

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة 8 ماي 1945 قالمة

**Université 8 mai 1945 Guelma**

مخبر الاتصالات والمواصلات

**Laboratoire des Télécommunications**

تقرير عام لمشروع البحث

**Rapport général du projet PNR**

# **RAPPORT GENERAL D'EXECUTION DU PROJET PNR12**

Titre du projet : Contribution à l'amélioration des performances des dispositifs dédiés aux systèmes de télécommunications par fibre optique

Chef du projet : Dr. Rachid HAMDI

Organisme pilote : CERIST

Décembre 2013

**I-Identification du projet:**

**-التعريف بالمشروع**

**PNR**

**PNR 12**

**Organisme pilote**

**CERIST**

**Domiciliation du projet :**

Laboratoire des Télécommunications - Université 8 mai 1945 Guelma

**Intitulé du projet**

**عنوان المشروع**

**Contribution à l'amélioration des performances des dispositifs dédiés aux systèmes de télécommunications par fibre optique**

Chercheurs impliqués dans le projet

أعضاء المشروع و المؤسسة المستخدمة

Nom et prénom الاسم و اللقب	Grade الرتبة	Etablissement employeur المؤسسة المستخدمة	Observation
HAMDI Rachid	MCA	Université 8 mai 1945 Guelma	Chef de projet
REDADAA Salah	MCA	Université 8 mai 1945 Guelma	Membre de projet
ABED Djamel	MAA	Université 8 mai 1945 Guelma	Membre de projet
BOUMAKH Yassine	Magister	Algérie Télécoms SPA	partenaire socio-économique

**Déroulement du projet :**

Rappeler brièvement les objectifs du projet et les taches prévues

**تذكير مختصر بأهداف المشروع و المهام المسطرة :**

1. Etude des dispositifs optiques se basant sur la fonction de filtrage optique biréfringent.
2. Etude des réseaux de communication sans fil (réseaux 2G, 3G et UWB) et des solutions hybrides sans fil/fibre optique.
3. Mise en œuvre d'un filtre de Lyot accordable, d'un filtre à gabarit prédéfini, d'un égaliseur, d'un compensateur de dispersion optique.
4. Au niveau du réseau d'accès, concevoir une antenne photonique et vérifier la validité de scénarios possibles pour la solution hybride Radio-sur-fibre optique.

# Table de matières

<b>Introduction.....</b>	<b>04</b>
<b>Contenu du travail (théorie et Expérimentation).....</b>	<b>06</b>
1. Accordabilité de la bande passante des filtres de Lyot par variation de la biréfringence.....	07
2. Algorithme de synthèse des filtres biréfringents à fonction de transfert de forme quelconque.....	12
3. Synthèse d'un filtre biréfringent à réponse impulsionnelle finie.....	26
4. Conception et Caractérisation d'une Antenne UWB à Fente.....	35
5. Etude d'un système de transmission hybride (Radio sur Fibre) : Application à l'UMTS.....	41
<b>Conclusions.....</b>	<b>48</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>49</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>54</b>
<b>Information financière.....</b>	<b>56</b>

# Introduction

## **Problématique du projet :**

Il est maintenant admis que l'augmentation des échanges à travers le monde a induit une explosion de la demande de capacité de transmission et influencé fortement l'architecture du réseau. Le nombre de personnes connectées ainsi que les durées de connexion sont en croissance constante et ce en raison des multiples applications disponibles en ligne: téléphonie, diffusion vidéo, vidéosurveillance, commerce électronique, loisirs, etc. Le réseau doit s'adapter, aussi, aux différentes sortes de trafic à caractère sporadique que les services tels que la vidéo à la demande et la visioconférence peuvent générer. Cette augmentation du trafic nécessiterait l'adoption de nouvelles approches dans la conception des réseaux et des technologies associées. Pour relever ce défi, les acteurs des télécommunications sont amenés à exploiter toutes les ressources afin de garantir un fonctionnement optimal du réseau en assurant notamment la prise en charge de l'augmentation du volume du trafic et sa flexibilité. C'est dans ce contexte que nous proposons, d'une part, l'étude des différents scénarios de déploiement de la technologie Radio-sur-Fibre et d'autre part la réalisation de dispositifs optiques accordables électro-optiquement et dont la fonctionnalité repose sur des effets de polarisation (filtre biréfringent accordable en bande passante, commutateur optique, égaliseur/bloqueur de canaux, filtre à gabarit prédéfini, antenne photonique,...). La technologie choisie est celle des cellules à cristaux liquides associées à des lames biréfringentes en Calcite ou Quartz. Ce choix s'explique par le fait que cette technologie est simple et mature, et les tensions de commande sont relativement faibles (quelques Volts), ce qui se répercute directement sur les coûts de ces dispositifs.

## **Objectifs du projet**

1. Faire une étude de l'état de l'art des architectures de transmission par fibre optique en environnement cœur de réseaux et réseaux d'accès.
2. Faire une étude des dispositifs optiques se basant sur la fonction de filtrage optique. On s'intéressera principalement aux filtres utilisant des matériaux biréfringents qui semblent les mieux appropriés à notre cahier de charges. On s'attachera à bien comprendre les technologies associées aux diverses architectures proposées.
3. Faire une étude de l'état de l'art des réseaux de communication sans fil (réseaux 2G, 3G et UWB) et des solutions optiques pour le réseau d'accès telles que le FTTx, ainsi que les technologies hybrides sans fil/fibre optique.
4. Procéder, à travers la simulation, à une optimisation des paramètres opto-géométriques des structures de filtrage basée sur la polarisation et dont la sélectivité en longueur d'onde repose aussi sur le principe des interférences que celui de la conversion de polarisation.
5. Caractérisation des éléments de la structure et optimisation du filtre primaire; ces premières caractérisations permettront d'établir les performances comparatives entre les différentes structures.

6. Mise en évidence et optimisation de l'accordabilité de la structure
7. Mise en œuvre et caractérisation de certaines fonctionnalités propres aux systèmes de transmission optique multiplexés en longueurs d'onde : faisabilité d'un filtre biréfringent accordable en bande passante, d'un commutateur accordable en longueur d'onde électro-optiquement, d'un égaliseur optique/bloqueur de longueur d'onde, d'un filtre à gabarit prédéfini, etc.
8. Au niveau du réseau d'accès, faire des simulations pour, d'une part, concevoir une antenne photonique et pour vérifier la validité de scénarios possibles pour la solution hybride Radio-sur-fibre optique, d'autre part.

### **Taches prévues**

- 1) Etat de l'art des architectures par fibre optique en environnement cœur de réseaux et réseaux d'accès. Etude des dispositifs optiques se basant sur la fonction de filtrage. Etude comparée des solutions optiques et sans fil dans les réseaux d'accès.
- 2)
  - optimisation des paramètres opto-géométriques des structures de filtrage basée sur la polarisation,
  - caractérisation et optimisation du filtre primaire,
  - Mise en évidence et optimisation de l'accordabilité du filtre,
  - caractérisation d'un commutateur optique accordable, d'un égaliseur optique/bloqueur de longueur d'onde, d'un filtre à gabarit prédéfini, etc.
  - Au niveau du réseau d'accès, conception d'une antenne photonique et établissement des scénarios possibles pour la solution hybride Radio-sur-fibre optique
- 3) Validation et valorisation des résultats de la recherche (rapports scientifiques, brevets, conférences, publications, etc...)

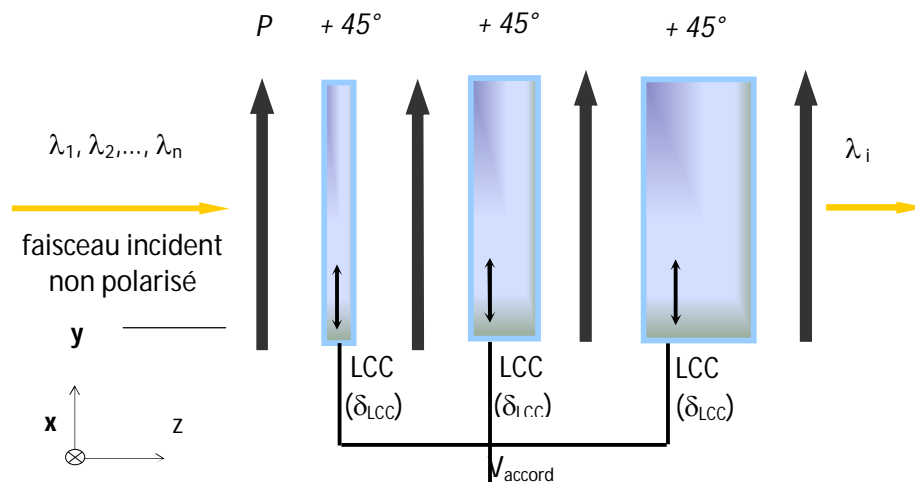
**Contenu du travail**  
**(Théorie et Expérimentation)**

# 1. Accordabilité de la bande passante des filtres de Lyot par variation de la biréfringence

## Introduction [1.1-1.22]

Dans cette partie du projet, nous allons nous intéresser à l'accordabilité de la bande passante d'un filtre de type Lyot à cristaux liquides autour d'une longueur d'onde particulière  $\lambda_i$ . Les lames du filtre ne sont pas hybrides mais toutes des cellules à cristaux liquides épaisses dont la biréfringence varie avec la tension appliquée. Cette technique s'applique aux filtres de Lyot, Šolc ou n'importe quelle autre structure biréfringente

La figure 1.1 illustre le schéma du filtre de Lyot utilisé dans la simulation. C'est un filtre de Lyot à trois étages [1.18-1.20]. Afin de respecter la condition sur les épaisseurs pour de tels filtres, le deuxième étage est composé de deux cellules à cristaux liquides, alors que le troisième en compte quatre. Les cellules sont toutes identiques.



**Figure 1. 1** : Structure du filtre de Lyot à base de cellules à cristaux liquides épaisses. LCC: Cellule à Cristaux Liquides,  $V_{\text{accord}}$ : tension d'accord

## 1.1 Principe de fonctionnement

Il s'agit de produire une modulation de la bande passante du filtre Lyot donnée par [1.19]

$$\text{FWHM} \approx \frac{\lambda^2}{2^N e \cdot \delta_{\text{LCC}}} \quad (1.1)$$

par variation de la biréfringence  $\delta_{\text{LCC}}$  de ces lames à cristaux liquides en fonction de la tension d'accord  $V_{\text{accord}}$ .  $N$  est le nombre d'étages du filtre. On sait que dans un filtre de Lyot, les lames sont

ondes avec  $e \cdot \delta_{LCC} = k \cdot \lambda_i$  ( $k$  entier). Si  $\delta_{LCC} = (\delta_{LCC})_{\min}$  pour une tension d'accord  $V = V_{\max}$ , alors  $e \cdot (\delta_{LCC})_{\min} = k_{\min} \cdot \lambda_i$ . Puisque les cellules à cristaux liquides constituant les étages ont toutes la même épaisseur, alors  $e / \lambda_i = k_{\min} / (\delta_{LCC})_{\min} = \text{Cte}$  avec  $\lambda_i$  la longueur d'onde centrale autour de laquelle sera effectuée la variation de la FWHM. La bande passante correspondante est maximale et est

$$(\text{FWHM})_{\max} \approx \frac{\lambda_i^2}{2^N e \cdot (\delta_{LCC})_{\min}} \quad (1.2)$$

- Si  $\delta_{LCC} = (\delta_{LCC})_n = n \cdot (\delta_{LCC})_{\min}$  avec  $n=2,3,4,\dots$  pour des tensions  $V_n < V_{\max}$ , alors il existe toujours un ordre entier  $k_n = n \cdot k_{\min}$  qui vérifie la relation  $e / \lambda_i = \text{Cte}$ . La réponse du filtre est par conséquent centrée autour de  $\lambda_i$ . La bande passante correspondante pour chaque tension d'accord  $V_n$  est

$$(\text{FWHM})_n \approx \frac{\lambda_i^2}{2^N e \cdot n \cdot (\delta_{LCC})_{\min}} \quad (1.3)$$

Ceci nous conduit à conclure que

$$(\text{FWHM})_n = \frac{(\text{FWHM})_{\max}}{n} \quad (1.4)$$

Donc, pour des tensions d'accord  $V_n < V_{\max}$ , les bandes passantes autour de  $\lambda_i$  vont en diminuant.

En ce qui concerne l'intervalle spectrale libre (FSR), il est donné par :

$$\text{FSR} \approx \frac{\lambda_i^2}{e \cdot \delta_{LCC}} \quad (1.5)$$

Le FSR ne dépend pas du nombre d'étages mais varie avec  $\delta_{LCC}$ . Comme  $\delta_{LCC}$  prend des valeurs multiples de  $(\delta_{LCC})_{\min}$ , alors

$$(\text{FSR})_n = \frac{(\text{FSR})_{\max}}{n} \quad (1.6)$$

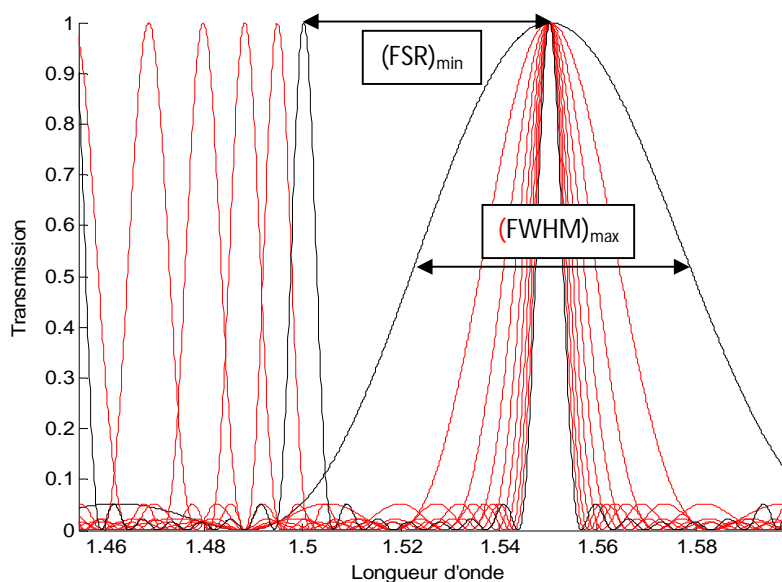
$$\text{où } (\text{FSR})_{\max} \approx \frac{\lambda_i^2}{e \cdot (\delta_{LCC})_{\min}} \quad (1.7)$$

Comme la variation de  $\delta_{LCC}$  n'est pas continue mais discrète multiple de  $(\delta_{LCC})_{\min}$ ; le choix de l'ordre  $k$  de travail importe peu. Le  $(\text{FSR})_{\min}$  comparé à la bande passante  $(\text{FWHM})_{\max}$  renseigne sur le nombre de points à choisir comme dynamique de l'accordabilité de la bande passante autour de  $\lambda_i$ . En effet, par simple calcul on peut déduire que

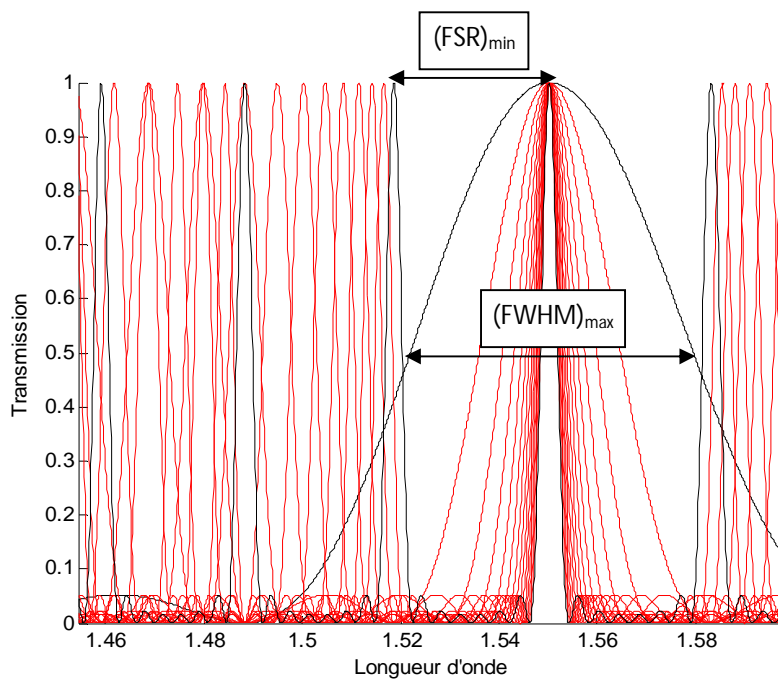
$$(\text{FSR})_{\min} \approx \frac{2^{N+1}}{n} \cdot \frac{(\text{FWHM})_{\max}}{2} \quad (1.8)$$

On voit bien que si le nombre de points ( $n$ ) augmente, le  $(\text{FSR})_{\min}$  risque d'être contenu dans la plage d'accordabilité autour de  $\lambda_i$ , ce qui dégrade manifestement le contraste (Cf. figure 1.2 et 1.3). Donc, la dynamique d'accordabilité (bandes passantes possibles par l'accordabilité ( $n$ )) doit être tel que  $n < 2N+1$ . Ceci en tenant compte bien sûr de la caractéristique de la biréfringence des LCC en fonction de la tension d'accord.





**Figure 1. 2 :** Rapport entre  $(FSR)_{\min}$  et  $(FWHM)_{\max}$  pour  $n=10$  points d'accordabilité et  $N=3$  étages ( $n < 2N+1$ ).

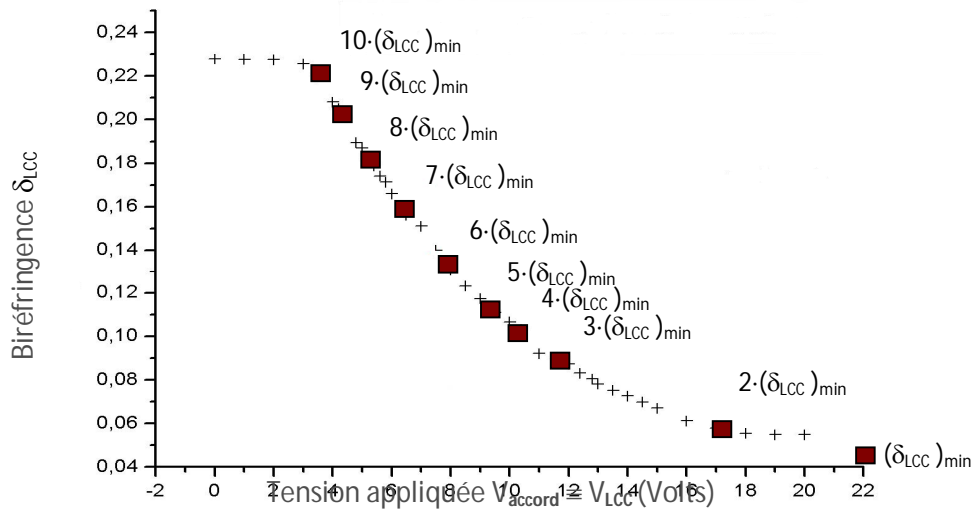


**Figure 1. 3 :** Rapport entre  $(FSR)_{\min}$  et  $(FWHM)_{\max}$  pour  $n=16$  points d'accordabilité et  $N=3$  étages ( $n = 2N+1$ ).

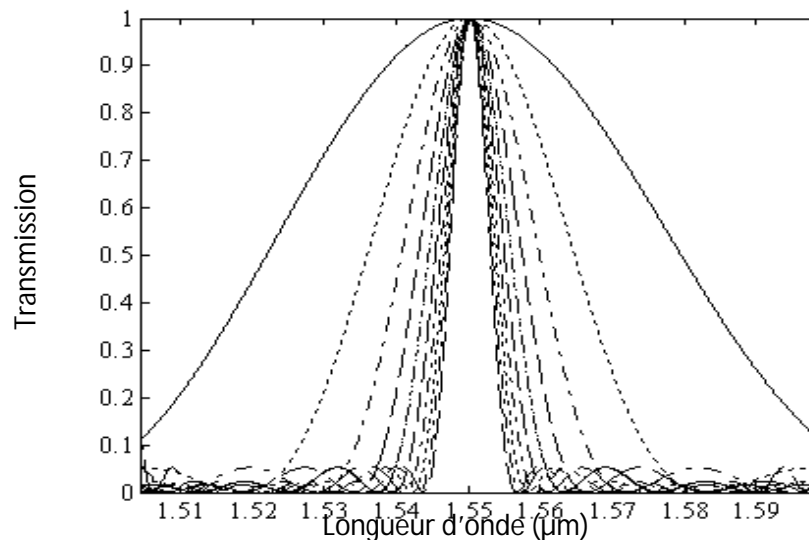
## 1.2 Résultat expérimental

Soit un filtre de Lyot à 3 étages. Le deuxième étage est composé de deux cellules à cristaux liquides, alors que le troisième en compte quatre. Les 7 cellules constituant ce filtre ont une biréfringence minimale  $(\delta_{LCC})_{\min} = 0.0225$  et une épaisseur géométrique identique telle que  $e=206.7\mu\text{m}$ .

Pour différentes tensions d'accord  $V_n$  et par conséquent différentes biréfringences des lames à cristaux liquides  $(\delta_{LCC})_n = n \cdot (\delta_{LCC})_{\min}$  avec  $n = 1, 2, 3, \dots$  (Cf. figure 1.4), la bande passante correspondante varie de 50 nm à 5 nm (Cf. figure 1.5).

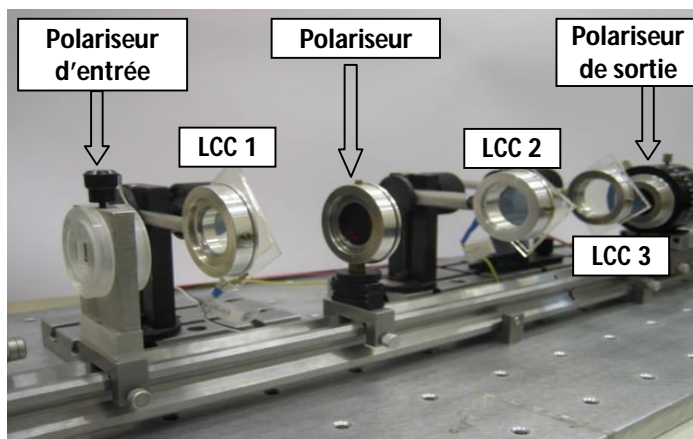


**Figure 1. 4 :** Variation de la biréfringence des cellules à cristaux liquides (LCC) en fonction de la tension d'accord. La biréfringence maximum des LCC est de 0.225.

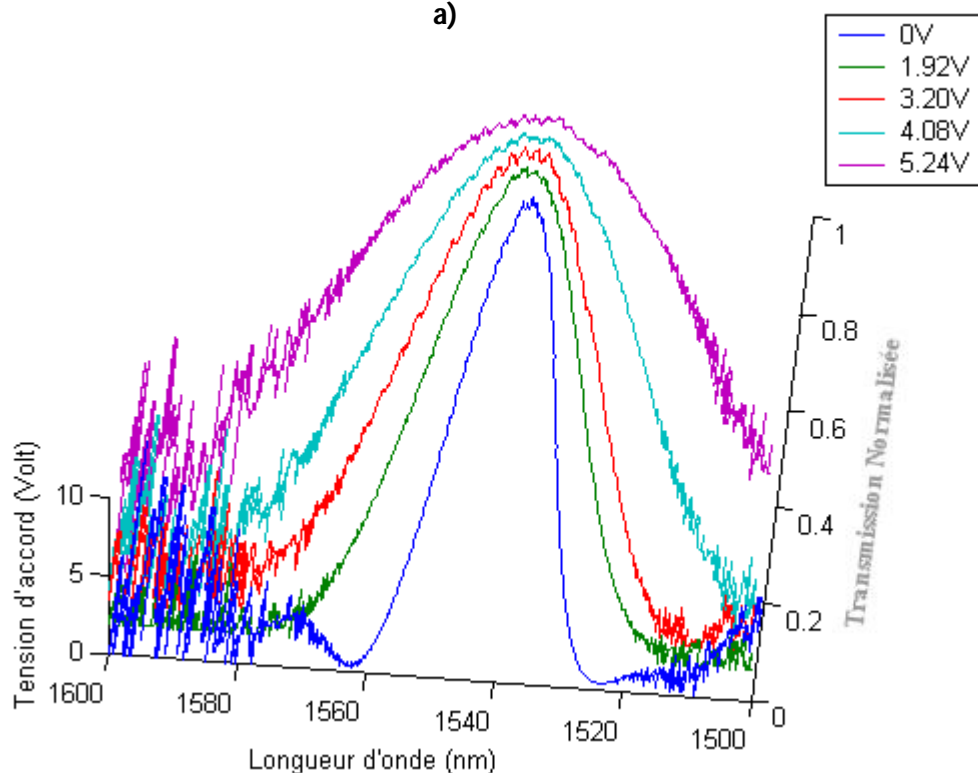


**Figure 1. 5 :** Variation de la FWHM en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de la biréfringence des cellules à cristaux liquides variant de  $(\delta_{LCC})_{\min}$  à  $10 \cdot (\delta_{LCC})_{\min}$ . La longueur d'onde centrale est  $\lambda_i = 1.532 \mu\text{m}$ .

La figure 1.6-a montre la configuration expérimentale dédiée à l'accordabilité de la bande passante d'un filtre de Lyot constitué de deux étages à base de cellules à cristaux liquides épaisses ( $\delta_{LCC} = 0.2$ ) dont l'épaisseur géométrique est  $e = 125 \mu\text{m}$ . Le deuxième étage est constitué de deux cellules pour garantir une épaisseur optique double de celle du premier étage. La figure 1.6-b illustre le résultat expérimental préliminaire de cette accordabilité. Au fur et à mesure que la tension d'accord augmente, la biréfringence des LCC diminue, et par conséquent la bande passante du filtre augmente.



a)



b)

**Figure 1. 6 :** a) Montage expérimental pour l'accordabilité de la FWHM en fonction de la longueur d'onde pour différentes valeurs de la tension appliquée aux cellules à cristaux liquides épaisses. La longueur d'onde centrale est  $\lambda_c = 1543.6 \text{ nm}$ . b) Résultat expérimental préliminaire de cette accordabilité.

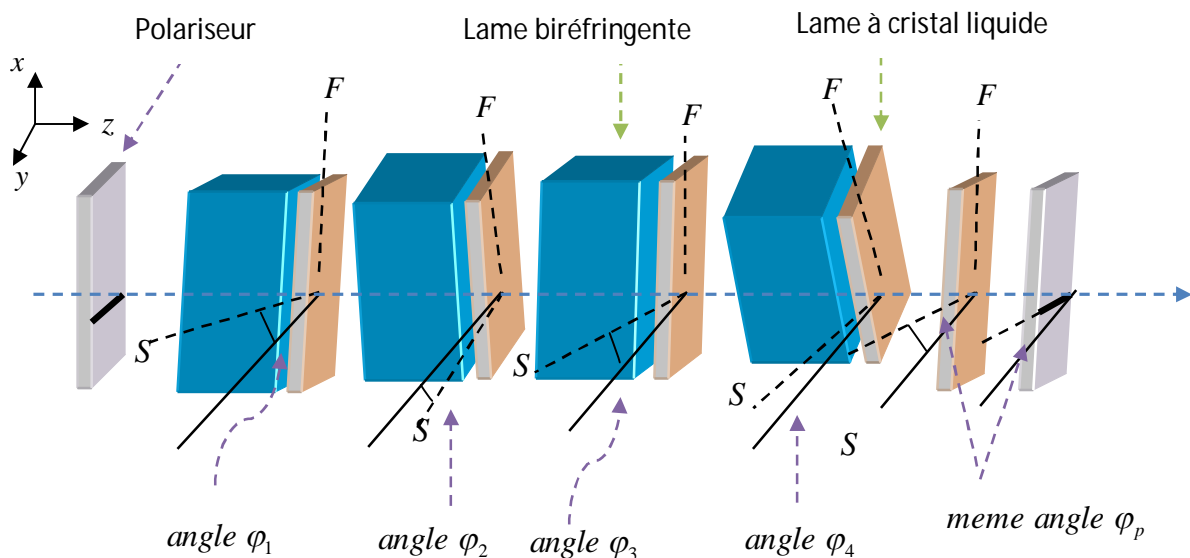
## 2. Algorithme de synthèse des filtres biréfringents à fonction de transfert de forme quelconque

### Introduction

Dans la synthèse d'un filtre biréfringent ayant une fonction de transfert symétrique, les coefficients  $C_i$  de son approximation en série de Fourier sont réels [2.1]. Lorsque la fonction de transfert à synthétiser est de forme quelconque [2.2], les coefficients  $C_i$  seront en général complexes. Dans ce dernier cas, la méthode de synthèse offre une grande liberté dans le choix de la fonction de transfert  $C(w)$  du filtre dont la configuration de base est montrée sur la figure (Fig.2.1).

Le filtre biréfringent ayant une fonction de transfert symétrique est constitué seulement de lames biréfringentes placées entre deux polariseurs l'un à l'entrée et l'autre à la sortie, alors que le filtre objet de cette étude est constitué aussi d'une série de lames biréfringentes mais chacune est accompagnée d'une lame à cristaux liquides (Liquid Crystal Cell, LCC). Aussi, le polariseur de sortie est précédé d'une lame à cristaux liquides.

La nouvelle procédure de synthèse va permettre de déterminer les angles de rotation de chaque lame biréfringente et du polariseur de sortie, ainsi que les retards introduits par chaque LCC responsable de la forme complexe des coefficients  $C_i$  [2.2].



**Figure 2.1 :** Structure d'un filtre biréfringent à gabarit prédéfini (quatre étages)

Nous allons commencer par décrire la nouvelle procédure de synthèse, ensuite nous allons donner un exemple d'application.

## 2.1 Etude théorique

### 2.1.1 Généralités

Le but de cette procédure de synthèse est de trouver les angles de rotation des  $n$  lames biréfringentes, les retards introduits par les  $n + 1$  lames à cristaux liquides et l'angle du polariseur de sortie, qui permettent d'obtenir la fonction de transfert désirée. Pour un  $C(w)$  donné,  $2n + 2$  paramètres sont à déterminer. Dans cette partie, nous sommes libres de choisir le nombre des composants de  $C(w)$  tout en spécifiant les parties réelle et imaginaire des  $n + 1$  coefficients  $C_i$ . L'épaisseur  $e$  des lames (toutes les lames ont la même épaisseur) est déterminée par la périodicité de la fonction de transfert désirée.

Une LCC est utilisée en association avec chaque lame biréfringente du filtre ainsi qu'avec le polariseur de sortie. Les LCCs se comportent essentiellement comme de très petites lames biréfringentes. Une LCC introduit une différence de phase de  $b$  radians (où  $0 < b < 2\pi$ ) entre les axes lents ( $S$ ) et les axes rapides ( $F$ ) des lames qui constituent le filtre biréfringent. On suppose que cette différence de phase soit indépendante de la fréquence  $w$ ; ceci est approximativement acceptable pour les cas que nous traitons ici. Alors, l'impulsion qui passe à travers la LCC et polarisée dans la direction de l'axe  $S$ , est affectée du terme  $e^{-ib}$ . Nous supposons que le filtre biréfringent est sans perte, c'est-à-dire que l'énergie doit être conservée en tout point situé entre les éléments du filtre.

Il est important de rappeler qu'il est plus convenable d'utiliser les angles relatifs (angles mesurés entre les éléments).

### 2.1.2 Procédure de synthèse

#### Détermination des coefficients $C_i$ de la réponse impulsionnelle

Puisque la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert du filtre est sa réponse impulsionnelle, nous obtenons à partir de la transformée de Fourier inverse de la fonction de transfert du filtre de la figure (Fig.2.1), la réponse impulsionnelle qui s'écrit sous la forme :

$$c(t) = C_0 \delta(t) + C_1 \delta(t - a) + C_2 \delta(t - 2a) + \dots + C_n \delta(t - na) \quad (2.1)$$

Ainsi la réponse impulsionnelle de notre filtre est constituée d'une série d'impulsions périodiques dont les amplitudes sont données par les  $C_i$ .

Dans la synthèse, nous commençons avec la fonction de transfert  $C(w)$  désirée. Ceci est équivalent à la réponse impulsionnelle  $C(t)$  fournie par le filtre. Ensuite nous déterminerons les trains d'impulsions en tout point situé entre les éléments du filtre, en commençant par le dernier composant (le polariseur de sortie) jusqu'au polariseur placé à l'entrée. Ces impulsions sont dénotées par les  $F_i^j$  et les  $S_i^j$  de la figure (Fig.2.2), où les impulsions  $F_i^j$  sont polarisées le long de l'axe rapide de la  $j^{\text{ième}}$  lame et les impulsions  $S_i^j$  le

long de l'axe lent. C'est à partir de ces impulsions que l'on calculera les angles des lames biréfringentes, ceux des LCCs et l'angle du polariseur de sortie.

### Détermination de la composante orthogonale bloquée $D(w)$

Supposons que  $C(w)$  et donc les  $C_i$  désirés de l'équation (2.1) soient choisis. Nous devons alors trouver le signal  $D(w)$  qui est polarisé perpendiculairement à  $C(w)$  et donc stoppé par le polariseur de sortie. Puisque le filtre est sans perte (entre le polariseur placée à la sortie et celui situé à l'entrée), l'énergie du signal qui converge vers la première lame doit être égale à la somme des énergies dans les  $C(w)$  et  $D(w)$ . A cet effet l'équation obtenue a la forme suivante

$$C(w)C^*(w) + D(w)D^*(w) = (I_0^0)^2 \quad (2.2)$$

où  $I_0^0$  représente l'impulsion qui est incidente sur la première lame. En réécrivant cette équation, nous avons :

$$D(w)D^*(w) = (I_0^0)^2 - C(w)C^*(w) \quad (2.3)$$

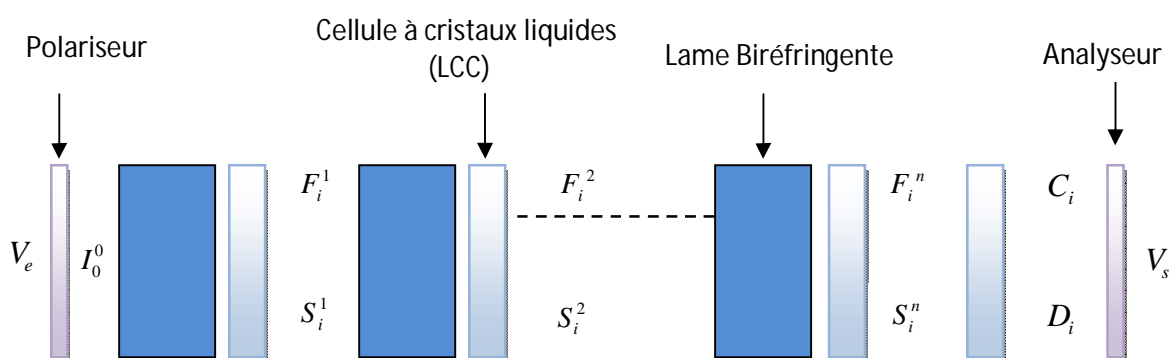


Figure 2.2 : Filtre à N étages

Maintenant, cherchons la valeur de  $I_0^0$ . Le coté gauche de l'équation (2.3) ne doit pas être négatif pour toutes les fréquences ; ainsi la valeur  $(I_0^0)^2$  doit être plus grande ou égale au maximum de la valeur de  $C(w).C(w)^*$ . Après avoir obtenu  $I_0^0$ , nous pouvons calculer  $D(w)$  à partir de  $D(w).D(w)^*$  en utilisant la méthode suivante [2.3].

- **Méthode de calcul de  $D(w)$**

Ici, nous décrivons une méthode pour calculer  $D(w)$  à partir de  $|D(w)|^2$ .

Nous commençons avec le polynôme semi-défini positif .

$$|D(w)|^2 = D(w)D(w)^* = (I_0^0)^2 - C(w)C(w)^*$$

$$= A_n e^{jnaw} + A_{n-1} e^{j(n-1)aw} + \dots + A_1 e^{jaw} + A_0 + A_1^* e^{-jaw} + \dots + A_{n-1}^* e^{-j(n-1)aw} + A_n^* e^{-jnaw} \quad (2.4)$$

Posons  $x = e^{-jaw}$  et en inversant l'ordre des termes, l'équation (2.4) devient

$$|D(w)|^2 = A_n^* x^n + A_{n-1}^* x^{n-1} + \dots + A_1^* x + A_0 + A_1 x^{-1} + \dots + A_{n-1} x^{-(n-1)} + A_n x^{-n} \quad (2.5)$$

Supposons que  $x_1$  est la racine de l'équation (2.5), alors

$$A_n^* x_1^n + A_{n-1}^* x_1^{n-1} + \dots + A_1^* x_1 + A_0 + A_1 x_1^{-1} + \dots + A_{n-1} x_1^{-(n-1)} + A_n x_1^{-n} = 0 \quad (2.6)$$

Si nous prenons maintenant le conjugué de l'équation (2.6), nous obtenons

$$A_n (x_1^*)^n + A_{n-1} (x_1^*)^{n-1} + \dots + A_1 (x_1^*) + A_0 + A_1^* (x_1^*)^{-1} + \dots + A_{n-1}^* (x_1^*)^{-(n-1)} + A_n^* (x_1^*)^{-n} = 0 \quad (2.7)$$

L'équation (2.7) peut se réécrire comme

$$A_n \left(\frac{1}{x_1^*}\right)^n + A_{n-1} \left(\frac{1}{x_1^*}\right)^{n-1} + \dots + A_1 \left(\frac{1}{x_1^*}\right) + A_0 + A_1^* \left(\frac{1}{x_1^*}\right)^{-1} + \dots + A_{n-1}^* \left(\frac{1}{x_1^*}\right)^{-(n-1)} + A_n^* \left(\frac{1}{x_1^*}\right)^{-n} = 0 \quad (2.8)$$

Mais, nous voyons maintenant que l'équation (2.6) et (2.8) ont des coefficients identiques, avec  $x_1$  devenant la variable dans l'équation (2.6) et  $(1/x_1^*)$  la variable dans l'équation (2.8)

Ainsi, si  $x_1$  est une racine de l'équation (2.5), alors  $(1/x_1^*)$  en est aussi. Une de ces deux racines est associée avec  $D(x)$  et l'autre avec  $D(x)^*$ . D'ici nous associons la moitié des racines de l'équation (2.5) avec  $D(x)$  et l'autre moitié avec  $D(x)^*$ ,  $D(x)$  (et par conséquent  $D(w)$ ) peut alors être construit à partir de ces racines.

Pour résumer, commençons avec  $|D(w)|^2$  écrit sous la forme de l'équation (2.4). Les  $A_i$  sont en général complexes. La forme de l'équation

$$A_n^* x^n + A_{n-1}^* x^{n-1} + \dots + A_1^* x + A_0 + A_1 x^{-1} + \dots + A_{n-1} x^{-(n-1)} + A_n x^{-n} = 0 \quad (2.9)$$

Réolvons cette équation pour ses  $2n$  racines. Ces racines existent toujours en paires réciproques de la forme :

$$\left(x_1, \frac{1}{x_1^*}\right), \left(x_2, \frac{1}{x_2^*}\right), \dots, \left(x_n, \frac{1}{x_n^*}\right) \quad (2.10)$$

Construisons toutes les équations possibles en utilisant une seule racine à partir de chaque rang de (2.10). Un groupement choisi est, par exemple

$$\begin{aligned} & (x - x_1)(x - x_2)\left(x - \frac{1}{x_3^*}\right)\left(x - \frac{1}{x_4^*}\right)\dots\left(x - \frac{1}{x_n^*}\right) \\ & = x^n - d_{n-1}x^{n-1} + \dots + d_2x^2 + d_1x + d_0 \end{aligned} \quad (2.11)$$

Chaque différent groupement des racines donnent différentes expressions de  $D(w)$ .

Les  $D_i$  sont proportionnels aux  $d_i$ , où  $q$  est la constante de proportionnalité, qui est en générale complexe. En écrivant  $q$  sous la forme .

$$q = |q|.e^{j\mu}$$

nous obtenons :

$$D_0 = |q|.e^{j\mu}d_0 = e^{j\mu}D_0'$$

$$D_1 = |q|.e^{j\mu}d_1 = e^{j\mu}D_1'$$

$$D_2 = |q|.e^{j\mu}d_2 = e^{j\mu}D_2'$$

.....

$$D_n = |q|.e^{j\mu}d_n = e^{j\mu}D_n' \tag{2.12}$$

où

$$D_i' = |q|.d_i$$

La valeur de  $|q|$  est calculée à partir de

$$|q|^2 \cdot [d_0d_0^* + d_1d_1^* + \dots + d_{n-1}d_{n-1}^* + 1] = A_0 \tag{2.13}$$

Si  $D(w)$  est une solution de l'équation (2.4), alors :  $\exp(j\mu).D(w)$  l'est aussi.

$$\begin{aligned} D(w) &= e^{j\mu} [D_0' + D_1'e^{-j\omega w} + D_2'e^{-j2\omega w} + \dots + D_n'e^{-jn\omega w}] \\ &= D_0 + D_1e^{-j\omega w} + D_2e^{-j2\omega w} + \dots + D_n e^{-jn\omega w} \end{aligned} \tag{2.14}$$

Bien que cette méthode nous donne les valeurs de  $D_i'$ , elle ne permet pas de déterminer la valeur de  $\mu$ . La valeur de  $\mu$  doit être déterminée à partir d'autres considérations, et comme décrite brièvement, cette valeur est fixée par la façon dans laquelle la synthèse est formulée.

### La détermination de $\alpha_p, b_p, \mu$

Maintenant, établissons une relation entre les entrées (les  $F_i^n$  et  $S_i^n$ ) et les sorties (les  $C_i$  et  $D_i$ ) de la LCC finale. Rappelons que les  $F_i^n$  et  $S_i^n$  sont les composantes situées le long des axes rapide et lent du nième étage tandis que les  $C_i$  et  $D_i$  sont les composantes situées le long des axes rapide et lent de la LCC finale.

En se référant à l'article [2.2], nous trouvons



$$\begin{pmatrix} F_i^n \\ S_i^n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{jb_p} \sin \theta_p & -\cos \theta_p \\ e^{jb_p} \cos \theta_p & \sin \theta_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_i \\ e^{j\mu} D_i \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

où  $\theta_p$  est l'angle relatif de la LCC finale (et aussi du polariseur de sortie), et  $b_p$  est le retard de phase introduit par cette LCC.

Nous devons ensuite déterminer les valeurs  $\mu$ ,  $\theta_p$  et  $b_p$ . Pour cela, nous dérivons et résolvons trois équations simultanées. La première de ces équations est obtenue en notant que la première impulsion du  $n^{ieme}$  étage doit avoir une amplitude réelle. Ceci est équivalent à dire que  $F_0^n$  doit être réel. Cette condition découle de notre convention qui suppose que la lumière qui passe à travers une LCC et polarisée suivant la direction  $S$  est affectée d'un terme de phase  $e^{-jb}$  tandis que la lumière polarisée suivant la direction  $F$  n'en est pas affectée (terme de phase unité). En effet, la première impulsion sortante du nième étage doit être polarisée le long de son axe  $F$ . Cette impulsion est le résultat de la décomposition de tous les sous composantes sur les différents axes rapides des étages précédents. Chaque sous composante sera affectée d'un terme de phase unité en passant dans la LCC et donc sera réelle (voir Fig.2.3). A partir de l'équation (2.6), nous obtenons pour  $F_0^n$ .

$$F_0^n = e^{jb_p} \cdot \sin \theta_p \cdot C_0 - e^{j\mu} \cdot \cos \theta_p \cdot D_0 \quad (2.16)$$

En plaçant les parties imaginaires du coté gauche et droit de cette équation, nous obtenons la première de nos trois équations désirées

$$\sin \theta_p \left[ \text{Im}(C_0) \cdot \cos b_p + \text{Re}(C_0) \cdot \sin b_p \right] - \cos \theta_p \left[ \text{Im}(D_0) \cdot \cos \mu + \text{Re}(D_0) \cdot \sin \mu \right] = 0 \quad (2.17)$$

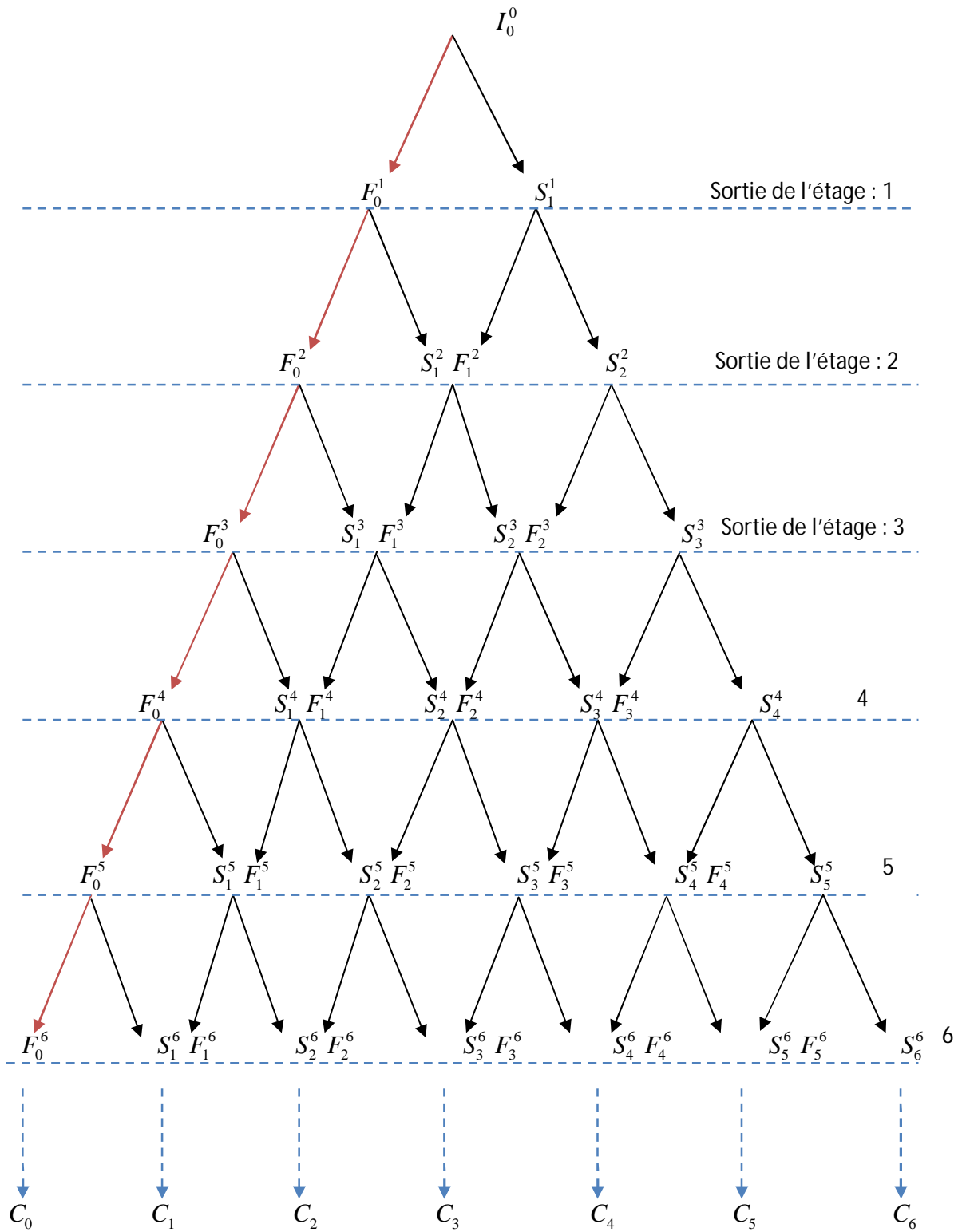
Où  $\text{Im}$  et  $\text{Re}$  représentent respectivement les parties imaginaire et réelle de la valeur en question. Les deux équations restantes sont obtenues à partir de la première et dernière impulsions du nième étage, respectivement  $F_n^n$  et  $S_0^n$ . Nous avons  $F_n^n = S_0^n = 0$ .

qui avec l'association de l'équation (2.15) donne,

$$e^{j(b_p - \mu)} \cdot \tan \theta_p = \frac{D_n}{C_n} \quad (2.18)$$

et

$$e^{-j(b_p - \mu)} \cdot \tan \theta_p = -\frac{C_0}{D_0} \quad (2.19)$$



**Figure.2.3** L'évolution des impulsions à travers les différents étages.

En prenant le conjugué complexe des deux cotés de l'équation (2.19) , nous obtenons

$$e^{j(b_p - \mu)} \cdot \tan \theta_p = -\frac{C_0^*}{D_0^*} \quad (2.20)$$

En combinant cette équation avec l'équation (2.18), nous obtenons

$$C_0^* C_n + D_0^* D_n = 0 \quad (2.21)$$

Cette relation est vraie si les équations (2.18) et (2.19) sont satisfaites simultanément. En notant que  $D_i = e^{-j\mu} D_i'$ , nous pouvons écrire (2.21) comme

$$C_0^* C_n + D_0^* D_n = 0 \quad (2.22)$$

Mais l'équation (2.22) est automatiquement satisfaite à partir de la conservation d'énergie [2.1].

Puisque les  $C_i$  et  $D_i'$  sont complexes, nous pouvons réécrire (2.18) sous la forme suivante

$$e^{i(b_p - \mu)} \cdot \tan \theta_p = \left| \frac{D_n'}{C_n} \right| \cdot e^{i\alpha_p} \quad (2.23)$$

où dans (2.23) nous avons exprimé  $D_n' / C_n$  par son module et sa phase. Il est évident à partir de (2.23) que l'angle de rotation  $\theta_p$  du polariseur de sortie et la LCC finale devrait être choisi tel que

$$\tan \theta_p = \left| \frac{D_n'}{C_n} \right| \quad (2.24)$$

Par manipulations supplémentaires des équations (2.17), (2.18), et (2.19), nous obtenons

$$\tan b_p = -\frac{\text{Im}(C_0)}{\text{Re}(C_0)} \quad (2.25)$$

$$\text{et} \quad \mu = b_p - \alpha_p \quad (2.26)$$

Ayant déterminé  $\alpha_p, b_p$  et  $\mu$ , nous pouvons remplacer ces valeurs dans (2.15) pour obtenir les sorties le long des axes rapide et lent du nième étage  $F_i^n$  et  $S_i^n$ . Ensuite, nous devons trouver les angles de rotation et le retard de phase des LCC des  $n$  étages du filtre.

En se référant à l'article [2.1] et [2.2], nous aurons les relations qui lient l'entrée et la sortie pour le nième étage. Nous connaissons la sortie  $F_i^n$  et  $S_i^n$  et nous souhaitons trouver  $\theta_n, b_n$ , et l'entrée. A partir d'une entrée et une sortie donnée on a

$$e^{jb_p} \cdot \tan \theta_n = -\frac{F_{n-1}^n}{S_n^n} = \left| \frac{F_{n-1}^n}{S_n^n} \right| \cdot e^{j\alpha_n} \quad (2.27)$$

$$\text{et} \quad F_0^{n*} F_{n-1}^n + S_1^{n*} S_n^n = 0 \quad (2.28)$$

L'équation (2.28) peut être satisfaite par un choix convenable de  $\theta_n$  et  $b_n$ , tandis que (2.28) est automatiquement satisfaite par la conservation de l'énergie. Connaissant  $\theta_n$  et  $b_n$ , nous pouvons alors calculer l'entrée pour le  $n^{\text{ieme}}$  étage (qui est aussi la sortie du  $(n-1)^{\text{ieme}}$  étage)

[2.1]. Nous pouvons alors répéter la procédure décrite pour déterminer  $\theta_{n-1}$  et  $b_{n-1}$ . De cette façon, nous pouvons répéter la procédure en partant de la LCC finale et en parcourant le filtre entier jusqu'à ce que tous les angles de rotation ainsi que les retards de phase des LCCs soient complètement déterminés. Les équations générales pour le  $j^{ieme}$  étage sont

$$e^{jb_j} \cdot \tan \theta_j = -\frac{F_{j-1}^j}{S_j^j} = \left| \frac{F_{j-1}^j}{S_j^j} \right| \cdot e^{j\alpha_j} \quad (2.29)$$

$$\text{et} \quad F_0^{j*} F_{j-1}^j + S_1^{j*} S_j^j = 0 \quad (2.30)$$

$$\text{qui donne} \quad b_j = \alpha_j \quad (2.31)$$

$$\text{et} \quad \tan \theta_j = \left| \frac{F_{j-1}^j}{S_j^j} \right| \quad (2.32)$$

L'équation (2.30) est toujours automatiquement satisfaite par la conservation de l'énergie [2.1].

#### \*Cas particulier

Si  $\alpha_j = 0$  une LCC n'est pas nécessaire (en théorie) pour cet étage particulier. En plus, si  $\alpha_j = \pi$ , une solution alternative de l'équation(2.29) est

$$b_j = 0 \quad (2.33)$$

$$\text{et} \quad \tan \theta_j = -\left| \frac{F_{j-1}^j}{S_j^j} \right| \quad (2.34)$$

Dès lors, à chaque fois que  $\alpha_j = \pi$ , alors les équations (2.33) et (2.34), plutôt que (2.31) et (2.32), devraient être utilisées pour déterminer  $b_j$  et  $\alpha_j$

A ce stade, nous avons toutes les informations nécessaires pour synthétiser un filtre biréfringent.

La procédure de synthèse décrite précédemment s'applique au cas de fonctions de transfert ayant des coefficients  $C_i$  complexes. Dans le cas des fonctions de transfert ayant des  $C_i$  réels, cela signifie que nous nous sommes limités aux  $C(w)$  dont les parties réelles sont paires et les parties imaginaires sont impaires. Ces restrictions ont été maintenant enlevées ; désormais les parties réelle et imaginaire de  $C(w)$  peuvent être asymétriques.

Toutefois, une objection pourrait être soulevée quant à la nature complexe des coefficients  $C_i$ . En effet, notre filtre a une réponse impulsionnelle complexe qui est donnée par l'équation (2.1) ; mais il est bien connu que la réponse impulsionnelle d'un filtre physique doit être réelle. Ce dilemme s'explique du fait que dans notre théorie, nous avons supposé que les cellules à cristaux liquides (LCC) utilisées dans le filtre sont achromatiques ; c'est-à-dire

qu'elles introduisent un retard de phase qui est indépendant de la fréquence  $w$ . Un tel retard n'est pas réalisable en pratique. Cependant, sur une gamme de fréquence de travail  $\Delta\omega$  bien limitée, ces LCCs peuvent être supposées achromatiques. Du coup, la réponse du filtre synthétisé approxime parfaitement la courbe  $C(w)$  à l'intérieur de  $\Delta\omega$ . A l'extérieur de cette gamme de fréquence, la réponse du filtre synthétisé s'écarte de  $C(w)$ . Puisque les filtres biréfringents sont ordinairement conçus pour être utilisés dans une gamme de fréquences limitée, l'hypothèse des LCC achromatiques représente alors une situation acceptable.

Ainsi, nous voyons que  $C(w)$  décrit avec justesse la fonction de transfert d'un filtre seulement dans une gamme de spectre limitée. Mais, quand nous prenons la transformée de Fourier inverse de  $C(w)$  pour obtenir la réponse impulsionnelle donnée par l'équation (2.1), nous avons incorrectement supposé que  $C(w)$  est valide pour toutes les valeurs possibles de la fréquence  $w$ . D'ici, il n'est pas surprenant que le résultat soit une réponse impulsionnelle complexe pour le filtre. Quoique l'équation (2.1) ne donne pas avec justesse la réponse impulsionnelle, l'approche du domaine temporel est utile pour visualiser et comprendre la procédure de synthèse.

Le filtre obtenu à partir de cette procédure de synthèse contient une LCC associée au polariseur de sortie. Dans la pratique, il est souvent possible de retirer cette LCC. En effet, si on suppose à titre d'exemple que nous avons synthétisé un filtre qui a un  $C(w)$  désiré, si nous retirons la LCC finale de ce filtre, alors sa nouvelle fonction de transfert sera  $\exp(ib_p)C(w)$ . Ainsi, la nouvelle fonction de transfert diffère de la transmittance désirée seulement par ce facteur de phase. Souvent, l'introduction de ce facteur de phase n'a pas de conséquence, et d'ici la LCC finale peut être retirée. De plus, nous notons à partir de l'équation (2.25) que si  $C_0$  est choisi pour être réel,  $b_p = 0$  et le besoin d'une LCC finale est automatiquement annulé.

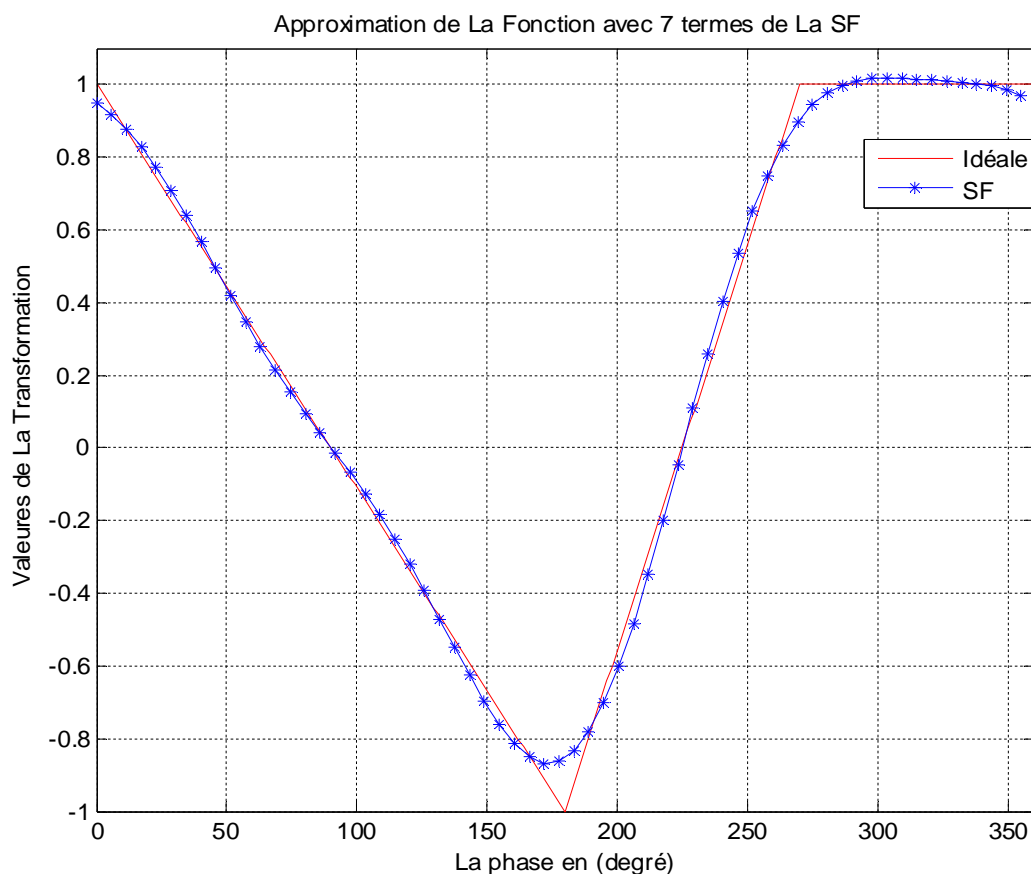
Finalement, nous notons que le filtre présenté contient un grand nombre d'éléments biréfringents comparativement à celui ayant une fonction de transfert symétrique. Il devrait être souligné que les figures (Fig.2.1 et Fig.2.2) montrent des filtres prévus par la théorie. Dans la pratique, le filtre ayant une fonction de transfert symétrique requiert aussi l'utilisation d'une LCC en association avec chaque lame biréfringente pour compenser légèrement les variations sur les épaisseurs de ces lames. Par conséquent, les formes pratiques du filtre ayant une fonction de transfert symétrique et quelconque sont identiques ; la flexibilité additionnelle est obtenue alors 'sans dépense' pour la synthèse du présent filtre complexe. Chaque LCC assure donc deux fonctions :

- a) Introduit le retard demandé par la théorie
- b) Compense la variation sur les épaisseurs des lames biréfringentes.

## 2.2 Résultats de simulation

Supposons que nous souhaitons faire une approximation d'une fonction de transfert réelle  $G(w)$  montrée sur la figure (Fig.2.4). Puisque  $G(w)$  est ni paire ni impaire, des

coefficients complexes sont présents dans son approximation en série de Fourier. Nous nous limitons à une série de Fourier comptant sept coefficients complexes.



**Figure 2.4** Fonction de transfert idéale et SF avec 7 termes.

La fonction de transfert idéale  $G(w)$  est montrée en rouge et son approximation en série de Fourier  $K(w)$  est illustrée en Bleu. Cette approximation est donnée par

$$K(w) = \left(\frac{1}{\pi^2}\right) \left[ \left(\frac{4}{9} - j\frac{2}{9}\right)e^{j3aw} - e^{j2aw} + (4 + j2)e^{jaw} + \frac{\pi^2}{4} + (4 - j2)e^{-jaw} + e^{-j2aw} + \left(\frac{4}{9} + j\frac{2}{9}\right)e^{-j3aw} \right]$$

et est représentée en traits pointillés sur la Figure (Fig.2.4). Nous allons transformer l'approximation  $K(w)$  non causale en une fonction causale en la multipliant par  $e^{-j3aw}$ , ce qui donne

$$C(w) = e^{-j3aw} \cdot K(w)$$

$$= \left(\frac{1}{\pi^2}\right) \left[ \left(\frac{4}{9} - j\frac{2}{9}\right) - e^{-jaw} + (4 + j2)e^{-j2aw} + \frac{\pi^2}{4} e^{-j3aw} + (4 - j2)e^{-j4aw} + e^{-j5aw} + \left(\frac{4}{9} + j\frac{2}{9}\right)e^{-j6aw} \right]$$

La multiplication par  $e^{-j3aw}$  est équivalente à introduire un pur retard dans le domaine temporel. Ainsi la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert restent les mêmes. Par ailleurs, comme les séries contiennent sept termes, le filtre synthétisé contient alors six étages.

Calculons à présent  $D(w)$ . A partir de l'équation (2.3) nous avons

$$\begin{aligned}
|D(w)^2| &= D(w)D(w)^* \\
&= (I_0^0)^2 - 0.44257 - (0.11139 + j0.14695)e^{j\omega w} - (0.11139 + j0.14695)e^{-j\omega w} + \dots \\
&\quad - (0.09990 + j0.12775)e^{j2\omega w} - (0.09990 - j0.12775)e^{-j2\omega w} - (-0.05961 + j0.05232)e^{j3\omega w} + \dots \\
&\quad - (-0.05961 - j0.05232)e^{-j3\omega w} - 0.05589x^{-j4\omega w} - 0.05589x^{j4\omega w} - (-0.00913 + j0.00456)x^{j5\omega w} + \dots \\
&\quad - (-0.00913 - j0.00456)e^{-j5\omega w} - (0.00152 - j0.00203)e^{j6\omega w} - (0.00152 + j0.00203)e^{-j6\omega w}.
\end{aligned}$$

La valeur  $I_0^0$  de l'impulsion incidente doit être fixée pour obtenir  $|D(w)|^2$ . Elle peut avoir n'importe quelle valeur réelle tant que  $(I_0^0)^2$  soit plus grand que la valeur maximale de  $C(w).C(w)^*$ . Le maximum de  $C(w).C(w)^*$  a été calculé et a une valeur de 1.035. Ainsi, nous fixons  $I_0^0 = 1.050$ , ce qui donne  $(I_0^0)^2 = 1.1025$ . Si on fait le changement de variable  $x = e^{-j3\omega w}$ , l'équation de  $|D(w)|^2$  sera donc

$$\begin{aligned}
|D(w)|^2 &= -(0.00152 + j0.00203)x^6 - (-0.00913 - j0.00456)x^5 - 0.05589x^4 + \dots \\
&\quad - (-0.05961 + j0.05232)x^3 - (0.09990 - j0.12775)x^2 - (0.11139 - j0.14695)x + 0.65993 + \dots \\
&\quad - (0.11139 + j0.14695)x^{-1} - (0.09990 + j0.12775)x^{-2} - (-0.05961 - j0.05232)x^{-3} + \dots \\
&\quad - 0.05589x^{-4} - (-0.00913 + j0.00456)x^{-5} - (0.00152 - j0.00203)x^{-6}
\end{aligned}$$

En suivant la méthode de calcul de  $D(w)$  précédente, nous trouvons les racines de cette équation. Ce sont alors 128 ensembles possibles des  $D_i$  qui peuvent être obtenus à partir de ces racines. Cependant, 64 de ces ensembles sont simplement les négatifs des autres soixante quatre. Nous considérons seulement l'ensemble qui est formé par le polynôme :

$$(x - x_1)(x - x_2)(x - x_3)(x - x_4)(x - x_5)(x - x_6)$$

En exécutant la multiplication indiquée, nous obtenons

$$\begin{aligned}
&x^6 + (-0.63801 - i1.04187)x^5 + (0.02599 - i0.29300)x^4 + (0.06553 + i0.44610)x^3 + \dots \\
&+ (-0.23903 - i0.05436)x^2 + (0.04871 - i0.00793)x + (-0.00721 + i0.00961).
\end{aligned}$$

Comme annoncé dans les équations (2.12), un ensemble de  $D_i$  est proportionnel aux coefficients de ce polynôme. En évaluant  $|q|$  dans les équations [2.2], nous trouvons que  $|q| = 0.45943$  et aussi :

$$D_0' = -0.00331 + i0.00441$$

$$D_3' = 0.03011 + i0.20496$$

$$D_5' = -0.29312 - i0.48203 \quad D_1' = 0.02238 - i0.00364$$

$$D_4' = 0.01194 - i0.13461$$

$$D_6' = 0.45943 \quad D_2' = -0.10982 - i0.02495$$

A partir des équations (2.24), (2.25), (2.26) nous pouvons maintenant calculer  $\theta_p, b_p, \mu$ . Les résultats sont :

$$\theta_p = 83^\circ 45', \quad b_p = 0.46365 \text{ rad}, \quad \mu = -5.35589 \text{ rad}$$

En utilisant les équations (2.12), nous trouvons que :

$$D_0 = e^{j\mu} D_0' = 0.00552$$

$$D_4 = e^{j\mu} D_4' = 0.11485 - j0.07122$$

$$D_1 = e^{j\mu} D_1' = 0.01634 + j0.01572$$

$$D_5 = e^{j\mu} D_5' = 0.20976 - j0.52372$$

$$D_2 = e^{j\mu} D_2' = -0.04593 - j0.10282$$

$$D_6 = e^{j\mu} D_6' = 0.27566 + j0.36755$$

$$D_3 = e^{j\mu} D_3' = -0.1459 + j0.14706$$

et par conséquent  $D(w)$  est complètement connu. L'équation (2.15) est maintenant utilisée pour calculer les  $F_i^6$  et  $S_i^6$ , ce qui donne

$$\begin{pmatrix} F_0^6 \\ F_1^6 \\ F_2^6 \\ F_3^6 \\ F_4^6 \\ F_5^6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.05065 \\ -0.09187 - j0.04675 \\ 0.27526 + j0.37154 \\ 0.23817 + j0.09512 \\ 0.43791 + j0.00776 \\ -0.11293 + j0.01201 \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} S_1^6 \\ S_2^6 \\ S_3^6 \\ S_4^6 \\ S_5^6 \\ S_6^6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.00637 + j0.01069 \\ -0.01604 - j0.06272 \\ -0.12067 + j0.15836 \\ 0.16353 - j0.07079 \\ 0.19863 - j0.52554 \\ 0.27731 + j0.36975 \end{pmatrix}$$

En plus, nous devons noter que  $F_0^6$  doit être réel et que  $F_6^6$  et  $S_0^6$  doivent être égales à zéro.

Nous sommes alors capables de calculer  $\theta_6$  et  $b_6$ , l'angle relatif du dernier étage et le retard de la LCC finale, respectivement. En utilisant l'équation (2.32), nous trouvons

$$\theta_6 = 13^\circ 48'$$

et à partir de l'équation (2.31),  $b_6 = 5.24997 \text{ rad}$

Les impulsions d'entrée des six étages sont maintenant calculées [2.2]. Les équations (2.31) et (2.32) sont encore appliquées

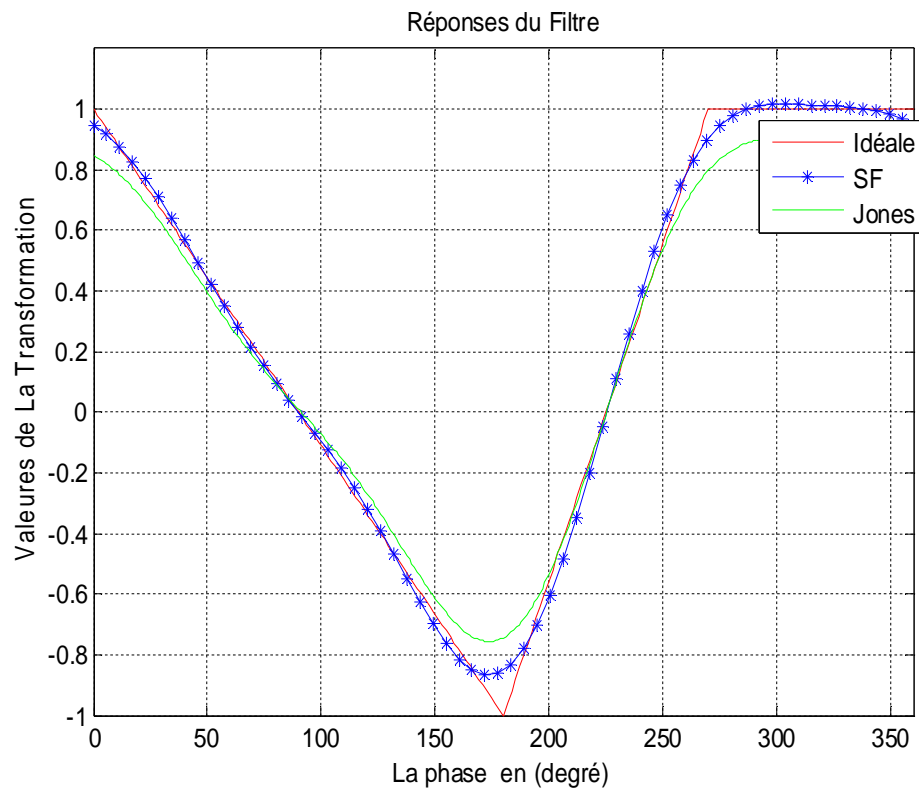
$$\theta_5 = 36^\circ 45' \quad \text{et} \quad b_5 = 6.11153 \text{ rad}$$

L'ensemble des résultats est présenté comme suit



$$\begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \\ \theta_6 \\ \theta_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 6^\circ 15' \\ 13^\circ 48' \\ 36^\circ 45' \\ 43^\circ 00' \\ 36^\circ 45' \\ 13^\circ 48' \\ 83^\circ 45' \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2.10838 \\ 2.96994 \\ 0.74123 \\ 0.74123 \\ 2.96994 \\ 5.24997 \\ 0.46365 \end{pmatrix} \text{ radians}$$

En appliquant le formalisme de Jones [2.4], on peut trouver la réponse de notre filtre. Cette réponse est représentée par la courbe en trait vert sur la figure (Fig.2.5).



**Figure 2.5** Fonction de transfert idéale et ses approximations avec 7 termes

### 3. Synthèse d'un filtre biréfringent à réponse impulsionnelle finie

#### Introduction

Dans cette partie, nous proposons une autre méthode pour concevoir des filtres biréfringents ayant une réponse spectrale spécifique prédéfinie. En commençant par le formalisme de Jones [3.1], nous déduisons les polynômes représentant les réponses des filtres biréfringents. L'algorithme de Remez est utilisé pour rapprocher les polynômes et produire un niveau uniforme minimal des lobes secondaires pour un nombre donné de lames biréfringentes. L'algorithme 'layer-peeling' [3.2] est ensuite utilisée pour calculer la structure de filtre c.-à-d., l'orientation et l'épaisseur de chaque lame biréfringente à partir des coefficients polynomiaux. Seuls deux équations doivent être résolues afin d'obtenir l'angle d'orientation de chaque lame.

#### 3.1 Algorithme de conception

Nous décrivons comment dériver la représentation polynomiale de la fonction de transfert des filtres biréfringents par l'utilisation du formalisme de Jones [3.1]. C'est la pierre angulaire de l'algorithme de conception. Les deux polynômes dérivés de la matrice de transfert correspondent à la réponse du filtre par l'onde transmise et rejeté respectivement. Ensuite, nous utilisons l'algorithme de Remez pour approcher les polynômes et d'obtenir les coefficients du filtre. Une fois les coefficients sont obtenus, l'angle d'orientation de chaque lame biréfringente peut être déterminé par l'algorithme 'layer-peeling' qui donne une solution efficace au problème de conception du filtre.

A-Transmission des filtres biréfringents exprimée en formalisme de Jones

Un filtre biréfringent est modélisé comme un ensemble de n-lames identiques

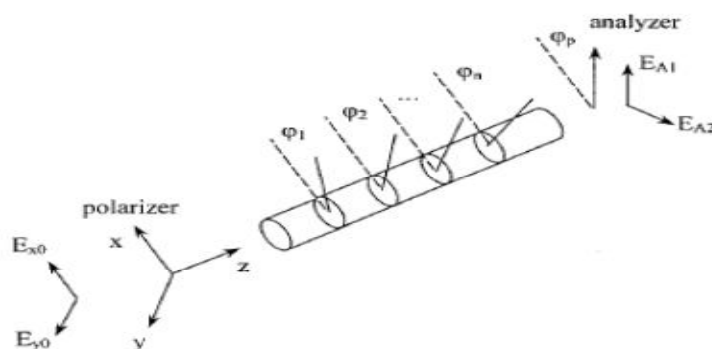


Figure 3.1 : Filtre Biréfringent

L'axe rapide de chaque lame est orienté selon un angle arbitraire  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$  par rapport à la direction du polariseur d'entrée, qui est défini comme l'axe X sur la Figure 3.1,  $\varphi_p$  est l'angle d'orientation de l'analyseur par rapport à l'axe des x, l'axe z est la direction de propagation de la lumière. Le vecteur champ électrique de la lumière après l'analyseur peut être exprimé comme

$$\begin{bmatrix} E_{A1} \\ E_{A2} \end{bmatrix} = R(\varphi_p) M(\varphi_i, \eta) P_x \begin{bmatrix} E_{x0} \\ E_{y0} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Tels que,  $E_{x0}, E_{y0}$  sont l'onde incidente,  $E_{A1}, E_{A2}$  sont les composantes transmise et rejeté de l'analyseur,  $R(\varphi_p)$  est la matrice représentant la rotation par l'angle  $\varphi_p$ , qui est défini comme

$$R(\varphi_p) = \begin{bmatrix} \cos \varphi_p & \sin \varphi_p \\ -\sin \varphi_p & \cos \varphi_p \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$P_x$  Est la matrice de polariseur de sortie suivant l'axe Ox définis comme,

$$P_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$M(\varphi_i, \eta)$  est le produit des matrices d'une série de rotations et des retards causés par un empilement de lame biréfringentes, par conséquent,

$$\begin{aligned} R(\varphi_p)M(\varphi_i, \eta) &= R(\varphi_p) \{R(-\varphi_n)R\eta R(\varphi_n)\} \dots \\ &\quad \{R(-\varphi_2)R\eta R(\varphi_2)\} \{R(-\varphi_1)R\eta R(\varphi_1)\}, \\ &= R(\varphi_p - \varphi_n)R\eta R(\varphi_n - \varphi_{n-1})R\eta \dots \\ &\quad R(\varphi_2 - \varphi_1)R\eta R(\varphi_1), \\ &= \{R(\theta_n)R\eta\} \{R(\theta_{n-1})R\eta\} \dots \\ &\quad \{R(\theta_1)R\eta\} R(\theta_0), \\ &= Q_n Q_{n-1} \dots Q_1 Q_0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

Ici, la rotation relative

$$R(\theta_i) = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & \sin \theta_i \\ -\sin \theta_i & \cos \theta_i \end{bmatrix}$$

Et la matrice de retard

$$R\eta = \begin{bmatrix} e^{\frac{j\eta}{2}} & 0 \\ 0 & e^{-\frac{j\eta}{2}} \end{bmatrix}$$

De l'équation (3.3), nous voyons que produit matriciel de l'analyseur et un ensemble de lames biréfringentes  $R(\varphi_p)M(\varphi_i, n)$ , peut être exprimée comme le produit de  $n+1$  matrices unitaires  $Q_i (i = 0, 1, \dots, n)$ . En d'autres termes, l'état de polarisation de la lumière de sortie est déterminé par l'opérateur unitaire  $R(\varphi_p)M(\varphi_i, n)$ , qui correspond à la fonction de transfert du filtre. Nous analysons la matrice unitaire  $Q_i$  dans la partie suivante et de trouver une forme plus commode de la fonction de transfert du Filtre

## Description du filtre biréfringent

Comme les deux opérateurs  $R(\varphi_p)M(\varphi_i, n)$  et  $Q_i$  sont unitaires, on peut les représenter comme suits,

$$R(\varphi_p)M(\varphi_i, \eta) = \begin{bmatrix} \alpha_n & -\beta_n^* \\ \beta_n & \alpha_n^* \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad Q_i = \begin{bmatrix} c_i & -d_i^* \\ d_i & c_i^* \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Dans lequel le (\*) représente le conjugué, la fonction de transfert du filtre dans l'équation (3.4) peut être réécrite sous cette forme,

$$\begin{bmatrix} \alpha_n & -\beta_n^* \\ \beta_n & \alpha_n^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_n & -d_n^* \\ d_n & c_n^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{n-1} & -d_{n-1}^* \\ d_{n-1} & c_{n-1}^* \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} c_1 & -d_1^* \\ d_1 & c_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_0 & -d_0^* \\ d_0 & c_0^* \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Dans lequel

$$|c.c^* + d.d^*| = 1$$

En raison de la symétrie des matrices, la même information peut être représentée soit par colonne de la matrice de transfert  $R(\varphi_p)M(\varphi_i, n)$ . La lumière en sortie d'une lame donnée d'un filtre biréfringent peut être représentée par un vecteur 2x1 plutôt que d'une matrice 2x2. Par conséquent, la matrice de transfert du filtre est considérablement simplifiée comme suit,

$$\begin{pmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} c_i & -d_i^* \\ d_i & c_i^* \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_{i-1} \\ \beta_{i-1} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Ceci est la description récursive de l'état du filtre biréfringent, à une lame donnée du filtre, qui expose comment les paramètres de sortie de la lame  $i$  d'un filtre dépendent des paramètres de la structure et la sorties de la lame  $i-1$ . En d'autres termes, si nous savons les sorties et les entrées de la lame  $i$  du filtre, la structure de la section  $i$  peut être déterminée. La méthode 'Layer-Peeling' décrite dans le [3.2] est un moyen efficace pour déterminer les paramètres de chaque lame du filtre.

## Transformé Direct de l'Algorithme

L'étape clé de l'algorithme de conception consiste à transformer le produit matrice-vecteur en des polynômes  $\alpha_i(z)$  et  $\beta_i(z)$ . Par conséquent, le problème de la conception du filtre est réduite à trouver les coefficients des deux polynômes. Maintenant, nous analysons en premier lieu la matrice unitaire  $Q_i$  comme mentionné ci-dessus, la matrice  $Q_i$  est composée de la matrice de rotation  $R(\theta_i)$  et le retard  $R(\eta)$  de chaque lame du filtre BF.

$$Q_i = R(\theta_i)R(\eta) = z^{1/2} \begin{bmatrix} C_i & -S_i \\ S_i & C_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & z^{-1} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Où  $C_i = \cos\theta_i$ ,  $S_i = -\sin\theta_i$ , et  $z = \exp(j\eta) = \exp [j2\pi f(\Delta nL/c)]$  dans laquelle  $c$  est la vitesse de la lumière dans le vide,  $L$  est la longueur de chaque lame biréfringente,  $\Delta n$  est la biréfringence, et  $f$  est la fréquence de la lumière. Lorsque l'équation (3.7) est remplacée dans l'équation. (3.6), la description récursive devienne,

$$\begin{bmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \end{bmatrix} = z^{1/2} \begin{bmatrix} C_i & -S_i \\ S_i & C_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & z^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{i-1} \\ \beta_{i-1} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Définissons  $\alpha_i = z^{i/2}A_i$ ,  $\beta_i = z^{i/2}B_i$  la récursivité peut être réduite à

$$\begin{pmatrix} A_i \\ B_i \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} C_i & -S_i z^{-1} \\ S_i & C_i z^{-1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} A_{i-1} \\ B_{i-1} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Compte tenu de  $i=0, 1, 2, \dots$ , l'équation (3.9) sera

$$\begin{pmatrix} A_0 \\ B_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_1 \\ -\sin\theta_1 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ B_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1 \cos\theta_1 + S_1 \sin\theta_1 z^{-1} \\ S_1 \cos\theta_1 - C_1 \sin\theta_1 z^{-1} \end{pmatrix}$$

...

$$(3.10)$$

$$\begin{pmatrix} A_n \\ B_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{i=0}^n a_i z^{-i} \\ \sum_{i=0}^n b_i z^{-i} \end{pmatrix}$$

Dans lequel  $\theta_i = \varphi_{i+1} - \varphi_i$  ( $i = 0, 1, \dots, n$ ,  $\varphi_{n+1} = \varphi_p$ ,  $\varphi_0 = 0$ ) est l'angle de rotation relative,  $a_i, b_i$  sont les coefficients des polynômes d'ordre  $n$  de  $A_n(z)$  et  $B_n(z)$  respectivement. De la dérivation ci-dessus on peut voir que la fonction de transfert du filtre peut être décrit par deux polynômes en  $z$  d'ordre  $n$  qui sont les mêmes que ceux des filtres FIR numérique à réponse impulsionnelle finie. Donc, l'algorithme de conception de filtres numériques peut être pris pour rapprocher les polynômes.

### Analyse inverse du filtre biréfringent

Compte tenu de la structure d'un filtre, dont l'épaisseur et l'angle d'orientation de chaque lame, les deux polynômes peuvent être facilement obtenus par le produit matriciel. L'objectif de l'algorithme de transformée inverse est de concevoir un filtre biréfringent avec la réponse en fréquence spécifiée par un  $A_n(z)$  ou  $B_n(z)$ . Comme présenté précédemment, l'Equation (3.9) est la récursivité directe d'un filtre biréfringent. L'inversion de l'équation (3.9) donne

$$A_i = C_i A_{i-1} - S_i z^{-1} B_{i-1} \quad (A1)$$

$$B_i = S_i A_{i-1} + C_i z^{-1} B_{i-1} \quad (A2)$$

De l'équation (A1)  $A_{i-1} = \frac{A_i}{C_i} + \frac{S_i}{C_i} z^{-1} B_{i-1}$

De l'équation (A2)  $B_{i-1} = \frac{B_i}{C_i z^{-1}} - \frac{S_i A_{i-1}}{C_i z^{-1}}$

Par un simple remplacement dans l'équation (A1) on trouve,

$$C_i A_i + S_i B_i = A_{i-1} (C_i^2 + S_i^2) = A_{i-1} (\cos^2 \theta + \sin^2 \theta) = A_{i-1} \text{ Alors}$$

$$A_{i-1} = C_i A_i + S_i B_i$$

De même on trouve dans (A2)

$$\frac{B_i}{C_i} z(1 - S_i^2) + S_i z A_i = B_{i-1} \text{ Comme } (1 - S_i^2) = 1 - \sin^2 \theta = \cos^2 \theta = C_i^2 \text{ alors}$$

$$B_{i-1} = -S_i z A_i + C_i z B_i$$

Donc la représentation inverse de l'équation (3.9) est comme suit,

$$\begin{pmatrix} A_{i-1} \\ B_{i-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_i & S_i \\ -S_i z & C_i z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_i \\ B_i \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Cette représentation nous permet la détermination des angles

### Calcul des angles

$$\begin{aligned} A_{i-1} &= \sum_{k=0}^{i-1} a_k^{(i-1)} z^{-k} \\ &= \sum_{k=0}^i C_k a_k^{(i)} z^{-k} + \sum_{k=0}^i S_k b_k^{(i)} z^{-k} = \sum_{k=0}^i (C_k a_k^{(i)} + S_k b_k^{(i)}) z^{-k} \\ \sum_{k=0}^{i-1} a_k^{(i-1)} z^{-k} &= \sum_{k=0}^{i-1} (C_k a_k^{(i-1)} + S_k b_k^{(i-1)}) z^{-k} + (C_i a_i^{(i)} + S_i b_i^{(i)}) z^{-i} \end{aligned}$$

Pour que cette égalité soit satisfaite, il suffit que,

$$(C_i a_i^{(i)} + S_i b_i^{(i)}) z^{-i} = 0$$

$$C_i a_i^{(i)} + S_i b_i^{(i)} = 0 \Rightarrow \frac{-S_i}{C_i} = \frac{a_i^{(i)}}{b_i^{(i)}}$$

$$\frac{-S_i}{C_i} = \frac{-(-\sin \theta_i)}{\cos \theta_i} = \operatorname{tg} \theta_i$$

$$\operatorname{tg} \theta_i = \frac{a_i^{(i)}}{b_i^{(i)}}$$

$$\theta_i = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{a_i^{(i)}}{b_i^{(i)}} \right)$$

De même

$$\begin{aligned} B_{i-1} &= \sum_{k=0}^{i-1} b_k^{(i-1)} z^{-k} \\ &= \sum_{k=0}^i -S_k a_k^{(i)} z z^{-k} + \sum_{k=0}^i C_k b_k^{(i)} z z^{-k} = \sum_{k=0}^i (-S_k a_k^{(i)} + C_k b_k^{(i)}) z^{1-k} \end{aligned}$$

Posons  $1-k = -l$  donc  $k = 1+l$  l'égalité devient comme suite,

$$\sum_{k=0}^{i-1} b_k^{(i-1)} z^{-k} = -S_i a_0^{(i)} + C_i b_0^{(i)} + \sum_{l=0}^{i-1} (-S_l a_l^{(i-1)} + C_l b_l^{(i-1)}) z^{-l}$$

Pour que cette égalité soit satisfaite, il suffit que le terme

$$-S_i a_0^{(i)} + C_i b_0^{(i)} = 0$$

Donc

$$\frac{S_i}{C_i} = \frac{b_0^{(i)}}{a_0^{(i)}} \Rightarrow \operatorname{tg} \theta_i = -\frac{b_0^{(i)}}{a_0^{(i)}}$$

$$\theta_i = \operatorname{tg}^{-1} \left( -\frac{b_0^{(i)}}{a_0^{(i)}} \right)$$

$$\text{Nous avons donc } \theta_i = \operatorname{tg}^{-1} \left( -\frac{b_0^{(i)}}{a_0^{(i)}} \right) = \operatorname{tg}^{-1} \left( -\frac{a_i^{(i)}}{b_i^{(i)}} \right) \quad (3.12)$$

Enfin, les angles d'orientations de chaque lame peuvent être calculés par

$$\begin{aligned} \varphi_p &= \theta_n + \varphi_n, \\ \varphi_n &= \theta_{n-1} + \varphi_{n-1}, \\ &\dots \\ \varphi_2 &= \theta_1 + \varphi_1, \\ \varphi_1 &= \theta_0, \end{aligned} \quad (3.13)$$

Ainsi, la conception d'un filtre de  $n$  lames biréfringentes avec une réponse spectrale spécifique peuvent être transformée en la conception de deux polynômes d'ordre  $n$

### Conception des polynômes $A_n(z)$ et $B_n(z)$

Avant de présenter la méthode de conception polynomiale, la relation entre les composantes,  $\alpha_i(z)$  et  $\beta_i(z)$ , dans la fonction de transfert et les composantes de sorties  $E_{A_1}$ ,  $E_{A_2}$ , devrait être clarifiée. Pour le problème de conception de filtre, normalement ce que nous savons si la réponse en fréquence désirée d'un filtre, à savoir la réponse spectrale ici de  $E_{A_1}$  ou  $E_{A_2}$ . Comment peut-on transférer la réponse spectrale de  $E_{A_1}$  ou  $E_{A_2}$  dans celui des

polynômes  $\alpha_i(z)$  et  $\beta_i(z)$ . issus de l'analyse ci-dessus? Parce que le polariseur d'entrée est le long de l'axe x et en supposant que la lumière d'entrée est l'unité.

En substituant l'équation (3.4) dans l'équation. (3.1) donne

$$\begin{pmatrix} E_{A1} \\ E_{A2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_n & -\beta_n^* \\ \beta_n & \alpha_n^* \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_n \\ \beta_n \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

qui montre les sorties  $E_{A1}$ ,  $E_{A2}$  sont égaux au polynôme  $\alpha_n(z)$  et  $\beta_n(z)$ . La seule différence entre  $A_n(z)$ , et  $B_n(z)$ ,  $\alpha_n(z)$ ,  $\beta_n(z)$  est le déphasage de  $|A_n(z)|^2 + |B_n(z)|^2 = 1$  ce qui équivaut à introduire un retard pour chaque lame dans le domaine temporel, et ne change pas la fonction de transfert du filtre biréfringent.

Le problème de trouver la meilleure approximation polynomiale d'une réponse de filtre spécifiée est commun dans le contexte de la conception de filtres numériques. L'algorithme de Remez [3.3] est une méthode efficace pour trouver une approximation qui minimise l'erreur d'amplitude maximale pour les filtres à réponse en phase linéaire, et il peut être utilisé pour calculer les coefficients des polynômes  $B_n(z)$ .

Considérons maintenant la façon de travailler sur les coefficients  $A_n(z)$  à partir de polynôme  $B_n(z)$ . En supposant que le filtre est sans perte, nous avons la relation de conservation de l'énergie

$$|A_n(z)|^2 + |B_n(z)|^2 = 1$$

Comme  $B_n(z)$  est déterminée à partir d'une réponse spectrale prédéfinie alors  $|A_n(z)|^2$  peut être calculé à partir de l'équation ci-dessus, nous savons que les coefficients des polynômes développés doivent être réels parce que l'épaisseur de la lame biréfringente est uniforme [3.4]. Par conséquent, la méthode de Pegis [3.5], [3.6] est appliquée pour trouver  $A_n(z)$  à partir de  $|A_n(z)|^2$  pour obtenir un ensemble de coefficients réels. Toutefois, les coefficients de  $A_n(z)$  calculés de cette façon ne sont pas uniques, en d'autres termes, les structures des filtres biréfringents ne sont pas uniques non plus. Ces filtres pourraient avoir des réponses de phase différentes pour la même réponse d'amplitude. Une fois les coefficients des deux polynômes trouvés, les angles relatifs des lames biréfringentes et l'analyseur peuvent être calculés par l'algorithme de transformée inverse développé précédemment.

### **Paramètres nécessaire à la procédure de conception [3.7]**

Pour que cet algorithme de conception soit appliqué correctement un couple de paramètres doit être souligné

1. La fréquence d'échantillonnage  $F_s$ . Le théorème d'échantillonnage stipule qu'un signal peut être échantillonné sans perte d'information il faut que la fréquence d'échantillonnage,  $F_s$  (Hz), Est égal ou supérieur à deux fois celle de la bande passante du signal  $B_s$  qui est  $F_s \geq 2.B$ , et le taux de Nyquist est la moitié de la fréquence d'échantillonnage. En utilisant l'algorithme de Remez pour calculer les coefficients du polynôme,  $B_n(z)$ . La réponse spectrale est nécessaire d'être normalisé par la fréquence de Nyquist.
2. Facteur de phase  $z$  et la longueur  $L$  de la lame biréfringente. Est exprimé par la Formule  $z = \exp[j2\pi f(\Delta nL/c)]$  Évidemment le décalage de phase est déterminé par la biréfringence et



la longueur de la lame. Lorsque les lames biréfringentes ont des longueurs  $L$  identiques, ce qui signifie que les coefficients du filtre sont réels,

### 3.2 Résultats de simulation

L'utilisation efficace de la bande passante optique dans les systèmes de communications WDM nécessite des filtres de haute performance. Dans la suite, nous démontrons la conception de filtres passe-bande biréfringente utilisant l'algorithme de conception. Nous commençons par simuler le filtre passe-bas pour calculer les coefficients des polynômes en utilisant l'algorithme de Remez [3.3].

Pour concevoir un filtre passe-bas, nous avons besoin de spécifier plusieurs paramètres, à savoir l'amplitude, normalisée fréquence passe  $f_p$  et  $f_s$  fréquence de coupure selon la réponse idéale spectrale. Si nous supposons que la magnitude est l'unité, les fréquences normalisées sont de 0, 0,2, 0,5, 1, dans lequel  $f_p = 0,2$  et  $f_s = 0,5$ , et les grandeurs correspondant à la fréquence sont de 1, 1, 0, 0, la réponse idéale spectrale peut être montré dans (Fig. 3.2).

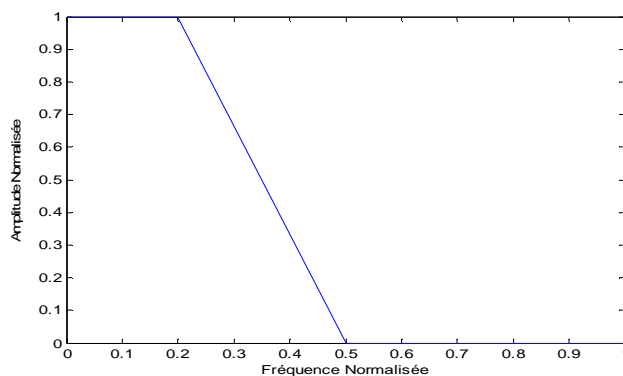


Figure 3.2 : Réponse spectrale idéal d'un filtre passe bas

Afin de rendre les ondulations à  $-40\text{dB}$ , on doit choisir un nombre de 14 lames biréfringentes (Figs 3.3 et 3.4).

En appliquant l'algorithme de REMEZ [3.3], on peut déterminer les coefficients  $b_i$  du polynôme  $B_n(z)$  qui satisfait les spécifications du filtre,

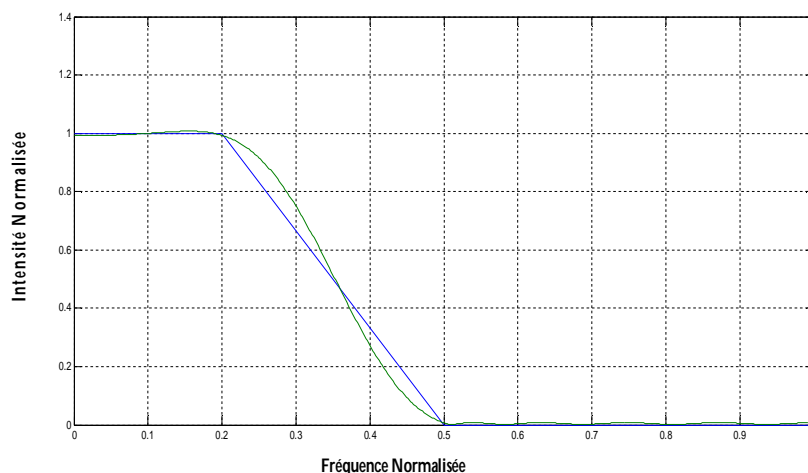


Figure 3.3 : Approximation par REMEZ du filtre idéal 14 lames

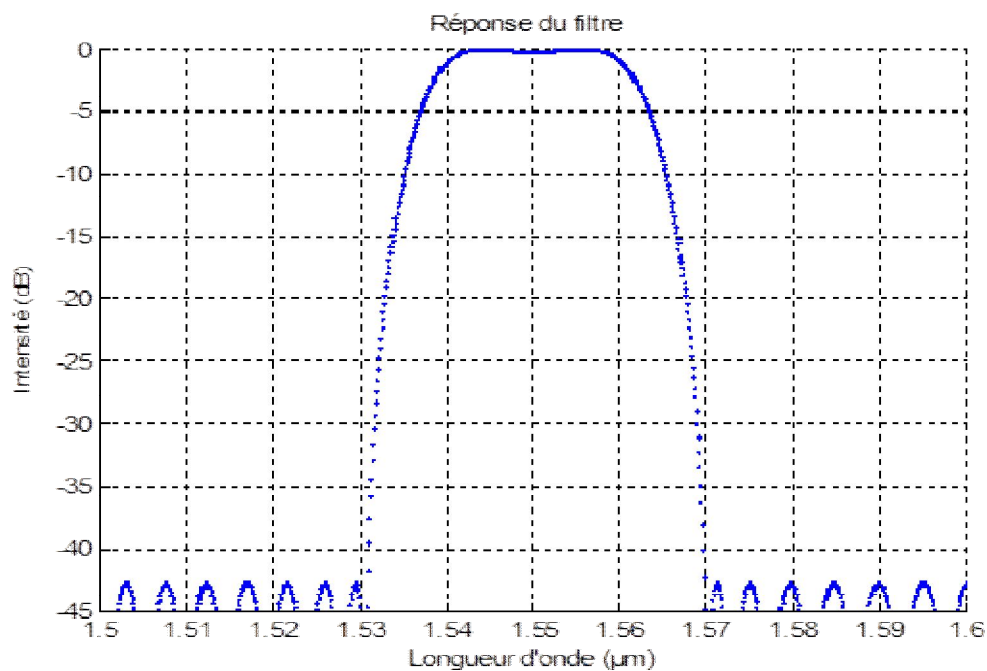
Parallèlement les coefficients  $a_i$  du polynôme  $A_n(z)$  peuvent se calculer en appliquant la méthode de Pegis [3.5]. Les coefficients  $b_i$  et  $a_i$  sont présentés dans le tableau 3.1.

Après la détermination des coefficients des deux polynômes  $A_n(z)$  et  $B_n(z)$ , les angles peuvent être calculés en appliquant l'équation (3.12).

Le retard introduit par chaque lame est le même pour une longueur d'onde particulière de la lumière. Par conséquent, la réponse spectrale du filtre peut être exprimée par la transformée en  $z$

**Tableau 3.1** : Les paramètres du filtre

N	$b_i$	$a_i$	$\theta_i$ ( radians)	$\varphi_i$ (radians)
0	0.0107	-0.0046	-0.4046	-0.4046
1	0.0063	-0.0299	-1.1364	-1.541
2	-0.0226	-0.0876	-0.6652	-2.2062
3	-0.051	-0.1287	0.4871	-1.7191
4	-0.0156	-0.041	0.3685	-1.3506
5	0.115	0.1714	-0.3293	-1.6798
6	0.2775	0.2165	0.2604	-1.4194
7	0.3521	-0.1302	1.0827	-0.3367
8	0.2775	-0.387	0.2604	-0.0763
9	0.115	0.0694	-0.3293	-0.4056
10	-0.0156	0.389	0.3685	-0.0371
11	-0.051	-0.4162	0.4871	0.45
12	-0.0226	0.3015	-0.6652	-0.2152
13	0.0063	-0.1337	-1.1364	-1.3516
14	0.0107	0.0249	1.1662	-0.1854



**Figure 3.4** : Réponse spectrale du filtre désiré

## 4. Conception et Caractérisation d'une Antenne UWB à Fente

### Introduction :

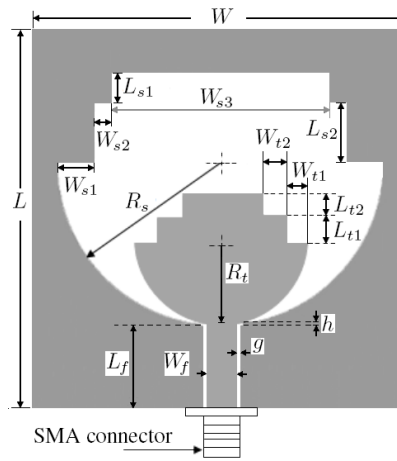
La technologie Ultra Large Bande (ULB) est approuvée par la Commission Fédérale de Communications (FCC) en Février 2002 [4.1]. Selon les réglementations de la FCC, la bande fréquentielle de 3.1GHz jusqu'à 10.6 GHz est réservée aux systèmes de communications sans fil haut débit et à courte portée. Dans ces systèmes, l'antenne UWB est devenue un élément clé qui nécessite un challenge de conception. Les antennes à fente de faible profil, et de fabrication facile avec une large bande passante ont attirés un grand intérêt. Beaucoup d'antennes de forme rectangulaire [4.2-4.5], triangulaire [4.6,4.7], circulaire [4.8,4.9], arc [4.6], anneau [4.10] et d'autres formes [4.11,4.12] ont été proposées pour des applications à bande étroite et large bande. Dans [4.13] un stub d'alimentation de forme « Fork-Like » est utilisé pour élargir la bande passante d'une antenne à fente en alimentation micro-ruban ; une bande passante de 1.1GHz (1.821 GHz- 2.912 GHz) est obtenue avec un gain de 3.5 dBi – 5 dBi dans la bande de fonctionnement. Dans [14] une antenne à grande fente rectangulaire est imprimée sur un substrat de 68 X 50 mm<sup>2</sup>, la bande passante mesurée à – 10dB est de 6.17 GHz (2.08 GHz to 8.25 GHz). Dans [4.4] une antenne à fente de forme carrée est alimentée par un guide d'onde rectangulaire (Coplanar Waveguide : CPW,) ce qui permet d'avoir une bande adaptée de 60%. Cette antenne à une taille de 72 X 72mm<sup>2</sup> et son gain varier entre 3.75 dBi et 4.88 dBi à l'intérieur de la bande de fonctionnement.

Il est clair que la bande passante de ces antennes ne peut pas servir pour le fonctionnement d'un système de communication UWB (3.1 - 10.6 GHz). Cependant dans la littérature, uniquement quelques antennes à fente en alimentation micro ruban ou CPW peuvent servir pour des applications UWB. Dans [4.15] une antenne à fente rectangulaire alimentée en CPW par un stub de forme U est proposée. La bande passante de cette antenne est de 110%, avec un gain de 1.9 dBi à 5.1 dBi. Malheureusement, elle a une taille de 100 X 100 mm<sup>2</sup>. La même chose pour [4.16], une antenne à fente circulaire a été proposée mais avec un rayon égal à 65.2mm. Dans [4.17] et [4.18] des antennes UWB à fente circulaire /elliptique alimentées en microstrip/CPW ont été proposées. La forme de stub d'alimentation pour chaque antenne concorde à la forme de la fente. D'autres antennes à fente UWB ont été proposées dans [4.19-4.25].

Cette partie de projet est consacrée à la proposition d'une nouvelle antenne imprimée à fente alimentée par une ligne microstrip, pour un système de communication radio sur fibre (RoF). L'antenne proposée est conçue pour fonctionner dans la bande 3.1GHz -10.6 GHz réservée aux systèmes de communication Ultra Large Bande (ULB ou UWB pour Ultra Wide Band en anglais). La synthèse de l'antenne est effectuée à travers une étude paramétrique de différentes dimensions. Le résultat est une antenne imprimée à fente de forme circulaire avec des marches d'escalier alimentée par un stub de même forme. Afin de démontrer l'efficacité de l'antenne proposée, les résultats de simulation numérique sont validés par des mesures expérimentales. Ces résultats sont présentés et discutés dans ce document.

### 4.1 Configuration de l'Antenne

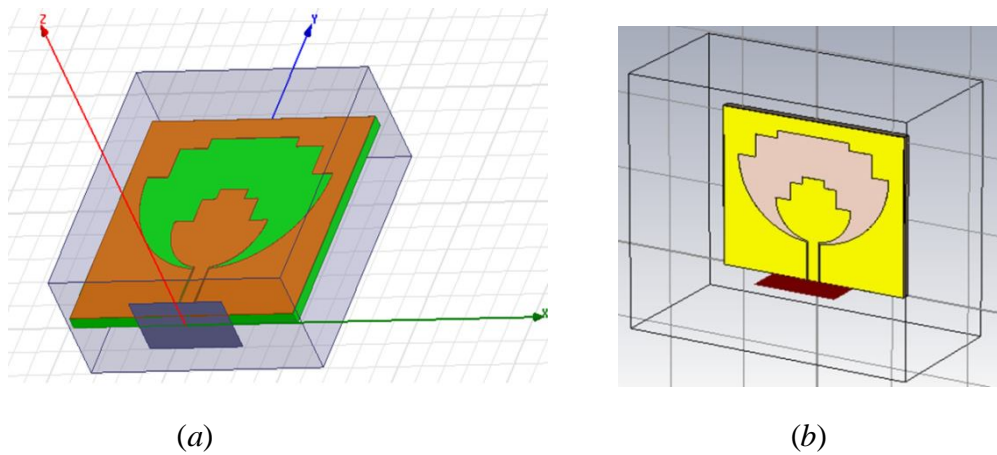
La géométrie de l'antenne UWB à fente proposée en alimentation CPW est représentée sur la figure 4.1. Un substrat PCB (Printed Circuit Board) de type FR4, caractérisé par une permittivité relative de 4.32, une perte tangente de 0.019 et une épaisseur de 1.59 mm, est utilisé. L'antenne proposée consiste à un plan de masse contient une fente de forme circulaire de rayon  $R_s$  avec deux marches d'escalier. Sur la même face une ligne microstrip de 50Ω de largeur  $W_f = 3 \text{ mm}$  terminée par un stub de forme similaire à celle de la fente.



**Figure 4.1 :** Géométrie de l'antenne UWB à fente circulaire avec marches d'escalier alimentée en CPW par un stub de même forme.

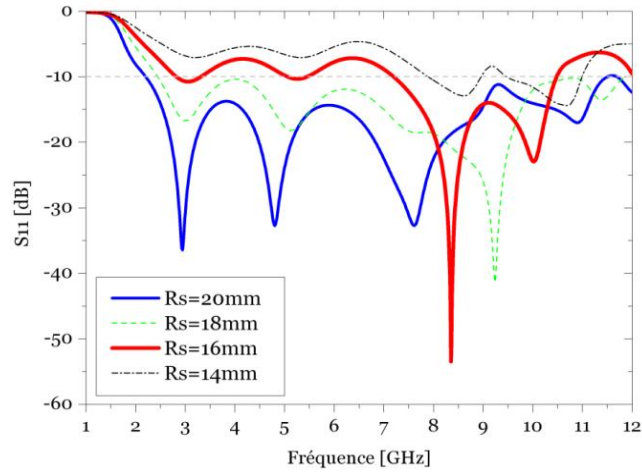
#### 4.2 Conception et Simulation de l'Antenne

L'antenne UWB proposée est définie par plusieurs paramètres géométriques. Afin d'élargir la bande passante de fonctionnement de cette antenne, il est indispensable d'optimiser ces paramètres. Nous avons vérifié l'effet de chacun sur les performances de l'antenne avec les simulateurs électromagnétiques Ansoft HFSS et CST Microwave studio. La figure 4.2 montre la structure de l'antenne dans les deux simulateurs.

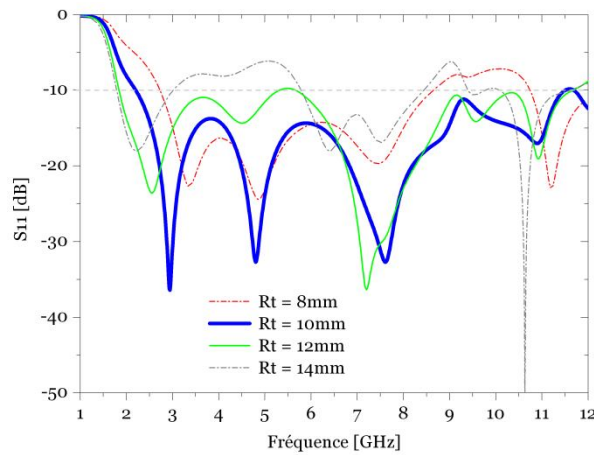


**Figure 4.2 :** Simulation de l'antenne UWB à fente proposée par deux simulateurs Electromagnétiques (a) ANSOFT HFSS (b) CST Microwave Studio

L'effet du rayon de la fente  $R_s$  et le rayon de Stub d'alimentation  $R_t$  sur la bande passante de l'antenne à -10 dB est étudié. La figure 4.3 montre les courbes de coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de  $R_s$  et  $R_t$ , respectivement.



(a)



(b)

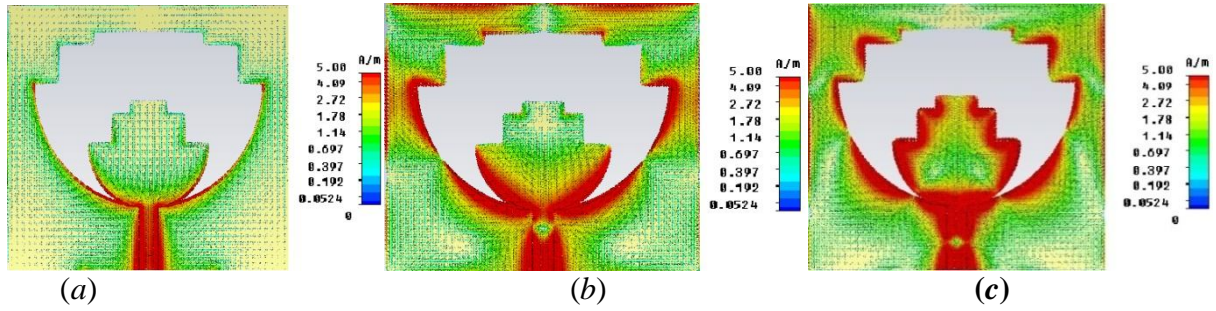
**Figure 4.3 :** Simulation de coefficients de réflexion de l'antenne à fente en HFSS pour différentes valeurs de (a) rayon de la fente  $R_s$  (b) rayon de stub  $R_t$

Il est clair que le rayon  $R_s$  modifie d'une manière significative la bande passante de l'antenne. Une bonne largeur de bande de 2.21 GHz à 11.5 GHz est trouvée pour un rayon  $R_s = 20 \text{ mm}$ . Pour le stub d'alimentation on a trouvé que  $R_t = 10 \text{ mm}$  correspond à la valeur optimale du rayon. Le Tableau 1 présente toutes les valeurs optimales de la géométrie proposée.

**Tableau 1.** Les valeurs optimales de la géométrie de l'antenne UWB proposée.

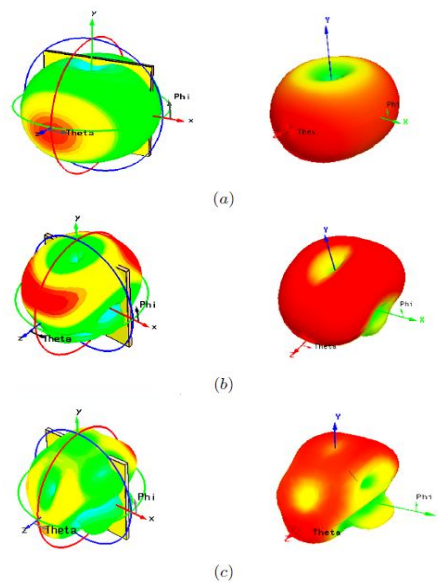
<i>Paramètre</i>	$W$	$L$	$Ws1$	$Ws2$	$Ws3$	$Ls1$	$Ls2$	$R_s$	$R_t$	$W_f$	$L_f$	$h$
<i>Valeur optimale</i>	48	42	4.5	3.5	21.5	2	6	20	10	3	10	0.4

Les distributions de la densité du courant surfacique de l'antenne UWB à fente pour trois fréquences 3 GHz, 7.6 GHz et 11GHz sont présentées, Figure 4.4. La densité de courant est concentrée principalement sur les extrémités de la fente et de stub.



**Figure 4.4 :** Simulation de la distribution de la densité de courant surfacic de l’antenne proposée par CST Microwave studio pour les fréquences (a)  $f=3$  GHz, (b)  $f=6$  GHz et (c)  $f=10$  GHz.

Le diagramme de rayonnement 3D du champ lointain de l’antenne UWB proposée est simulé en HFSS et CST Microwave studio pour les fréquences 3 GHz, 7.6 GHz et 11GHz. La figure 4.5 montre ces rayonnements dans le plan-H et plan-E.

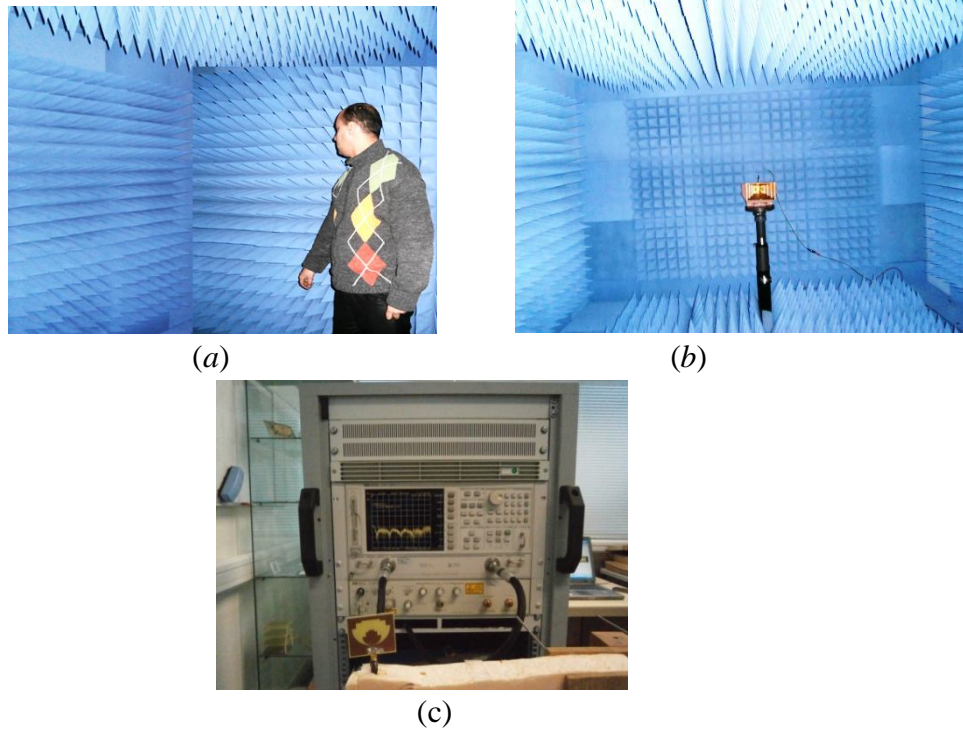


**Figure 4.5:** Diagramme de rayonnement en 3D de l’antenne UWB à fente simulée en HFSS (à droite) et CST Microwave (à Gauche) pour (a)  $f=3$  GHz, (b)  $f=6$  GHz et (c)  $f=10$  GHz.

### 4.3 Résultats expérimentaux

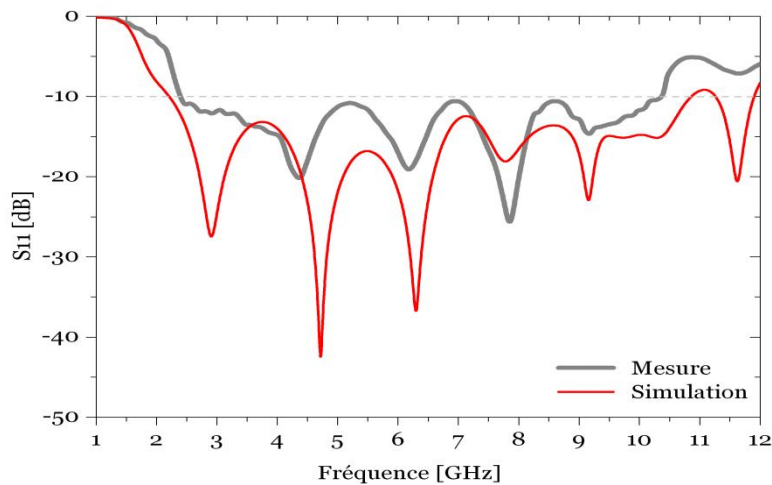
Le banc de mesure utilisé pour la caractérisation de l’antenne UWB à fente proposée se compose d’une chambre anéchoïde, une antenne de référence (Cornet) utilisé dans les mesures de rayonnement et de gain et un analyseur de réseau de type Agilent HP8720ES pour la mesure de l’adaptation, Figure 4.6.





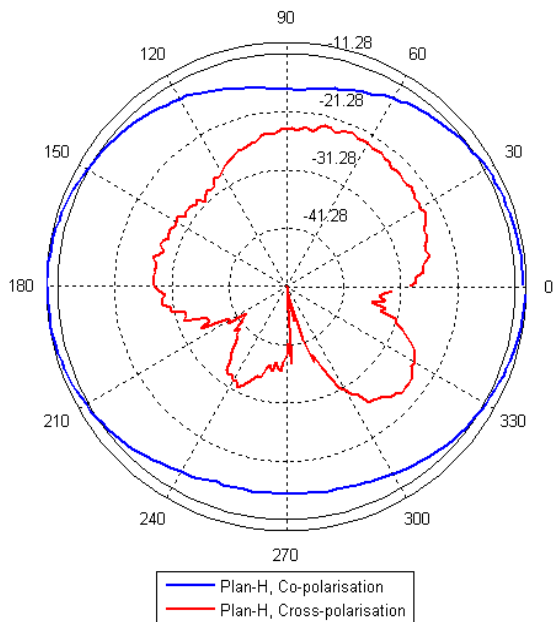
**Figure 4.6 :**Le banc de mesure utilisé pour la caractérisation de l'antenne proposée (a) La chambre anéchoïde, (b) L'antenne de référence et (c) l'analyseur de réseau.

La figure 4.7 illustre une comparaison entre les courbes de coefficients de réflexions simulés et mesurés de l'antenne UWB proposée.

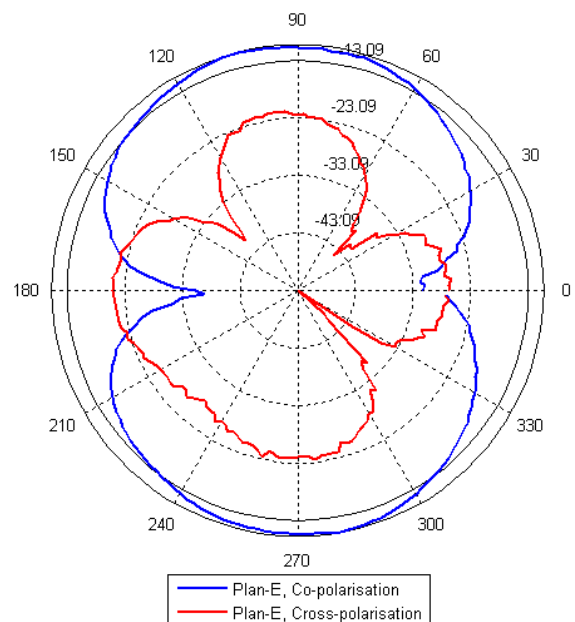


**Figure 4.7:** Comparaison entre les courbes de coefficients de réflexions simulés et mesurés de l'antenne UWB proposée.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est mesuré à l'intérieur d'une chambre anéchoïde. La figure 4.8 montre le diagramme de rayonnement dans le plan-H et le plan-E pour deux polarisations différentes.



(a)



(b)

**Figure 4.8:** Diagramme de rayonnement mesuré à 3GHz dans la chambre anéchoïde de l'antenne UWB à fente (a) dans le plan-H, (b) dans le plan-E

L'antenne UWB à fente présente un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel dans le plan-H. Dans le plan-E, le rayonnement est bidirectionnel. On remarque aussi que l'antenne proposée montre une très bonne symétrie de rayonnement.



## **5. Etude d'un système de transmission hybride (Radio sur Fibre) : Application à l'UMTS**

### **Introduction**

Face à une demande accrue en mobilité et en débit, de nouveaux systèmes de télécommunications sont actuellement entrain de voir le jour [5.1-5.5]. Ainsi la multiplication des téléphones cellulaires témoigne du développement en grande échelle des communications sans fil. Le développement des formats de multimédia de haute définition entraine ainsi une demande accrue en bande passante, en efficacité spectrale et en possibilité de multiplexage, dans le but d'accroître les capacités de transmission des systèmes. La translation des porteuses vers les fréquences plus élevées permet de répondre à la demande en bande passante, ce qui assure une flexibilité et une facilité d'utilisation.

Mais la limite principale des ondes millimétriques est une portée utile relativement courte par rapport aux micro-ondes [5.6]. Par conséquent, l'utilisation des ondes millimétriques nécessite de déployer un plus grand nombre de points d'accès radio pour assurer la couverture à très haut débit d'une même surface de référence que dans le cas des micro-ondes. Le réseau radio devient donc un réseau multicellulaire. Afin de gérer les différentes cellules d'un réseau multicellulaires à très haut débit, une solution prometteuse consiste à utiliser une infrastructure optique pour relier les différents points d'accès radio. Cette solution se base sur les technologies hybrides dites « radio-sur fibre ». Elle utilise de manière avantageuse un support de transmission optique capable de distribuer des signaux radiofréquence à des hauts débits tout en satisfaisant le besoin de mobilité [5.7].

Actuellement, l'utilisation de la technologie Radio-sur-Fibre, Radio over Fiber (RoF) en anglais, présente un intérêt grandissant au niveau des réseaux d'accès, notamment pour étendre la couverture des réseaux sans fils (2G, 3G, UWB...) dans les lieux publics. De ce fait, l'idée de la technologie RoF consiste à exploiter le spectre radio et profiter du spectre de la fibre optique. Elle assure un bon rapport coût-efficacité et permet le développement de systèmes de communication haut débit. Elle devra être multi-réseaux et multi-utilisateurs. La simulation portée sur le système radio sur fibre a montré que c'est un domaine prometteur qui permet aux usagers d'avoir un haut débit (>1Gbit/s) avec une grande flexibilité. Cette simulation met aussi en évidence le duplexage utilisé dans les réseaux radio-mobiles, en l'occurrence le réseau UMTS (Universal Mobile Telecommunications System).

### **5.1 Contexte des transmissions de signaux RF sur fibre optique**

Les supports de transmission conventionnels de types coaxiaux imposent de courtes distances de transmission. Les pertes induites augmentent avec la longueur du câble et la fréquence du signal électrique à transporter. La transmission de type coaxiale requiert des répéteurs intégrés dans le cas de transmissions supérieures à une certaine distance.

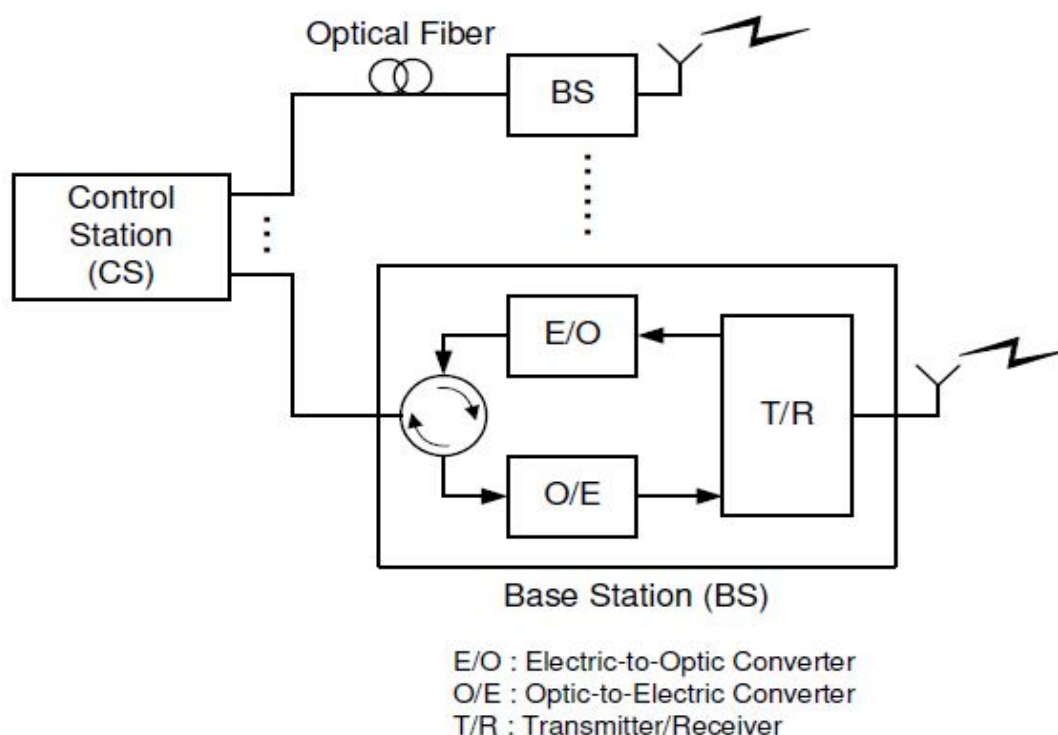
La fibre optique de part ses très faibles pertes induites, autorise une propagation sur de très longue distance sans qu'aucun système amplificateur ne soit intégré au sein de cette ligne de transmission. Elle présente de plus de très nombreux avantages: immunité aux perturbations électromagnétiques, très faibles poids et encombrement, fabrication peu coûteuse et surtout une immense bande spectrale.

Parallèlement à l'amélioration des composants et techniques purement optiques, de récents développements concernent les composants optoélectroniques d'émission (modulateurs) et de réceptions (photodiodes). Profitant alors de l'élargissement de la bande passante des

composants optoélectroniques, un nouveau domaine de transmission concerne le transport des signaux radio sur la fibre optique. La fibre optique s'offre alors comme un candidat potentiel pour le transport de signaux radiofréquence sur de courtes ou longues distances. La propagation du signal radiofréquence sur la fibre optique trouve alors de nombreux intérêts dans les systèmes de radio communication, de téléphonie mobile et de déport d'antenne.

Ainsi le terme Radio-sur-Fibre (RoF) fait référence à des techniques de génération et/ou de transmission de signaux radiofréquences (RF) par voie optique [5.1-5.9]. La technique de transmission RoF est basée principalement sur la modulation d'une porteuse optique par au moins un signal RF portant lui-même des données à transmettre. Les technologies Radio-sur-Fibre s'appuient sur des technologies de transmission par fibre optique pour distribuer des signaux RF entre une station centrale (CS) et des modules d'antennes distribués (ou Base Stations : BSs). Dans les systèmes de communication à bande étroite et les réseaux locaux sans fil, les fonctions de traitement de signaux RF, telles que la modulation et le multiplexage, sont exécutées au niveau de la station de base (BS) et immédiatement intégrées dans le module d'antenne. La technologie RoF rend possible la centralisation des fonctions de traitement du signal RF dans un emplacement partagé en utilisant la fibre optique afin de distribuer les signaux RF (voir la figure 5.1), la longueur d'onde de la porteuse optique est généralement choisie pour coïncider avec soit la fenêtre 1,3  $\mu\text{m}$ , à laquelle la norme fibre monomode à dispersion minimale, ou la fenêtre 1,55  $\mu\text{m}$ , au cours de laquelle son atténuation est minimale.

Les BSs sont considérablement simplifiées comme elles ne doivent effectuer que la conversion optoélectronique et les fonctions d'amplification. La centralisation des fonctions de traitement du signal RF permet le partage d'équipement, l'allocation dynamique des ressources et la simplification du système d'exploitation et de maintenance [5.7-5.9].

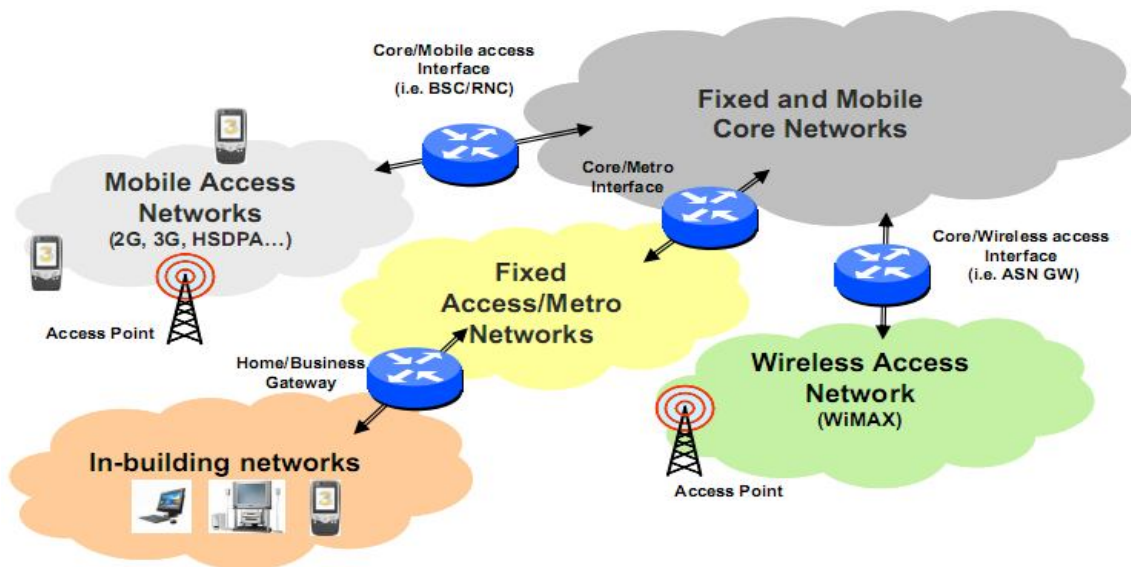


**Figure 5.1 :** Modèle d'un système radio-sur-fibre simplifié

Avec les tendances actuelles dans les réseaux cellulaires à la fois mobile et fixe, la technologie RoF réduit la taille des cellules pour accueillir plus d'utilisateurs et opère sur les micro-ondes / ondes millimétriques (mm -onde) des bandes de fréquences pour éviter la congestion spectrale dans les bandes de fréquences plus basses. Elle exige un grand nombre

de stations de base pour couvrir une zone de service, et le coût-efficacité BS est un élément clé de la réussite sur le marché.

Cependant les progrès technologiques et la compétition entre les opérateurs mobiles ont contribué à l'accroissement des communications sans fil [5.10]. Aujourd'hui trois différentes infrastructures marquent le déploiement pour l'accès, au réseau d'accès sans fil et mobile. La figure 5.2 illustre ces trois différentes infrastructures

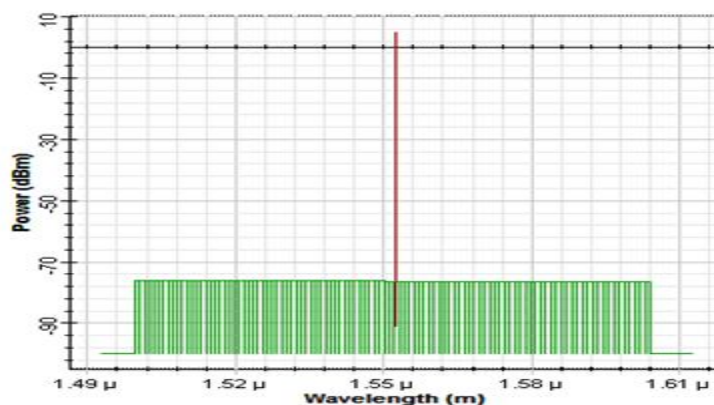


**Figure 5.2 :** Illustration des trois différentes infrastructures [5.9]

## 5.2 Simulation d'une Transmission Bidirectionnelle

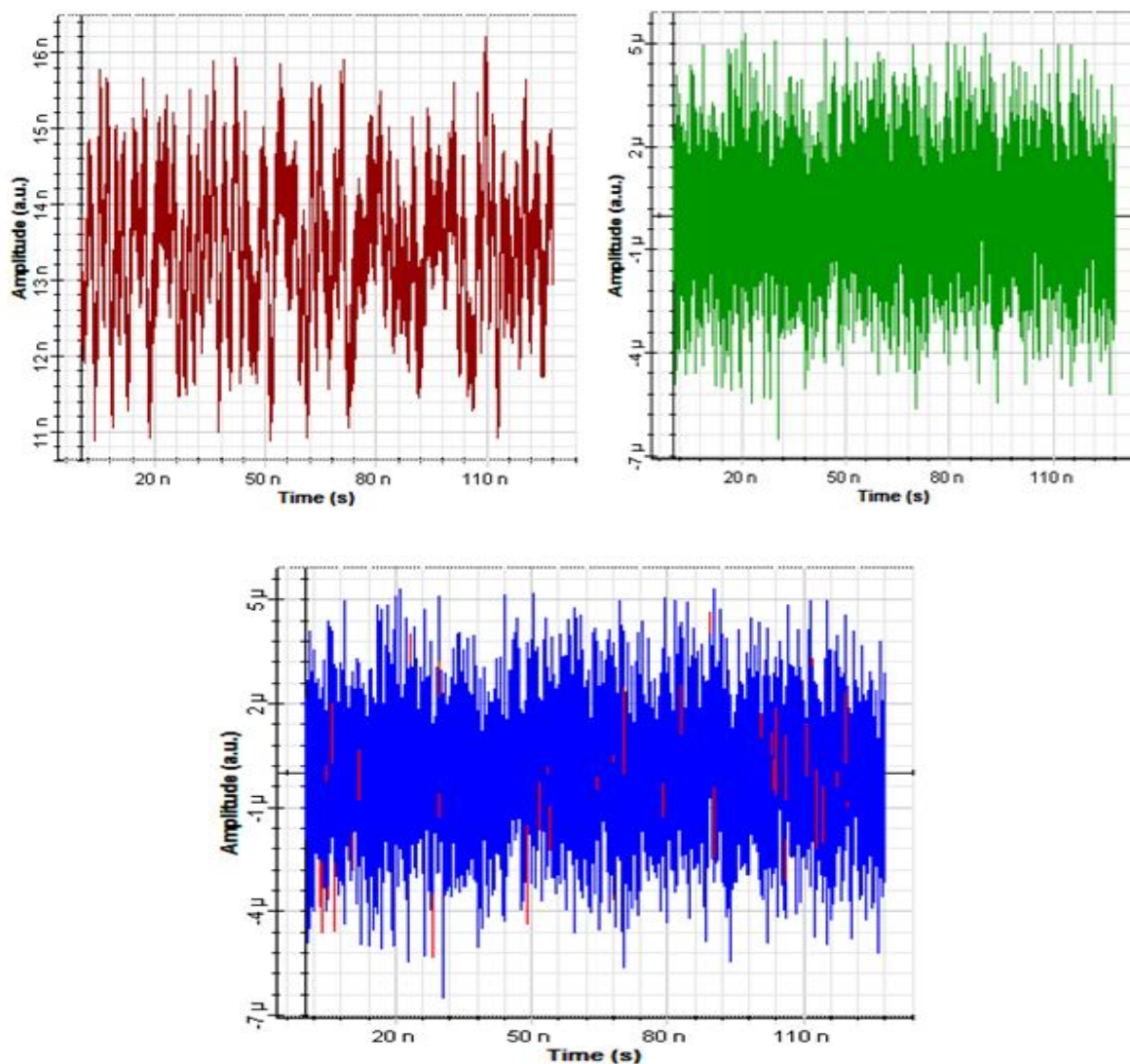
Comme la transmission se fait dans deux directions pour la plupart des systèmes, la fibre utilisée est bidirectionnelle. Elle est configurée de telle sorte qu'elle prend en compte les effets de dispersion et de non linéarité, l'auto-modulation de phase, la modulation de phase croisée ainsi que les effets de Raman et de Brillouin.

Dans cette étude nous avons pris la longueur d'onde de référence  $\lambda=1550\text{nm}$  avec une atténuation de  $0.22\text{dB/Km}$  pour une longueur  $L=10\text{km}$ . Ainsi le spectre obtenu est illustré à la figure 5.3.



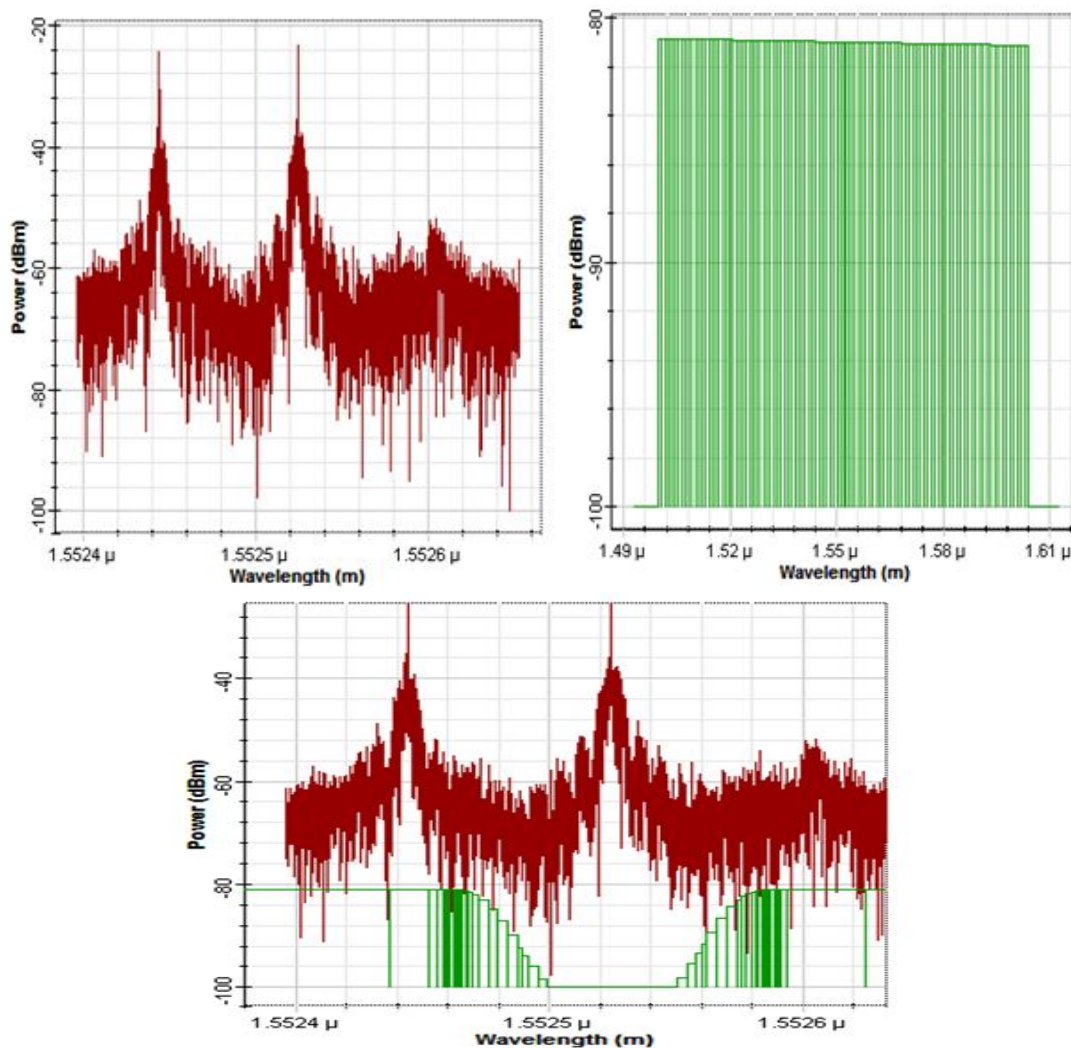
**Figure 5.3 :** Signal (rouge) +bruit (vert) à la sortie de la fibre optique dans la première direction.

Ainsi la photodiode PIN convertit le signal optique en photo-courant, la puissance obtenue est de  $-84.844$  dBm soit  $3.278$  pW. La figure 5.4 illustre l'influence du bruit dans la photodiode.



**Figure 5.4 :** Signal(en rouge), bruit (en vert) et signal+bruit (en bleu) à la sortie de la photodiode.

La figure 5.5 illustre le spectre à la sortie du modulateur optique



**Figure 5.5 :** Le signal (en rouge), le bruit (en vert) et le signal+bruit (en rouge+vert) à la sortie du modulateur optique

On remarque que le bruit est constant d'une puissance -81dBm mais fortement atténué par le filtre, on sait que le bruit dégrade le signal, ainsi il est fortement affaibli à la porteuse du laser avec la longueur d'onde autour de  $\lambda=1.55252 \mu\text{m}$  mais reste constant à la deuxième porteuse. De cette manière l'information module la porteuse laser de fréquence  $F=193.1\text{THz}$ . La puissance du signal à la sortie du modulateur est de -13.820 dBm soit  $41.494 \mu\text{W}$ .

### 5.3 Qualité de la transmission

L'étude de la transmission d'un signal radio dans une liaison optique nécessite l'analyse de la qualité de la transmission. Les trois principaux critères de qualité d'un signal radio transmis sont le diagramme de l'œil, le taux d'erreur binaire et le facteur de qualité.

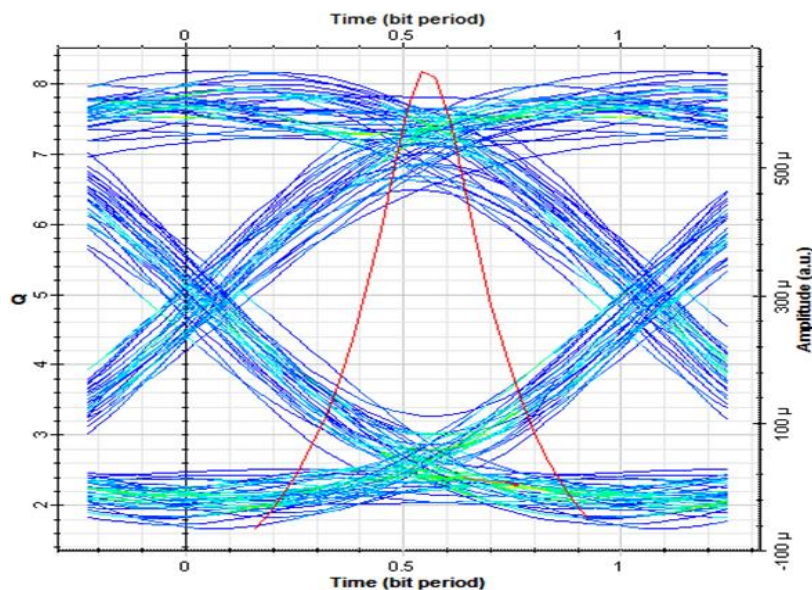
Cependant durant nos analyses avec toutes ces dégradations et malgré les solutions permettant de les compenser partiellement, ces dernières limitent la portée des liaisons. Ainsi la régénération permet de repousser la limite de portée des liaisons.

Le principe de la régénération est de diminuer les dégradations subies par le signal au cours de sa propagation à savoir principalement son atténuation, l'augmentation du bruit d'amplitude sur les symboles et l'apparition de gigue temporelle. La régénération peut s'échelonner en trois étapes : la régénération 1R pour l'étape de Ré-amplification; pour une régénération 2R du signal, s'ajoute à cette amplification une Remise en forme du signal qui tend à limiter le bruit d'amplitude; enfin la régénération 3R permet de compléter la

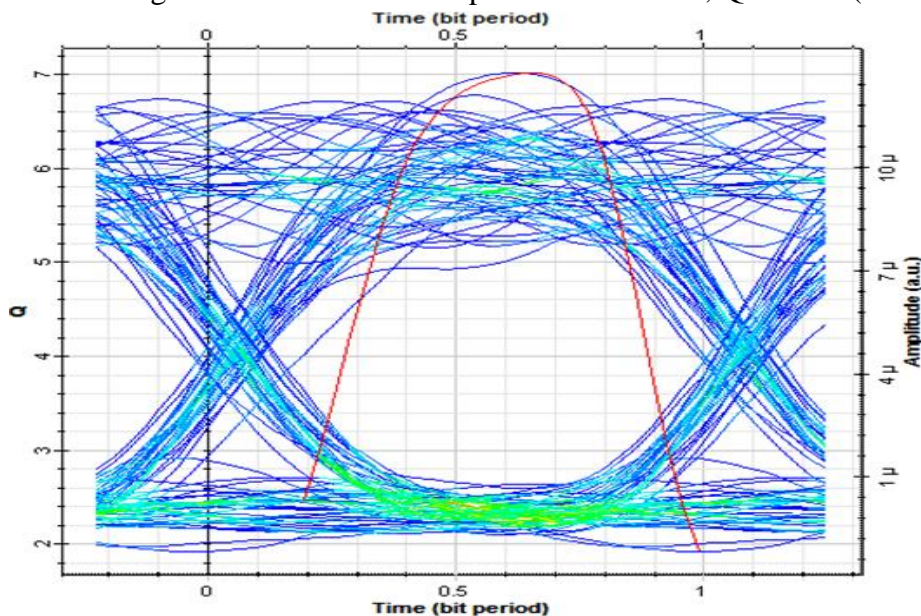


régénération 2R par une Resynchronisation des données pour limiter l'accumulation de gigue temporelle.

Après régénération, le signal est interprété à partir du diagramme de l'œil. Les figures 5.6 et 5.7 représentent respectivement le diagramme de l'œil dans la première et deuxième direction.



**Figure 5.6 :** Diagramme de l'œil dans la première direction, Q-facteur (en rouge).



**Figure 5.7 :** Diagramme de l'œil dans la deuxième direction, Q-facteur (en rouge).

Le diagramme de l'œil est la superposition de tous les symboles binaires du signal émis ; sa forme a donné son nom au diagramme. Il permet d'avoir une idée de la qualité du signal en termes de bruit d'amplitude, d'interférences entre symboles, de gigue temporelle.

La performance du récepteur est un facteur important pour la conception de systèmes optiques. La performance de tout le système dépend de celle du récepteur et de sa capacité à détecter les bits 1 et 0 du signal optique entrant. Le taux d'erreur binaire (TEB) ou BER (Bit Error Rate, BER) est un paramètre de mesure permettant d'évaluer les performances du récepteur. Pendant la transmission de données à travers un canal optique, le récepteur doit être capable de recevoir les bits individuellement sans erreurs. Une erreur a lieu quand le récepteur échoue à détecter un bit correctement. Ce sont généralement les imperfections du canal de transmission qui causent les erreurs. Le (TEB) est le rapport entre le nombre de bits erronés et le nombre de bits émis. A ces performances un moyen simple mais précis de mesure sur les performances du système est le facteur de qualité.

Dans la première direction nous avons obtenus un TEB de  $1.47823 \cdot 10^{-16}$  avec un facteur de qualité de 8.17416. Ceci montre une bonne efficacité de ce système dont nous observons une bonne ouverture de l'œil avec un TEB et un facteur de qualité d'une bonne transmission du signal radio sur fibre.

Dans la deuxième direction nous avons obtenu un TEB de  $9.63528 \cdot 10^{-13}$  avec un facteur de qualité de 7.0162. Ceci également montre une bonne efficacité de ce système dont nous observons une bonne ouverture de l'œil avec un TEB et un facteur de qualité d'une bonne transmission du signal radio sur fibre.

Avec la transmission bidirectionnelle nous pouvons déduire que l'information reçue avec la première direction présente une meilleure qualité de transmission par rapport à la deuxième. Cela est due que le signal véhiculé par la première direction est amplifié au préalable pour compenser les pertes de puissance et à son réception, il subit aussi une pré-amplification avant d'être démodulé. La puissance reçue avant régénération est de -76.714dBm. Par rapport à la deuxième direction la puissance reçue avant régénération est de -97.876dBm. Tous ceux-ci pour dire que la puissance joue un rôle important pour la transmission des signaux car la conversion optique électronique et inversement subit trop de pertes, donc les compensateurs de gain demeurent avantageux pour la transmission radio sur fibre.

# Conclusions

Dans ce projet, une étude approfondie a été faite sur les architectures par fibre optique en environnement cœur de réseaux, réseaux d'accès et réseaux de communication sans fil. Dans l'étude des dispositifs optiques, nous avons procédé, à travers la simulation puis l'expérimentation, à une optimisation des paramètres opto-géométriques d'un filtre biréfringent de type Lyot accordable en bande passante. Le comportement de cette famille de filtres en tant que filtres à réponse impulsionnelle finie nous a guidé à explorer les méthodes de synthèse pour concevoir des filtres biréfringents à fonctions de transfert de forme quelconque. Ainsi, nous avons simulé des filtres biréfringents à fonctions de transfert quelconques en utilisant deux algorithmes de synthèse. L'accordabilité dans ce type de structure a été mise en évidence via l'utilisation de cellules à cristaux liquides nématiques. Dans l'étude des réseaux de communication sans fil (réseaux 2G, 3G et UWB), nous avons évalué les performances de ces systèmes en tenant compte des différentes contraintes du canal radio-mobile ainsi que les systèmes UWB notamment le système MB-OFDM qui est actuellement en hybridation avec les systèmes de télécommunications sur fibre optique. Nous avons aussi simulé la partie micro-ondes d'une antenne UWB photonique. Ces travaux ont fait l'objet de publications et de communications internationales, ainsi que la soutenance de mémoires de Master et Magistère en Télécommunications.



# Bibliographie

- [1.1] D. Sadot and E. Boimovich, "Tunable Optical Filters for Dense WDM Networks", IEEE Commun. Mag. Vol 36, pp. 50-55, 1998.
- [1.2] K. Hirabayashi, and T. Kurokawa, "A tunable polarization-independent liquid-crystal Fabry-Perot interferometer filter", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol 4, pp. 740-742, 1992.
- [1.3] Badr-Eddine Benkelfat, Qin Zou, and Bruno Vinouze, "Low-voltage continuous tunable hybrid filter for tailored optical-bandwidth operation", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol 16, pp. 1098-1100, 2004.
- [1.4] B.-E. Benkelfat, Y. Gottesman, R. Hamdi, and M. Cheikh-bled," Continuously tunable single-frequency fiber laser based on novel hybrid Šolc filter", in Photonic Materials, Proceeding of SPIE, Vol 5840, pp. 774-780, 2005.
- [1.5] J.D. Downie, and A. Boh Ruffin, "Analysis of signal distortion and crosstalk penalties induced by optical filters in optical networks", J. Lightwave Technol., Vol 21, pp. 1876-1886, 2003.
- [1.6] K. Okamoto, M. Ishii, Y. Hibino and Y. Ohmori, "Fabrication of variable andwidth filters using arrayed-waveguide gratings", Electron. Lett., Vol 31, pp. 1592-1594, 1995.
- [1.7] Xinyong Dong, P. Shum, Xiufeng Yang, M.F. Lim and C.C. Chan, "Bandwidth-tunable filter and spacing-tunable comb filter with chirped-fiber Bragg gratings", Opt. Commun., Vol 259, pp. 645-648, 2006.
- [1.8] J.L. Cruz, A. Diez, M.V. Andres, A. Segura, B. Ortega, L. Dong, "Fibre Bragg gratings tuned and chirped using magnetic fields", Electron. Lett., Vol 33, pp. 235-236, 1997.
- [1.9] N.Q. Ngo, S.Y. Li, L.N. Binh and S.C. Tjin, "A phase-shifted linearly chirped fiber Bragg grating with tunable bandwidth", Opt. Commun., Vol 260, pp. 438-442, 2006.
- [1.10] Kyoungsik Yu; Solgaard, O., "Tunable Optical Transversal Filters Based on a Gires–Tournois Interferometer With MEMS Phase Shifters", J. of Selec. Top. in Quant. Elect., Vol 10, pp. 588-597, 2004.
- [1.11] E. Pawlowski, K. Takiguchi, M. Okuno, K. Sasayama, A. Himeno, K. Okamoto and Y. Ohmori, "Variable bandwidth and tunable centre frequency filter using transversal-form programmable optical filter", Electron. Lett., Vol 32, pp. 113-114, 1996.
- [1.12] B. Lyot,"The birefringent filter and its application in solar physics", ann. Astrophys., Vol. 7, pp. 31-36,1944.
- [1.13] G. D. Sharp and J. R. Birge," Retarder Stack Technology for Color Manipulation", Proceedings of the Society for Information Display, San Jose, California, 30, pp. 1072-1076, 1999
- [1.14] S. Saeed et al. Multispectrum, "spatially addressable polarization interference filter", J. Opt. Soc. Am., Vol. 19, pp. 2301-2312, 2002
- [1.15] K.E. Zoiros, C. O'Riordan and M.J. Connelly, "Semiconductor optical amplifier pattern effect suppression using Lyot filter", Electron. Lett., Vol. 45, No. 23, pp. 1187-1189, 2009

- [1.16] P.D. Kumavor, E. Donkor and B.C. Wang, "All-optical Lyot-filter-assisted flip-flop operation using a semiconductor optical amplifier", *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, Vol. 12, No. 4, pp. 697-701, 2006
- [1.17] N. Pleros, T. Houbavlis, G. Theophilopoulos, K. Vlachos, C. Bintjas and H. Avramopoulos, "SOA-based multi-wavelength laser sources", *Fiber Integr. Opt.*, Vol. 23, No. 4, pp. 263-274, 2004
- [1.18] O. Aharon, I. Abdulhalim, "Tunable optical filter having a large dynamic range", *Opt. Lett.*, Vol. 34, pp. 2114-2116, 2009.
- [1.19] D.F. Bendimerad, B.-E. Benkelfat, Y. Gottesman, O. Seddiki, B. Vinouze and R. Hamdi, "Contrast and finesse enhancement in a birefringent filter", *IEEE Phot. Tech. Lett.*, vol.23, pp. 1721-23, 2011
- [1.20] Rachid Hamdi, Badr-Eddine Benkelfat, Qin Zou, and Yaneck Gottesman, "Bandwidth tuning of hybrid liquid-crystal Solc filters based on an optical cancelling technique", *Opt. Commun.*, Vol. 269, n°1, pp. 64-68, 2007.
- [1.21] QianWang, Gerald Farrell and Yuliya Semenova, "Optimal design of birefringent filter with a flat-top passband", *J. Opt. A: Pure Appl. Opt.*, Vol. 8, N° 8, pp. 652–656, 2006
- [1.22] J. Li and S. T. Wu, "Infrared refractive indices of liquid crystals", *J. Appl. Phys.*, Vol. 97, pp. 1-5, 2005
- [2.1] S. E. Harris et al., "Optical Network synthesis Using Birefringent Crystals. I.Synthesis of Lossless Network of Equal-Length Crystals", *Journal of the Optical Society of America* Vol 54, N° 10, 1964.
- [2.2] E. O.Ammann, J. M. Yarborough," Optical Network Synthesis Using Birefringent Crystals.V.Synthesis of Lossless Networks Containing Equal-Length Crystals and Compensators", *Journal of the Optical Society of America*, Vol 56, N° 12, 1966.
- [2.3] R. J. Pegis, "An Exact Method for Multilayer Dielectric Films", *Journal of the Optical Society of America*, Vol 51, N° 11, 1961.
- [2.4] R.C.Jones,*J.Opt.Soc.Am.*Vol 31, N° 488,1941.
- [3.1] R.C.Jones,*J.Opt.Soc.Am.*Vol 31, N° 488,1941.
- [3.2] R.H. Chu, G.E. Town, Synthesis of birefringent equalizing filters for WDM dispersion compensation / *Optics Communications* 214 (2002) 147–154
- [3.3] T. W. Parks and C. S. Burrus, *Digital Filter Design*, Wiley, New York, 1987.
- [3.4] S. E. Harris et al., "Optical Network synthesis Using Birefringent Crystals. I.Synthesis of Lossless Network of Equal-Length Crystals", *Journal of the Optical Society of America*, Vol 54, N° 10, 1964.
- [3.5] R. J. Pegis, "An Exact Method for Multilayer Dielectric Films", *Journal of the Optical Society of America*, Vol 51, N° 11, 1961.
- [3.6] E. O.Ammann, J. M. Yarborough, "Optical Network Synthesis Using Birefringent Crystals. V.Synthesis of Lossless Networks Containing Equal-Length Crystals and Compensators," *Journal of the Optical Society of America*, Vol 56, N° 12, 1966.
- [3.7] Rui Hong Chu and Graham Town, Birefringent filter synthesis by use of a digital filter design algorithm, 3412 *APPLIED OPTICS*, Vol. 41, No. 17, June 2002

- [4.1] "Report and Order in the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems", Released by Federal Communications Commission, April 2002.
- [4.2] Y.W. Jang, "Broadband cross-shaped microstrip-fed slot antenna," *Electronics Letters*, 7th December 2000 Vol. 36 No. 25, pp 2056-2057.
- [4.3] J. Y. Chiou, J.-Y Sze and K.-L Wong, "A Broad-Band CPW-Fed Strip-Loaded Square Slot Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation on Antennas and propagation*, Vol. 51, No. 4, April 2003, pp. 719-721.
- [4.4] H. D. Chen, "Broadband CPW-fed Square Slot Antennas with A Widened Tuning Stub," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation on Antennas and propagation*, Vol. 51, No. 8, August 2003, pp. 1982-1986.
- [4.5] Y. F. Liu, K. L. Lau, Q. Xue and C. H. Chan, "Experimental studies of printed wide-slot antenna for wide-band applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.3, 2004, pp. 273-275.
- [4.6] W.-S. Chen and F.-M. Hsieh, "Broadband design of the printed triangular slot antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, June 20-25 2004, pp. 3733-3736.
- [4.7] E. A. Soliman, S. Brebels, E. Beyne and G. A. E. Vandenbosch, "CPW-fed cusp antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 22, No. 4, August 20 1999, pp. 288-290.
- [4.8] J.-Y. Sze, C.-I.G. Hsu and J.-J. Jiao, "CPW-fed circular slot antenna with slit back patch for 2.4/5 GHz dual-band operation " *IEE Proceedings Electronics Letters*, Vol. 42, No. 10, 11th May 2006.
- [4.9]. J.-S. Chen, "Dual-frequency annular-ring slot antennas fed by CPW feed and microstrip line feed," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation on Antennas and propagation*, Vol. 53, No. 1, January 2005, pp. 569-571.
- [4.10] W.-S. Chen, C.-C. Huang and K.-L. Wong, "A novel microstrip-line-fed printed semicircular slot antenna for broad band operation," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 26, No. 4, August 20 2000, pp. 237-239.
- [4.11] J. Yeo, Y. Lee and R. Mittra, "Wideband slot antennas for wireless communications", *IEE Proceedings Microwaves, Antennas Propagation*, Vol. 151, No. 4, August 2004, pp. 351 355.
- [4.12] J.-Y. Sze and K.-L. Wong, "Bandwidth Enhancement of a Microstrip -Line-Fed Printed Wide Slot Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation on Antennas and propagation*, Vol. 49, No. 7, July 2001, pp. 1020-1024.
- [4.13] H.-L. Lee, H.-J. Lee, J.-G. Yook and H.-K. Park, "Broadband planar antenna having round corner rectangular wide slot," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, 16-21 June 2002, pp. 460- 463.
- [4.14] R. Chair, A. A. Kishk and K. F. Lee, "Ultrawide-band Coplanar Waveguide-Fed Rectangular Slot Antenna," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letter*, Vol. 3, No. 12, 2004, pp. 227-229.
- [4.15]. G. Sorbello, F. Consoli and S. Barbarino, "Numerical and experimental analysis of a circular slot antenna for UWB communications," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 44, No. 5, March 5 2005, pp. 465-470.
- [4.16] E. S. Angelopoulos, A. Z. Anastopoulos, D. I. Kaklamani, A. A. Alexandridis, F. Lazarakis, and K. Dangakis, "Circular and Elliptical CPW-Fed Slot and Microstrip-

- Fed Antennas for Ultra wideband Applications,” IEEE antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 5, 2006, pp. 294-297.
- [4.17] T.A. Denidni and M.A. Habib, “Broadband printed CPW-fed circular slot antenna,” Electronics Letters Vol. 42 No. 3, 2nd February 2006.
- [4.18] P. Li, J. Liang, and X. Chen, “Study of Printed Elliptical/Circular Slot Antennas for Ultra wideband Applications,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 6, June 2006, pp. 1670-1675.
- [4.19] Hossain, S. Noghianian and S. Pistorius, “A CPW fed ultra wide band (uwb) taper arc slot antenna,” EMTS 2007 International URSI Commission B – Electromagnetic Theory Symposium, Ottawa, ON, Canada, July 26-28, 2007.
- [4.20] S. Sadat, M. Fardis, F. Geran, and G. Dadashzadeh, “A compact microstrip square ring slot antenna for UWB applications,” Progress In Electromagnetics Research, PIER 67, 2007, pp. 173-179.
- [4.21]. S. Sadat and M. Houshmand, “Design of a microstrip square-ring slot antenna filled by an H-shape slot for uwb applications,” Progress In Electromagnetics Research, PIER 70, 2007, pp. 191-198.
- [4.22] F. Geran, G. Dadashzadeh, M. Fardis, N. Hojjat and A. Ahmadi , “Rectangular Slot with a Novel Triangle Ring Microstrip Feed for UWB Applications,” Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol.21, Issue 3, 2007, pp. 387-396
- [4.23] A. Siahcheshma, C. Ghobadib and J. Nouriniac, “Design of a Quasi-Isosceles Triangle Slot Antenna for UWB Applications,” Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 22, Issue 5-6, 2008, pp. 749-757.
- [4.24] S. Noghianiana and M. K. Jungb, “Ultra Wide Band Planar Slot Antenna,” Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 22, Issue 8-9, 2008, pp. 1299-1308.
- [4.25] S. cheng, P. Hallbjorner, and A. Rydberg, “Printed slot planar inverted cone antenna for ultra wideband applications,” IEEE Antennas and Wireless propagation Letters, Vol. 7, 2008, pp. 18-21.
- [5.1] Naoto Yoshimoto, “Recent R&D Trends in Broadband Optical Access System Technologies towards the Second-generation FTTH Era in Japan,” PIERS Proceedings, pp.520-523, Marrakesh, Morocco, Mar. 20-23, 2011.
- [5.2] Redhwan Q. Shaddad, Abu Bakar Mohammad, and Abdulaziz M. Al-Hetar, “Performance Parameter of Hybrid Wireless-optical Broadband-access Network (WOBAN): A Study on the Physical Layer of Optical Backhaul and Wireless Front-end,” PIERS Proceedings, pp. 953-957, Marrakesh, Morocco, Mar. 20-23, 2011.
- [5.3] Kazuhiko Wakamori, Kamugisha Kazaura, and Ikuo Oka, “Experiment on Regional Broadband Network Using Free-Space-Optical Communication Systems,” IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. 25, No. 11, pp. 3265-3273, 2007.
- [5.4] Davide Visani, Giovanni Tartarini, Luigi Tarlazzi, and Pier Faccin, “Transmission of UMTS and WIMAX Signals Over Cost-Effective Radio Over Fiber Systems,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 19, No. 12, pp. 831-883, 2009.
- [5.5] Chedlia Ben Naila, Abdelmoula Bekkali, Kazuhiko Wakamori, and Mitsuji Matsumoto, “Performance Analysis of CDMA-Based Wireless Services Transmission Over a Turbulent RF-on-FSO Channel,” Journal of Optical Communications and Networking, Vol. 3, No. 5/, pp. 475-486, MAY 2011.

- [5.6] P. Bouchet, J.P. Mon, F. Krief, and M. Schwartz, "Wireless LAN architecture for mobile communications at millimeter wavelength," in Proceedings of the 20th EUROMICRO Conference, pp. 679 – 685, Sep. 05 -08, Liverpool, England, 1994.
- [5.7] S. Sarkar, S. Dixit, and B. Mukherjee, "Hybrid Wireless-Optical Broadband-Access Network (WOBAN): A Review of Relevant Challenges," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 25, no. 11, pp. 3329 – 3340, november 2007.
- [5.8] H.Chettat, S.L.Mokhtar, Y.Bouslimani et H.Hamam, "Les systèmes Hybrides Fibre/Sans-fil: Applications, Limitations et Approches de Résolutions," 4th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications, Inc., pp.1-5, March 25-29, 2007.
- [5.9] A. Pizzinat, P. Chanclou, F. Frank, B. Charbonnier, P. Niger, B. Landousies, P. Herbelin, J-M. Picard, and J-P. Charles, "Infrastructure convergence for fixed and mobile access networks," France Telecom - Orange Labs Research and Development, Inc., pp 1-22, 2009.
- [5.10] C. Yizhuo Yang Lim, A. Nirmalathas, "Experimental demonstration of a downlink multi-channel Hybrid Fiber-Radio using digitized RF-over-fiber technique," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), pp.748 – 751, 23-28 May, Anaheim, CA, 2010.

# Annexes

## - PUBLICATIONS INTERNATIONALES: 03

- ☞ D-F. Bendimerad, B-E Benkelfat, Y. Gottesman, O. Seddiki, B. Vinouze, and **R. Hamdi**, "Contrast and Finesse Enhancement in a Birefringent Filter," IEEE Photonics Technology Letters (PTL), vol. 23, no. 22, pp. 1721 – 1723, 2011.  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6020741>
- ☞ Bendimerad, D.F., Benkelfat, B., **Hamdi, R.**, Gottesman, Y., Seddiki, O., and Vinouze, B, "Channel Equalization and Bandwidth Tuning Using a LC-Based Tunable Hybrid Birefringent Filter," IEEE Journal of Lightwave Technology (JLT), vol. 30, no.13, pp.2103-2109, 2012.  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6177202>
- ☞ **D. Abed, S. Redadaa**, and H. Kimouche, "Printed ultra-wideband stepped-circular slot antenna with different tuning stubs," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 27, n°.7, pp.846-855, 2013. DOI:10.1080/09205071.2013.789409  
<http://www.tandfonline.com/toc/tewa20/current#.UYEm7EoZYqU>

## - COMMUNICATIONS INTERNATIONALES : 02

- ☞ **Djamel ABED and Salah Redadaa**, "Statistical Modeling of TR-UWB System under MUI and Impulsive S-a-S Interference," in Proc. 9th IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS 2012), Paris, France, Aug. 2012, pp. 1074–1077.  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6328533>
- ☞ **Rachid Hamdi**, Farha, Robert Mikhael; **Redadaa, Salah**; Benkelfat, Badr-Eddine; **Abed Djamel; Halassi, Abdelrezaq; Boumakh, Yassine**, "Optical bandpass Lyot filter with tunable bandwidth", in Proc. 19<sup>th</sup> IEEE International Conference on Telecommunications (ICT 2012), Jounieh, Lebanon, Apr. 2012, pp. 1-4.  
<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6221231>

## - COMMUNICATIONS NATIONALES : 02

- ☞ **HALASSI Abd el Rezaq, HAMDY Rachid et BOUMAKH Yassine**, "Synthèse d'un Filtre Biréfringent Hybride à Cristaux Liquides ayant une Fonction de Transmission de Forme Quelconque," Première Conférence Nationale sur les Télécommunications «CNT'2012», 11 et 12 Novembre 2012, Guelma, ALGERIE.
- ☞ Saidani Samir et **Redadaa Salah**, "Performance de la Technique DS-CDMA en Communication Radio-Mobile 3G," Première Conférence Nationale sur les Télécommunications «CNT'2012», 11 et 12 Novembre 2012, Guelma, ALGERIE.

## - SEMINAIRES : 07

- ☞ **HALASSI Abd El Rezaq, HAMDY Rachid et BOUMAKH Yassine**, "Synthèse d'une Lame Achromatique Reconfigurable à base de Lames Biréfringentes en Quartz," Première Journée Doctorale en Télécommunications «JDT'2013», 28 Avril 2013, Guelma, ALGERIE.
- ☞ **Narimane HADJADJI & HAMDY Rachid**, "Analysis of NRZ-OOK Modulation Format for DWDM System," Première Journée Doctorale en Télécommunications «JDT'2013», 28 Avril 2013, Guelma, ALGERIE.
- ☞ **Djamel Abed & Salah Redadaa**, "Multiuser Interference Analysis in UWB communication Systems," Première Journée Doctorale en Télécommunications «JDT'2013», 28 Avril 2013, Guelma, ALGERIE.
- ☞ **HAMDY Rachid, HALASSI Abd el Rezaq, BOUMAKH Yassine** et Badr-Eddine BENKELFAT, "Accordabilité de la Bande Passante des Filtres de Lyot," 1<sup>ère</sup> Journée Scientifique sur les Télécommunications « JST'2011», 20 Nov. 2011, Guelma, ALGERIE.
- ☞ **Yassine BOUMAKH, Abd el Rezaq HALASSI, et Rachid HAMDY**, "Synthèse des Filtres Biréfringents par l'Utilisation d'un Algorithme de Conception de Filtres Numériques," 1<sup>ère</sup> Journée Scientifique sur les Télécommunications «JST'2011», 20 Nov. 2011, Guelma, ALGERIE.

- ☐ **Djamel Abed & Salah Redadaa**, "Problème d'Interférences dans les Communications Ultra Large Bande," 1ère Journée Scientifique sur les Télécommunications « JST'2011 », 20 Nov. 2011, Guelma, ALGERIE.
- ☐ **Abdelrezaq Halassi, Yassine Boumakh, et Rachid Hamdi**, "Synthèse d'un Compensateur de Dispersion Chromatique à Base des Lames à Cristaux Liquides," 1ère Journée Scientifique sur les Télécommunications « JST'2011 », 20 Nov. 2011, Guelma, ALGERIE.

### **- PAGES DE GARDES DE MEMOIRES DE MAGISTERES SOUTENUS : 03**

- ☐ HALASSI Abdel Rezaq, "Contribution à l'étude des filtres à interférences en polarisation : Synthèse des filtres à gabarits prédéfinis pour les réseaux de télécommunications optiques", Mémoire de magister soutenu sous la direction du Dr. **HAMDI Rachid**, Université 8 mai 1945 Guelma, Juin 2012.
- ☐ BOUMAKH Yassine, "Contribution à l'étude de dispositifs composants dédiés aux réseaux à fibre optique reconfigurables, "Mémoire de magister soutenu sous la direction du Dr. **HAMDI Rachid**, Université 8 mai 1945 Guelma, Juin 2012.
- ☐ SAIDANI Samir, "Contribution à l'Evaluation des Performances des Systèmes de Communications Mobiles ", Mémoire de magister soutenu sous la direction du Dr. **REDADAA Salah**, Université 8 mai 1945 Guelma, Juin 2012.

### **- PAGES DE GARDES DE MEMOIRES DE MASTERS SOUTENUS : 05**

- ☐ CHERAIET Zeyneb & LAYADA Amel, "Conception d'un système de transmission multiplexé en longueur d'onde par OptiSystem", Mémoire de master soutenu sous la direction du Dr. **HAMDI Rachid**, Université 8 mai 1945 Guelma, Mai 2013.
- ☐ BOUGHAZI Soumia & HAMROUNI Chafia, " Réduction des interférences dans les systèmes radio-mobiles ", Mémoire de master soutenu sous la direction du Dr. **REDADAA Salah**, Université 8 mai 1945 Guelma, Mai 2013.
- ☐ GUEYE Mbaye & TINE Ommar, " Filtres optiques à réponse impulsionnelle finie (RIF), filtres à coefficients réels ", Mémoire de master soutenu sous la direction du Dr. **HAMDI Rachid**, Université 8 mai 1945 Guelma, Juin 2012.
- ☐ BARO Abdoul Aziz & RAKHIS Zakaria, "Etude d'un système de Transmission Hybride (Radio sur fibre) : Application à l'UMTS", Mémoire de master soutenu sous la direction du Dr. **REDADAA Salah**, Université 8 mai 1945 Guelma, Juin 2012.
- ☐ KAMOUCHE Abdelkarim & BELHADI Zineb, "Etude d'un système de communication MIMO-STBC MB-OFDM ", Mémoire de master soutenu sous la direction de Mr. **ABED Djamel**, Université 8 mai 1945 Guelma, Juin 2012.

## Information financière

### Etat de consommations du budget de fonctionnement « PNR12 »

<b>PNR</b>	<b>N°12</b>
Chef du projet	Rachid HAMDI
Intitulé du projet	Contribution à l'amélioration des performances des dispositifs dédiés aux systèmes de télécommunications par fibre optique
Crédits alloués	1 500 000,00 DA
Crédits consommés	1 116 868,01 DA
Reliquat	383 131,99 DA