used in the initial periodic system change. But, since the difference between these thicknesses is weak, we can keep the same value of  $\alpha$  ( $\alpha = 0.82$ ), and the number of smoothed layers becomes equal to 4.

In Figure 15, it is noted that the intensity of Kiessig fringes presents a great reduction (83%), particularly, in the high frequency zone. Then, it should be noted that the combination of the smoothing and Tukeywin-apodization techniques is validated in both deformed and non-deformed systems (Figure 15(d)). These results give a good reduction of Kiessig fringes compared to published results by other researchers where the maximum of reduction is 33% [17].



**Figure 15.** (a) Reflectivity of the deformed system, (b) verification of the reducing of Kiessig fringes, (c) comparison of the reflectivity of the system deformed before and after suppression of Kiessig fringes, (d) comparison of the reflectivity of the deformed system and not deformed (after suppression of Kiessig fringes).

#### 4. CONCLUSION

There are various techniques suggested to reduce the intensity of Kiessig fringes. In this work, we adopt two techniques similar to the technique of optimization: smoothing and apodization. In the first part, we were able to reduce the intensity of sidelobe through the technique of apodization, to minimize the side lobes intensity. And in the second part, we could apply the technique of smoothing which allowed the reduction in these intensities.

In spite of the effectiveness of these two techniques of optimization in reducing the intensity of these lobes, they remain unable to entirely pack these lobes. Thus, we are inspired by these results, a new technique derived from a combination of the two previous techniques. This method almost completely reduces the lobes.

#### REFERENCES

1. Golmohammadi, S. and A. Rostami, "Optical filters using optical multi-layer structures for optical communication systems," *Fiber and Integrated Optics*, Vol. 29, 209–224, 2010.
2. Djavid, M. and M. S. Abrishamian, "Photonic crystal channel drop filters with mirror cavities," *Opt. Quantum Electron.*, Vol. 39, 1183, 2007.
3. Kiessig, H., "Untersuchungen zur totalreflektion von röntgenstrahlen," *Ann. Physik*, Vol. 10, 715–768, 1931.
4. Abelès, F., "Recherche sur la propagation des ondes électromagnétiques sinusoïdales dans les milieux stratifiés: Application aux couches minces," *Ann. Phys.*, Vol. 12, 596–706, 1950.
5. Li, X. C., et al., "A side-coupled photonic crystal filter with sidelobe suppression," *Appl. Phys. A*, Vol. 89, No. 327–332, 2007.
6. Chassande-Mottin, E. and P. Flandrin, "On the stationary phase approximation of chirp spectra," *Proc. of the IEEE Int. Symp. on Time-frequency and Time-scale Analysis*, 117–120, Pittsburgh, US, 1998.
7. Shu, X., et al., "Apodisation of photo-induced waveguide gratings using double-exposure with complementary duty cycles," *Opt. Express*, Vol. 16, No. 3, 2221–2225, 2008.
8. Leger, C. and J. Thiel, "Suivi du contour du ventricule gauche du cœur dans une séquence d'images échocardiographiques," *Colloque AGI'94*, 401–404, Poitiers, 1994.
9. Gade, S. and H. Henrik, "Use of weighting functions in DFT/FFT



- analysis (Part I),” *Brüel & Kjær Technical Review*, No. 3 19–321, 1987.
10. [http://www.mathworks.com/help/pdf\\_doc/signal/signal\\_tb.pdf](http://www.mathworks.com/help/pdf_doc/signal/signal_tb.pdf).
  11. Karris, S. T., *Signals and Systems with MATLAB Computing and Simulink Modeling*, 4th Edition, 2008.
  12. Shapiro, L. G., et al., *Computer Vision*, 137–150, Prentice Hall, 2001.
  13. Tukey, J. W., “An introduction to the calculations of numerical spectrum analysis,” *Spectral Analysis of Time Series*, 25–46, 1967.
  14. Bovard, B. G., “Rugate filter theory — An overview,” *Appl. Opt.*, Vol. 32, 5427–5442, 1993.
  15. Southwell, W. H. and R. L. Hall, “Rugate filter sidelobe suppression using quintic and rugated quintic matching layers,” *Appl. Opt.*, Vol. 28, 2949–2951, 1989.
  16. Zaghdoudi, J., et al., “Design of omnidirectional asymmetrical high reflectors for optical telecommunication wavelengths,” *Eur. Phys. J. B*, Vol. 42, 181–196, 2004.
  17. Kwang, J. L., et al., “Sidelobe suppression in all-fiber acousto-optic tunable filter using torsional acoustic wave,” *Optics Express*, Vol. 18, 12059–12064, 2010.

## Low cost materials and devices for identification in the THz frequency domain

M. Hamdi<sup>1\*</sup>, F. Garet<sup>2</sup>,

*Institut de Micro-Électronique et Photonique - Laboratoire d'Hyperfréquences et Caractérisation (IMEP-LAHC) - UMR5130, Université de Savoie, 73376 Le Bourget du Lac, France.*

L. Duvillaret<sup>3</sup>,

*KAPTEOS Cie, Savoie Technolac, 73376 Le Bourget du Lac Cedex, France*

G. Eymin Petot Tourtollet<sup>4</sup>, P. Martinez<sup>5</sup>

*Centre Technique du Papier, Domaine Universitaire, 38044 Grenoble Cedex 9, France*

The data encoding techniques like barcodes, QR codes or RFID tags are nowadays very popular to identify products. However, the first two must remain visible whereas the third generally requires a chip that increases the cost of the tag. Moreover, all are easy to copy. In the conference, we will present a new approach based on low cost materials like polyethylene (PE) or paper for data encoding in the THz frequency domain [1]. We propose a volume tag based on a 1D periodic stack of dielectric layers whose thickness is of the order of the wavelength, i.e. in the millimetre range. Such a dielectric stack exhibits well known forbidden band gap (FBG) behaviour when illuminated by an electromagnetic wave. We tune the periodicity of the stack to make appear some defect levels in the FBG which are used to encode binary information; otherwise, these results can be perfectly modelled using a transfer matrix method in which each layer and interface are represented by a matrix [2]. Furthermore, the aforementioned forbidden bandgap devices need refractive index engineering to be easily tuneable in the frequency domain: this is made possible by mixing a low (L) with a high (H) refractive index material exhibiting the lowest absorption as possible. In the presented study, we used Low density PE (LDPE) mixed with mineral powder like CaCO<sub>3</sub> or TiO<sub>2</sub> respectively as L and H material. Samples were measured using a THz Time Domain Spectroscopy (THz-TDS) setup up from 100 GHz up to several THz [3]. In such mixtures, the refractive index behaviour can be well modelled by effective medium theories [4] whereas scattering effects make this approach invalid for absorption. We will also present some results obtained on material based on paper instead of LDPE as L material. We finally designed some tags prototypes to be used in the range 150-600 GHz and measured their transmission and reflection coefficient with THz-TDS setup. We show that the frequency response of such devices can be used for binary data encoding in this frequency range with encoding capacities greater than 10 bits [5].

*Key words:* THz spectroscopy, forbidden bandgap device, tuneable refractive index, effective medium theory, chipless device, data encoding

[1] M. Bernier, F. Garet, E. Perret, L. Duvillaret, S. Tedjini, *Appl. Optics*, vol. 50, pp. 4648-4655 (2011)

[2] H. Nemeč, L. Duvillaret, F. Quemeneur, P. Kuzel, *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 21, pp. 548-553 (2004)

[3] M. van Exter, D. Grischkowsky, vol. 38, pp. 16884-1691 (1990)

[4] M. Scheller, S. Wietzke, C. Jansen, M. Koch, *J. of Phys. D: applied Physics*, vol. 42, pp. 065415-065419 (2009)

[5] M. Hamdi, F. Garet, L. Duvillaret, Ph. Martinez, G. Eymin-Petot, *Annals of telecommunications*, vol. 68, pp. 415-424 (2013)

\* E-mail address of presenting author : maher.hamdi@univ-savoie.fr



# THID, the next step of chipless RFID

Etienne Perret<sup>1</sup>, Maher Hamdi<sup>2</sup>, Guy Eymin Petot Tourtollet<sup>3</sup>, Raji Nair<sup>1</sup>, Frederic Garet<sup>2</sup>, Anastasia Delattre<sup>3</sup>, Arnaud Vena<sup>1,4</sup>, Lionel Duvillaret<sup>2</sup>, Philippe Martinez<sup>3</sup>, Smail Tedjini<sup>1</sup>, Yann Boutant<sup>5</sup>

<sup>1</sup>Univ. Grenoble Alpes, LCIS, 50, rue de Laffemas, BP 54 - 26902 Valence, France

<sup>2</sup>Grenoble-INP/IMEP-LAHC, Université de Savoie, 73376 Le Bourget du Lac, France

<sup>3</sup>The Pulp and Paper Research & Technical Centre, BP 251 - 38044 Grenoble - Cedex 9 - FRANCE

<sup>4</sup>Actually at Department of Electronics, Rauma Research Unit, Tampere University of Technology, Finland

<sup>5</sup>Signoptiq, Savoie Technolac, 73376 Le Bourget du Lac cedex, France

Email : etienne.perret@lcis.grenoble-inp.fr

**Abstract**— This paper discusses recent advances in chipless RFID technology. It describes coding methods and storage capacity in RF domain, where the information is coded on the surface of the tags (conductive portion printed on the support constitutes the tag). It extends the concept of chipless RFID to THz domain where the information is coded into the volume of the tag, i.e. in the stack of different dielectric layers. Encoding of 16 bits is explained as an example. Several examples of RF and THz tags are reported and their design and performance are carried out and discussed. Many remarkable results are obtained. Tag fabrication on paper substrate using flexographic technique is also incorporated.

**Keywords**- Chipless RFID, THz, flexography, paper substrate.

## I. INTRODUCTION

Chipless RFID is very attractive because this approach opens the way for the development of communication systems where the tags could be comparable to barcodes in terms of cost and simplicity of implementation. The huge advantage in this case thanks to the reading based on RF waves, tags can be read remotely without direct human interaction between the reader and the tags. The RFID market is very important. However, chipless tags are currently negligible, but the next ten years will see a rapid gain in market, and chipless should represent one third of all income from RFID tags in 2019. These projections are mainly based on the potential of chipless to be compatible in the future with extremely low cost tags. Indeed, most of the increase in penetration will be by price advantage. Thus, the expected objective in 2018 for unit chipless tag price is about \$ 0.4 cents.

Today, chipless RFID research work has focused on the development of original technological approaches in order to demonstrate the practical and economic potential of chipless. An important point to emphasis is that the figures mentioned above are now achievable. The goals are to understand and then knock down several technological barriers limiting the effectiveness and thus feasibility of chipless identification. Now, extremely low cost chipless technology is no longer a concept but a reality [1]. Thus, the encoding capacity [2], the robustness of detection [3,4], the orientation of reading [5], the tags cost [1] and the reader

cost [4], the compliance with RF emission regulations [6] are the questions which LCIS laboratory has been tackling, and suitable solutions were found in order to solve these main problems. The feasibility of large scale chipless tags production has been shown for the first time, with a unit cost of about € 0.4 cents, that is to say in line with the already mentioned projections. In this article, we demonstrate that a chipless tag based on a paper substrate can be realized using the flexographic technique, which is an industrial high-speed printing process. The only difference with the barcode is the use of a conductive ink which allows the tags to have a specific electromagnetic signature.

In order to obtain chipless tags with a cost of the same order of barcodes, it is essential that these tags should be potentially printable, i.e. that they do not contain any localized SMD elements for example. From there different approaches exist: 1) the 'circuit' approach, that is to say the tag will contain one or more antennas and a guided part will perform the encoding functionality [7]. Here we note that these two parts are clearly distinct not only at the conceptual level but also at the geometrical level. 2) A 'radar' approach, in which the tag is just composed of one or more scatterers to achieve the same functionality as the first approach. Indeed, these RF Encoding Particles (REP) acts at the same time as a transmitting antenna a receiving antenna, and a filtering circuit [2, 4]. One can be considered that these two approaches are derived from the previous work of Jalay *et al.* where the original idea was to transpose the principle of the optical barcode to RF [8]. It has already proved that a better surface coding efficiency can be achieved with the REP approach. Moreover, these tags are smaller and a ground plane is not always needed, which eases the realization.

More recently, a third approach appeared where the chipless tags are completely free from the presence of any conductive parts. In such a case, one can say that the coding is carried out in the volume [9, 10]. As we will see in this case, the encoding is performed directly from the stack of different dielectric layers. To keep the thickness in the millimeter range, THz frequencies are used. In this paper, we present an overview of the above explained three

different approaches of chipless tags using industrial printing process with a special focus on THz frequencies implementation. All of them are being developed in the scope of the ANR THID project. Contrary to what we presented before, here we focus on the use of low cost materials for the realization of tags, both operating in RF and THz. Previous devices were made with Rogers (for RF tags) or silicon wafers (for the THz tags). In contrast, here the materials used for the production of tags are paper and PE (Polyethylene). The paper is not a conventional EM substrate, the losses it possesses are important. It requires a specific design work as discussed in this article. We also demonstrate that THz tags are more secure than RF tags as they can store information in the volume.

## II. APPLICATIONS AND CONCEPT

In terms of applications, we can consider that the chipless RFID is locating halfway between traditional RFID technology and barcodes (see Fig. 1). This is especially true if one considers criteria such as reading range, encoding capacity (in the order of several tens of bits) or the global system complexity. Indeed, chipless solutions are far less complex than traditional RFID at both device level (no silicon circuit) and system level (avoids complex communication protocols). Chipless has an elegant simplicity, which allows rapid identification compatible with many industrial requirements. One can remark that the chipless technology has the advantages that were at the origin of the mass barcodes deployment (i.e. very low cost, ease of implementation, and reliability). Moreover, radio waves for wireless communications bring more flexibility i.e. a non-line of sight communication.

Chipless tags are most often made of a dielectric substrate on which a conductive pattern is deposited. The specific geometry allows the tag to be identified with certainty. In this case, as conductor pattern printing is performed on the surface of the tag, we will speak about the encoding on the surface. For security reason, it is expected to be able to encode information directly into the material, i.e. in the volume, without any conductive materials, simply by

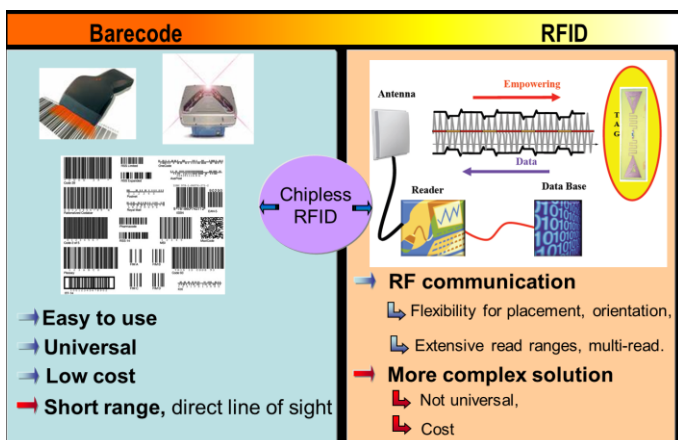


Fig. 1 Chipless RFID position markers.

alternating dielectric layers of different permittivity. The identification in the surface and in the volume is very different; however, the principle of information coding is the same. Indeed, the identification code of the tag is based on the generation of a specific electromagnetic footprint; almost like the radar principle. The difference is that on one hand the conductor shape imposes the signature while on the other hand it is the multilayer dielectric. Thus, the ID may be located not only on the surface but also in the volume. Therefore information is no longer being stored in the chip but directly printed into the substrate making it immutable and unalterable.

Section III depicts the principle of operation and realization techniques of the surface based chipless RFID system. The principle of the identification in the volume is explained in Section IV. In both Section III and IV, measurement results in comparison with the simulation results are explained.

## III. IDENTIFICATION IN THE SURFACE

### A. Principle of operation

Measuring the EM signature of a chipless tag in free space can be done using either a frequency domain approach or a temporal approach. In both cases, we use a bi-static configuration. The frequency approach using a vector network analyzer (VNA for Vector Network Analyzer) is useful for sensitivity and dynamic range. In a frequency domain approach, the idea is to measure the level of response reflected by the remote tag and its phase as a function of frequency. For this purpose, we have to implement a frequency stepped continuous wave (FSCW) radar technique. An RF source is connected to a transmitting antenna as shown in Fig. 2 (a). It generates a continuous wave for which the frequency is swept within the band of

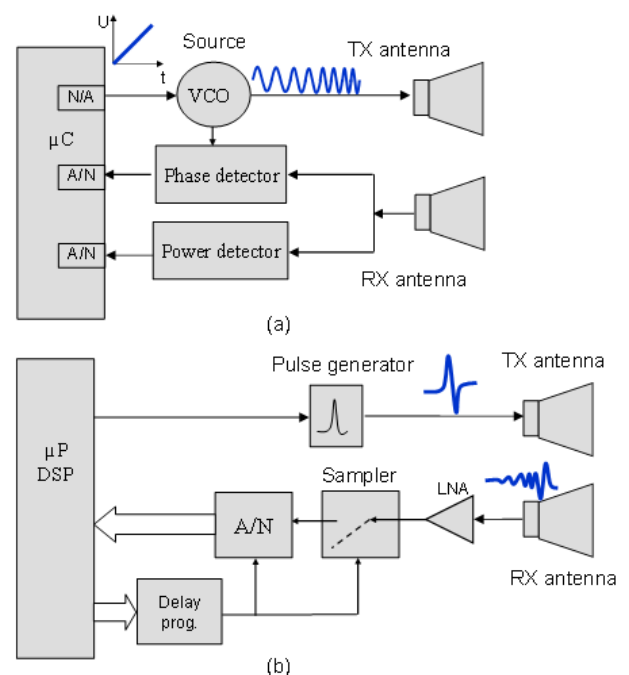


Fig. 2 (a) FSCW radar schematic. (b) IR-UWB radar schematic.

interest. A reception antenna connected to a detector picks up a fraction of the reflected signal from the radar target. Because we use two separate antennas for transmission and reception, this radar technique is called as bi-static. The elements described above are directly embedded in a vector network analyzer. We just need a VNA with two ports connected to the transmission and reception antennas as demonstrated in [4].

Frequency-encoded chipless tags require a wide bandwidth to operate. However, it is hard to develop an efficient reader based on FSCW approach to operate within the UWB between 3.1 and 10.6 GHz because of the constraining rules regarding the transmission power.

A temporal approach based on impulse radio ultra-wideband (IR-UWB) technique, as shown in Fig. 2 (b), has the major advantage to sense the full frequency response of the tag with a single pulse [6]. In this case, the energy is concentrated in a very short time, which allows a large instantaneous transmission power while being compliant with radiation rules. The reason is linked to the average power kept which is not significant while using low duty cycle signals. The bi-static radar configuration can be retained as well. In addition to providing good isolation between transmitted and received signals, this architecture allows the connection of low noise amplifier (LNA) in the receive chain. Indeed, an amplifier is essential to increase the sensitivity of the sampler and therefore the system read range. A highly directional antenna may also help.

### B. Realisation techniques for chipless RF Tags

The RFID commercialization, forecasted to dozens of billions of units per year, is today mainly limited by too expensive tags. If the economic aspect is the main actual limitation, in the future a large RFID deployment might involve important social and environmental impacts. This is the reason why the THID project is focused on the utilization of bio sourced, renewable and recoverable materials, which give back durable use, and a lower environment impact compared to standard silicon based RFID tags. The exploitation of the paper's industry materials available in huge volume, linked to a wide range of roll-to-roll and high speed processes, lead to manufacturing chipless tags in a low cost. As illustrated in Fig. 3 (a) the RF tag is coded by information deposited on the surface. Metallic silver based ink coupled to a printing process is used. Usually a process is chosen according to the expected quality, the planned volume, the degree of personalization, the ink disposal, and viscosity at lower price. In our case, a code has to be printed, so a high degree of flexibility is required to change it from tag to tag or one tag family to another. The flexography has been chosen as a good compromise. After flexography printing step, ink jet can also be used to deposit conductive material at certain place of the pattern to change the code.

In the project, different tag families have been made. Among the different pilots available at CTP, a homemade

flexography printing machine has been used. This press, shown in Fig. 4 (a), presents all the benefits of working at laboratory stage: low ink quantity (500 ml for ink tank), small sheet dimensions (30x10 cm), flexibility and also reproduction of the behavior of an industrial one with accuracy (see Fig. 4 (b)). Different trials have been performed to determine the best electromagnetic answer regarding the ink quantity. At the end, a flexo anilox volume of 20 cc has been chosen.

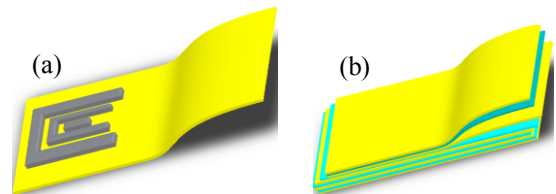
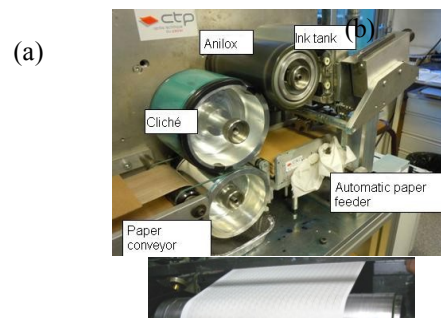


Fig. 3 (a) RF tag. (b) THz tag.



### C. Chipless RF tag based c-sections

This part explains the principle of operation of a time domain chipless tag based on group delay encoding. The frequency dispersive property of transmission line can be utilized to rearrange different spectral components at different time [11]. Frequency dispersion results from propagating different spectral components at different speeds. This characteristic is used for realizing chipless tags. The proposed chipless tag consists of C-sections which are created by shorting the alternative ends of a coupled transmission line [12]. The C-sections form the core of the proposed chipless RFID system. Fig. 5 shows the fabricated chipless tag on Rogers.

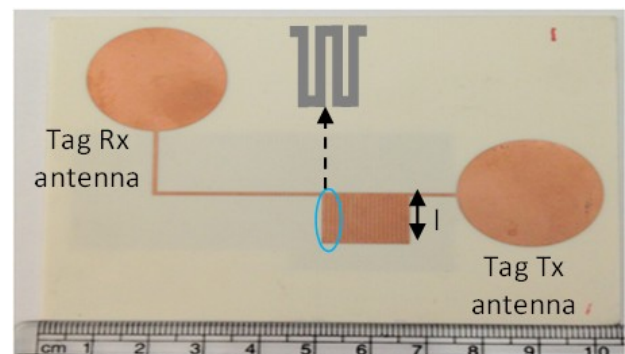


Fig. 5 The proposed time domain chipless RFID tag;  $\epsilon_r=3.55$ ,  $h=0.8$  mm.

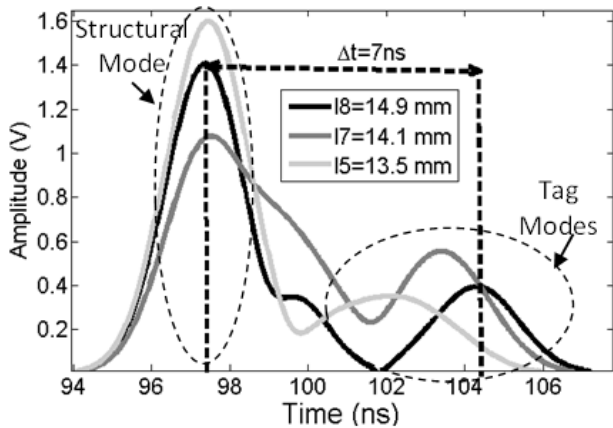


Fig. 6 Measured delays for chipless tag with different lengths at  $F(l_N) = 3.5$  GHz.

As shown in the Fig. 5, the C-section has a length  $l_i$  which is able to produce a group delay peak at  $F(l_i) \approx c/(4l_i(\epsilon_{\text{reff}})^{1/2})$ , where  $i=1,2,\dots,N$ , with  $N$  as the maximum possible length. The frequency corresponding to the length  $l_N$  can be considered as the operating frequency  $F(l_N)$ . This equation is an approximated one due to the coupling between each C-section which makes a negligible shift in the operating frequency. When this chipless tag is interrogated by the reader, the receiving antenna in the chipless tag receives this interrogation signal which will guide through the C-section and the C-section will modulate this signal depending on its particular length. Thus, the modulated delayed signal will be sent back to the reader through the transmitting tag antenna. This signal will mainly consists of two components. The structural mode of the tag which is due to the reflection from the tag and is independent of the length of the C-sections and the second mode hereafter called as the tag mode which is a part of the signal guided through each group of C-sections and modulated in different time at different frequencies and transmitted by the output antenna. The time between structural mode and tag mode will be  $\Delta t(l_i)$ , which in turn corresponds to the group delay produced by the C-sections group with length  $l_i$  and the delay produced by the two cross polarized antennas at the

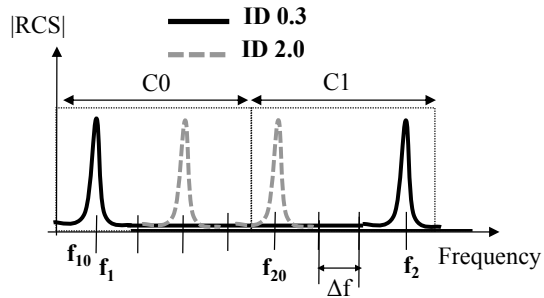


Fig. 7 Principle of the frequency PPM technique. In this example the tag has a coding capacity of 4 bits.

frequency  $F(l_N)$ . The time  $\Delta t(l_i)$ , mainly depends on the length of the C-section. Different tags were fabricated by changing the length of the C-section. For example in order to produce a 3 bit code ' $N$ ' is chosen as 8 and hence eight different tag combinations were fabricated with lengths  $l_1, l_2, \dots, l_8$ . Each time  $\Delta t(l_i)$  produced by different tags is assigned by binary codes 000, 001, ..., 111 respectively. The proposed technique was validated. For this purpose, a measurement set-up has been implemented. The antennas used are wideband (0.7-18 GHz) ridge horn antennas. A pulse generator Picosecond Lab 3500D generates a Gaussian pulse of 70 ps width. It delivers maximum amplitude of 8 V at 50 ohms. This gives a maximum instantaneous peak power of 31 dBm. This type of pulse features a broadband frequency signature that can sense an EM signature for frequency between 0 and 7 GHz. In reception, the Agilent oscilloscope used is a DSO91204A with an analog bandwidth of 12 GHz and real time sampling rate of 40 Gs/s. Its sensitivity is close to -50 dBm at 3 GHz. With a free space calibration technique [3], the results of the Fig. 2 (a) can be obtained. A fast Fourier transform (FFT) applied on the transient response can provide the frequency response. Fig. 6 shows the structural and tag mode received at the reader antennas for three different tags. Continuous Wavelet Transform is used to separate the tag information.

TABLE I  
CALCULATED, SIMULATED AND MEASURED DELAYS OBTAINED

Delay <sub>VA3.5GHz</sub> +Delay <sub>HA3.5GHz</sub> = 0.57 ns + 0.46 ns = 1.03 ns					
$l_i$ , $i=1-8$ (mm)	GD <sub>C</sub> Sim. (ns)	Calc. $\Delta t$ (ns)	Sim. $\Delta t$ (ns)	Meas. $\Delta t$ (ns)	Code
14.9	5.32	6.35	7.1	7	000
14.1	4.5	5.53	6	6.1	001
13.5	3.49	4.52	4.7	4.9	011

As shown in the figure, the structural mode remains same for all tag combinations and can be used as the reference. The tag mode changes depending on the length of the C-section. The  $\Delta t$  produced can be used for the encoding. Table 1 shows the comparison between simulated calculated and measured delays along with the corresponding binary code. Calculated delay is the delay assumed by the authors by taking the sum of the delay produced by the C-section and the corresponding cross polarized antennas at  $F(l_N)$ .

So far, the losses in the paper do not allow making such a structure in this material. Indeed, unlike the REP approach described above, here a part of the signal must be guided as much as possible along a line.

#### D. Printed chipless tag based loop resonators on paper substrate

The tag presented hereafter is the frequency-based encoding. This means that the analysis of its EM response will inform about its identifier. A commonly used technique is to associate the presence/absence of resonant peaks for given frequencies to a binary value “1” or “0”. In this case, each resonant peak encode 1 bit. For the sake of surface coding efficiency, the technique used for this design relies on a pulse position modulation (PPM) technique transposed in the frequency domain. One resonant peak is intended to shift between several positions within a frequency window as shown in Fig. 7 [13]. The span and the frequency resolution of the window define the number of bits that can be encoded. Thus, more than one bit can be encoded for each resonant peak. The example in Fig. 7 shows a special case when only two resonant peaks are used and evolve within separate frequency windows of the same size. The first peak encodes the digit  $C0$ , whereas the second encodes the digit  $C1$ , respectively. Each peak can evolve between four locations. This provides an equivalent coding capacity of 2 bits for each peak. Finally, in this example, the total capacity is 4 bits.

We designed a chipless tag optimized to work with lossy substrate and with low conductivity of printed ink. Further, some realization constraints relative to the flexography printing technique has been considered. First, the gap tends to be filled if it is too narrow, and on the other hand, some cuts on thin conductive strips can also appear. Consequently, widening both the conductive strip and the gaps is a good solution while dealing with paper-printed antennas. A key parameter in chipless RFID is the RCS (Radar Cross-Section) level because it is directly involved for the calculation of the detection range. The design shown in Fig. 8 is based on loop resonator that allows the increase of the backscattered response level. As a result, the performance obtained in terms of RCS level is significant with  $-27$  dBsm at 3.7 GHz. The resonator has a 3 dB bandwidth of 191 MHz.

We designed a tag with 6 loop-based resonators operating in the frequency band between 3 and 6 GHz (see Fig. 9 (a)). To create resonant peaks for various frequencies, we apply a factor of enlargement / reduction to the dimensions of a single loop-based resonator. Resonant peaks are generated at 3, 3.5, 4, 4.5, 5 and 5.5 GHz. This can be considered as the reference tag having an ID “0.0.0.0.0.0” according to the PPM technique aforementioned. We created three different configurations in which only the gaps  $g1$  to  $g6$  are modified. The tag 1 can be considered as the reference values and has narrow gap sizes. In tag 2, only the gap  $g1$  is enlarged from 1.5 to 2 mm. This tag may encode the ID “1.0.0.0.0.0”. The tag 3 sees all its gap values increased by 0.4 mm compared to the tag 1, which has the effect of shifting all peaks towards higher frequencies. This last tag may encode the ID “1.1.1.1.1.1”. It is to be noted that varying the gap

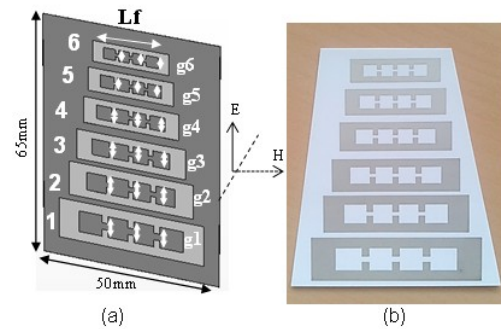


Fig. 8 (a) Design details of the loop-based chipless tag, (b) realized tag on glossy paper with flexography printing technique.

extensions gradually between 0 and 0.4 mm allows increasing the number of coding value for each resonant peak and hence the coding capacity.

In Fig. 9 (a) and (b), we present the RCS measurement results obtained for printed tags by flexography on a glossy paper with 220  $\mu\text{m}$  thickness. In Fig. 9 (a), we note that the six resonant peaks are clearly visible and that the response of the tag 3 stands out clearly because all frequencies are shifted to higher frequencies, as expected. Fig. 9 (b) shows more the frequency shifts due to the gap variation  $g1$  between the three configurations. From tag 1 to tag 2, one can notice a 70 MHz shift due to a gap variation of 0.5 mm.

Based on these results, we can estimate the coding capacity of the realized printed paper tags. With a frequency PPM technique [13] and considering a bandwidth from 3 to 6 GHz, a frequency resolution of 100 MHz allows us to achieve a coding capacity of 13.9 bits, while with 50 MHz, we can achieve 19.19 bits. To conclude, this design confirms that it is possible to realize functional tags on paper substrate. For this purpose, industrial printing techniques such as flexography can be used. They achieve very high production rates for a very low unit cost.

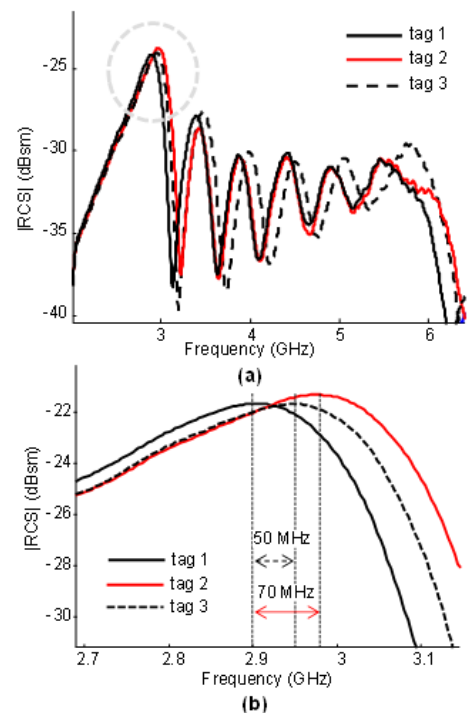


Fig. 9 |RCS| measurement results for several configurations (a) in the entire band of interest, (b) around the first resonant peak.



#### IV. IDENTIFICATION IN THE VOLUME

##### A. Principle of operation

THz tags are based on a one dimensional (1D) multilayer structure made of a periodic stack of two transparent dielectric materials [9, 14] with high (H) and low (L) refractive index named  $n_H$  and  $n_L$  (Fig. 10) respectively. The electromagnetic response of such a structure exhibits some frequency band gap (FBG) [15] which are periodically spaced in the frequency domain and corresponding to a lack of transmitted (or reflected) signal. The position of the FBG depends on the optical thickness (thickness  $\times$  refractive index) of the layers whereas their depth mainly depends on the refractive index  $n_H$  and  $n_L$  values. When the periodicity is disrupted for example modifying one or several layers in the structure structural defect (Fig. 10), some peaks appear in the FBG corresponding to transmitted energy (defect level). The number and position of these peaks depend on the optical thickness of the structural defects [16]. We use the presence or absence of such transmitted peaks to encode binary information, mainly in the 1<sup>st</sup> FBG around 500 GHz. In this frequency range, the whole thickness of the device remains in few millimeters and can be directly incorporated in the package of the product to identify.

##### B. Realisation techniques for chipless THz Tags

As for the RF tags, the 3D encoded labels use paper industry materials and associated processes. In this case, it is the large area processes and the intrinsic properties of the materials are interesting. Specific fillers and ligno-cellulosic materials have been chosen to make the 3D encoded layer by combining different processes. Sheets of low permittivity index materials have been produced by using standard paper machine. As previously explained, to introduce a code, these sheets have to be alternated with high permittivity layers (Fig. 3 (b)). Several processes could be used to fabricate the tags, at high speed and on a full web, films or layers, with thicknesses from 1  $\mu\text{m}$  to several dozens of microns (Fig. 11). For paper based prototypes, high permittivity materials have been deposited by using coating process on fiber based substrates. Different solutions exist at the industrial scale, depending mainly on the thickness of the layer and the way

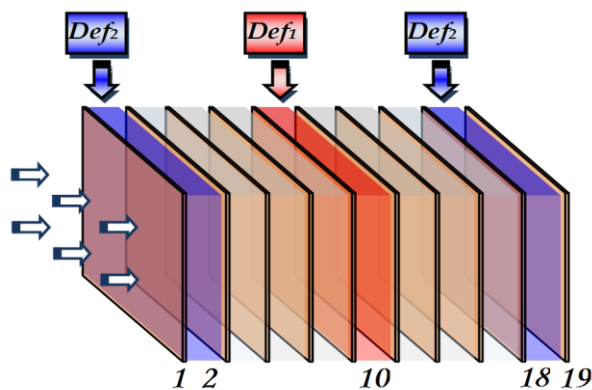


Fig. 10. Schematic of a tag with two independent structural defects in a central position (layer 10 and in symmetric ones (layers 2 and 18).

of the deposition, contactless or not. For our application, small laboratory equipment was used to coat fiber based substrates. The first complex obtained is then laminated to another one and this operation is repeated again. The final system is a multilayers sandwich with the right number of air free layers (Fig. 12). Even if the project is focused on papers for their practical advantages, 3D prototypes have also been made on plastic substrates. It's an extrusion process which has been chosen to make low and high permittivity layers. The lamination process is then ensured by thermal adhesion (105°).

##### C. THz Chipless Tag Design

Materials in the successive layers must exhibit large refractive index contrast, low absorption and evidently the lowest cost as possible. In the following part we will focus on plastic substrate tags due to their high performances. For L layer, polyethylene roughly exhibits very good characteristics as its refractive index is about 1.5 and its absorption is smaller than  $0.5 \text{ cm}^{-1}$  below 1 THz. To fabricate H layers and also to tune the refractive index of the structural defect ones we choose to use  $\text{TiO}_2$  (index of pure  $\text{TiO}_2$  is about 10.5 at THz) mixed with a low index and transparent material. We used polyethylene as a binder in  $\text{TiO}_2$  both to tune the refractive index of the mixture and also to ensure mechanical properties of the H layers.

Using methods described in the part B, we fabricated different prototypes of tags based on a mixture of  $\text{TiO}_2$  (40%) - polyethylene (60%) and pure polyethylene respectively for H and L layers. In that case:  $n_H=2.20$  and  $n_L=1.51$ , the number of layers (19 in case of Fig. 10) was optimized both to maximize the signal rejection in the FBG and to limit the losses induced by absorption in the devices. The frequency position of the FBG depends on the thickness of each layer: to center the 1<sup>st</sup> FBG around 450 GHz, H and L layers were respectively 68  $\mu\text{m}$  and 115  $\mu\text{m}$  thick. The THz transmission (or reflection) of the structure was measured using a classical Time-Domain Spectroscopy (THz-TDS) experiment (Fig. 13) based on Low

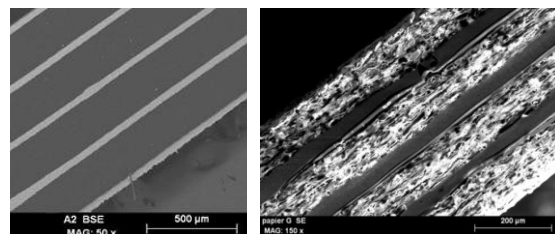


Fig. 11. Slices of tags- PE made on left – Paper made on right.

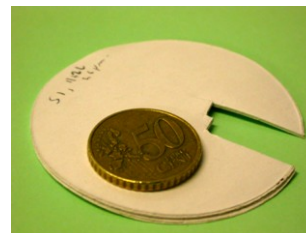


Fig. 12. THz tag : this paper is coded.

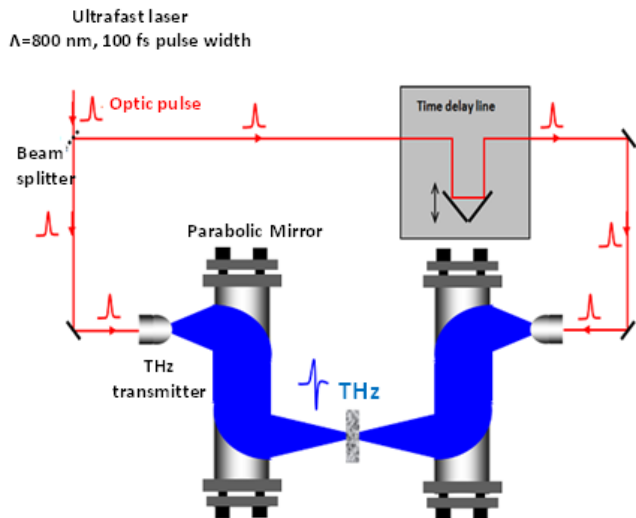


Fig. 13. Schematic of a classical THz-TDS setup for transmission measurements.

Temperature-GaAs photoswitches illuminated by 100 fs and 800 nm laser pulses [17]. Such setup permits to measure the THz field in the time domain. The spectrum of the THz signal is obtained using a FFT algorithm and its bandwidth typically spreads from 100 GHz up to several THz. The frequency resolution of the apparatus is inversely proportional to the measured time windows and is in practice commonly limited to several GHz. In Fig. 14 the transmission of such a device is presented with two structural defects obtained by changing the thickness of several layers  $H$  (Fig. 10): the first one ( $Def_1$ ) is at the central position (layer 10) is 230  $\mu\text{m}$  thick whereas the second ( $Def_2$ ) is symmetric at position 2 and 18 with a thickness of 230  $\mu\text{m}$ . In that case, 4 peaks appear in the 254 GHz bandwidth FBG. Blue dots represent the experimental result and the continuous black line, the calculated one. The red and thick vertical lines represent the limit of the FBG which can be very well defined in case of strictly periodic device without any structural defect.

#### D. Encoding approach and capacities

The binary encoding method we used is based on the possibility to frequency shift the position of one or several

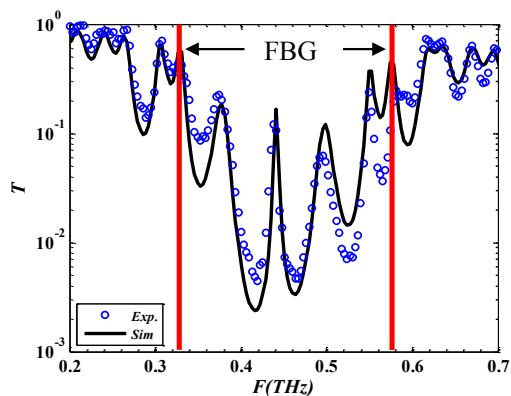


Fig. 14. THz transmission the Tag of Fig. 11: experimental result (blue dots), and calculation results (continuous black line).

peaks in the FBG by changing the optical thickness of some layers. The FBG is then cut out in channels which frequency bandwidth is limited by both the peaks width, the frequency resolution of the reader  $f_{res}$  and the number of peaks  $M$  we decide to use in the FBG - encoding capacity increase with  $M$  and with  $1/f_{res}$ . The time window of the measured temporal signal was chosen to reach a frequency resolution of about  $f_{res} \sim 3.17$  GHz. Taking into account the peaks width (Fig. 14) and considering that two measured points ( $k=2$ ) are needed to unambiguously characterize the presence or absence of a peak, the FBG was cut out in 10 channels (Fig. 15) with 25 GHz bandwidth. Each of these channels was encoded over 4 bits: from 0000 (1) to 1001 (10) in natural binary code for example. Each peak is used to mark one 4 bits number corresponding a given channel (red column in Fig. 15) leading to a total 16 bits word (4 peaks x 4 bits): in the case of Fig. 15, the encoded word is 0001 0100 0110 1000. Since all the 4 bits words are not useful (only 10 channels) and because of the symmetry of the reading information method, the effective encoding capacity in that case is smaller, close to 10 bits.

The encoding capacity of the tag increases with the number of peaks  $M$  in the FBG bandwidth and of course with the number of channels  $N$ . In Fig. 16 the value of the encoding combinations enumeration  $C$  versus both the number of peaks  $M$  and the frequency resolution  $f_{res}$  of the reader is plotted, for  $k=2$ ,  $\Delta F=254$  GHz,  $f_{res} \sim 3.17$  GHz. If we consider that the maximum number of independent peaks  $M$  is in practice limited to 3 or 4 (to keep simple the inverse problem solving) [9], increasing the encoding capacity of such a tag typically requires either to increase the FBG bandwidth or to decrease the frequency resolution of the reader. In the case of results presented in Fig. 14, an encoding capacity of more than 20 effective bits can be expected with a frequency resolution close to 1 GHz. Presently, portable and handheld THz readers with technology based on classical THz-TDS are recently commercially available [18]. Even if their performances, especially in term of frequency resolution, should be improved, such apparatus open the way for volume tag

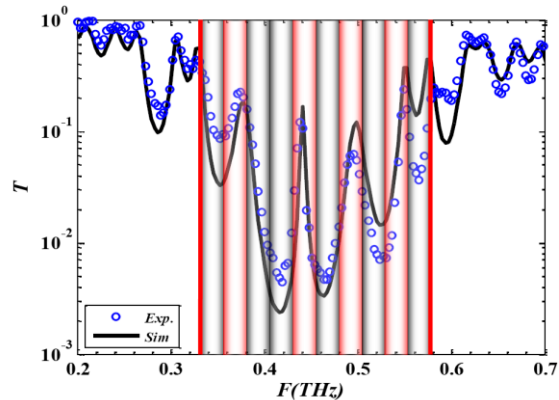


Fig. 15. Encoding example for the Tag of Fig. 15 (0001 0100 0110 1000).

reading in the THz domain. Currently, the THz approach is compatible with radio frequency identification in contact or with very small read range.

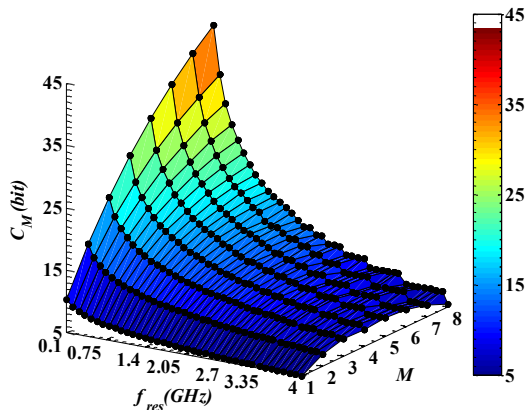


Fig. 16. Encoding capacity of THz tags calculated versus the number of peaks  $M$  in the FBG and de frequency resolution  $f_{res}$  of the reader.

## V. CONCLUSION

In this paper we reported the design, realization, and measurement of several chipless tags operating both in RF and, in THz domains. We demonstrated the capabilities of chipless technology in term of encoding capacity and low cost potential. Many examples of tags realized on paper or plastic substrates exhibit interesting performance. Coding capacity reaches tens of bits for RF and also THz domains. Last but not least, some of the advanced coding techniques presented in this paper allow the extension of chipless approach to authentication applications.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to acknowledge the French National Research Agency for financially supporting this project via the ANR-09-VERS-013 program.

## REFERENCES

[1] A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, G. E. P. Tourtollet, A. Delattre, F. Garet, and Y. Boutant, "Design of Chipless RFID Tags Printed on Paper By Flexography," submitted in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013.  
 [2] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "Chipless RFID tag using hybrid coding technique," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, pp. 3356-3364, 2011.  
 [3] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "A Fully Printable Chipless RFID Tag With Detuning Correction Technique," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, pp. 209 – 211, March 2012.  
 [4] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "Design of Compact and Auto Compensated Single Layer Chipless RFID Tag," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, pp. 2913 – 2924, September 2012.

[5] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "High Capacity Chipless RFID Tag Insensitive to the Polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, 2012.  
 [6] A. Vena, T. Singh, S. Tedjini, and E. Perret, "Metallic letter identification based on radar approach," in General Assembly and Scientific Symposium, *2011 URSI*, 2011, pp. 1-4.  
 [7] S. Preradovic and N. Karmakar, "Design of fully printable planar chipless rfid transponder with 35-bit data capacity," in European Microwave Conference, *2009. EuMC 2009*, pp. 13-16.  
 [8] I. Jalaly and I. Robertson, "RF barcodes using multiple frequency bands," 2005, p. 4.  
 [9] E. Perret, M. Hamdi, A. Vena, F. Garet, M. Bernier, L. Duvillaret, and S. Tedjini, "RF and THz Identification using a new generation of chipless RFID tags," *Radioengineering – Special Issue: Emerging Materials, Methods, and Technologies in Antenna & Propagation*, vol. 20, pp. 380, 386, June 2011.  
 [10] M. Hamdi, F. Garet, L. Duvillaret, P. Martinez, and G. Eymin-Petot-Tourtollot, "New Approach for Chipless and Low Cost Identification Tag in the THz Frequency Domain," in *IEEE International Conference on RFID-Technology and Applications*, Nice, France, 2012.  
 [11] S. Gupta, A. Parsa, E. Perret, R. V. Snyder, R. J. Wenzel, and C. Caloz, "Group-Delay Engineered Noncommensurate Transmission Line All-Pass Network for Analog Signal Processing," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, pp. 2392-2407, 2010.  
 [12] R. Nair, E. Perret, and S. Tedjini, "Temporal Multi-Frequency Encoding Technique for Chipless RFID Applications," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2012.  
 [13] S. Tedjini, E. Perret, A. Vena, and D. Kaddour, "Mastering the electromagnetic signature of chipless RFID system," in *Chipless and Conventional Radio Frequency Identification: Systems for Ubiquitous Tagging*, N. C. Karmakar, Ed., ed: IGI global, 2012.  
 [14] M. Bernier, F. Garet, E. Perret, L. Duvillaret, and S. Tedjini, "Terahertz encoding approach for secured chipless radio frequency identification," *Appl. Opt.*, vol. 50, pp. 4648-4655, 2011.  
 [15] Numai, "Fundamentals of Semiconductor Laser," Springer, Ed., Chap. 4.2. ed, 2004.  
 [16] H. Nemeč, L. Duvillaret, F. Quemeneur, and P. Kuzel, "Defects modes caused by twinning in one dimensional photonic crystal," *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 21, pp. 548-553, 2004.  
 [17] M. V. Exter and D. Grischkowsky, "Characterization of an optoelectronic terahertz beam system," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 1684-1691, 1990.  
 [18] Zomega. Available: <http://www.zomega-terahertz.com/>

# New Approach for Chipless and Low Cost Identification Tag in the THz Frequency Domain

M. Hamdi, F. Garet, L. Duvillaret, Ph. Martinez, G. Eymin-Petot-Tourtollet

**Abstract**—In the present paper, we present a new approach for data encoding in the THz frequency domain. We proposed a structure based on a 1D periodic stack of dielectric layers whose thickness is of the order of the wavelength, i.e. in the millimeter range. Such a device exhibits well known forbidden band gap (FBG) behavior when illuminated by an electromagnetic wave. We suggest modifying the periodicity of the stack to create defect levels in the 1<sup>st</sup> FBG to encode binary information. The layers are made of low cost dielectric materials such as pure low density polyethylene (LDPE) and a mixture of LDPE with mineral charges like CaCO<sub>3</sub> or TiO<sub>2</sub>, as respectively low (L) and high (H) refractive index material. We show that such a device can be used for binary data encoding in the frequency range from 150 to 600 GHz with encoding capacities greater than 10 bits.

**Index Terms**— Chipless Tag, Data encoding, THz frequency range, Low cost, Multilayer structure, Tunable refractive index, Effective medium theory.

## I. INTRODUCTION

IDENTIFICATION and recognition of products are one of the great interests in our society and economy. Some techniques for data encoding are very popular like barcode [1][2], radiofrequency identification (RFID) [3], and more recently QRCode [4]. These techniques are based on the reflected electromagnetic signature of the tag which is used to encode the information either in the optic or Radio (RF) frequency domain. On one side, Barcode and QRcode are very low cost and easy to use but also easy to imitate, whereas RFID tags are made of antenna coupled with microchip: this last point is one of the main break to their development because of the cost [5]. In all of these cases, as the tag remains visible and attached to the surface it can be damage during handling or shipment and even studying for reverse engineering. We propose a new type of tag where information is encoded within its thickness, i.e. in the volume of the tag. Such tag offers the advantage of limiting the risk of damage during handling or reverse engineering

---

Manuscript received July 15, 2012. This work is supported by the French National Research Agency - ANR - under grant ANR-09-VERS-013 THID.

M. Hamdi and F. Garet are with IMEP-LAHC Laboratory, University of Savoy, 73376 Le Bourget du Lac Cedex, France (e-mail: garet@univ-savoie.fr)

L. Duvillaret is with KAPTEOS Cie, Savoie Technolac, 73376 Le Bourget du Lac Cedex, France (e-mail: lionel.duvillaret@kapteos.com)

P. Martinez and G. Eymin Petot Tourtollet are from Centre Technique du Papier, Domaine Universitaire, 38044 Grenoble Cedex 9, France (e-mail: Guy.Eymin-Petot-Tourtollet@webCTP.com)

study, as the structure of the tag can not be observe using classical imaging systems since there is no metal inside or material contrast in the plan of the device. Moreover as the THz technology is new it will be difficult for counterfeiter to read the signature of the tag. Thus, identification in the THz frequency domain using a new type of encoding concept is very attractive to overcome the drawbacks of the classical and previously described techniques and to ensure better data security.

In the first part of this paper, we describe the principle of the proposed tag, and the experimental setup used for its characterization. In the second part, we present a study on low cost materials based on LDPE with a highly tunable refractive index  $n$  from 1.5 to more than 2.3 and whose value can be well predicted using a simple effective medium theory. We then present our experimental results obtained on structures designed to be used in the frequency range from 150 GHz up to more than 600 GHz. We show that the electromagnetic signature of such a periodic multilayer structure can be easily modified by varying the optical thickness (refractive index-thickness product) of one or several layers. Indeed, this periodicity break creates defect levels in the FBG which can be used for binary data encoding. We finally show that binary information can be encoded over more than 10 bits in the THz domain using a simple multiple frequency shifting technique.

## II. PRINCIPLES

### A. THz Tag principle

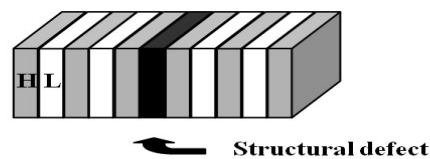


Fig. 1. Schematic (above) and picture (below) of a THz Tag

THz tags are based on a one dimensional (1D) periodic multilayer structure also called 1D photonic device; they are typically made of a periodic stack of layers (Fig. 1) of two

transparent dielectric materials [6] with high (H) and low (L) refractive index, respectively. When illuminated with an electromagnetic field, such a structure exhibits some FBG [7] which are periodically spaced in the frequency domain and corresponding to a lack of transmitted signal. The position of the FBG depends on the optical thickness of the quarter-wave layers whereas their depth depends on the refractive index contrast between the successive layers H and L.

When a periodicity break is introduced in the structure through the modification of one or several layers of the structure (structural defect), some peaks appear in the FBG corresponding to transmitted energy (defect level). The number and position of the peaks depend on the optical thickness of the structural defect [7]. We propose to use the presence or absence of such transmitted peaks to encode binary information, mainly in the 1<sup>st</sup> FBG. As the optical thickness of each layer of the structure is equal to the quarter of the central wavelength of the 1<sup>st</sup> FBG, the whole thickness of the device remains in the millimeter range and stays reasonable when working in the THz frequency domain (Fig. 1) compare to the same type of device in the RF domain. Moreover, as the information is contained in the thickness of the tag, it can be directly incorporated in the package of the product to identify.

### B. THz-TDS setup

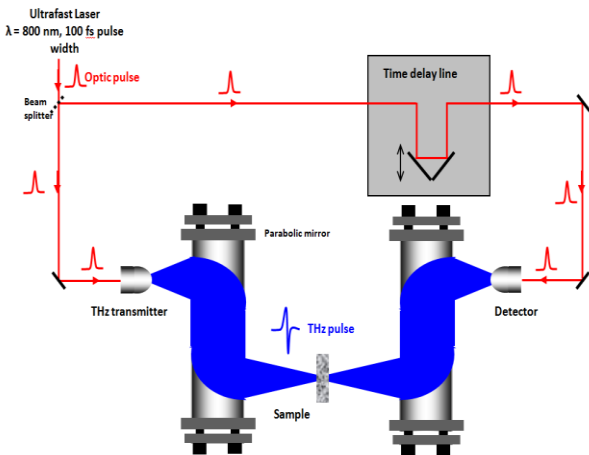


Fig. 2. Schematic of a THz-TDS setup.

To characterize the materials and the tags prototypes, we use a classical Terahertz Time Domain Spectroscopy (THz-TDS) experiment [8] based on LT-GaAs photoswitches as THz emitter and detector, illuminated by 60 fs and 800 nm laser pulses. The THz beam is collimated by high resistivity silicon lenses; the THz beam diameter is about 15 mm. The sample is measured in transmission or reflection from 0.1 to several THz, with dynamic of the order of 60 dB (Fig. 3 inset). The temporal shape (Fig. 3) of the transmitted signal is measured over a large time window of about 150 picoseconds to obtain a frequency resolution of about 3.3 GHz.

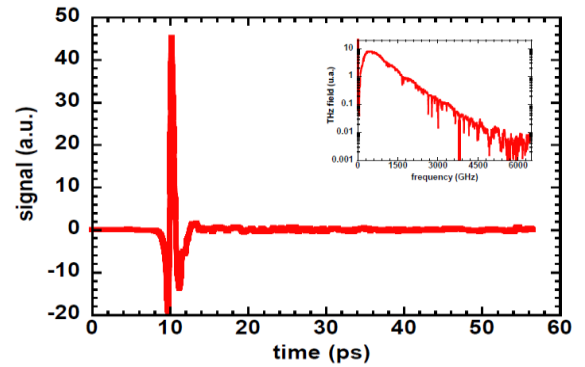


Fig. 3. Typically measured THz signal: temporal shape and spectra (inset).

## III. MATERIALS AND TAG PROTOTYPE

### A. Tunable materials

As previously described, materials in the successive layers must exhibit large refractive index contrast, low absorption and the lowest cost. Polyethylene is obviously a good candidate for L layers as it is a low cost material and because it exhibits low  $\sim 1.5$  refractive index together with a very low absorption in the THz domain. To be able to tune the refractive index of some layers we choose to use mineral charges like  $\text{TiO}_2$  or  $\text{CaCO}_3$  (index of pure  $\text{TiO}_2$  and  $\text{CaCO}_3$  are about 10.5 and 3 respectively [9] in the THz range) mixed with a low index material (LDPE or Latex for example). The low index material must also act as a binder to ensure mechanical properties of the layer.

We study the electromagnetic behavior of different combinations of mineral charges+binder mixtures for various concentration of mineral charge (Fig. 4) in the limit of the mechanical cohesion preservation of the sample: to guarantee solidity of the mixture the volume concentration of mineral charge should remain lower than 25% for  $\text{TiO}_2$  for example.

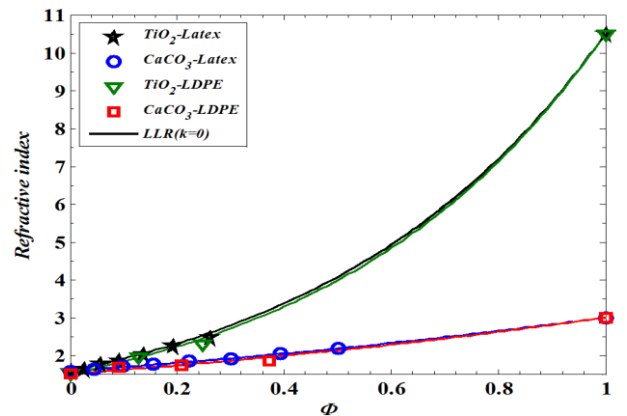


Fig. 4. Comparative study of the refractive index tunability for different mineral charge-binder material ( $f = 400$  GHz): measured in dots, LLR theory in continuous line.

Moreover, it can be very useful to take advantage of a computational tool to predict the refractive index of the mixture versus its concentration. In the case of mixture of

small particles with size much smaller than the wavelength of the impinging electromagnetic field (i.e. below the limit of Rayleigh scattering regime), scattering effect remain small and effective medium theory can be used. Various well validated formalisms are available to predict the dielectric properties of mixtures and some of them have already been studied for the previously mentioned materials [9]. The more commonly used approaches are the Maxwell Garnett (MG) [10], the Bruggeman (BM) [11], Lichtenecker and Rother (LR) [12] formalisms. We choose the simple LR model in the case of a random arrangement of the particles:

$$\tilde{\epsilon}_{\text{eff}} = \tilde{\epsilon}_1^\phi \cdot \tilde{\epsilon}_2^{(1-\phi)} \quad (1)$$

where  $\epsilon_1$  and  $\epsilon_2$  are the dielectric permittivity of the pure materials constituting the mixture,  $\epsilon_{\text{eff}}$  the one of the mixture and  $\phi$  the volume concentration in material 1.

Fig. 4 represents the measured refractive index we obtain on mixtures of high and low refractive index materials ( $\text{TiO}_2$ ,  $\text{CaCO}_3$  and Latex, LDPE respectively) versus the volume concentration of mineral charge. This figure shows that LR theory, in the case of a random arrangement, is in good agreement with the experimental data and can very well predict the refractive index of the mixture. We can also notice that a much larger tunability is carried out using  $\text{TiO}_2$  rather than  $\text{CaCO}_3$ . The refractive index values we used for pure materials are  $n=3$  for the  $\text{CaCO}_3$  and  $n=10.5$  for  $\text{TiO}_2$  [9].

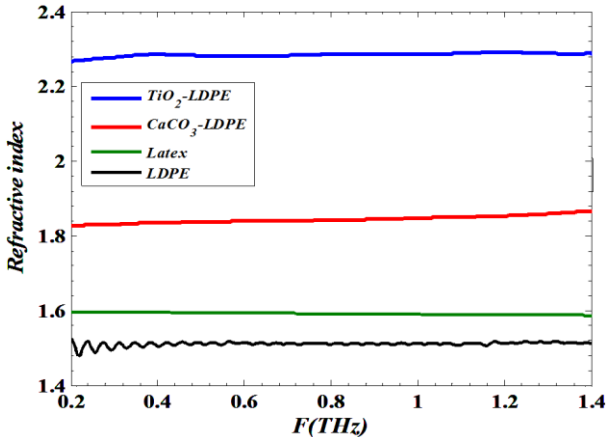


Fig. 5. Refractive index of LDPE (L layer), latex,  $\text{TiO}_2(25\%)+\text{LDPE}(75\%)$  and  $\text{CaCO}_3(37\%)+\text{LDPE}(63\%)$  mixtures (H layer).

Fig. 5 represents the refractive index of the previously described materials, measured using a THz-TDS setup in the frequency range from 0.2 to 1.4 THz. We can notice that the index of refraction of LDPE and Latex is almost constant with the frequency and remains low, between 1.5 and 1.6 whereas it typically reaches 2.3 with  $\text{TiO}_2$  and a bit more than 1.8 for  $\text{CaCO}_3$  mixture. Moreover as LDPE exhibit a lower absorption than Latex ( $\alpha_{\text{LDPE}} \leq 0.5 \text{ cm}^{-1}$ ), we choose to use a  $\text{TiO}_2$ -LDPE mixture to build the tag prototypes.

#### B. Description of the THz Tag prototypes

We fabricate different prototypes of THz tags based on the previously described mixture (LDPE+ $\text{TiO}_2$ ), the number

of layers being optimized both to maximize the signal rejection in the FBG and to limit the losses induced by absorption in the layers. To optimize the index contrast and then the FBG width, we used pure LDPE and  $\text{TiO}_2$  (25%)-LDPE (75%) mixture as low and high index respectively. Fig. 6 shows a MEB picture of the layers interfaces between low (black) and high (grey) refractive index material. We can easily notice that the interfaces are very well defined and the thickness remains constant in each layer. The frequency position of the FBG depends on the thickness of each layer: for example, to centre the 1<sup>st</sup> FBG around 350 GHz we stacked 19<sup>th</sup> layers of 55  $\mu\text{m}$  and 214  $\mu\text{m}$  for low and high index respectively. In that case,  $n_{\text{H}}=2.20$  and  $n_{\text{L}}=1.51$ .

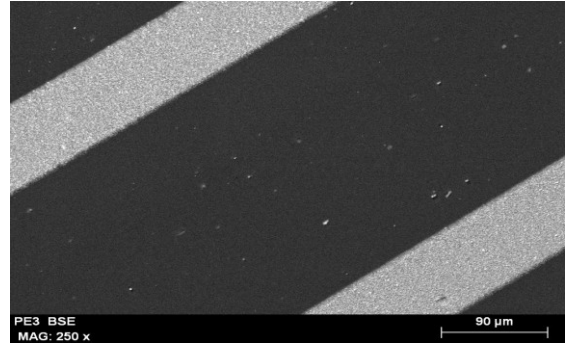


Fig. 6. MEB picture of the LDPE - LDPE+ $\text{TiO}_2$  mixture interfaces.

## IV. RESULTS

### A. THz Tag electromagnetic signature

Fig. 7 shows the transmitted intensity measured with the previously described device. We can notice that the first FBG is centered around 350 GHz with a spectral width of about 100 GHz.

Black continuous line represents the calculation result obtained using a computational program based on the transfer matrix method (TMM) [7]. We can see that the agreement is very good on the whole frequency domain. Let notice that there is no fitting parameter in the model as all the geometrical and optic parameters are directly measured.

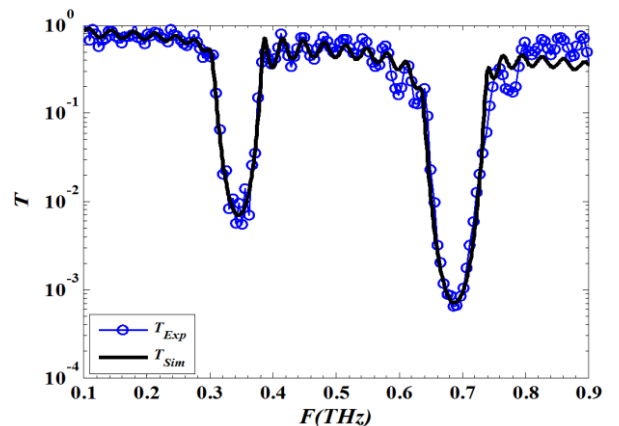


Fig. 7. Transmission of a periodic stack of 19 layers of 50 $\mu\text{m}$   $\text{TiO}_2$  (25%)/LDPE (75%) - 214 $\mu\text{m}$  LDPE (pure) - experiment (blue circles), calculation (continuous black line)

In Fig. 8, we plot the measured transmission (blue circles) of the previously described device with a structural defect in position 10: LDPE thickness is increased from 214 to 1180 $\mu\text{m}$ . We can notice that in that case two defect levels appear in the 1<sup>st</sup> FBG at two segregated frequencies. Moreover, the frequency position of such defects can be easily predicted. We can notice that the agreement with the theoretical results (black continuous line) is also very good.

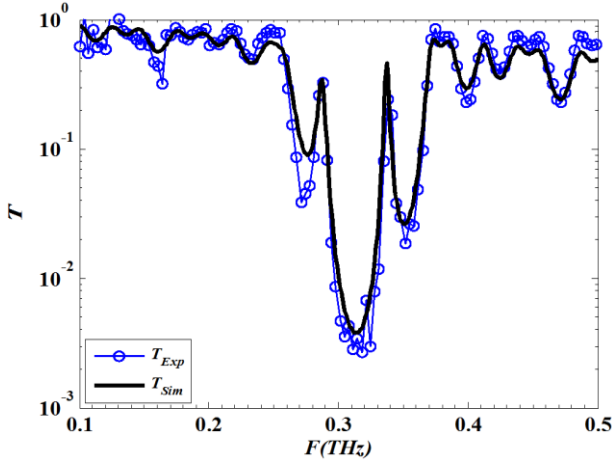


Fig. 8. Example of two defect levels in the first FBG, induced by a single structural defect at central position.

### B. Encoding approach and performance

These types of defect levels can be taken into account to encode binary information. Unfortunately, the positions of such defect levels, induced by a single structural defect, are not independent and the research of a tag structure for which the frequency position of the two defect levels can be tuned independently is a hard mathematical problem as no straightforward solution exists to solve this inverse problem [13][14]. In order to increase the encoding capacity while keeping a straightforward prediction of frequential behavior of the tag, we propose to modify not only the central layer but also twin layers with symmetrical with respect to the centre of the tag.

We plot in Fig. 9 (below), the transmitted intensity of the device for two structural defects, one being a central defect and the second one being a twin defect. For this tag, the L and H layers have been fixed to 55 and 115  $\mu\text{m}$  respectively in order to centre the 1<sup>st</sup> FBG around 550 GHz. Red curve represents the defect level induced by the structural defect *Def 1* at the centre of the stack, and the blue one, the defect level induced by *Def 2*, at the extremities of the device and the black one, the combination effect of *Def 1* and *Def 2*. *Def 1* is constituted by a 230- $\mu\text{m}$ -thick LDPE layer at position 10 (instead of 115  $\mu\text{m}$ ) while *Def 2* is constituted by 575- $\mu\text{m}$ -thick LDPE layers at position 2 and 18.

We can notice that combining the two defects do not change the position of the peaks. This clearly signifies that there is almost no coupling between the defects and that they can be tune independently. Such a phenomena is observed

when the structural defects are geometrically separated whereas it is not the case when the disrupted layers are too close. This method permits to simplify the calculation of the tag structure, for a given position of the defect levels in the FBG, and thus to greatly increase the encoding capacity.

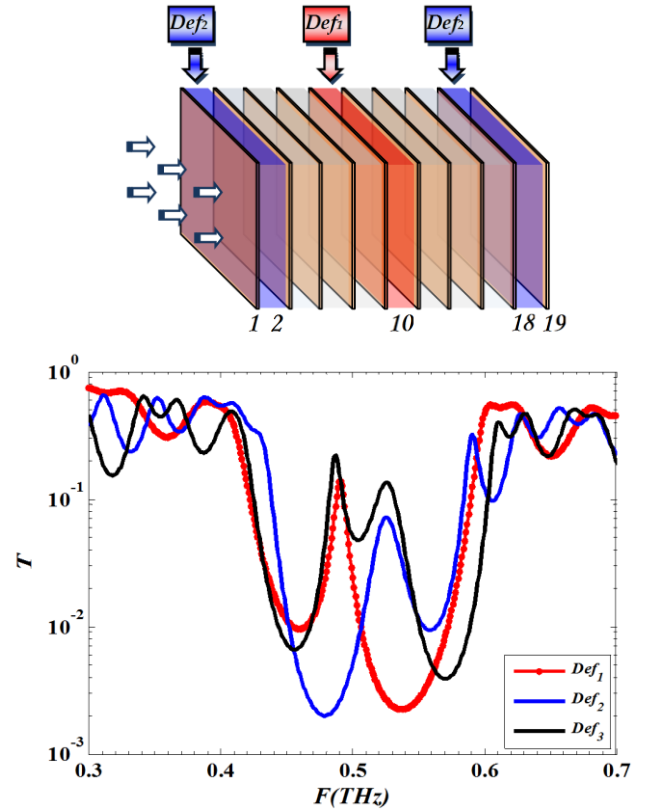


Fig. 9. Schematic of a tag with two independent structural defects (above). Below: calculated position of the defect level induced by a central -position 10- structural defect (red), by two structural defects at position 2 and 18 (blue), and combination of both of them (black).

To evaluate the encoding capacity of such tag, we use a simple method based on a multiple frequency shifting of one or several peaks in the FBG (Fig. 10). In that case of the FBG is split in channels, the number of channels both depending on the width of the FBG ( $\Delta F = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ ), and on the frequency resolution of the reader  $\delta f$ . In the case of Fig. 9,  $\Delta F = 110$  GHz and  $\delta f = 3.3$  GHz. If we take into account that two measured points are needed to unambiguously characterize the presence or absence of a peak, the number of channel is about 16, i.e. 4 bits. Hence, the encoding capacity of the tag increases with the number of peaks in the FBG:

- 1 peak  $\Rightarrow$  4 bits
- 2 peaks  $\Rightarrow$  7bits
- 3 peaks  $\Rightarrow$  10bits

As the maximum number of independent peaks is in practice limited to 3 or 4 [14], increasing the encoding capacity of the proposed tag requires either to increase the FBG width or to decrease the frequency resolution  $\delta f$  of the reader.

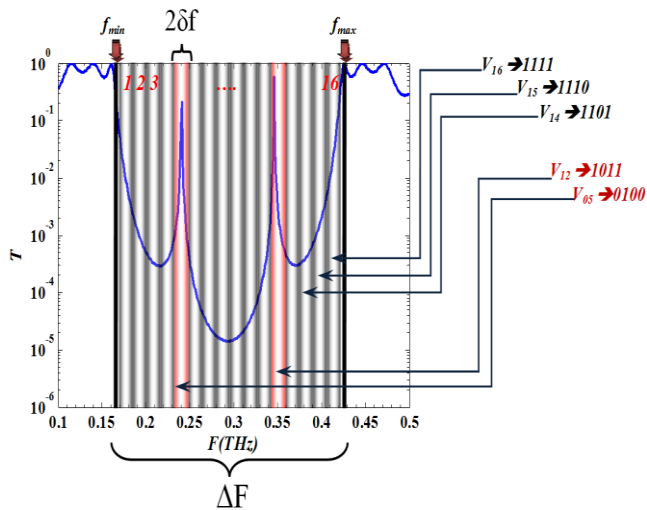


Fig. 10. Schematic of multiple frequencies shifting technique.

## V. CONCLUSION

In this paper we show that it is possible to use a low cost all dielectric 1D periodic device to encode binary information in the THz frequency range. We show that using wisely chosen structural defect positions, the defects levels in the FBG behavior are weakly coupled and can be independently tuned. Using two defect levels in a 100 GHz width FBG, a 7 bits encoding is demonstrated and more than 10 bits encoding is expected using at least three defects levels in the same FBG. Even if the performances are currently limited compared to classical RFID tags, such a device open the way to a new type of encoding for data safety, with a data recording in the volume and not only at the surface.

## REFERENCES

- [1] N. J. Woodland, N. J. Ventnor, B. Silver, "Classifying apparatus and method," US Patent 2-612-994, Oct. 7, 1952.
- [2] I. Bilgutay, "Bar Code Font," US Patent 3-832-686, Aug. 27, 1974.
- [3] H. Stockman, "Communication by means of reflected power," *Proc. IRE* 36, pp. 1196-1204, 1948.
- [4] M. Hara, M. Watabe, T. Nojiri, T. Nagaya, Y. Uchiyama, "Classifying apparatus and method," US Patent 5-726-435, March 10, 1998.
- [5] R. Das and P. Harrop, "Printed and chipless RFID forecast, technology & players 2009-2019" (IDTechEx, 2010).
- [6] Numai, *Fundamentals of Semiconductor Laser*, (Springer, 2004), Chap. 4.2.
- [7] H. Nemeč, L. Duvillaret, F. Quemeneur, P. Kuzel, "Defects modes caused by twinning in one dimensional photonic crystal", *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 21, pp. 548-553, 2004.
- [8] M. van Exter, D. Grischkowsky, "Characterization of an optoelectronic terahertz beam system", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 16884-1691, 1990.
- [9] M. Scheller, S. Wietzke, C. Jansen, M. Koch, "Modelling heterogeneous dielectric mixtures in the terahertz regime: a quasi-static effective medium theory", *J. of Phys. D: applied Physics*, vol. 42, pp. 065415-065419, 2009.
- [10] C. Maxwell Garnett, "Colours in Metal Glasses and in Metallic Films", *Phil. Trans. R. Soc. Lond. A*, vol. 203, pp. 385-420, 1904.

- [11] D.A.G. Bruggeman, "Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von heterogenen Substanzen", *Ann. Phys. (Leipzig)* vol. 24, pp. 636-679, 1935
- [12] A. Buchner "Das Mischkörperproblem in der Kondensatorentechnik", *Wissenschaftliche Veröffentlichungen Aus Der Siemens-Werken*, vol. 18, pp. 84-96, 1939
- [13] M. Bernier, F. Garet, E. Perret, L. Duvillaret, S. Tedjini, "Terahertz approach for secured chipless radio frequency identification", *Appl. Optics*, vol. 50, pp. 4648-4655, 2011.
- [14] E. Perret, M. Hamdi, A. Vena, F. Garet, M. Bernier, L. Duvillaret, S. Tedjini, "RF and THz Identification Using a New Generation of Chipless RFID Tags", *Radioengineering Journal*, vol. 20, pp. 380-386, 2011.





## Démonstration d'un Tag Chipless bas coût pour l'identification dans le domaine THz

Maher Hamdi<sup>1</sup>, Frédéric Garet<sup>1</sup>, Lionel Duvillaret<sup>2</sup>, Philippe Martinez<sup>3</sup>, Guy Eymin Petot Tourtollet<sup>3</sup>, Etienne Perret<sup>4</sup>, Smail Tedjini<sup>4</sup>, Yann Boutant<sup>5</sup>

<sup>1</sup>Laboratoire IMEP-LAHC, Université de Savoie, 73376 Le Bourget du Lac Cedex

<sup>2</sup>Kapteos, Savoie Technolac, 73376 Le Bourget du Lac Cedex

<sup>3</sup>Centre Technique du Papier, Domaine Universitaire, 38044 Grenoble

<sup>4</sup>Laboratoire LCIS, Grenoble INP, 50 rue B. de Laffemas, BP54, 26000 Valence

<sup>5</sup>Signoptic, Savoie Technolac, 73376 Le Bourget du Lac

Frédéric.Garet@univ-savoie.fr

### Résumé

Nous présentons un nouveau principe de codage de l'information pour l'identification dans le domaine THz. Le Tag est basé sur l'empilement de couches diélectriques d'indices de réfraction différents constituant une structure photonique à 1D et présentant une signature électromagnétique entrecoupée de bandes interdites électromagnétiques (BIE). La périodicité est perturbée en changeant l'épaisseur optique d'une ou plusieurs couches. Dans ce cas des pics apparaissent dans les BIE, qui peuvent être utilisés pour le codage d'une information binaire. Des capacités de codage supérieures à 10 bits ont été démontrées sur des prototypes à base de mélange de PE et de charges minérales du type TiO<sub>2</sub>.

### 1. Introduction

L'identification d'un produit est actuellement un enjeu économique et sociétal important. Certaines techniques de codage sont ainsi devenues très populaires comme par exemple le «code à barres», et plus récemment le «QRCode» dont la lecture est effectuée dans le domaine visible, mais aussi les «Tags RFID» mettant en œuvre des ondes radiofréquences. Les deux premières sont des techniques bas coûts mais utilisant un code facilement imitable et donc peu sécurisé, la troisième utilisant généralement une puce électronique qui reste un frein à la diminution des coûts de production. Nous proposons une nouvelle approche pour la fabrication de Tags «tout diélectrique» dans lequel l'information est codée dans l'épaisseur du dispositif et non plus seulement en surface permettant ainsi de mieux sécuriser l'information (pas de structure apparente ou métallique) et compliquant grandement toute tentative de rétro-engineering. Ce type de structure est aussi de fait moins sensible aux dégradations de surface pouvant intervenir lors de sa manipulation ou transport par exemple. Par ailleurs, du fait des longueurs d'onde  $\lambda$  aux fréquences THz, les Tags présenteront des épaisseurs totales de l'ordre du mm (couches en  $\lambda/4$ ).

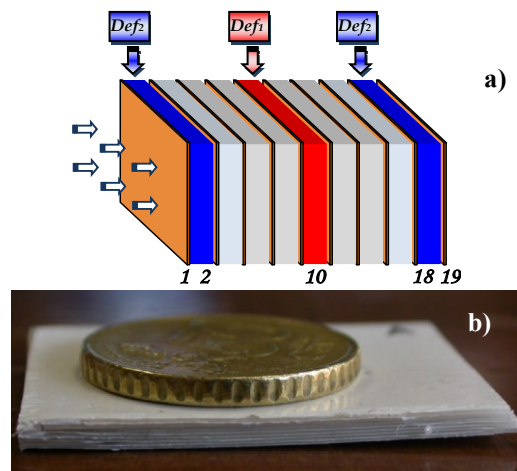


Figure 1. a) Structure d'une étiquette THID présentant 2 défauts structuraux - b) Photo d'un Tag THID réalisé.

### 2. Principe du Tag THz et description du prototype

Le Tag est basé sur un empilement périodique de couches diélectriques alternant haut et bas indice de réfraction. Ce type de structure périodique à 1D présente une réponse électromagnétique alternant des bandes de fréquences pour lesquelles le signal est transmis ou non (bande interdite électromagnétique : BIE). Lorsque la périodicité de la structure est perturbée (cf. Fig. 1a)) en changeant l'épaisseur optique (indice de réfraction  $\times$  épaisseur) d'au moins l'une des couches, des pics apparaissent dans les BIE (cf. Fig. 4) [1]. L'absence ou la présence de ces pics, dont la position et le nombre dépendent des défauts introduits, va être utilisée pour coder une information binaire [2,3]. Nous avons utilisé des matériaux haut et bas indice pour la réalisation de la structure périodique principale et des mélanges de ces matériaux en variant les proportions respectives pour la fabrication des couches de défaut dont l'indice de réfraction peut ainsi être choisi précisément. Nous avons principalement étudié deux types de charges minérales :

Oxyde de Titane (TiO<sub>2</sub>) et Carbonate de Calcium (CaCO<sub>3</sub>) associées à deux types de matériaux polymères (Polyéthylène-PE et Latex) afin de servir respectivement de matériau haut et bas indice. Le PE et le Latex sont aussi utilisés comme liant afin que les couches présentent une résistance mécanique suffisante et permettent la fabrication de la structure empilée sans dislocation interne. La figure 2 présente l'indice de réfraction de différents mélanges à 400 GHz en fonction de la concentration volumique en charge minérale. Les résultats de mesures sont représentés par des points, les traits continus représentant les résultats théoriques obtenus avec le modèle de milieu effectif de Lichtenecker and Rother (LR) [4] qui permet d'exprimer la permittivité diélectrique complexe d'un mélange  $\epsilon_{eff}$ , connaissant les permittivités des matériaux constituant le mélange  $\epsilon_1$  et  $\epsilon_2$ , ainsi que leur concentration volumique respective  $\phi$  et  $(1-\phi)$  :

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_1 \cdot \epsilon_2^{\phi} \cdot (1-\phi)^{1-\phi}$$

On constate un accord très satisfaisant entre les données expérimentales et les prédictions du modèle, performances qui associées à sa simplicité justifie notre choix. Par ailleurs, on peut constater que l'indice de réfraction du mélange peut varier continument entre typiquement 1.5 pour le PE pur, 2.2 pour un mélange à base de CaCO<sub>3</sub> et près de 2.5 dans le cas du TiO<sub>2</sub>. Pour des raisons liées à la tenue mécanique des couches une concentration volumique supérieure à typiquement 50% n'est pas réalisable. Du fait d'une excursion de l'indice de réfraction supérieure, nous avons choisi d'utiliser du PE pur pour les couches bas indice, un mélange PE-TiO<sub>2</sub> pour les couches haut indice et constituants les défauts structuraux.

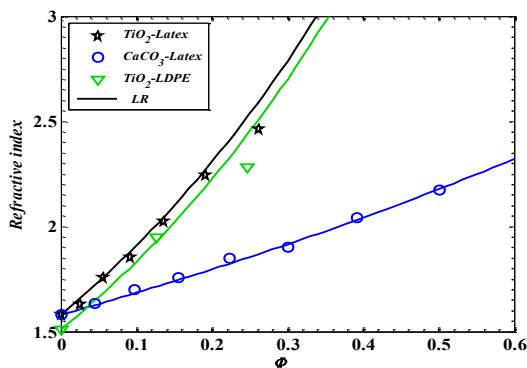


Figure 2 : Indice de réfraction de mélange charge minérale-PE en fonction de la fraction volumique de la charge.

Le prototype présenté en Fig. 1 est constitué de 19 couches de PE ( $n=1.51$  -  $e=115\mu m$ ) et d'un mélange de PE<sub>75%</sub>/TiO<sub>2</sub>-25% ( $n=2.20$  -  $e=68\mu m$ ), pour les couches respectivement bas et haut indice, afin de présenter une première BIE centrée sur 450GHz. Le nombre de couches a été choisi pour optimiser le couple pertes-réjection en bordure de BIE. Par ailleurs, l'épaisseur des couches n°2, 10 et 18 ont été modifiées (578, 230 et 578 $\mu m$  respectivement) afin d'y faire

apparaître des pics (cf. Fig. 4). La figure 3 montre une vue de coupe de la structure réalisée avec un microscope à balayage (MEB). On notera que les couches de haut (clair) et bas (foncé) indice présentent une épaisseur homogène et des interfaces parfaitement définies.

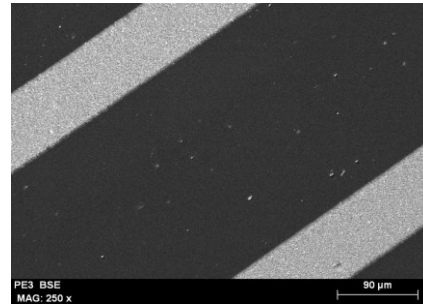


Figure 3 : Coupe MEB d'un tag THz.

### 3. Résultats

Le Tag décrit précédemment a été caractérisé à l'aide d'un banc de spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz-TDS)[5] utilisant des photocommutateurs à base de LT-GaAs illuminés par des impulsions optiques femtoseconde (100fs @ 800nm). La figure 4 présente le coefficient de transmission (en intensité) de la structure entre 0.2 et 0.7 THz : les points bleus représentent les mesures, le trait continu noir le résultat théorique. On notera que la bande interdite présente une largeur voisine de  $\Delta f=250GHz$  (limites en rouge), et que 4 pics y sont visibles. La BIE est dans le cas présent divisée en canaux dont le nombre N dépend directement de la résolution du lecteur ( $f_{res}=3.17GHz$  dans le cas présent) et du nombre de pics.

La modélisation théorique du comportement électromagnétique de la structure a été calculée en utilisant la méthode des matrices de transfert. Cette méthode permet via, un produit de matrices multiple [6], correspondant successivement à la propagation du champ électrique dans chacune des couches ainsi qu'au travers de chacune des interfaces, de simuler le champ électrique transmis ou réfléchi par une structure multi-couches. Cette méthode requière bien entendu la connaissance de l'indice de réfraction complexe  $n_i$  et de l'épaisseur de chacune des couches  $d_i$  de l'empilement :

$$\prod_i T_i = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \prod_i \underbrace{\frac{1}{t_{i-1,i}} \begin{pmatrix} \exp(i\varphi_i) & r_{i-1,i} \cdot \exp(-i\varphi_i) \\ r_{i-1,i} \cdot \exp(i\varphi_i) & \exp(-i\varphi_i) \end{pmatrix}}_{\text{Matrice de Transfert}}$$

$$\text{Avec } \varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} n_i d_i \cos \theta_i$$

Où  $\varphi_i$  est la phase introduite après le passage de chaque couche  $i$ ,  $\theta$  est l'angle d'incidence,  $t_{i-1,i}$  et  $r_{i-1,i}$  représentent, respectivement, les coefficients de transmission et de réflexion de Fresnel aux interfaces entre les couches  $i-1$  et  $i$ .

En supposant que 2 points sont nécessaires pour déterminer la présence d'un pic, la BIE peut-être divisée en 10 canaux, chacun pouvant donc être codé sur 4 bits. Les 4 pics peuvent alors être utilisés pour indexer certains des canaux et ainsi fournir un codage sur 16

bits : 0001.0100.0110.1000 dans le cas de la figure 4. Le dénombrement total des combinaisons possibles permet d'obtenir la capacité effective de codage : environ 10 bits dans le cas présent.

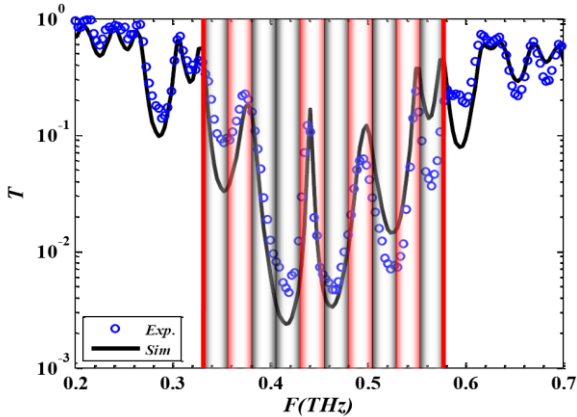


Figure 4. Exemple de codage : 0001.0100.0110.1000

La capacité de codage d'un tag utilisant la méthode précédemment décrite s'obtient en dénombrant le nombre de configurations qu'il est possible de distinguer compte-tenu de la symétrie du système notamment. On obtient ainsi l'expression de la capacité de codage en fonction du nombre de canaux  $N$  et de pics  $M$  utilisés pour l'indexation des canaux :

$$C(M) = \log_2 \left[ \binom{N}{M} \right]$$

$$\text{avec } \binom{N}{M} = \frac{(N+M-1)!}{M!(N-1)!} \text{ et}$$

$$N = \left\lceil \frac{\Delta f}{\delta f} \right\rceil \text{ et } \delta f = \text{ToI}r \cdot f_{res} \cdot M$$

où  $\Delta f$  est la largeur de la BIE,  $f_{res}$  la résolution fréquentielle du lecteur et  $\text{ToI}r$  un paramètre de tolérance correspondant au nombre de points de mesures nécessaires pour valider la présence d'un pic. Dans le cas de la figure 2, ces paramètres sont les suivants :

$$\Delta f = 254 \text{ GHz}, f_{res} = 3.17 \text{ GHz}, \text{ToI}r = 2$$

La Table 1 présente la capacité de codage de la structure de la figure 4 évaluée à partir des données précédentes pour un nombre de pics de 1 à 4, correspondant à des valeurs aisément réalisable techniquement. On constate qu'en utilisant 4 pics pour indexer 10 canaux dans une bande interdite de 254 GHz de large, on obtient une capacité de codage effective de près de 10 bits.

$M$	$N$	Capacité de codage (bits)
1	40	5.32
2	20	7.72
3	13	8.83
4	10	9.42

Table 1. Capacité de codage (en bits) pour le tag THz de la figure 4 en fonction du nombre de pics  $M$  dans le BIE.

La figure 5 représente la capacité de codage théorique (en bits effectifs) d'une structure en fonction de la résolution fréquentielle  $f_{res}$  du lecteur et du nombre de pics  $M$  utilisés pour indexer les canaux dans la première BIE. On constate que des capacités de codage de plusieurs dizaines de bits peuvent être atteintes si la résolution fréquentielle du lecteur est suffisamment faible.

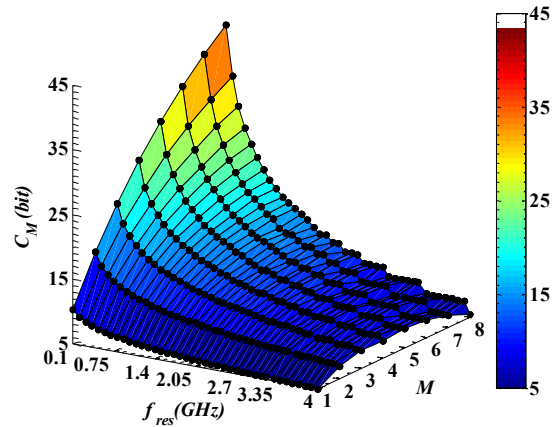


Figure 5. Capacité théorique de codage (en bits effectifs) en fonction du nombre  $M$  de pics dans la BIE et de la résolution fréquentielle  $f_{res}$  du lecteur.

#### 4. Conclusion

Cette étude montre la possibilité de fabriquer des Tags à bas coût (<1ct d'€) pour le codage dans le domaine THz d'une information binaire. Ce type de Tag présente une capacité de codage typiquement supérieure à 10 bits (dépendant notamment de la résolution fréquentielle du lecteur) et permet une meilleure sécurisation des données par rapport aux techniques couramment utilisées. Nous travaillons actuellement à la démonstration de Tags du même type mais compatibles avec les technologies papetières pour faciliter la production de masse et diminuer les coûts de fabrication (3,5 moindre qu'un Tag à base de PE) mais aussi pour réduire leur impact écologique, le papier étant un matériau biosourcé.

#### 5. Remerciements

Ce travail est supporté par l'Agence National pour la Recherche : ANR-09-VERS-013 THID

#### 6. Bibliographie

- [1] H. Nemeč, L. Duvillaret, F. Quemeneur, P. Kuzel, "Defects modes caused by twinning in one dimensional photonic crystal", *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 21, pp. 548-553, 2004.
- [2] M. Bernier, F. Garet, E. Perret, L. Duvillaret, S. Tedjini, "Terahertz approach for secured chipless radio frequency identification", *Appl. Optics*, vol. 50, pp. 4648-4655, 2011.
- [3] E. Perret, M. Hamdi, A. Vena, F. Garet, M. Bernier, L. Duvillaret, S. Tedjini, "RF and THz Identification

*Using a New Generation of Chipless RFID Tags*”,  
Radioengineering Journal, vol. 20, pp. 380-386,  
2011.

- [4] A. Buchner: Das Mischkörperproblem in der  
Kondensatortechnik. *Wissenschaftliche  
Veröffentlichungen Aus Der Siemens-Werken*, **18**, pp.  
84-96, (1939)
- [5] M. van Exter, D. Grischkowsky, “*Characterization of  
an optoelectronic terahertz beam system*”, IEEE  
Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, pp. 16884-  
1691, 1990.
- [6] H. Němec, P. Kužel, F. Garet and L. Duvillaret,  
“*Time-domain terahertz study of defect formation in  
one-dimensional photonic crystals*”, Applied Optics,  
43, 9, pp. 1965-1970 (2004)

# THID Tags for identification in the THz domain

M. HAMDI, F. GARET

IMEP-LAHC, UMR-CNRS N°5130, Université de Savoie, 73376 LE BOURGET DU LAC cedex  
[maher.hamdi@univ-savoie.fr](mailto:maher.hamdi@univ-savoie.fr)

L. DUVILLARET

KAPTEOS, Savoie Technolac, 73376 LE BOURGET DU LAC cedex

E. PERRET, S. TEDJINI

LCIS, EA 3747, Grenoble INP - ESISAR, 26902 VALENCE Cedex 9

M. BERNIER

Département de physique, Université de Sherbrooke, QUEBEC, CANADA J1K 2R1

P. MARTINEZ, G. EYMIN PETOT TOURTOLLET

CTP, BP251 38044 GRENOBLE

**Summary:** We report on the study of one dimensional periodic devices and their specific electromagnetic behaviour exhibiting forbidden band gap (FBG) used for chipless RFID tag encoding. Modifying the periodicity of the structure induces defect levels appearing in the different FBG. Frequencies and number of defects are linked to the characteristics of the periodicity perturbation. Changing these characteristics (optical thickness of one or several layers) allows us to design a 3-bits THz tag. Such principle has been experimentally verified on a 2-bits encoding using a silicon-air device.

## 1 Introduction

The RadioFrequency Identification (RFID) is one of the major technologies in the field of identification and recognition [1],[2]. One way for cost reduction is to develop a new technology based on the concept of chipless RFID [2],[3]. To improve information warranty in such chipless RFID tags, we propose a new chipless concept based on volume and not only on surface encoding. Moreover, to increase information security, we propose to use a new frequency range in the THz domain. The devices are based one dimensional periodic structure made of practicable and easy to handle materials.

## 2 THID tags operating principle

To encode information we use the possibility to create defect levels in a given forbidden bandgap by the periodicity break of the device [4]. The defect number and their frequency position are related to the characteristics of the structural defects such as their thickness (Fig. 1a), their refractive index and/or their position within the periodic structure (Fig. 1b). Then, depending on the occurrence or the absence of a given number of defects, secured information can be encoded in the THz domain.

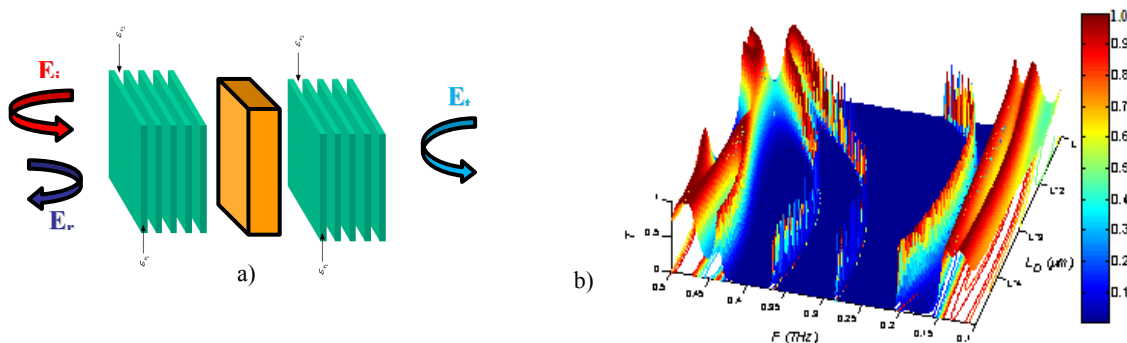


Figure 1: a) schematics of a 1D device with a structural defect, b) defect levels (ridges between 170 and 400 GHz) in the 1<sup>st</sup> forbidden bandgap versus the optical thickness of the structural defect b).

## 3 Results

To demonstrate the principle we first considered a quasi ideal 1D device with 11 layers made of high resistivity silicon ( $n=3.415$ ) separated by air gap - these materials are almost transparent at THz frequencies. Their respective thicknesses have been chosen to exhibit a first FBG around 300 GHz with a  $\sim 150$  GHz bandwidth. Figure 2 (a) presents spectral evolution of calculated 3-bits encoding obtained by changing different characteristics of the structural defect. Experimental results are given on Fig 2 (b) for a simple 2-bits encoding structure. We can notice

that experimental results (dotted line) and calculation (continuous line) are in good agreement, thus validating the concept.

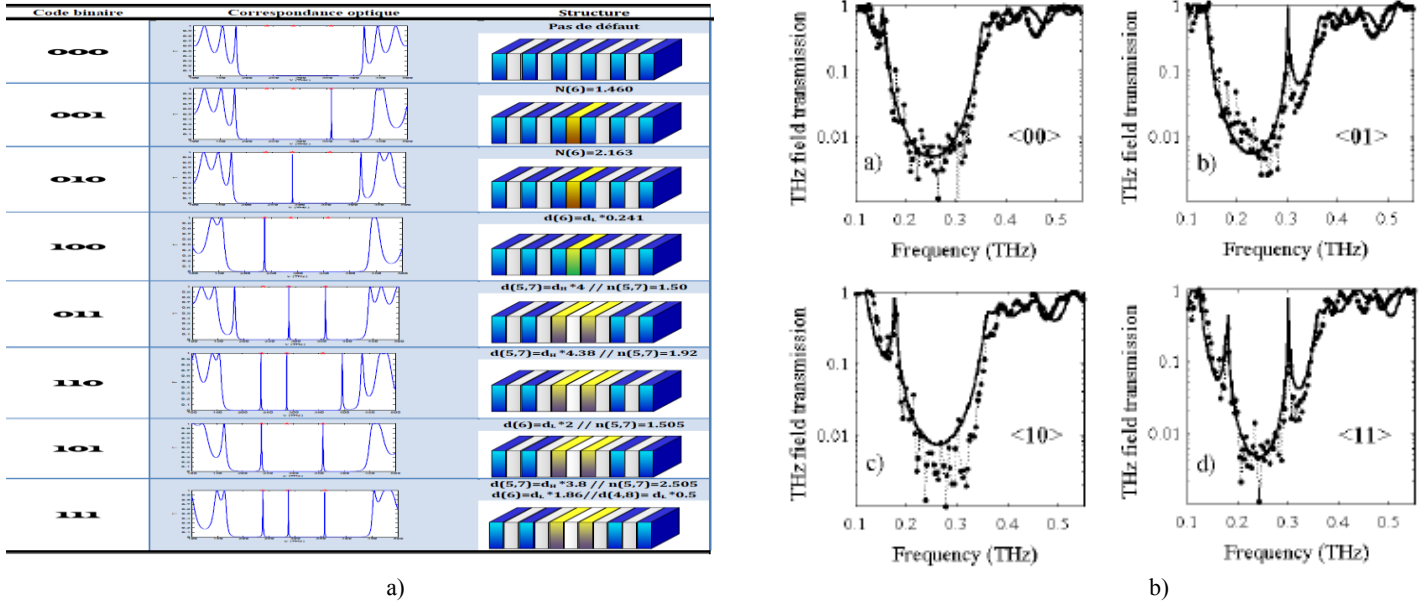


Figure 2: a) Simulated spectral responses (central column) of multilayer structures (right column), designed to encode 3-bit binary information (left column), b) 2-bit encoding measurements (dotted line) and associated theoretical adjustments (continuous line)

Figure 3 presents the changing of the frequency positions of two defects (case of Fig.2 b)) versus the incident angle under TM (a) and TE (b) polarization. Considering 20 GHz bandwidth channels (see channel 1 and 2 delimited by yellow lines on Fig. 3) the device can be illuminated under an angle of  $\sim 17^\circ$  without encoding corruption.

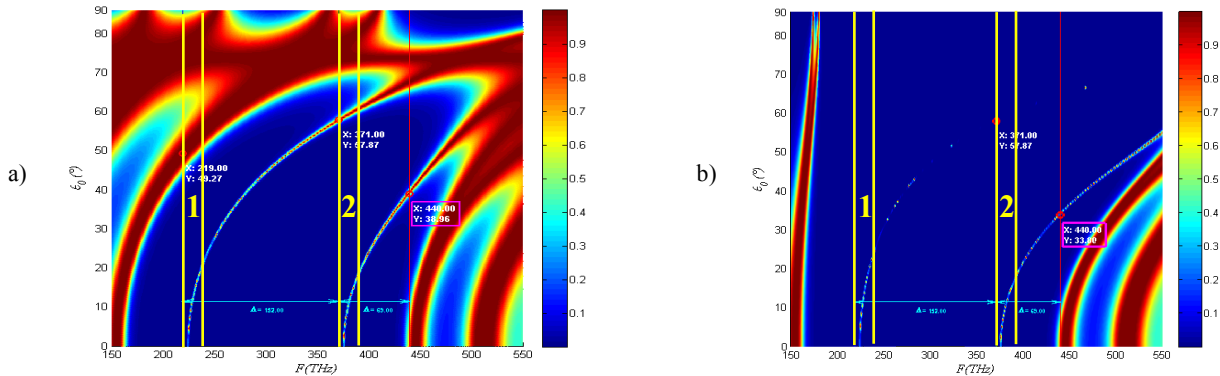


Figure 3: Frequency changing of defect versus the incident angle under TM (a) and TE (b) polarization.

### 3 Conclusion

We demonstrate the use of 1D periodic structure including structural defects to encode secured binary information in the THz domain. We are currently designing more convenient THz tags based on the principle above described and some preliminary results will be presented during the conference. This work is supported by the French National Research Agency (ANR VERSO “THID”) and is currently the subject of protection proceedings.

### References

- [1] K. Finkeneller, RFID Handbook, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Ltd., 2003.
- [2] S. Tedjini, E. Perret, “Radio-Frequency Identification Systems and Advances in Tag Design”, URSI Radio Science Bulletin, Invited Paper, No. 331, pp. 9-20, Dec. 2009.
- [3] S. Peradivic et al., “Multi-resonator based chipless rfid system for low-cost tracking”, *IEEE MTT*, vol. 57, pp. 1441-1419, 2009.
- [4] H. Nemeč et al., “Defect modes caused by twinning in one-dimensional photonic crystal”, *J. Op. Soc Am. B*, vol. 21, 2003.