



**HAL**  
open science

# Architectures optiques / optoélectroniques haute densité dédiées au calcul et aux traitement des signaux

Sonia Elwardi-Ben Amor

► **To cite this version:**

Sonia Elwardi-Ben Amor. Architectures optiques / optoélectroniques haute densité dédiées au calcul et aux traitement des signaux. Réseaux et télécommunications [cs.NI]. Institut National des Télécommunications; École supérieure des communications de Tunis (Tunisie), 2015. Français. NNT : 2015TELE0001 . tel-01257219

**HAL Id: tel-01257219**

**<https://theses.hal.science/tel-01257219v1>**

Submitted on 16 Jan 2016

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

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



**Thèse de doctorat de Télécom SudParis dans le cadre de l'école doctorale S&I  
en co-accréditation avec l'Université d'Evry-Val d'Essonne**

*Spécialité : Sciences et Technologie de l'Information et de la Communication*

**En cotutelle avec l'Université de Carthage de Tunis  
Ecole Supérieure des Communications de Tunis**

*Spécialité : Technologie de l'Information et de la Communication*

*Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de Docteur de Télécom SudParis  
(France) et de Docteur en Technologie de l'Information et de la Communication  
(Tunisie)*

## **« Architectures Optiques/Optoélectroniques Haute Densité dédiées au Calcul et aux traitement des signaux »**

**Mme Sonia ELWARDI épouse BEN AMOR**

*Soutenue le 14/01/2015 devant le jury composé de :*

**Mr. Pierre PELLAT-FINET  
Mr. Rabah ATTIA  
Mr. Jihad ZALLAT  
Mr. Badr-Eddine BENKELFAT  
Mr. Mourad ZGHAL**

*Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Directeur de thèse  
Directeur de thèse*

Thèse n° : 2015TELE0001

# Dédicaces

« Les mots manquent aux émotions. »  
*Victor Hugo*

A mon époux Imed,  
dont l'amour et la patience ont été un soutien constant au cours de cette période.

A mon fils Yussuf,  
qui remplit chaque instant de ma vie d'un bonheur extrême.

A toi, ma petite fille Jouri  
Tu fais la joie dans mon cœur. Tu émerveilles ma vie par ta présence. Je t'aime d'un amour inconditionnel.

A mes parents  
Pour le soutien et l'encouragement qu'ils m'ont prodigués tout au long de ma scolarité.

A ma famille et ma belle famille  
Pour l'encouragement et le soutien qu'ils ont manifestés tout au long de mon parcours.

**Je vous aime**

# Remerciements

« Le monde est dangereux à vivre !  
Non pas tant à cause de ceux qui font le mal,  
mais à cause de ceux qui regardent et laissent faire. »  
*Albert Einstein*

A l'issue de la rédaction de ce manuscrit, je suis convaincue que la thèse est loin d'être un travail solitaire. En effet, je n'aurais jamais pu réaliser ce travail doctoral sans le soutien d'un grand nombre de personnes dont la générosité, la bonne humeur et l'intérêt manifestés à l'égard de ma recherche m'ont permis de progresser dans cette phase délicate de « l'apprenti chercheur ».

Tout d'abord, je tiens à remercier vivement mon directeur de thèse coté Tunisien *M. Mourad ZGHAL* Professeur à l'Ecole Supérieure des Communications de Tunis (Sup'Com), pour la confiance qu'il m'a accordée en acceptant d'encadrer cette thèse, pour ses multiples conseils et pour toutes les heures qu'il a consacrées à encadrer cette recherche. Enfin, j'ai été extrêmement sensible à sa grande disponibilité et son respect sans faille des délais serrés de relecture des documents que je lui ai adressés.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mon respect envers *M. Badr-Eddine BENKELFAT*, mon directeur de thèse côté français, Professeur et Directeur du département Electronique et Physique de Télécom SudParis (TSP), qui avec une extrême gentillesse m'a accueilli au sein de son équipe en m'ouvrant les portes de son laboratoire. Il m'a apporté, en permanence son soutien, dans la façon d'aborder ce travail, de réfléchir au sujet, en me posant les questions. Je ne saurais dire à quel point j'ai eu plaisir à discuter avec lui et combien j'ai apprécié ses multiples compétences et ses qualités humaines d'écoute et de compréhension tout au long de ce travail de recherche.

Je remercie vivement Monsieur *Rabah ATTIA*, Professeur à l'Ecole Polytechnique de Tunisie et Monsieur *Pierre PELLAT-FINET*, Professeur à l'Université de Bretagne Sud, pour l'attention toute particulière portée à l'évaluation de mon travail.

Egalement, je remercie Monsieur *Jihad ZALLAT*, Professeur à Télécom Physique Strasbourg, pour avoir bien voulu examiner ces travaux.

Je remercie vivement *M. Ayman ALFALOU*, Professeur à ISEN Brest, pour son aide très précieuse pour les études axées sur le traitement optique des images. Ses conseils et sa disponibilité m'ont permis de progresser. Monsieur, j'ai extrêmement apprécié vos compétences scientifiques et vos qualités humaines.

Je remercie également tous les personnels et les enseignants de Sup'Com en particulier *M. Adel GHAZEL* pour m'avoir accueilli dans son laboratoire de recherche Gres'Com. Je remercie aussi *M. Riadb ABDELATAH*, Maître de Conférences à Sup'Com avec qui j'ai eu l'opportunité de travailler sur les aspects « traitement d'images ».

Je remercie également tous le personnel et les enseignants chercheurs de TSP, qui m'ont aidé de près ou de loin, pendant mes séjours à TSP. Je cite particulièrement *Mme Catherine Lepers*, Professeur et responsable du groupe optique, *M. Alain Lebegue*, Directeur d'Etudes, avec qui j'ai eu l'honneur de travailler et de discuter, *M. François Delavault*, Chargé d'Enseignement et de Recherche et *M. Yaneck Gottesman*, Maître de Conférences pour leurs disponibilités, leurs soutiens et leurs aides.

Un grand merci à *Patricia Fixot*, assistante du département EPh à TSP pour son aide administrative durant mes séjours.

Je tiens à remercier *Mme. Rim Cherif*, maître assistante à la faculté des sciences de Tunis et *Mme. Nadia Khouja*, maître assistante à l'Institut Supérieur des Etudes Technologiques en Communications de Tunis, pour leurs remarques et leurs lectures minutieuses de ce manuscrit. Leur aide m'a été précieuse.

Je tiens à remercier également tous ceux avec qui j'ai partagé des très bons moments : *Leila, Selma, Mohamed, Amine, Imen, Selwa, Djalal, Rachid,...*

Bien entendu, mes sentiments vont droit à ma famille, je remercie mes parents qui m'ont toujours soutenu et encouragé. Je remercie également mon époux, d'avoir toujours été présent dans les bons comme dans les mauvais moments et de m'avoir toujours soutenu. Cette thèse, tu y es pour beaucoup !

Egalement, je remercie mon frère *Sami* qui m'a aidé durant mes séjours en France. Une pensée particulière va à ma sœur *Hedia* et mes deux frères *Hatem* et *Nabil*. Je remercie pour finir ma belle-famille pour le soutien et la compréhension qu'elle m'a consentis durant toute la période de mes études.

# Résumé

Les travaux développés dans ce manuscrit de thèse concernent la proposition et la mise au point d'une nouvelle architecture optique basée sur la modulation de cohérence (MC) d'une source à spectre large dédiée aux calculs arithmétiques et au traitement des signaux. La modulation de cohérence de lumière est une technique particulière de codage optique qui autorise, entre autres, le multiplexage des signaux à travers une seule porteuse. Les signaux à traiter sont codés en MC par le biais de paires modulateur de lumière/lame de phase placées en série et éclairées par un seul faisceau de lumière polarisée. Cette technique est basée sur l'introduction d'un retard optique supérieur à la longueur de cohérence de la source utilisée. La validation expérimentale de l'approche proposée pour la réalisation d'opérations arithmétiques, telles que la somme et la soustraction, a été effectuée par le biais de signaux temporels. Différentes formes et fréquences des signaux ont été testées et ont parfaitement validé l'approche. L'impact du cross-talk des signaux et de la divergence du faisceau gaussien sur la qualité des opérations effectuées a été étudié. Ces effets se traduisent par un bruit de modulation d'intensité affectant le résultat des opérations effectuées. Dans ce travail, nous avons proposé des solutions permettant de minimiser son impact.

L'originalité de la technique proposée est qu'elle permet la réalisation d'opérations multiples entre plusieurs signaux. Des tests ont été réalisés sur des images à deux et plusieurs niveaux de gris. Les résultats obtenus ont été évalués par les figures de mérite incluant le rapport signal sur bruit (SNR, signal to noise ratio), le rapport signal/bruit crête à crête (PSNR, peak signal to noise ratio) et l'erreur quadratique moyenne (MSE, mean squared error). Enfin, nous avons appliqué la technique à la cryptographie par contenu. Nous avons démontré la performance et la robustesse de la technique.

Comme perspectives de ce travail, nous envisageons exploiter d'avantage la technique dans le domaine de la cryptographie (ie: utilisation d'une phase aléatoire pour le codage des images). De

plus, une extension de l'étude à la compression des images sera utile. Une autre perspective de ce travail de recherche est l'étude de l'impact de l'incohérence spatiale sur le codage et le décodage des signaux.

**Mots clés :** Cohérence optique, Multiplexage de cohérence, Biréfringence optique, Addition et soustraction des signaux, Traitement optique des images, Lumière polarisée, Architecture électro-optique

# Abstract

In this thesis, we study and developed the use of coherence multiplexing (also called path-difference, by analogy with WDM optical communications) to achieve simultaneous coding and decoding of analogue signals. The coherence modulation of light consists in encoding a signal on a light beam as an optical path-difference larger than its coherence length. This opens the way to the use of broadband sources in systems that thought to be restricted to quasi-monochromatic light. The different signals to be processed are encoded by using an Electro-optic Modulator and a birefringent plate placed between two polarizers.

First, we have shown how the coherence multiplexing process can be exploited to achieve parallel real-time all optical signal addition and subtraction. Then, we have studied the impact of the crosstalk, due to the imperfection of the opto-geometrical parameters of the elements in the architecture, in the quality of the obtained results. The second part of the work consists of the validation of the technique to image signals. Thus, we have tested both image with binary and several gray levels. Also, we have confirmed that the method can be used for simple and multiplex encoding module. After that, we have evaluated the performance of the processor as a function of the continuous optical path-difference ratio in terms of Signal to Noise Ratio (SNR), Mean Square Error (MSE) and Peak to peak Signal to Noise Ratio (PSNR).

Finally, we have tested the coherence multiplexing method to the encryption method based on merging together multiple-images. Therefore, we have evaluated the performance and the robustness of the method.

Keywords: Optical coherence, coherence multiplexing, birefringence, arithmetic operations, signal processing, light polarization, electro-optic method

# Table des matières

|  |          |
|--|----------|
| Dédicaces .....  | i        |
| Remerciements .....  | ii       |
| Résumé .....   | iv       |
| Abstract .....   | vi       |
| Table des matières .....   | vii      |
| Liste des figures .....  | x        |
| Liste des tableaux .....   | xiv      |
| Introduction générale .....  | 1        |
| Chapitre 1 .....   | 6        |
| <b>Problématiques liées aux architectures optiques dédiées à l'addition et la soustraction des signaux</b> ..... | <b>6</b> |
| 1.1. Introduction .....  | 6        |
| 1.2. Addition et soustraction optiques: importance et besoins .....  | 6        |
| 1.2.1. Systèmes de détection et de mesure .....  | 7        |
| 1.2.2. Système de sécurité optique .....   | 9        |
| a. Importance des systèmes de sécurité .....   | 9        |
| b. Cryptographie par contenu .....   | 9        |
| 1.2.3. Système de traitement et de calcul .....  | 11       |
| 1.3. Etat de l'art des architectures optiques dédiées aux calculs d'addition et de soustraction .....            | 12       |
| 1.3.1. Etat de l'art .....   | 12       |
| 1.3.2. Performances et limitations .....   | 19       |

---

|  |           |
|--|-----------|
| 1.4. Pourquoi la modulation de cohérence ? .....   | 21        |
| 1.5. Théorie de la modulation de cohérence .....   | 23        |
| 1.5.1. Introduction à la cohérence .....   | 23        |
| 1.5.2. Interféromètre à deux ondes .....   | 23        |
| 1.5.3. Principe de la modulation de cohérence .....  | 27        |
| 1.6. Conclusion .....  | 31        |
| <b>Chapitre 2 .....</b>  | <b>33</b> |
| <b>Multiplexage de cohérence au service du calcul arithmétique .....</b>                                 | <b>33</b> |
| 2.1. Introduction .....  | 33        |
| 2.2. Multiplexage de cohérence pour l'addition et la soustraction des signaux .....                      | 33        |
| 2.3. Addition et soustraction des signaux .....  | 39        |
| 2.4. Choix des éléments de la chaîne de traitement .....   | 40        |
| 2.4.1. Choix de la source .....  | 40        |
| 2.4.2. Choix de la lame biréfringente .....  | 40        |
| 2.4.3. Modulateur électro-optique .....  | 43        |
| 2.5. Résultats expérimentaux .....   | 45        |
| 2.6. Interprétations et discussions .....  | 51        |
| 2.7. Conclusion .....  | 56        |
| <b>Chapitre 3 .....</b>  | <b>57</b> |
| <b>Multiplexage de cohérence: application aux traitements des images .....</b>                           | <b>57</b> |
| 3.1. Introduction .....  | 57        |
| 3.2. Application du multiplexage de cohérence aux calculs d'addition et de soustraction des images ..... | 58        |
| 3.2.1. Modules de codage et de décodage .....  | 58        |
| 3.2.2. Addition et soustraction des images.....  | 66        |
| 3.3. Généralisation pour un système multiplexe d'ordre 3 .....   | 71        |
| 3.3.1. Modèle théorique .....  | 71        |

---

|  |           |
|--|-----------|
| 3.3.2. Résultats de simulations .....  | 73        |
| 3.3. Multiplexage de cohérence au service de la cryptographie des images ..... | 76        |
| 3.4. Conclusion .....  | 81        |
| <b>Conclusion et perspectives .....</b>  | <b>82</b> |
| <b>Bibliographie .....</b>   | <b>85</b> |
| <b>Liste des publications .....</b>  | <b>90</b> |

---

# Liste des figures

|   |    |
|---|----|
| <b>Fig. 1.1.</b> Généralités sur les technologies de l'information et de la communication .....   | 7  |
| <b>Fig. 1.2.</b> Algorithme de la technique de <i>cryptage du contenu</i> [22] .....  | 10 |
| <b>Fig. 1.3.</b> Principe général du <i>cryptage du contenu</i> .....   | 10 |
| <b>Fig. 1.4.</b> Architecture de l'interféromètre triangulaire utilisée pour la soustraction et l'addition des images: I1, I2 et I3 représentent respectivement la transmittance de P1, P2 et la différence entre P1 et P2 [5].....         | 13 |
| <b>Fig. 1.5.</b> Architecture basée sur la polarisation de l'onde, P1, P2, P3 polariseurs; P4: analyseur; A, B: images; L1, L2: lentille, S: source [26] .....  | 14 |
| <b>Fig. 1.6.</b> Addition et soustraction des images avec des architectures du corrélateur joint à transformé de Fourier, CCD : Camera CCD, MSL : Modulateur Spatial de Lumière [10].....   | 16 |
| <b>Fig. 1.7.</b> Répartitions des images sur le premier SLM1 du corrélateur JTC [10] .....  | 16 |
| <b>Fig. 1.8.</b> Architecture optique 4f éclairée par une source incohérente pour la réalisation de la somme et la soustraction des images, L1 et L2 lentilles, S1 et S2 : les images d'entrée, T et H : réseaux de diffraction [11]. ..... | 17 |
| <b>Fig. 1.9.</b> Architecture optique pour la soustraction des images avec lumière incohérente, CCD : Camera [35].....  | 18 |
| <b>Fig. 1.10.</b> Variation d'émission d'une source aléatoire.....  | 23 |
| <b>Fig. 1.11.</b> Interféromètre de Michelson.....  | 24 |
| <b>Fig. 1.12.</b> Fonction de covariance d'une source de lumière blanche stochastique « aléatoire » [40] 27   |    |
| <b>Fig. 1.13.</b> Principe de base d'un modulateur de cohérence ; MEO : Modulateur Electro-optique, M <sub>1</sub> et M <sub>2</sub> miroirs, L : lentille, F ; Fente, Q : lame biréfringente.....  | 29 |

---

|  |    |
|--|----|
| <b>Fig. 1.14.</b> Variation de l'intensité détectée à la sortie de module de décodage en fonction de temps.<br>.....   | 30 |
| <b>Fig. 2.1.</b> Modèle du codage multiplexe .....   | 35 |
| <b>Fig. 2.3.</b> Intensité détectée à la sortie du système de décodage en fonction de retard optique variable.....   | 37 |
| <b>Fig. 2.4.</b> Module de décodage d'un signal codé en modulation de cohérence.....   | 37 |
| <b>Fig. 2.5.</b> Franges d'interférence d'une source de lumière blanche.....   | 40 |
| <b>Fig. 2.6.</b> Caractérisation d'une lame à cristaux liquide (LCL), P: polariseur.....   | 41 |
| <b>Fig. 2.7.</b> Variation de l'intensité transmise d'une cellule à cristaux liquides d'épaisseur géométrique 7 $\mu\text{m}$ en fonction de la tension appliquée. ....  | 41 |
| <b>Fig. 2.8.</b> Caractéristiques d'une cellule à cristaux liquides d'épaisseur géométrique 7 $\mu\text{m}$ en fonction de la tension; (a) variation de déphasage; (b) variation de la différence de marche optique.....   | 42 |
| <b>Fig. 2.9</b> Caractérisation du modulateur électro-optique (MEO), P : polariseur .....  | 44 |
| <b>Fig. 2.10.</b> Variation de l'intensité transmise en fonction de la tension.....  | 44 |
| <b>Fig. 2.12.</b> Signaux informations à coder par modulation de cohérence la représentation spectrale d'un, (a) signal carré 10 kHz, (b) signal sinusoïdal 30 kHz .....   | 47 |
| <b>Fig. 2.13.</b> Codage : Intensité détectée à la sortie du module de codage.....   | 47 |
| <b>Fig. 2.14.</b> Décodage des signaux préalablement codés en modulation de cohérence; (a) représentation spectrale du signal carré ; (b) représentation spectrale du signal sinus; (c) représentation temporelle du signal carré ; (d) représentation temporelle du signal carré.....   | 48 |
| <b>Fig. 2.15.</b> Décodage de signaux sinusoïdaux, représentation spectrale; (a) signal sinusoïdal 40 kHz ; (b) signal sinusoïdal 50 kHz.....  | 49 |
| <b>Fig. 2.16.</b> Résultats expérimentaux de soustraction de signaux ; (a) représentation spectrale de la soustraction de la fréquence 30 KHz; (b) représentation spectrale de la soustraction de la fréquence 50 KHz; (c) représentation temporelle de la soustraction de la fréquence 30 KHz ; (d) représentation temporelle de la soustraction de la fréquence 50 KHz ..... | 50 |
| <b>Fig. 2.17.</b> Addition des signaux ; (a) représentation spectrale ; (b) représentation temporelle.....   | 50 |
| <b>Fig.2.18.</b> Diffraction d'un faisceau Gaussian [67] .....   | 52 |
| <b>Fig. 2.19.</b> Variation de la longueur de cohérence mesurée $L_{c,meas}$ en fonction de l'angle de divergence $\theta$ pour différent; (a) $W_0$ ; (b) $\lambda$ .....   | 54 |

---

---

|   |    |
|---|----|
| <b>Fig. 2.20.</b> Variation de la $L_{c,meas}$ en fonction de l'angle de divergence $\theta$ pour différent $z_1 = 3, 6, 9$ et 12 cm.....   | 55 |
| <b>Fig. 2.21.</b> Différents exemples de soustraction de la fréquence 30 kHz sans tenant compte de l'effet de la divergence.....  | 55 |
| <b>Fig. 2.22.</b> Exemple de soustraction de la fréquence 50 kHz en utilisant une architecture non optimisée .....  | 56 |
| <b>Fig. 3.1.</b> Architecture multiplexe de codage de deux images par modulation de cohérence .....   | 59 |
| <b>Fig. 3.2.</b> Images d'entrées; (a) image de « Léna » ; (b) image de clown.....  | 62 |
| <b>Fig. 3.3.</b> Décodage de la première image pour différents rapports R ; (a) R = 1; (b) R = 1.2; (c) R = 1.5.....  | 62 |
| <b>Fig. 3.4.</b> Décodage de la deuxième image pour différents rapports R ; (a) R =1 ; (b) R=1.2; (c) R= 1.5.....   | 63 |
| <b>Fig. 3.5.</b> Variation du SNR en fonction de R.....   | 64 |
| <b>Fig. 3.6.</b> Variation du PSNR en fonction de R.....  | 65 |
| <b>Fig. 3.7.</b> Variation du MSE en fonction de R.....   | 65 |
| <b>Fig. 3.8.</b> Images d'entrée (a) image d'un clown sans la partie centrale, (b) image du clown.....  | 67 |
| <b>Fig. 3.10.</b> Soustraction d'image :(a) soustraction: image2- image1, (b) : soustraction: image1-image2 .....   | 68 |
| <b>Fig. 3.11.</b> Addition de deux images.....  | 68 |
| <b>Fig. 3.12.</b> (a) Variation du SNR en fonction de R, (b) Variation du PSNR en fonction de R ; pour les deux cas d'addition et de soustraction .....   | 69 |
| <b>Fig. 3.13.</b> Variation du MSE en fonction de R.....  | 70 |
| <b>Fig. 3.14.</b> Intensité détectée à la sortie de deux modules de codage pour R=2.....  | 71 |
| <b>Fig. 3.15.</b> Principe de codage en modulation de cohérence de 3 images.....  | 72 |
| <b>Fig. 3.16.</b> Intensité détectée à la sortie de trois modules de codage .....   | 73 |
| <b>Fig. 3.17.</b> Images d'entrée: (a) $f_1(x,y)$ ; (b) $f_2(x,y)$ ; (c) $f_3(x,y)$ .....   | 74 |
| <b>Fig. 3.18.</b> Résultats de simulations d'addition et de soustraction optique de trois signaux (a) $f_1(x,y)-f_2(x,y)$ ; (b) $f_1(x,y)+f_2(x,y)$ ; (c) $f_1(x,y)-f_2(x,y)-f_3(x,y)$ ; (e) $f_1(x,y)+f_3(x,y)$ ;(f) $f_1(x,y)+f_2(x,y)+f_3(x,y)$ ; (g) $f_1(x,y)-f_2(x,y)+f_3(x,y)$ ..... | 75 |

---

---

**Fig. 3.20.** Images d'entrée : (a) Information utile : image du clown, (b) clé de cryptage 1: variation de la répartition de phase utilisée pour le codage de l'image 1, (c) clé de cryptage 2: image 2.....77

**Fig. 3.22.** Mesure du PCE (a) : Corrélation entre image décryptée et image « information utile », (b) : Corrélation entre image décryptée et image clé.....80

# Liste des tableaux

|  |    |
|--|----|
| Tab. 1.1. Avantages et inconvénients des méthodes interférométriques pour le calcul .....  | 19 |
| Tab. 1.2. Avantages et inconvénients des méthodes non interférométriques dédiées au calcul .....   | 20 |
| Tab. 3.2. Mesure de la corrélation entre image cryptée et image information et clé de cryptage pour différentes clés de décryptage ..... | 79 |

# Introduction générale

L'optique a considérablement évolué au cours de ces dernières années. Cette science a commencé à être maîtrisée par les Grecs. Au départ, elle s'est limitée à l'étude du principe de l'œil et tout ce qui est en relation avec la vision. En 1637, le physicien français **René Descartes**<sup>1</sup> a annoncé et a publié la loi de la réfraction connue en France sous son nom. En revanche, cette loi avait été établie en 1621, par le physicien **Willebrord Snell**<sup>2</sup> faisant penser qu'il est le premier à l'avoir énoncé. Cependant, la découverte d'un manuscrit datant de X<sup>ème</sup> siècle montre que cette loi avait été établie par le scientifique arabe **Ibn Sahl**<sup>3</sup>. Ce manuscrit, retrouvé par Roshdi Rashed spécialiste en histoire des sciences arabes de l'Université Paris VII, dans la bibliothèque de Milli à Téhéran contient la forme exacte de la loi de la réfraction [1].

Depuis 1665, les physiciens ont commencé à maîtriser l'optique ondulatoire, c'est à dire lorsque la lumière est traitée comme une onde électromagnétique. La diffraction a été décrite de façon précise pour la première fois par **Grimaldi**<sup>4</sup>, notons qu'elle a été observée pour la première fois avant 1500 par **Léonard de Vinci**<sup>5</sup>. Elle correspond à la déviation des rayons lumineux qui interviennent lorsque la lumière rencontre un obstacle, une ouverture ou un bord d'écran.

---

<sup>1</sup>**René Descartes** (1596-1650), mathématicien, physicien et philosophe français. Il est considéré comme l'un des fondateurs de la philosophie moderne.

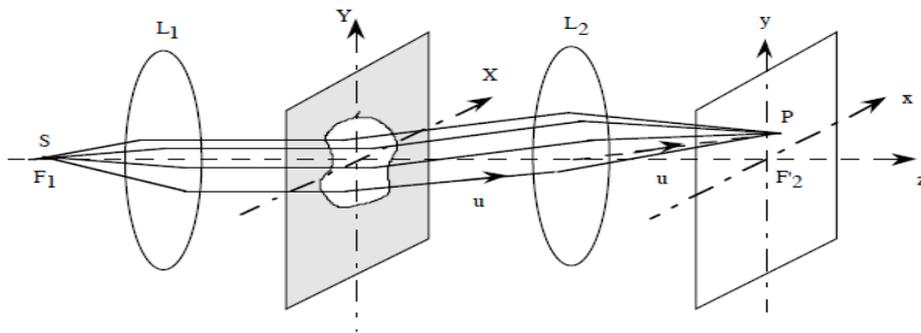
<sup>2</sup>**Willebrord Snell** (1580- 1626), mathématicien et physicien néerlandais.

<sup>3</sup>**Ibn Sahl** (940-1000) est un mathématicien persan à la cour de Bagdad qui a écrit un traité vers 984 sur les miroirs ardents et les lentilles dans lequel il expose comment les miroirs courbes et les lentilles peuvent focaliser la lumière en un point. C'est la première mention de la loi de la réfraction redécouverte plus tard en Europe sous le nom de loi de Snell-Descartes.

<sup>4</sup>**Francesco Maria Grimaldi** (1618-1663) était un prêtre jésuite italien, physicien et astronome de renom. Il est le premier qui a fait une observation et description détaillée et précise, dans des conditions expérimentales de laboratoire du phénomène de la diffraction de la lumière. Il appelle ce qu'il observe diffraction, et suggère que la lumière est un fluide en mouvement ondulatoire rapide.

<sup>5</sup>**Léonard de Vinci** (1452-1519) artiste et savant italien, né à Florence et mort en France près d'Amboise.

Le comportement ondulatoire de la lumière fut interprété par **Huygens**<sup>6</sup> en 1678. **Grimaldi** a montré que chaque point P d'une surface d'onde se comporte comme une source (fictive) ponctuelle de même fréquence que la source mère et dont la phase est celle de l'onde arrivant en ce point P. Lorsqu'on se place en champ lointain, le rayon de courbure de ces ondes sortantes diffractées devient très grand, si bien que ces ondes peuvent être approchées par des ondes planes selon la direction du plan image: c'est l'approximation de **Fraunhofer**<sup>7</sup>. **Fresnel**<sup>8</sup> (1818) affirme que les ondelettes sphériques émises par ces sources fictives se propagent jusqu'au point M où elles vont interférer. Ainsi l'amplitude complexe du champ électrique au point M est la somme des amplitudes des ondelettes.



**Fig. 1.** Figure de diffraction de Fraunhofer ramenée par une pupille,  $L_1$  et  $L_2$  lentilles

L'amplitude complexe d'une onde plane à travers un objet est représentée par sa transformée de Fourier à l'infini. Cette lumière diffractée à l'infini est ramenée à une distance finie en observant la figure de diffraction dans le plan focal image d'une lentille convergente  $L_2$  comme l'illustre la figure 1.

A ce stade, l'homme est devenu capable de calculer la transformée de Fourier des images ainsi que leur transformée de Fourier inverse. Parmi les travaux développés pour le traitement des images par voie optique on cite à titre d'exemple ceux de Jumpei Tsujiuchi, présentés en 1963, qui consistaient en une méthode de correction des aberrations en formation d'images basée sur le filtrage optique [2].

<sup>6</sup>**Christian Huygens** (1629-1695), qui a laissé une œuvre importante en mécanique, s'est également intéressé à l'optique. Dans son "Traité de la lumière" qui ne comporte que 90 pages écrit en 1678 et publié en 1691, il jeta les bases de la théorie ondulatoire de la lumière

<sup>7</sup>**Joseph von Fraunhofer** (1787-1826), opticien et astronome allemand, né à Straubing, en Bavière, et mort à Munich. Directeur de l'Institut d'optique de Munich (1818), Fraunhofer fut un des fondateurs de la spectroscopie.

<sup>8</sup>**Augustin Jean Fresnel** (1788-1827), est un physicien français. Fondateur de l'optique moderne, il proposa une explication de tous les phénomènes optiques dans le cadre de la théorie ondulatoire de la lumière.

En 1964, Anthony Vander Lugt met au point le corrélateur optique  $4f$ , permettant la détection d'un objet dans une scène par filtrage [3]. Ce système permet de mesurer le degré de ressemblance, au moyen de l'opération de corrélation, entre une image objet affichée dans le plan d'entrée et la transformée de Fourier d'une image référence affichée dans le plan de Fourier. La corrélation est affichée sur le plan image de ce montage double diffraction. En 1966, **Weaver** et **Goodmann** mettent au point une autre architecture, le corrélateur à transformée de Fourier jointe (JTC), permettant le calcul de la corrélation entre deux fonctions par voie optique [4]. Ces corrélateurs optiques ont été présentés pour la reconnaissance des formes dans des applications grand public, telles que la sécurité bancaire et professionnelles mais aussi des applications militaires.

Au-delà de la fonction de la corrélation, des architectures de traitement dédiées à l'addition et à la soustraction optique ont été aussi mises en œuvre et développées. Les systèmes interférométriques éclairés par une lumière à faible cohérence temporelle étaient les premiers à être utilisés pour obtenir ces opérations. Par exemple, différentes configurations de l'interféromètre triangulaire ont été utilisées en 1976 par Ebersole *et al.* pour comparer les images de la terre prises par la NASA [5]. Ces systèmes utilisent le principe simple de l'interférence décrit par **Young**<sup>9</sup>. Cependant, cette technique est caractérisée par une mise en œuvre en espace libre qui est assez délicate. On décrit son principe de fonctionnement dans la première partie de ce manuscrit. De plus, d'autres architectures basées sur le même principe de l'interféromètre à deux ondes ont été proposées par d'autres chercheurs en exploitant des composants photoniques développés tel que les cristaux liquides pour afficher les images ou des modulateurs permettant le réglage de la différence de marche optique électriquement [6]. On cite aussi, l'interférométrie en lumière polarisée [7].

Ces systèmes ont montré de bons résultats puisque le traitement en lumière incohérente permet la réduction du bruit [8]. Cependant, ils présentent quant à leur mise en œuvre du fait qu'ils exigent un retard optique fixe pour permettre le calcul simple de l'addition ou de la soustraction de deux images.

Afin d'exploiter les apports offerts par l'optique dans le domaine du traitement, la recherche se poursuit en développant d'autres architectures basées sur différentes technologies.

---

<sup>9</sup>**Thomas Young** (1773-1829), physicien, médecin et égyptologue britannique. Il fit passer, en 1801, un faisceau de lumière blanche à travers deux fentes parallèles et la projeta sur un écran. Il constata des franges d'interférences, une alternance de bandes éclairées et non-éclairées et en confirmant la nature ondulatoire de la lumière.

Par ailleurs en 1996, C. Denz *et al.* ont exploité la technologie basée sur les mémoires photo-réfractives pour réaliser une architecture permettant le calcul multiplexe des signaux avec le codage de phase [9]. D'autres architectures constituées par des systèmes non interférométriques ont été aussi utilisées, telles que le corrélateur joint à transformée de Fourier [10], le film à cristaux liquides non linéaires [11] et les cristaux dopés Tm : YAG [12] et plus récemment en 2012, l'optique non linéaire et la modulation des signaux par variation de phase [13].

Bien que ces architectures offrent la possibilité de traiter les signaux, leurs capacités restent limitées devant l'exigence incessante du marché. En effet, les nouvelles applications technologiques telles que l'identification et la cryptographie nécessitent un **calcul parallèle, temps réel, simultané** et avec un taux d'erreur très faible. Ces applications exigent également des architectures dont la mise en œuvre est simple avec une consommation faible de l'énergie. De plus, le développement que connaît le domaine de la cryptographie des signaux, caractérisé par une demande incessante d'un niveau élevé de sécurité, implique une grande complexité de son architecture. Ceci exige la conception d'un processeur optique permettant le codage multiplexe, haute sécurité et avec une architecture simple.

C'est dans ce cadre que cette thèse a été initiée. Nous proposons une architecture optique dédiée au calcul d'addition et de soustraction des signaux. Nous exploitons, pour la première fois, la technique dite « modulation de cohérence » pour concevoir un processeur optique de calcul arithmétique. C'est une technique particulière de codage optique qui permet le multiplexage des signaux à travers un seul canal de lumière. En effet, les signaux à traiter sont codés en modulation de cohérence par le biais de paires modulateur de lumière et lame de phase placés en séries et éclairés par un seul faisceau de lumière polarisée. Cette technique est basée sur l'introduction d'un retard optique supérieur à la longueur de cohérence de la source utilisée.

Les principaux objectifs de cette thèse sont :

- L'étude et la mise au point d'une architecture optique basée sur la *modulation de cohérence* d'une source à spectre large et dédié aux calculs arithmétiques de signaux temporels.
- L'extension de l'approche proposée aux calculs arithmétiques multiples de signaux 2-D (images à niveaux de gris). Ceci nécessite une optimisation des paramètres opto-géométriques des éléments du système.
- La faisabilité de cette technique au cryptage des images.

Ce manuscrit de thèse est composé de trois chapitres. Le premier chapitre, est consacré à un état de l'art des différents processeurs optiques dédiés à l'addition et la soustraction des signaux. Ceci permettra de justifier le choix de la technique de codage par *modulation de cohérence* pour ces calculs. Aussi, nous rappellerons le principe de cette méthode.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude théorique et la validation expérimentale du codage et du décodage des signaux unidimensionnels. Nous montrons que l'intérêt de la technique réside dans la capacité de multiplexage des signaux en permettant de coder plusieurs informations sur une seule porteuse. Le multiplexage sera validé expérimentalement en utilisant des signaux de différentes formes et fréquences. A ce stade des travaux, une optimisation de l'architecture optique proposée est réalisée en évaluant l'impact du cross-talk des signaux et de la divergence du faisceau gaussien sur la qualité des opérations effectuées.

Dans le troisième chapitre, nous appliquons le *multiplexage de cohérence* aux traitements des images. Nous présentons les résultats obtenus pour l'addition et la soustraction des images à plusieurs niveaux de gris. Une optimisation de la technique du point de vue bruit sera présentée. Nous exposons ainsi les variations du rapport signal sur bruit (SNR, signal to noise ratio), le rapport signal/bruit: crête à crête (PSNR, peak signal to noise ratio) et erreur quadratique moyenne (MSE, mean squared error) ainsi que les résultats des opérations arithmétiques, en fonction d'un paramètre R (rapport de retards optiques) que nous définirons plus précisément dans ce qui suit. L'application de cette technique à la cryptographie des images est également proposée.

Enfin, nous exposons les conclusions et les perspectives ouvertes pour cette thématique.

Ces travaux ont été effectués dans le cadre d'une cotutelle de thèse entre les laboratoires de recherche GresCom à l'Ecole Supérieure des Communications de Tunis (Sup'Com) et le Département Electronique et Physique de Télécom SudParis (Evry, France).

# Chapitre 1

## Problématiques liées aux architectures optiques dédiées à l'addition et la soustraction des signaux

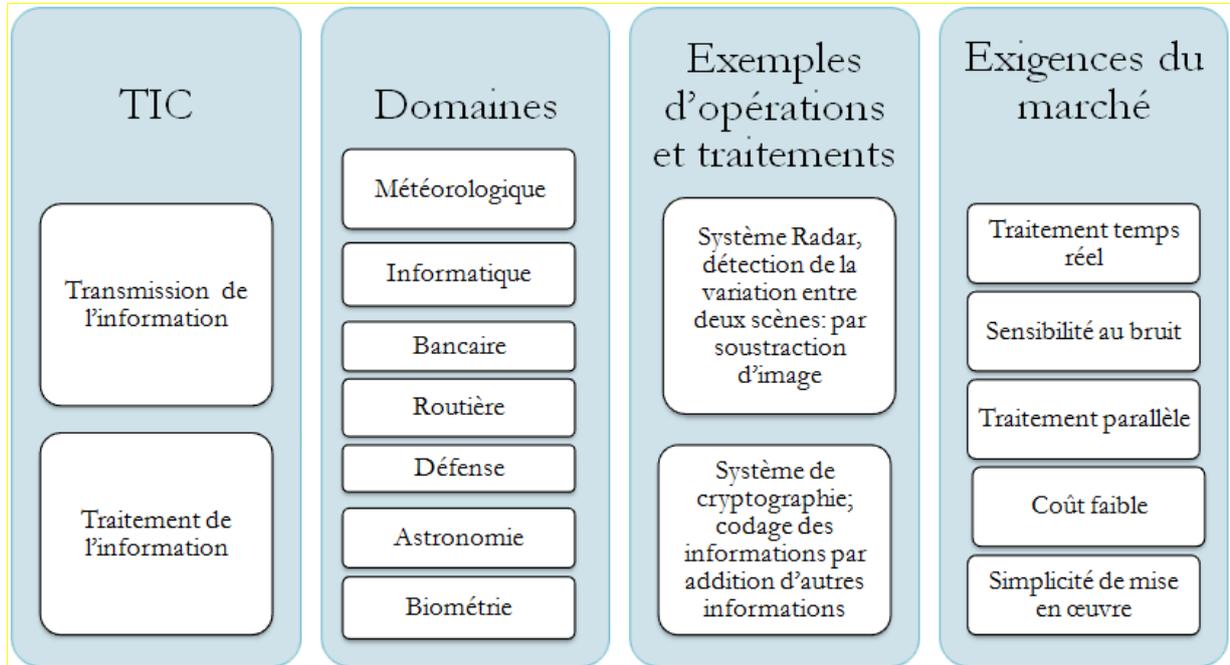
### 1.1. Introduction

Les systèmes optiques n'ont cessé, depuis les années 60, de s'étoffer en justifiant ainsi des multiples apports. Les avantages sont multiples aussi bien sur les aspects écologiques, énergétiques que vitesse de traitement. Le but de ce chapitre est de dresser un panorama des systèmes optiques dédiés aux calculs arithmétiques des signaux. Nous commençons par présenter les apports, les applications et les besoins de ces systèmes. Ensuite, nous donnons un aperçu de l'état de l'art des architectures optiques dédiées à la réalisation d'opérations, telles que l'addition et la soustraction des signaux. Cela nous permettra de montrer leurs avantages et inconvénients. Nous présenterons alors la solution proposée, basée sur le codage des signaux par *modulation de cohérence*, permettant de lever certains verrous propres à la réalisation de ces opérations arithmétiques.

### 1.2. Addition et soustraction optiques: importance et besoins

De nos jours, une quantité importante d'informations, de nature diverse, s'échange à travers le monde. Ces informations subissent diverses opérations de traitement, telles que le

filtrage, la détection, l'identification, le contrôle, etc. Le marché des Technologies de l'Information et de la Communication (TIC) actuel est devenu exigeant en termes de vitesse de traitement de l'information. Ceci est illustré dans différents domaines (Fig.1.1).



**Fig. 1.1.** Généralités sur les technologies de l'information et de la communication

La météorologie, l'informatique, le réseau bancaire, la défense, la biométrie, la sécurité routière ainsi que l'astronomie font partie des principaux secteurs des TIC demandeurs d'innovations. Un système offrant un traitement en temps réel, un coût faible, une architecture dont la mise en œuvre est simple, et à faible bruit, figure en haut de la liste des demandes des industriels en relation avec ces domaines. Dans ce contexte, nous présentons dans ce qui suit l'importance des opérations arithmétiques de base dans plusieurs domaines des TIC.

### 1.2.1. Systèmes de détection et de mesure

Les systèmes de détection et de mesure sont constitués par des dispositifs dédiés au contrôle automatique des événements ou de la variation d'une scène. Les opérations arithmétiques de base constituent des fonctions fondamentales pour plusieurs systèmes de détection de la variation. En effet, l'opération de la détection consiste à capter (ou saisir) et à comparer deux scènes prises par le système à deux instants différents. Pour cela, le détecteur calcule la différence entre les deux scènes.

Il existe plusieurs systèmes électroniques et mécaniques qui ont été mis au point pour ce type de traitement. Toutefois, ces technologies souffrent de plusieurs limitations liées d'une part à la qualité de l'image déjà affectée par un bruit environnemental comme par exemple les nuages, le vent ou la lumière et à la faible vitesse de traitement imposée par les circuits électroniques, d'autre part. Pour cela différentes architectures optiques ont trouvé naturellement leur place offrant ainsi une meilleure résolution des images et une vitesse de traitement ultra rapide.

La surveillance de l'environnement, des dégâts d'inondation ou du réchauffement climatique est l'un des principaux domaines d'application de ces systèmes [14]. Le réchauffement climatique engendre plusieurs facteurs qui induisent la destruction de l'écosystème, tels que la variation de niveau de glace dans les deux pôles générant l'élévation de la température d'où la sécheresse. A cet effet, la précision de la mesure de la variation de la glace est considérée comme une fonction très importante pour notre existence. Pour cela, la NASA a été la première à tester un système de détection à base de soustraction pour étudier et contrôler la variation induite [5]. Ce système est basé sur un système interférométrique, *l'interféromètre triangulaire*, dont on présentera le principe de fonctionnement dans la section suivante. Jusqu'à nos jours, la NASA utilise des télescopes de traitement optique qui calculent la différence entre deux scènes prises en temps réel pour des études en astronomie. En effet, l'opération de la soustraction entre deux scènes prises à deux instants différents est largement utilisée dans les systèmes astronomiques dédiés à la détection et à l'étude des positions des étoiles et des galaxies. Par ailleurs, elle permet aussi la découverte de nouvelles planètes [14].

Dans ce contexte, il est aussi important de citer son utilisation dans le domaine de la biométrie. La reconnaissance des personnes, en utilisant une modalité particulière, par soustraction entre une image enregistrée et une image saisie en temps réel permet l'identification de la personne. Le visage, l'iris, ou l'empreinte digitale, sont des organes uniques pour chaque être humain. Ces systèmes sont fortement utilisés dans les banques et lieux qui exigent un niveau de sécurité et de contrôle élevé. Cependant la reconnaissance des formes par soustraction reste une technique qui souffre de plusieurs limitations par rapport aux architectures opto-numériques, pour ne citer que celles-ci, basées sur la corrélation [15-18]. En effet, ces corrélateurs déterminent le degré de ressemblance entre deux images en mesurant la valeur du pic de la corrélation. Ceci a été résolu en utilisant des techniques opto-numériques dédiées au changement d'échelle et de repère.

En conclusion, les systèmes optiques de détection constituent des systèmes largement exploités dans le domaine de la surveillance et du contrôle. D'où, la nécessité de disposer d'un système

permettant la réalisation en temps réel d'opérations arithmétiques qui soit peu sensible au bruit et qui autorise un traitement multiple (notion qui sera détaillée dans ce qui suit). En plus, outre, la surveillance, ces systèmes servent dans d'autres applications importantes telles que la cryptographie et les calculateurs.

## 1.2.2. Système de sécurité optique

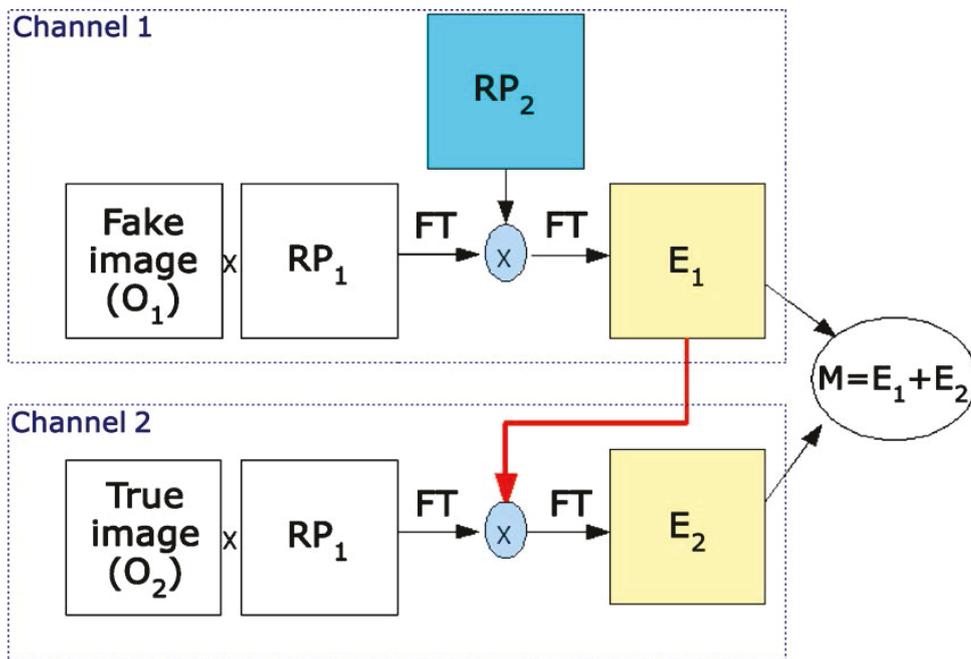
### a. Importance des systèmes de sécurité

La sécurité est une exigence primordiale dans tous les domaines d'applications des TIC. Parmi les différents types de données à transmettre figurent des données « sensibles » dans différents secteurs d'activité tant économiques que militaires et nécessitant la confidentialité. La cryptographie est une discipline dédiée à la protection de ces données. Les études relatives à la cryptographie couvrent un champ très large que ce soit pour les techniques de codage que pour les méthodes de transmission des données. Le codage permet à partir d'une clé de modifier l'information afin de la rendre incompréhensible. Seule la connaissance de la clé permet de reconstituer les données initiales. Un problème majeur est donc la façon de communiquer la clé en toute sécurité, ce qui a rendu la cryptographie un domaine toujours perfectible. Pour cela, différentes méthodes de cryptage en optique ont été proposées [19-21]. Parmi ces techniques, la *cryptographie par contenu* figure parmi les méthodes les plus sécurisées et les plus robustes [22] dont le principe est décrit dans la section qui suit.

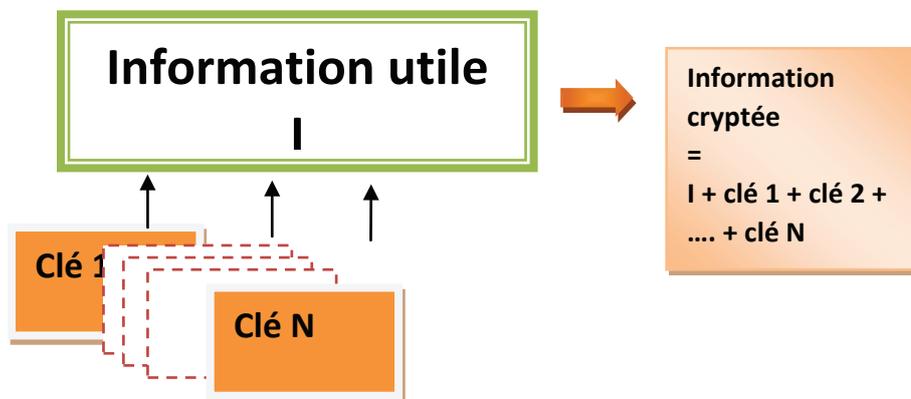
### b. Cryptographie par contenu

Dans ce contexte, l'optique offre des gains importants en assurant un niveau de sécurité élevé avec un traitement parallèle et rapide. Par ailleurs, dans l'objectif d'augmenter le niveau de la sécurité, différentes architectures optiques ont été établies pour coder et décoder les informations. A titre d'exemple, nous nous intéressons à la technique de cryptage proposée par Barrera *et al.* [23] qui consiste en un *cryptage par contenu*. L'algorithme de cette approche est présenté sur la figure 1.2. Elle est basée sur deux architectures 4f. La première architecture consiste à multiplier l'image clé  $O_1$  (Fake image) par la fonction aléatoire de codage de phase  $RP_1 = \exp(i2\pi n(x, y))$ , où  $n(x, y)$  est un bruit blanc distribué de façon aléatoire dans  $[0,1]$ . Par la suite, le spectre du produit obtenu par une transformé de Fourier (FT) est multiplié par la deuxième fonction aléatoire de codage de phase  $RP_2$ . Ensuite, en effectuant une deuxième transformée de Fourier, on obtient l'image fautive  $E_1$  cryptée deux fois. Dans la deuxième architecture 4f, l'image information à coder  $O_2$  (True image)

est multipliée par la fonction aléatoire de codage de phase  $RP_1$ . Ensuite, on effectue une transformée de Fourier du produit, le tout sera multiplié par  $E_1$ . En effectuant une deuxième transformée de Fourier de la fonction obtenue précédemment, on obtient la fonction  $E_2$ . En conclusion, l'information transmise  $M$ , correspond à la somme de deux informations déjà cryptées par codage de phase:  $M=E_1+E_2$  [22]. Cette technique permet d'augmenter le niveau de sécurité par rapport à la technique de cryptage par codage de phase. En effet, lorsque le système multiplexe de cryptage est affecté par 40% de bruit de phase aléatoire, l'information utile reste cachée tandis que seule l'image fautive peut être distinguée [23].



**Fig. 1.2.** Algorithme de la technique de *cryptage du contenu* [22]



**Fig. 1.3.** Principe général du *cryptage du contenu*

La *cryptographie par contenu*, est une technique de codage qui consiste à crypter l'information par une autre information [23]. L'*addition* constitue alors une opération très importante pour augmenter le niveau de sécurité. Pour cela, dans le cadre de cette thèse, nous travaillons sur cette opération de base afin de l'exploiter dans des applications de codage haute sécurité. Dans l'approche proposée (Fig. 1.3), il s'agit d'additionner l'information utile avec plusieurs informations clés (clé 1 jusqu'à la clé N). Seule la reconnaissance de la bonne clé permet le décryptage de l'information utile. Les résultats obtenus sont très prometteurs. Ils seront présentés dans la deuxième partie. Nous terminons cette section en présentant un autre champ d'application de ces opérations.

### 1.2.3. Système de traitement et de calcul

Le processeur optique dédié au calcul constitue une tendance technologique dans le secteur de l'informatique. La loi de Moore annoncée en 1969, déclarant que le nombre de transistors dans un processeur augmente de façon exponentielle aura une limite technologique vers l'année 2017, a obligé l'industrie de s'investir et d'exploiter une autre technologie [24, 25]. Ceci dans le but d'assurer un compromis entre vitesse de traitement, énergie consommée et taille du processeur. C'est dans ce contexte qu'en décembre 2007, IBM annonça la mise au point d'un nouveau système permettant de transporter des données au sein d'un processeur multi-core grâce à la lumière. Toutefois, il n'a pas présenté tout le système de transmission. En effet, il s'agit du début d'un nouveau projet et il faut prévoir une dizaine d'années pour le faire aboutir. D'autre part, Intel a annoncé la réalisation d'une transmission « photonique » à un débit de 50 Gb/s à partir de puces gravées en silicium [25]. On pourra utiliser des ordinateurs de petites tailles mais beaucoup plus puissants que les machines actuelles, avec moins d'énergie consommée et beaucoup moins de chaleur dégagée.

De grands industriels tels que Intel et IBM envisagent l'augmentation de nombre de cœur de processeur dans une seule puce de silicium afin d'atteindre le débit reçu par les fibres [25]. Cependant, ils seront pénalisés par la taille de la puce ainsi que par une augmentation de sa consommation. D'où l'importance de la réalisation d'un processeur optique permettant la réalisation de différentes opérations arithmétiques des signaux telles que l'addition et la soustraction. Il existe un intérêt immédiat pour un tel processeur pour différentes applications exigeant un traitement en temps réel telles que les applications téléphoniques, de smart phone ainsi que celles des systèmes de localisation (Global Positioning System : GPS).

En conclusion de cette première partie, nous avons étudié l'importance des opérations arithmétiques pour diverses applications telles que le cryptage, la surveillance et l'identification. Nous avons montré qu'il y a un besoin immédiat d'un processeur optique qui répond aux exigences du marché demandant un traitement temps réel, multiple, et dont la mise en œuvre est relativement facile. Dans ce cadre, nous nous intéressons au développement d'un système optique permettant la réalisation d'opérations arithmétiques, addition et soustraction simple et multiple, de signaux. La section suivante est consacrée à l'état de l'art des principales architectures optiques existantes dédiées à ces opérations. Cette étude nous permettra de fixer les principales caractéristiques du processeur que nous allons proposer.

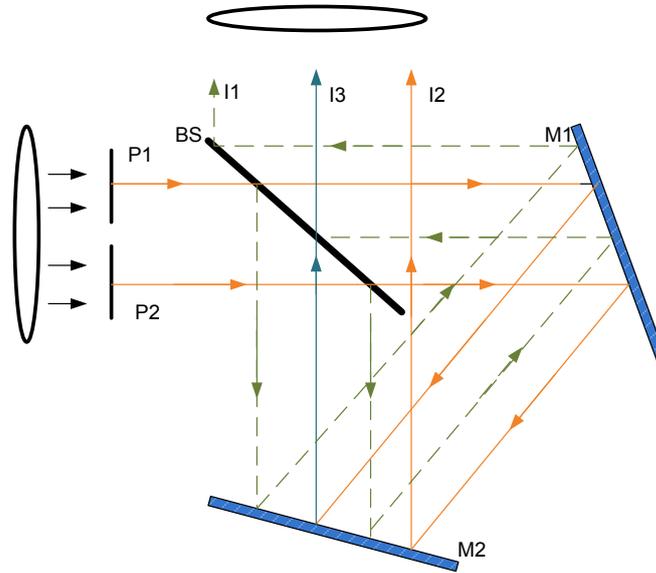
### **1.3. Etat de l'art des architectures optiques dédiées aux calculs d'addition et de soustraction**

#### **1.3.1. Etat de l'art**

Différentes méthodes optiques dédiées à la réalisation de ces opérations ont été étudiées et développées. L'évolution des architectures optiques et des composants photoniques tels que les modulateurs ou les sources de lumière, ont favorisé l'amélioration de la qualité des résultats de calcul obtenus. Par ailleurs, depuis les années 70, différents processeurs optiques basés sur l'interférométrie et dédiés aux calculs arithmétiques ont été mis en place. Dans les systèmes interférométriques à division d'amplitude, les ondes interférant entre elles proviennent de la division en plusieurs faisceaux de l'amplitude de l'onde sur toute sa surface. Ces interféromètres sont souvent de meilleure qualité et sont donc utilisés dans les mesures d'optique de précision. En 1960 l'optique a relevé de bons résultats dans le domaine du traitement de l'information avec l'invention des corrélateurs optiques dédiés au calcul de la corrélation entre deux images (VDL et JTC) [3, 4]. Ces corrélateurs, permettant de mesurer le degré de ressemblance entre deux signaux, ont été largement exploités pour le filtrage, la reconnaissance des formes et l'identification. Dans ce contexte, l'idée d'utiliser l'optique pour réaliser les opérations d'addition et soustraction entre les signaux est née.

En 1973, Ebersole *et al.* ont proposé un système optique basé sur un système interférométrique à deux ondes pour étudier l'évolution et les transformations des paysages terrestres. Le principe de base du système est illustré par la figure 1.4. Il réalise des opérations d'addition et/ou de

soustraction entre seulement deux signaux. Les résultats obtenus étaient très prometteurs du point de vue vitesse de traitement et réduction du bruit grâce à l'utilisation de la lumière incohérente [5].



**Fig. 1.4.** Architecture de l'interféromètre triangulaire utilisée pour la soustraction et l'addition des images: I1, I2 et I3 représentent respectivement la transmittance de P1, P2 et la différence entre P1 et P2 [5].

Il s'agit d'un interféromètre triangulaire qui réalise des opérations d'addition et de soustraction selon la valeur de la différence de marche optique introduite par le système et dont la valeur dépend de l'angle d'inclinaison des miroirs. Cependant, une faible variation de l'angle d'inclinaison du miroir affecte le résultat des opérations. Seulement deux images peuvent être traitées par cet interféromètre. Ces dernières sont affichées dans le plan d'entrée du système. La lumière incidente qui éclaire le plan d'entrée est divisée en deux faisceaux, chacun parcourant un chemin optique différent. Ensuite, chaque faisceau est réfléchi par un miroir qui est orienté avec un angle d'inclinaison bien précis. Ceci permet de créer une interférence entre les deux faisceaux qui, selon la valeur de la différence de marche optique (DMO), permet d'obtenir la somme ou la différence des deux images. L'intensité détectée à la sortie du système est donnée par,

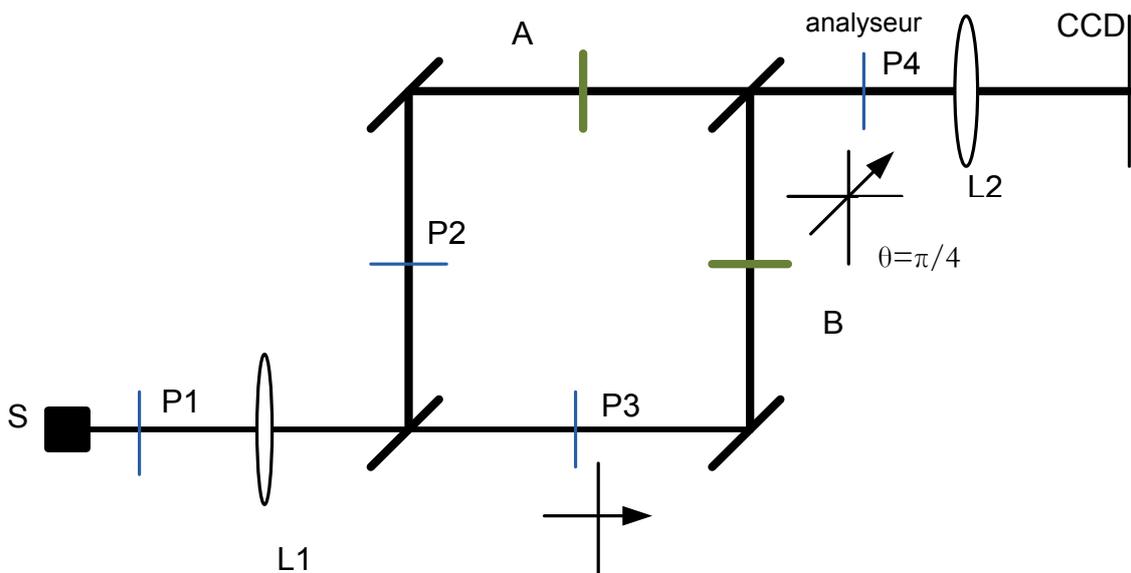
$$I_3 = C[t_1^2 + t_2^2 - 2t_1t_2 \cos((2\pi/\lambda)DMO)] \quad (1.1)$$

où  $C$  est une constante,  $t_1$  et  $t_2$  sont les transmittances en amplitude des deux images d'entrée, et  $DMO$  est la différence de marche optique introduite par l'interféromètre. Lorsque  $DMO = m\lambda$  ( $m$  entier), on est en situation d'interférence destructive et l'équation précédente devient  $I_3 = C[t_1 - t_2]^2$ , ceci donne la différence entre les deux images d'entrées. Dans le cas où,

$DMO = (2m + 1)\lambda/2$  ( $m$  entier), l'intensité détectée à la sortie de l'interféromètre,  $I_3 = C[t_1 + t_2]^2$ , est proportionnelle à la somme des deux images.

Les résultats de la soustraction ont permis d'identifier avec succès la différence entre deux images de la terre prises par la NASA [5]. Néanmoins, cette technique est caractérisée par une mise en œuvre très difficile et délicate: le positionnement des miroirs doit être très précis. Par ailleurs, les opérations ne s'effectuent pas simultanément.

Un peu plus tard en 1977, E. Marom *et al.* ont également exploité les méthodes interférométriques en mettant en œuvre une configuration à base de cellules biréfringentes à cristaux liquides [6]. La variation de la biréfringence, et donc de la différence de marche optique, est obtenue par le biais d'une tension électrique appliquée sur la cellule. Celle-ci se comporte alors comme un interféromètre à deux ondes. Les deux images à traiter sont affichées au moyen de deux cellules à cristaux liquides, où la première est placée entre polariseur/analyseur parallèles et la deuxième entre polariseur/analyseur croisés. L'intensité transmise est proportionnelle à la somme de la transmittance des deux images d'entrée. Les avantages offerts par l'interférométrie dans le domaine du traitement optique ont favorisé le développement d'autres systèmes et techniques dédiés au calcul de l'addition et de la soustraction des signaux, tel que l'interféromètre de Mach-Zehnder [26]. L'auteur dans ce travail, a utilisé un interféromètre de Mach-Zehnder fonctionnant en lumière polarisée. Il s'agit d'une architecture simple, dont le principe est illustré sur la figure 1.5.

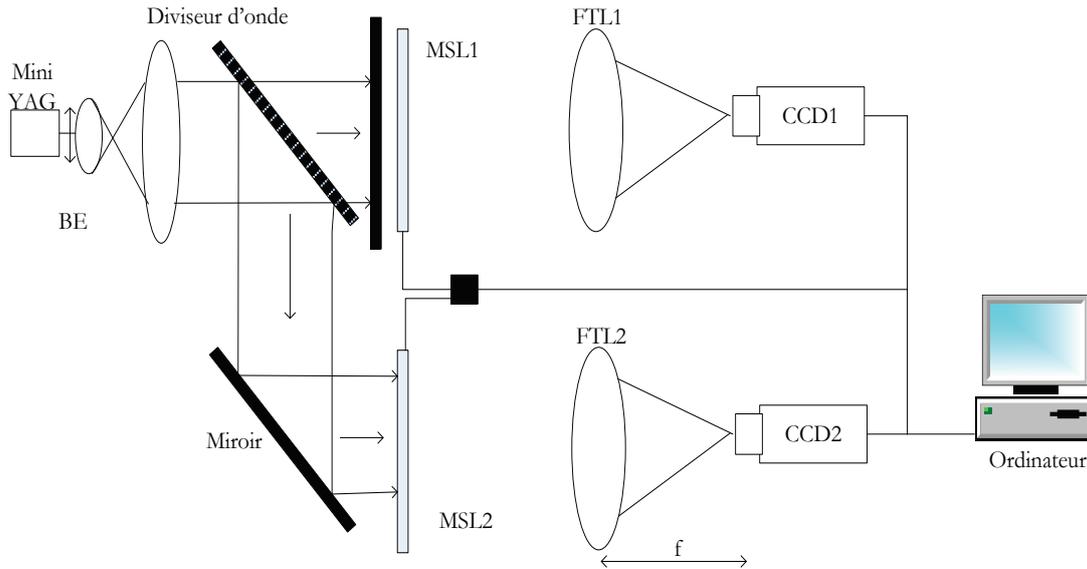


**Fig. 1.5.** Architecture basée sur la polarisation de l'onde, P1, P2, P3 polariseurs; P4: analyseur; A, B: images; L1, L2: lentille, S: source [26].

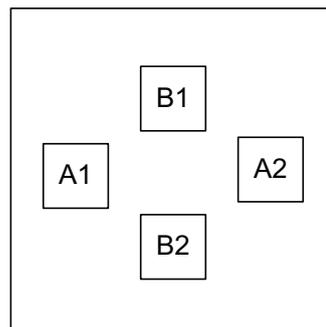
Dans un des bras de l'interféromètre l'onde est polarisée verticalement (P1), alors que dans l'autre bras elle est polarisée horizontalement (P2 et P3). Chacune des images à traiter (A ou B) est affichée dans un des bras de l'interféromètre. A la sortie de l'interféromètre, aucune intensité n'est détectée. En insérant un analyseur avec un angle d'inclinaison  $\theta=\pi/4$  ou  $\theta=-\pi/4$ , on aura, respectivement, la somme (A+B) ou la soustraction (A-B) des deux images.

Cependant, cette architecture ne permet la réalisation d'une addition et d'une soustraction que de manière séquentielle et n'autorise pas le traitement d'images à plusieurs niveaux de gris. Les architectures interférométriques présentent alors de réelles limitations au regard des exigences imposées par les domaines de la mesure, du contrôle et de la détection.

Une évolution progressive des architectures proposées, assurant un traitement en temps réel des images bruitées par l'environnement a suivi non seulement les besoins et les exigences du marché mais aussi les différentes avancées technologiques [27- 30]. Par exemple, on peut citer l'architecture JTC (Joint Transform Correlator) qui a été largement exploitée dans le domaine de la reconnaissance des formes et du cryptage [31- 33]. La figure 1.6 illustre le schéma synoptique d'une architecture JTC permettant la réalisation en temps réel d'additions et de soustractions d'images [10]. Elle utilise deux modulateurs spatiaux de lumière  $MSL_1$  et  $MSL_2$ , à cristaux liquides, éclairés par une source de lumière blanche mini YAG de longueur d'onde 532 nm. Cette architecture permet d'additionner et/ou soustraire deux images ( $A_1, A_2$ ), cependant, elle offre la possibilité d'effectuer des opérations sur une deuxième paire d'images, comme illustré sur la figure 1.7. Pourtant, il est nécessaire de faire attention des dimensions des images ainsi que leurs emplacements. Les images à traiter sont affichées sur le  $MSL_1$ . Les franges d'interférence formées au niveau du plan focal image de la lentille  $FLL_1$  sont capturées à l'aide d'une caméra CCD et affichée sur le  $MSL_2$ . Ces franges d'interférences subissent une deuxième transformée de Fourier réalisée par la  $FLL_2$  qui est capturée par la suite par la caméra  $CCD_2$ . L'opération de la soustraction est obtenue lorsque l'une des images est introduite dans le  $MSL_1$  avec un déphasage de  $\pi$  par rapport à l'autre. La contrainte majeure de cette technique est le nombre d'images à traiter qui sont délicatement insérées dans le premier modulateur de lumière. Aussi, chacune des opérations (addition et soustraction) s'effectue indépendamment. De plus, la limite de la plage dynamique des caméras affecte la qualité des images reconstruites.



**Fig. 1.6.** Addition et soustraction des images avec des architectures du corrélateur joint à transformé de Fourier, CCD : Camera CCD, MSL : Modulateur Spatial de Lumière [10]

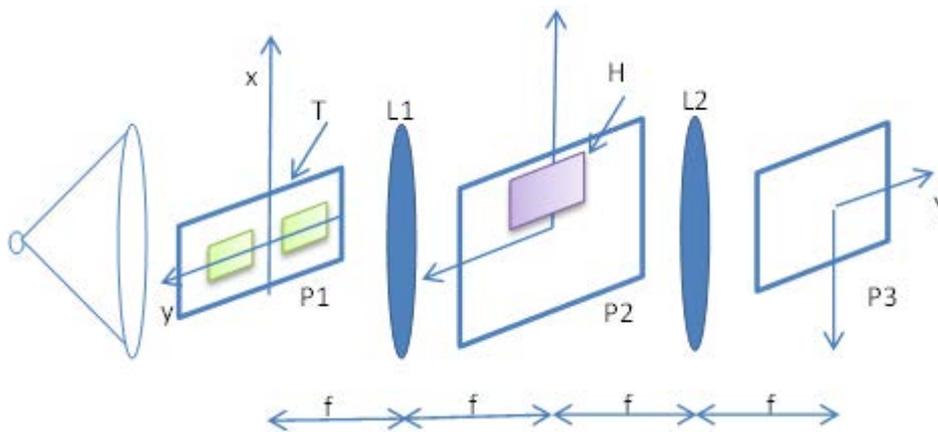


**Fig. 1.7.** Répartitions des images sur le premier SLM1 du corrélateur JTC [10]

Egalement, l'architecture  $4f$ , appelée communément « montage double diffraction », a été utilisée pour réaliser les mêmes opérations [3, 7]. Cette technique a été exploitée dans diverses applications liées au traitement des images telles que le filtrage [18], la corrélation [22, 18] ainsi qu'au calcul arithmétique des images voire l'addition et la soustraction [7]. Cette architecture est constituée principalement de deux lentilles convergentes ( $L_1$ ,  $L_2$ ) de distance focale  $f$ , comme illustré sur la figure 1.8. En 1979, dans [7], l'auteur a utilisé une lumière incohérente pour réduire le bruit. Les deux images à additionner ou à soustraire sont affichées dans le plan d'entrée et sont séparées d'une distance constante. Dans ce plan, il est inséré un réseau de diffraction  $T$  de type holographique permettant la dispersion en longueur d'onde du signal d'entrée dans le plan de Fourier. De plus, la lentille  $L_1$  permet d'afficher les transformées de Fourier des deux images. Le

calcul de la somme et la soustraction de deux image, est achevé en insérant un deuxième réseau de diffraction H dans le plan  $P_2$ . Ce réseau est constitué par la répétition périodique d'un motif diffractant, comme par exemple une fente. Les interférences entre les rayons issus des nombreux motifs successifs privilégient alors précisément certaines directions dans lesquelles l'énergie lumineuse est envoyée. On constate que cette technique est caractérisée par une mise en œuvre facile, néanmoins, la seule difficulté réside dans l'alignement des différents éléments. Cependant, elle sert uniquement à la réalisation de la somme ou la soustraction de deux images et les opérations ne s'effectuent pas simultanément. Notons qu'en 2001, un autre groupe de recherche a utilisé l'architecture  $4f$  mais en exploitant le plan de Fourier en y insérant un cristal liquide non linéaire [11].

Par ailleurs, en 1996, C. Denz *et al.* ont exploité la technologie basée sur les mémoires photoréfractives pour réaliser une architecture permettant le calcul multiplexe des signaux basé sur le codage en phase [9]. L'effet photoréfractif, ou photoréfractivité, consiste en une modification locale de l'indice d'un milieu par l'onde lumineuse incidente qui l'éclaire. En conséquence, le faisceau lumineux modifie lui-même les conditions de sa propagation. Cette propriété d'action de la lumière sur elle-même peut être utilisée pour réaliser des fonctionnalités optiques telles que les miroirs à conjugaisons de phase, des calculateurs optiques, des interrupteurs optiques, des hologrammes dynamiques et surtout des mémoires holographiques. L'auteur dans [9] a utilisé le titanate de baryum  $BaTiO_3$  pour réaliser ces opérations arithmétiques et logiques.

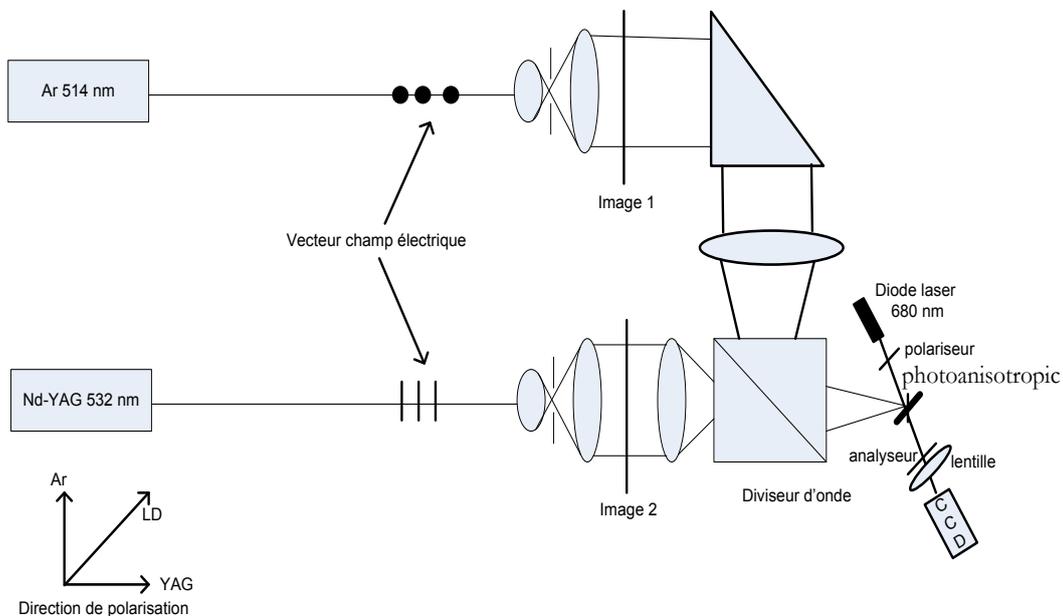


**Fig. 1.8.** Architecture optique  $4f$  éclairée par une source incohérente pour la réalisation de la somme et la soustraction des images, L1 et L2 lentilles, S1 et S2 : les images d'entrée, T et H : réseaux de diffraction [11].

D'autre part, dans [35 et 36] les auteurs exploitent l'anisotropie photo-induite dans des polymères dopés azo-dye (colorant azoïque) pour calculer la différence entre deux images. Cette photo-anisotropie

est une anisotropie induite dans un matériau au moyen d'une onde polarisée. Dans [36] les auteurs mettent en œuvre une architecture basée l'utilisation de deux faisceaux incohérents co-propagatifs sur l'échantillon dont la biréfringence photo-induite est fonction de la polarisation des vibrations.

La figure 1.9 illustre le schéma synoptique du système. Les images à soustraire sont éclairées par deux sources de longueurs d'onde différentes (laser Ar<sup>+</sup> à 514 nm et laser Nd-YAG doublé en fréquence à 532 nm). Les états de polarisation des vibrations émises sont rectilignes et orthogonaux entre eux. Les deux images à traiter sont « imagées » sur l'échantillon. Celui-ci est éclairé par un faisceau sonde, à 680 nm, émis par une diode laser. Les auteurs montrent que l'intensité détectée à la sortie du système est proportionnelle au carré. Le résultat de la soustraction entre les deux images est affiché au moyen d'une caméra CCD. Cependant, cette technique ne peut pas être utilisée en configuration multiplexe, seule deux images peuvent être soustraites.



**Fig. 1.9.** Architecture optique pour la soustraction des images avec lumière incohérente, CCD : Camera [35]

Cette méthode est caractérisée par un temps de calcul relativement lent, quelques dizaines de seconde. Pour l'améliorer, il faut investir dans des éléments non linéaires plus rapides. Plus récemment en 2012, l'optique non linéaire en utilisant des fibres optiques fortement non linéaires [13] a été aussi utilisée pour ces opérations.

### 1.3.2. Performances et limitations

Comme illustré dans la section précédente, il existe plusieurs méthodes optiques dédiées aux calculs de l'addition et la soustraction des signaux. Certains systèmes sont basés sur le principe de l'interférométrie à deux ondes. Le Tableau 1.1 présente un résumé des principales caractéristiques de ces méthodes en illustrant leurs avantages et leurs inconvénients. Il présente quelques exemples des méthodes interférométriques, tels que l'interféromètre triangulaire, la technique basée sur la polarisation de l'onde et l'interféromètre de Michelson combiné avec celui de Mach-Zehnder, etc. Depuis les débuts des années 70, ces méthodes ont été utilisées en offrant plusieurs avantages pour le calcul de l'addition et la soustraction optiques des signaux. L'avantage important est la simplicité de son principe de fonctionnement. En plus, elles permettent de traiter les deux types de signaux, unidimensionnels et bidimensionnels, aussi bien en éclairage cohérent qu'en éclairage incohérent. Cependant, la mise en œuvre de ces méthodes en espace libre a induit une complexité dans son fonctionnement.

| Méthodes  | Avantages  | Inconvénients  | Année |
|---|--|--|-------|
| Interféromètre triangulaire [5]                                     | -Réalise un calcul tout optique<br>-Addition et soustraction<br>-Utilise les deux types de la lumière : cohérente et incohérente   | -Mise en œuvre très délicate et difficile<br>-Possibilité de traiter uniquement deux images.<br>-Le traitement n'est pas simultané | 1976  |
| Modulateur à cristaux liquide [6]                                   | -Utilise les deux types de la lumière : cohérente et incohérente<br>-Indépendance des caractéristiques non linéaires du dispositif<br>-Possibilité de grossissement de l'image | -Réalise uniquement la soustraction<br>-Pas de multiplexage des signaux  | 1977  |
| Interféromètre de Michelson [29]                                    | -Addition et soustraction des images   | -Pas de multiplexage des signaux<br>-il faut un retard optique fixe  | 1990  |
| Technique basée sur la polarisation de l'onde [26]                  | -Addition et soustraction des signaux<br>-Traitement tout optique  | -Pas de multiplexage des signaux   | 1988  |
| Interféromètre de Michelson combiné avec celui de Mach-Zehnder [37] | -les deux types de signaux (temporels et spatiaux) peuvent être traités  | -Architecture compliquée dont la mise en œuvre est difficile   | 2007  |

**Tab. 1.1.** Avantages et inconvénients des méthodes interférométriques pour le calcul

On remarque d'après le tableau, que ces méthodes ne permettent pas de traiter plusieurs signaux simultanément. D'où, elles ne répondent pas aux besoins des applications nécessitant un traitement multiplexe. Nous présentons, dans la suite, les caractéristiques des systèmes optiques non interférométriques dédiés à ces opérations.

Avec le développement de nouveaux composants photoniques basés sur le dopage de matériaux et l'intégration ainsi que l'exploitation des effets non linéaires, les chercheurs ont développé d'autres architectures permettant la réalisation des opérations arithmétiques dont on peut citer les mémoires photo réfractives à codage de phase [9], les films à cristaux liquides [11] et l'optique non linéaire en utilisant des fibres optiques fortement non linéaire [13]. Ces architectures répondent à la demande du marché en achevant un traitement parallèle, mais avec des contraintes majeures liées à la qualité des résultats obtenus avec réduction de l'énergie [13] ou avec un temps de réponse assez lent [11]. Ainsi, le multiplexage des signaux sur le même canal reste insuffisant pour les nouvelles applications de télécommunication, telles que la sécurité et la surveillance de plusieurs endroits en même temps. Par ailleurs, il est souhaitable d'avoir un traitement simultané entre les différents signaux d'entrées.

| Méthodes   | Avantages  | Inconvénients   | Année |
|--|--|---|-------|
| Architecture 4 f [7]                             | -lumière incohérente   | -pas de multiplexage : traite uniquement deux images  | 1979  |
| Mémoires photo-réfractives à codage de phase [9] | -multiplexage des images dans la mémoire                         | -addition et soustraction uniquement des images   | 1996  |
| Corrélateur joint à transformée de Fourier [10]  | -addition et soustraction des images                             | -nombre d'images à traiter limité<br>-traite uniquement les images  | 1998  |
| le film à cristaux liquides non linéaires [11]   | -addition et soustraction des images                             | -temps de réponse lent<br>utilisation de cristaux non linéaires: (problème de non linéarité)                  | 2001  |
| Technique basée sur un cristal dopé Tm: YAG [12] |  | -réalise uniquement la soustraction   | 2004  |
| fibres optiques fortement non linéaire [13]      | -réalise la soustraction et l'addition des informations binaires | -dégradation de la qualité du signal lors du traitement (addition et soustraction)<br>-réduction de l'énergie | 2012  |

**Tab. 1.2.** Avantages et inconvénients des méthodes non interférométriques dédiées au calcul

C'est dans le cadre de ces travaux de recherche que nous avons voulu proposer une architecture optique assurant des opérations arithmétiques : addition et soustraction. Nous avons opté pour l'utilisation des propriétés stochastiques de la lumière pour traiter les signaux en utilisant la technique de la *modulation de cohérence* pour réaliser ces opérations. C'est une technique particulière de codage basée sur le principe de l'interférométrie à deux ondes. Cette technique a montré plusieurs avantages dans le domaine de la transmission [38], la détection (capteur) des signaux [39] et la corrélation [40]. Dans nos travaux de recherches, nous avons été les premiers à l'utiliser pour les calculs arithmétiques des signaux [41]. Nous présentons, dans la suite, les raisons motivant le choix de cette technique.

## 1.4. Pourquoi la modulation de cohérence ?

La modulation de cohérence est une technique de codage basée sur l'introduction d'un retard optique supérieur à la longueur de cohérence de la source utilisée. Elle a été proposée il y a plus de 30 ans pour la transmission d'information [38, 42]. Divers types de signaux unidimensionnels (*temporels*) et bidimensionnels (*image*) peuvent être codés et décodés par cette technique à travers *un seul canal* de lumière. Le codage de chaque information est effectué par un dispositif électro-optique se comportant comme des interféromètres à deux ondes. Il est obtenu sous la forme d'un retard optique entre les trains d'onde de lumière [38, 40]. La particularité de cette méthode est qu'elle autorise le codage multiplexe des signaux. Trois configurations de *multiplexage de cohérence* ont été implémentées: les architectures série, parallèle et mixte [43]. Une étude détaillée de la technique a permis de tester la configuration parallèle qui permet un grand degré multiplexage des signaux avec un faible retard optique [44]. Des travaux de recherche ont permis aussi d'étudier l'impact du gabarit de la densité spectrale de puissance sur le « crosstalk » en fonction du retard optique introduit [43]. Seules les architectures séries seront considérées dans cette étude.

La modulation de cohérence permet donc *un codage multiplexe* des signaux à travers un seul canal de lumière. Les informations sont codées par le biais de paires, modulateur de lumière/lame biréfringente entre polariseur/analyseur, montées en série et éclairées par un seul faisceau de lumière [45].

Cette technique a été exploitée dans différents domaines tels que la transmission [46-48] et le traitement de l'information. Les premières démonstrations ont été réalisées à l'aide de modulateurs électro-optiques massifs à base de cristaux de KDP (Potassium Dihydrogen Phosphate  $\text{KH}_2\text{PO}_4$ ) et de ADP (Ammonium Dihydrogen Phosphate  $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ ) ou de  $\text{LiNbO}_3$  (Lithium Niobate)

dont le premier modulateur a été fabriqué en 1967 par Kaminov et al.. Les tensions de commande étaient élevées (plusieurs centaines de volts pour les modulateurs à base de KDP et plusieurs dizaines, voire une centaine de volts pour les modulateurs à base de niobate de lithium) et les bandes passantes limitées (qqs MHz à qqs centaines de MHz). L'optique intégrée a proposé des solutions pour lever ces verrous, en réduisant les tensions de commande d'un facteur de 10 à 100, et répondre au problème de l'encombrement des dispositifs. L'intégration des modulateurs de cohérence a été réalisée aussi bien sur un substrat  $\text{LiNbO}_3$  [49-51] que par le biais d'une structure semi-conductrice multicouches à base de GaAs-AlAs [52-54]. Ces premiers modulateurs intégrés étaient alors très avantageux aussi bien en termes de tension de commande (qqs dizaines de volts) qu'en termes de bande passante autorisée (qqs GHz). La large bande de transparence du niobate de lithium, aux fréquences optiques, a démocratisé son utilisation dans la réalisation de modulateurs fonctionnant à 1,3 ou à 1,55  $\mu\text{m}$  [50, 54], longueurs d'ondes dédiées aux **applications télécoms**.

Les premiers résultats illustrant l'application du *multiplexage de cohérence*, utilisant des modulateurs électro-optiques massifs, à la transmission d'information à 850 nm ont été obtenus en 1987 [55]. Dans les années 90, elle a été expérimentée pour la réalisation de différentes architectures illustrant notamment la faisabilité d'une transmission à 140 Mbit/s fonctionnant à 1,3  $\mu\text{m}$  [56].

Egalement, cette technique a montré des avantages multiples dans le domaine des capteurs [45, 57] et des réseaux d'accès sans fil [58]. Cette technique a été également exploitée dans d'autres domaines. Dans [59], l'auteur l'a mise à profit pour calculer le produit matrice  $\times$  matrice. L'architecture utilisée est une architecture multiplexe d'ordre deux constituée de deux modules de codage fonctionnant en *modulation de cohérence*. De même, dans [60], l'auteur a réussi à effectuer un produit matrice  $\times$  vecteur en utilisant le même principe. Le *multiplexage de cohérence* a été exploitée pour réaliser des opérations de corrélation dédiées à la reconnaissance des formes [61, 62].

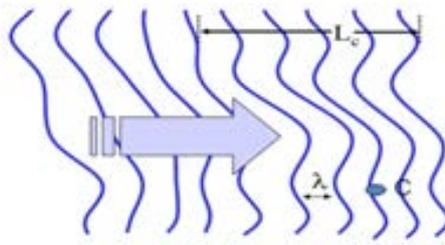
En résumé, la modulation de cohérence est une technique qui a montré beaucoup d'avantages dans le domaine de la transmission, de la détection et du traitement de l'information. Nous allons exploiter cette technique pour réaliser un processeur dédié aux calculs arithmétiques (addition et soustraction) simples et multiples de signaux de différentes natures. Nous rappelons dans la section suivante le principe de la *modulation de cohérence*.

## 1.5. Théorie de la modulation de cohérence

La modulation de cohérence est une technique particulière de codage basée sur la modulation du retard optique entre deux ondes proportionnellement aux variations du signal à coder.

### 1.5.1. Introduction à la cohérence

Dans cette section, nous définissons le principe de la cohérence. Pour cela, nous nous intéressons au type de source aléatoire dont les sources élémentaires n'ont pas ni la même fréquence ni la même phase d'émission comme est représentée par la figure 1.10. C'est le type de source la plus compliquée à étudier qui ne comprend aucune corrélation en deux points. Cette source est caractérisée par un temps de cohérence  $\tau_c$  faible, c'est l'intervalle de temps dans lequel une source a une fréquence et une phase constantes.



**Fig. 1.10.** Variation d'émission d'une source aléatoire

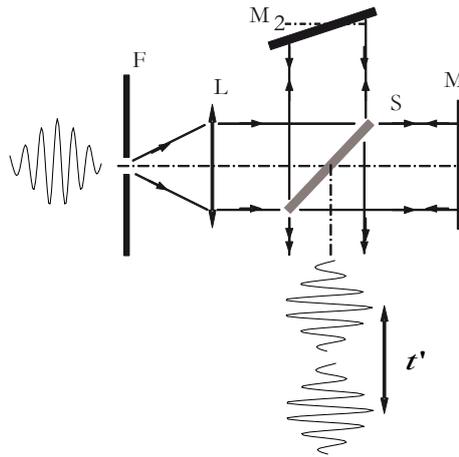
Le temps de cohérence, est mesuré généralement par un système interférométrique à deux ondes comme, par exemple l'interféromètre de Michelson. C'est la durée moyenne d'un train d'onde durant lequel on observe des franges contrastées à la sortie de l'interféromètre [63].

Il est inversement proportionnel à la largeur spectrale  $\Delta\nu$  de la source  $\tau_c \approx \frac{1}{\Delta\nu}$ . On définit aussi, la longueur de cohérence de la source  $L_c$  qui est proportionnelle au temps de cohérence et est définie par:  $c \cdot \tau_c$ .

### 1.5.2. Interféromètre à deux ondes

Pour expliquer le principe de fonctionnement de la technique de modulation de cohérence, nous avons choisi de rappeler le principe de l'interféromètre de Michelson qui est un système interférométrique à deux ondes à division d'amplitude. Avec des sources étendues, il peut conduire

à des interférences localisées. Une lame semi-réfléchissante appelée séparatrice divise un faisceau lumineux en deux faisceaux perpendiculaires de même amplitude. Chaque faisceau est ensuite réfléchi par un miroir puis retombe sur la séparatrice qui va redonner deux faisceaux se propageant dans la même direction (Fig. 1.11). Ces deux faisceaux présentent une différence de marche qui dépend de la distance et de l'angle entre les miroirs [40]. Cette différence de marche optique  $\Delta(t)$  correspond alors à un décalage temporel, retard optique,  $t'$  tel que  $\Delta(t) = c \cdot t'$ , avec  $c$  célérité de la lumière.



**Fig. 1.11.** Interféromètre de Michelson

En éclairant l'ensemble par une source de lumière aléatoire  $U(t)$  de puissance incidente  $P_0$ , à la sortie de l'interféromètre de Michelson, l'amplitude s'écrit sous la forme suivante,

$$A(t) = \frac{1}{2}U(t) + \frac{1}{2}U(t - t') \quad (1.2)$$

Etant donné qu'on utilise un éclairage aléatoire dont les propriétés sont invariantes dans le temps. La moyenne est alors indépendante du temps. D'où l'intensité détectée s'écrit alors [40],

$$I = \int_0^T |A(t)|^2 dt \quad (1.3)$$

Où  $T$  est le temps d'intégration du détecteur qu'on l'admet suffisamment long pour approcher l'intégrale en tant que moyenne temporelle, l'intensité détectée devient,

$$\langle I(t') \rangle = \langle A(t) \cdot A^*(t) \rangle \quad (1.4)$$

avec  $A^*(t)$  est le complexe conjugué de  $A(t)$ .

D'après les équations (1.2) et (1.4), on peut déduire que l'intensité à la sortie de l'interféromètre s'écrit,

$$\langle I(t') \rangle = \left\langle \left( \frac{1}{2}U(t) + \frac{1}{2}U(t-t') \right) \left( \frac{1}{2}U^*(t) + \frac{1}{2}U^*(t-t') \right) \right\rangle \quad (1.5)$$

Ou encore,

$$\langle I(t') \rangle = \left\langle \frac{1}{4}|U(t)|^2 + \frac{1}{4}|U(t-t')|^2 + \frac{1}{4}U(t)U^*(t-t') + \frac{1}{4}U^*(t)U(t-t') \right\rangle \quad (1.6)$$

L'expression est écrite alors sous la forme,

$$\langle I(t') \rangle = \left\langle \frac{1}{4}|U(t)|^2 \right\rangle + \left\langle \frac{1}{4}|U(t-t')|^2 \right\rangle + \left\langle \frac{1}{4}U(t)U^*(t-t') \right\rangle + \left\langle \frac{1}{4}U^*(t)U(t-t') \right\rangle \quad (1.7)$$

On suppose que l'éclairement du champ incident est exprimé par  $U(t) = U(t)e^{j2\pi\nu t}$ , avec  $\nu = c/\lambda$  est la fréquence de l'onde incidente. L'expression précédente devient,

$$\begin{aligned} \langle I(t') \rangle &= \frac{1}{4} \left\langle |U(t)e^{j2\pi\nu t}|^2 \right\rangle + \frac{1}{4} \left\langle |U(t-t')e^{j2\pi\nu(t-t')}|^2 \right\rangle \\ &+ \frac{1}{4} \left\langle U(t)e^{j2\pi\nu t} U(t-t')e^{-j2\pi\nu(t-t')} \right\rangle + \frac{1}{4} \left\langle U(t)e^{-j2\pi\nu t} U(t-t')e^{j2\pi\nu(t-t')} \right\rangle \end{aligned} \quad (1.8)$$

On considère  $P_0$  la puissance initiale de la source, l'expression devient,

$$\langle I(t') \rangle = \frac{1}{2}P_0 + \frac{1}{4} \left\langle U(t)U(t-t')e^{j2\pi\nu t'} \right\rangle + \frac{1}{4} \left\langle U(t)U(t-t')e^{-j2\pi\nu t'} \right\rangle \quad (1.9)$$

Après simplification, l'expression devient,

$$\langle I(t') \rangle = \frac{1}{2}P_0 + \frac{1}{4} \left\langle U(t)U(t-t') \left( e^{j2\pi\nu t'} + e^{-j2\pi\nu t'} \right) \right\rangle \quad (1.10)$$

Cette expression peut s'écrire sous la forme suivante,

$$\langle I(t') \rangle = \frac{1}{2} P_0 + \frac{1}{2} \text{Re} \langle U(t) U^*(t-t') \rangle \quad (1.11)$$

Le deuxième partie de cette expression est la partie réelle de la fonction d'autocorrélation de l'onde incidente [62, 40]. On note la fonction de covariance de la source,

$$C(t') = \text{Re} \langle U(t) \cdot U^*(t-t') \rangle \quad (1.12)$$

Pour évaluer cette expression, nous allons introduire la fonction de degré de cohérence  $g(t')$  de la source défini par,

$$g(t') = \frac{\text{Re} \int_{-\infty}^{+\infty} P(\nu) e^{j2\pi\nu t'} d\nu}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\nu) d\nu} \quad (1.13)$$

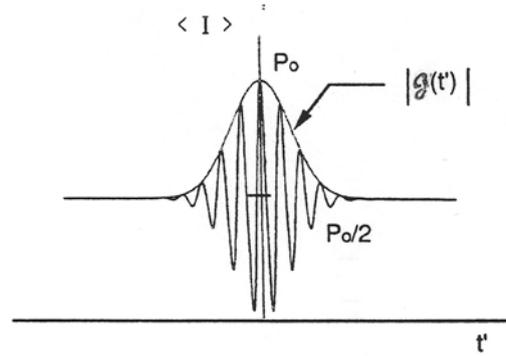
Ce paramètre  $g(t') = |g(t')| \cdot e^{j\varphi(t')}$  définit le degré de cohérence de la source. Il est nul lorsque les deux ondes ne s'interfèrent pas tandis que son module  $|g(t')| = 1$  dans le cas où les deux ondes cohérentes et décalées d'un déphasage  $\varphi(t')$  s'interfèrent.

Etant donné que  $\int_{-\infty}^{+\infty} P(\nu) d\nu = P_0$  est la puissance initiale de la source et en utilisant le théorème de Wiener-Khinchine indiquant que la densité spectrale de puissance d'une source stationnaire est la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation, on déduit que l'expression (1.12) peut être écrite sous la forme,

$$C(t') = P_0 |g(t')| \cdot \cos 2\pi\nu t' \quad (1.14)$$

D'où, l'expression de l'intensité devient,

$$\langle I(t') \rangle = \frac{1}{2} P_0 (1 + |g(t')| \cdot \cos 2\pi\nu t') \quad (1.15)$$



**Fig. 1.12.** Fonction de covariance d'une source de lumière blanche stochastique « aléatoire » [40]

À partir de cette équation, on peut déduire que l'interféromètre de Michelson est considéré comme un corrélateur optique. Il permet de mesurer la fonction de covariance de la source comme présentée par la figure 1.12. Cette figure indique la forme de la source (Lorentzienne, Gaussienne ...) ainsi que la valeur du temps et donc la longueur de cohérence.

### 1.5.3. Principe de la modulation de cohérence

Le principe de la modulation cohérence est très bien expliqué par un système interférométrique, tel qu'un cristal biréfringent. Ce type des cristaux est constitué par un élément biréfringent qui permet d'introduire un retard optique supérieur au temps de cohérence de la source  $\tau_1 > \tau_c$ . Lorsqu'il est éclairé par un faisceau de lumière aléatoire d'amplitude  $U(t)$ , le faisceau est divisé en deux parties décalées avec le retard optique  $\tau_1$ . Cela, nous permettra d'écrire l'amplitude de la lumière  $A(t)$  à la sortie du système sous la forme suivante,

$$A(t) = \frac{1}{2}U(t) + \frac{1}{2}U(t - \tau_1) \quad (1.16)$$

À partir de l'équation (1.15) on déduit que l'intensité détectée à la sortie du système interférométrique de réception est donnée par la fonction de corrélation du champ,

$$\langle I(t') \rangle = \langle A(t) \cdot A^*(t - t') \rangle = \frac{1}{2} \langle |A(t)|^2 \rangle + \frac{1}{2} \text{Re} \langle A(t) \cdot A^*(t - t') \rangle \quad (1.17)$$

En remplaçant  $A(t)$  par sa valeur, on obtient,

$$\begin{aligned} \langle I(t') \rangle = & \frac{1}{2} \left\langle \left| \frac{1}{2} U(t) + \frac{1}{2} U(t - \tau_1) \right|^2 \right\rangle \\ & + \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\langle \left( \frac{1}{2} U(t) + \frac{1}{2} U(t - \tau_1) \right) \cdot \left( \frac{1}{2} U^*(t - t') + \frac{1}{2} U^*(t - t' - \tau_1) \right) \right\rangle \end{aligned} \quad (1.18)$$

après développement de cette expression, elle devient,

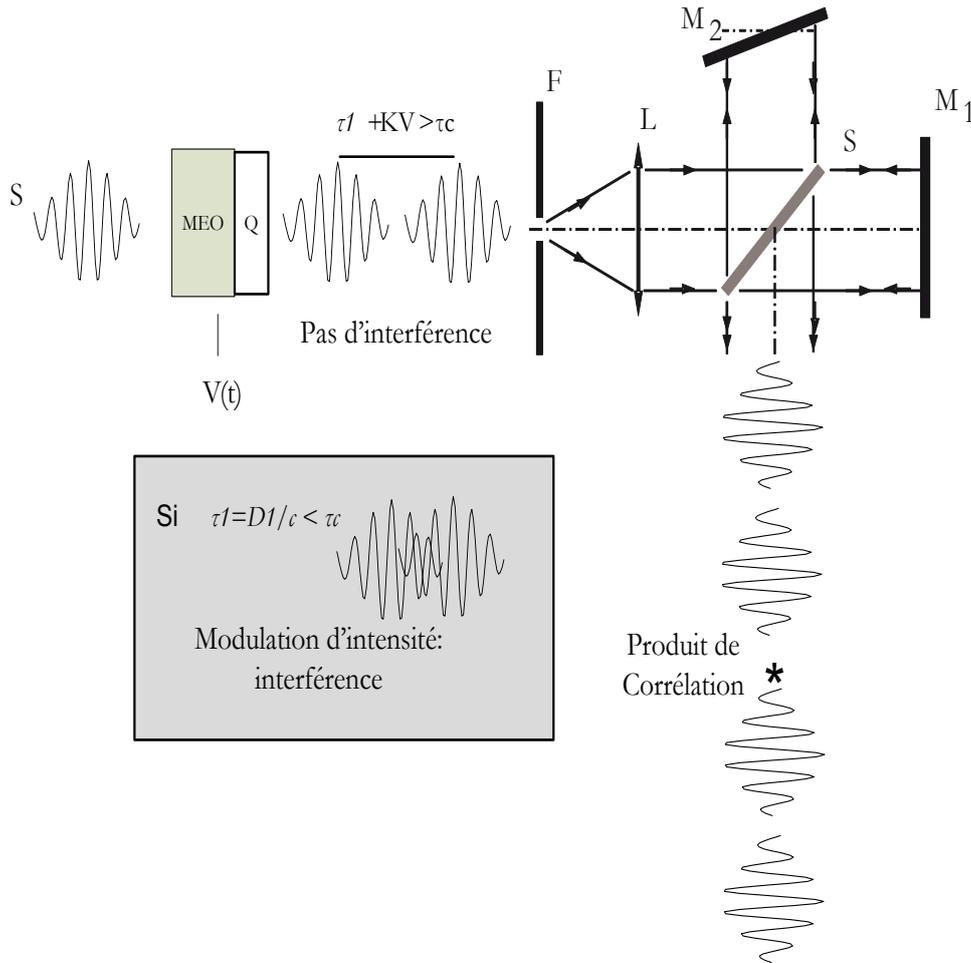
$$\begin{aligned} \langle I(t') \rangle = & \frac{1}{8} \left\langle |U(t)|^2 + |U(t - \tau_1)|^2 + 2|U(t)||U(t - \tau_1)| \right\rangle \\ & + \frac{1}{8} \operatorname{Re} \left\langle \left( U(t)U^*(t - t') + U(t)U^*(t - t' - \tau_1) + U(t - \tau_1)U^*(t - t') + U(t - \tau_1)U^*(t - t' - \tau_1) \right) \right\rangle \end{aligned} \quad (1.19)$$

D'où,

$$\langle I(t') \rangle = \frac{1}{4} P_0 + \frac{1}{4} C(\tau_1) + \frac{1}{4} C(t') + \frac{1}{8} C(t' - \tau_1) + \frac{1}{8} C(t' + \tau_1) \quad (1.20)$$

Avec  $P_0$  est la puissance initiale de la source et  $C$  est la fonction de covariance de la source  $U(t)$ .

Dans le cas où, le cristal biréfringent est un modulateur électro-optique (MEO), ce dernier peut être modulé par un signal électrique  $V(t)$  (Fig. 1.13). D'où, le retard optique introduit est variable en fonction du signal électrique  $V(t)$ . Ensuite, l'adjonction d'une lame biréfringente  $\mathcal{Q}$  dans le système permet d'ajouter un autre retard optique statique  $\tau_{01}$ . Cette lame biréfringente a pour but d'augmenter la distance entre les trains d'ondes issues du MEO. Cela permettra d'avoir à la sortie de l'ensemble (MEO et  $\mathcal{Q}$ ), un retard optique donné par  $\tau_1 = \tau_{01} + KV$ , avec  $K$  est une constante liée au modulateur [55, 56].



**Fig. 1.13.** Principe de base d'un modulateur de cohérence ; MEO : Modulateur Electro-optique,  $M_1$  et  $M_2$  miroirs, L : lentille, F ; Fente, Q : lame biréfringente.

A la réception on utilise un interféromètre à deux ondes introduisant un retard optique variable  $t'$ . Dans le cas où, l'interféromètre de réception introduit un retard optique  $t' \approx \tau_1$ , il détecte l'intensité localisée dans le groupe de franges centré à  $\tau_1$ . L'expression de l'intensité obtenue à la sortie de ce système devient,

$$\langle I(t') \rangle = \frac{1}{4} P_0 \left( 1 + \frac{1}{2} |g(t' - \tau_1)| \cdot \cos 2\pi\nu(t' - \tau_1) \right) \quad (1.21)$$

Ceci est obtenu en supposant que le système est idéal et ne contient pas des crosstalk. De plus, afin d'obtenir une intensité directement liée à la tension  $V(t)$  appliquée par le MEO, il fallait utiliser  $t' = \tau_0 + 1/4\nu$ . D'où, en supposant que la tension introduite au MEO  $V \ll 1/4K\nu$ , on obtient que  $|g(t' - \tau_1)| \approx 1$  et l'expression (1.21) devient,

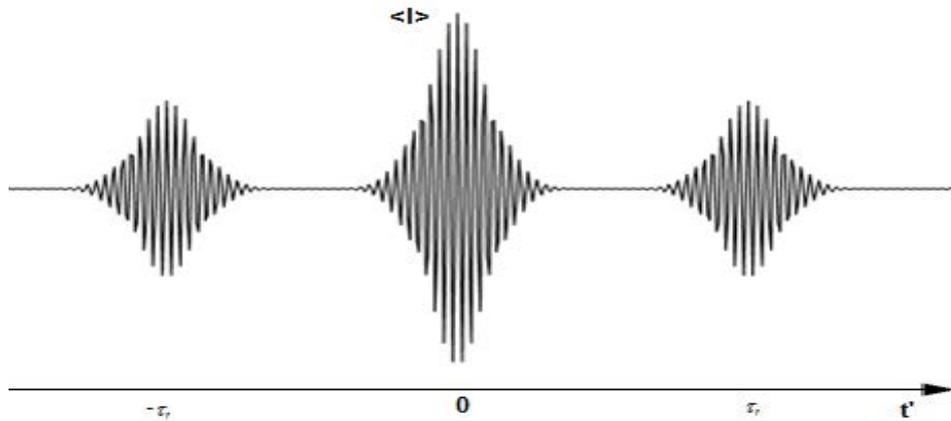
$$\begin{aligned}
 \langle I(t') \rangle &= \frac{1}{4} P_0 \left[ 1 + \frac{1}{2} \cos \left( 2\pi\nu \left( \frac{1}{4\nu} - KV \right) \right) \right] \\
 &= \frac{1}{4} P_0 \left[ 1 + \frac{1}{2} \cos \left( \left( \frac{\pi}{2} - 2\pi\nu KV \right) \right) \right] \\
 &= \frac{1}{4} P_0 \left[ 1 + \frac{1}{2} \sin(2\pi\nu KV) \right]
 \end{aligned} \tag{1.22}$$

Puisque  $KV$  est faible, on peut écrire que,

$$\langle I(t') \rangle = \frac{1}{4} P_0 [1 + \pi\nu(KV)] \tag{1.23}$$

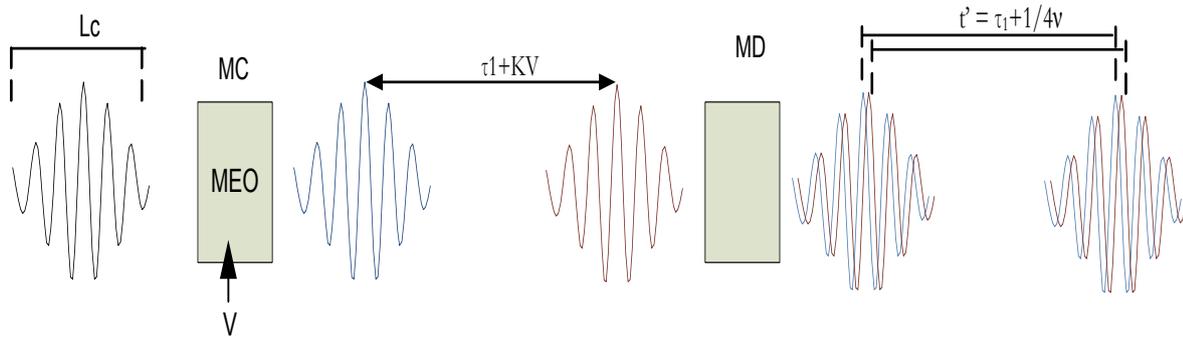
C'est une fonction linéaire directement liée à la tension  $V$  appliquée au MEO.

On conclut qu'à la réception, on peut détecter le signal introduit par la MEO. Le phénomène de codage de l'information par la modulation de cohérence est donné par la variation des trains d'onde et non pas des impulsions. Les sources utilisées dans les architectures fonctionnant en modulation de cohérence étant des sources continues et à spectre large.



**Fig. 1.14.** Variation de l'intensité détectée à la sortie de module de décodage en fonction de temps.

La Figure 1.14 présente la variation de l'intensité détectée à la sortie du système. Cette variation est en fonction du retard optique variable, introduit par le système de réception. On observe que le graphe contient trois groupes de franges centrés sur  $-\tau_r$ ,  $0$  et  $\tau_r$ . Les cannelures à l'intérieur du spectre évoluent en fonction du temps. Le bon choix du retard optique introduit à la réception, permet de détecter le signal introduit au MEO.



**Fig. 1.15.** Principe de la modulation de cohérence : Autocorrélation et décodage de l'information

En conclusion, l'interféromètre placé dans le module de décodage a la fonction d'un corrélateur optique. Il permet de mesurer la fonction d'auto-corrélation entre les deux faisceaux retrouvés à la sortie du système de modulation de cohérence (fig. 1.15).

## 1.6. Conclusion

Ce chapitre a été principalement consacré aux motivations derrière les travaux de recherche effectués dans cette thèse. L'usage de l'optique ainsi que ses technologies avancées comme l'intégration n'a pas réussi à répondre à certaines exigences du marché du traitement de l'information. Diverses applications tendances, comme la cryptographie, la compression et la reconnaissance des formes exigent principalement le traitement parallèle, la rapidité ainsi que la simplicité de la mise en œuvre de l'architecture. Nous avons présenté un aperçu de l'état de l'art de différentes techniques optiques qui ont eu lieu pour le calcul arithmétique simple "addition et soustraction".

Ce chapitre a été également consacré à l'étude théorique de la technique de la modulation de cohérence. Nous avons commencé par un rappel du principe de fonctionnement d'un système interférométrique. Ensuite, nous avons présenté le principe de fonctionnement de la technique de modulation de cohérence. Les démarches mathématiques et physiques ont aussi été décrites. Dans une seconde étape, nous avons donné un aperçu de l'état de l'art des champs d'applications de la technique. En effet, elle a été utilisée dans le domaine de la transmission, la détection ainsi que le traitement de l'information.

Le chapitre qui suit sera consacré à l'étude des systèmes multiplexes de la modulation de cohérence. Nous allons montrer la faisabilité des opérations arithmétiques de base à l'aide de cette

technique. Nous présentons les résultats expérimentaux que nous avons obtenus. Enfin, nous allons entamer une étude d'optimisation de l'architecture mise en œuvre.

# Chapitre 2

## Multiplexage de cohérence au service du calcul arithmétique

### 2.1. Introduction

**A**près avoir décrit le principe de la technique dite «modulation de cohérence» ainsi que son état de l'art dans le chapitre précédent, nous nous proposons dans cette partie de réaliser une étude théorique du multiplexage de cohérence. Un tel système, permet de calculer simultanément la somme et la différence des signaux temporels codés sur le même faisceau de lumière. Nous présentons ensuite les résultats expérimentaux obtenus lors des réalisations pratiques que nous avons réalisées à TSP Evry. Ces résultats montrent une meilleure performance du système pour les signaux temporels. Cependant la mise en œuvre de l'architecture souffre de limitation majeure liée au traitement en espace libre. Nous discutons, ainsi les bonnes conditions pour l'optimisation du système. Enfin, nous étudions l'impact de l'incohérence spatiale et la divergence du faisceau sur le « crosstalk » du système, ainsi sur le résultat.

### 2.2. Multiplexage de cohérence pour l'addition et la soustraction des signaux

Rappelons que l'une des principales caractéristiques de la modulation de cohérence est la capacité de multiplexer plusieurs signaux sur le même faisceau de la lumière. Par ailleurs, nous étudions dans cette section le processeur de calcul basé sur le multiplexage de cohérence. Un tel processeur permet d'effectuer des opérations d'addition et de soustraction simultanément. Il a l'avantage de

réaliser un calcul ultra rapide voire à la vitesse de la lumière [40, 59]. En plus, il est caractérisé par une mise en œuvre simple, facile et qui n'est pas couteuse.

L'architecture de la modulation de cohérence permet de multiplexer plusieurs signaux [45, 64, 65]. La chaîne de traitement multiplexe basée sur cette architecture est constituée d'une succession d'émetteurs (fig. 2.1) dont chacun est composé par un polariseur, une lame biréfringente, un modulateur électro-optique (MEO) et un analyseur [49,50, 51, 61, 62]. Dans ce système le polariseur et l'analyseur doivent être placés parallèles ou croisés [47]. Chaque MEO module un signal électrique  $V(t)$ . Lorsque cette chaîne est éclairée par une source à spectre étendu  $f(t)$ , elle a l'avantage de traiter plusieurs signaux par le même canal lumineux. Chaque signal est codé par sa propre différence de marche optique (DMO) qui devrait être supérieure à la longueur de cohérence de la source [21, 53]. Ces différences de marche optiques sont des porteuses pour les signaux introduits dans les MEO. Le décodage de chaque signal est effectué à l'aide d'une lame biréfringente  $Q_d$  qui permettra d'introduire un retard optique bien précis correspondant au signal à décoder. Ce retard est choisi de façon à se positionner en un point de fonctionnement du MEO. La réponse  $h(t)$  de  $n$  émetteurs est une succession de trains d'onde de lumière (Fig. 2.1),

$$h(t) = G_n(t) \otimes f(t) \quad (2.1)$$

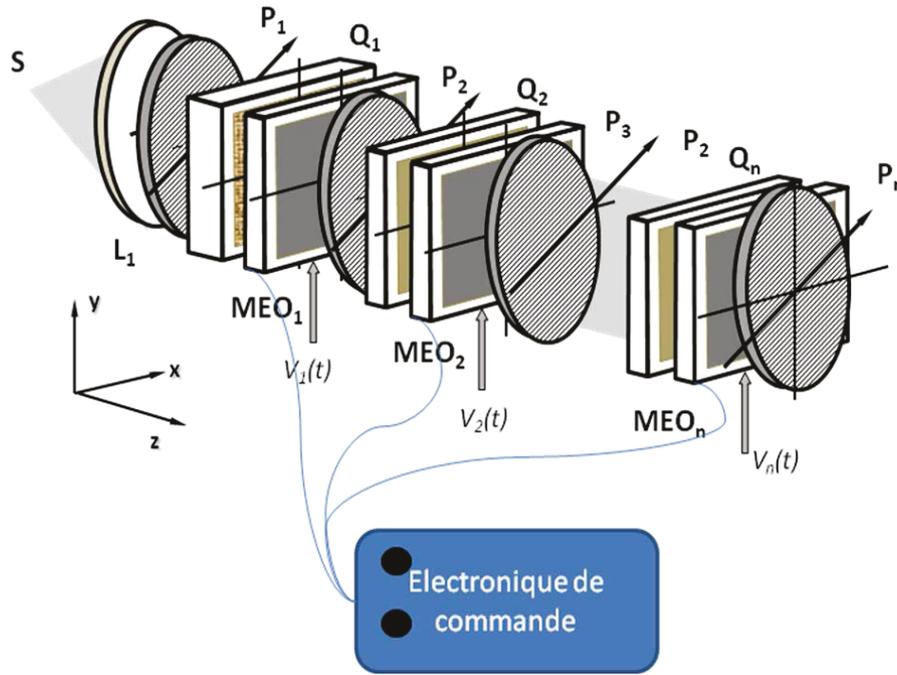
Avec  $G_n(t)$  est la réponse d'une impulsion de Dirac donnée par,

$$G_n(t) = \prod_{i=1}^n \otimes \left\{ \delta\left(t - \frac{\tau_i}{2c}\right) + \delta\left(t + \frac{\tau_i}{2c}\right) \right\} \quad (2.2)$$

Les superpositions des trains d'onde provoquent un mélange des signaux, d'où l'apparition d'un bruit d'intensité. Plusieurs solutions ont été proposées afin de réduire ce phénomène indésirable de diaphonie [57, 59]. Pour cela, les retards optiques successifs introduits par les différents modulateurs doivent suivre une série mathématique bien déterminée [40, 42]. A titre d'exemple, nous présentons une série relativement simple pour le calcul des valeurs successives des retards optiques de différents modulateurs,

$$\tau_{0,i} = c_i \cdot \tau_{0,1} \quad (2.3)$$

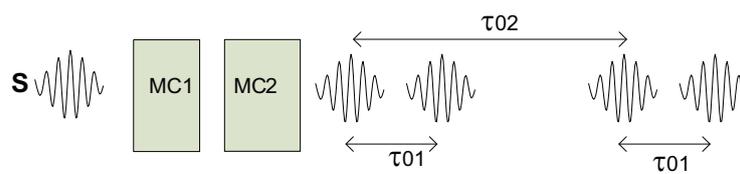
Avec  $c_i = 1 + c_{i-1} + \sum_{j=1}^{i-1} c_j$ ,  $c_1 = 1$  et  $\tau_{0,i}$  étant les retards optiques statique du  $i^{\text{ème}}$  modulateur.



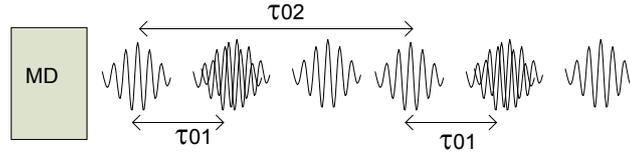
**Fig. 2.1.** Modèle du codage multiplexe

Pour la simplicité de l'étude, on s'intéresse dans la suite à un système à deux émetteurs, les deux signaux électriques  $V_1(t)$  et  $V_2(t)$  sont appliqués aux deux modulateurs électro-optiques  $MEO_1$  et  $MEO_2$ . Chaque modulateur est précédé d'une lame biréfringente définissant la valeur de la différence de marche optique introduite entre les vibrations ordinaire et extraordinaire. L'ensemble est placé entre polariseurs parallèles [39, 54].

La distribution du champ est représentée à la sortie de chaque module de codage par la figure 2.2 (a) où on remarque que chaque module de codage dédouble l'onde. Le premier module de codage ( $MC_1$ ) divise l'onde en deux ondes décalées d'un retard optique  $\tau_{01}$ . De même, le deuxième module ( $MC_2$ ) divise chaque onde en deux ondes décalées d'un retard optique  $\tau_{02}$ . D'où à la sortie d'un système multiplexe d'ordre deux, nous obtenons quatre trains d'onde, éloignés par les retards optiques introduits au niveau des modules de codage. Afin d'éviter le crosstalk, on appliquant la formule (2. 3), on trouve  $\tau_{02}=3 \tau_{01}$  et  $\tau_{01} \gg L_c$ .



(a)



(b)

**Fig. 2.2.** Variation du champ à la sortie du module de (a) codage et (b) du décodage

D'après les études vues dans le premier chapitre, on peut déduire que les distributions du champ données, respectivement à la sortie du premier et du deuxième module de codage, sont représentées par,

$$A_1(t) = \frac{1}{2}U(t) + \frac{1}{2}U(t - \tau_1) \quad (2.4)$$

$$A_2(t) = \frac{1}{2}A_1(t) + \frac{1}{2}A_1(t - \tau_2) \quad (2.5)$$

Avec  $U(t)$  est une source de lumière de puissance incidente  $P_0$ , l'intensité détectée à la sortie du dispositif de décodage est alors donnée par [41],

$$I = \int_0^T |A_2(t)|^2 dt \quad (2.6)$$

Où  $T$  est le temps d'intégration du détecteur qu'on l'admet suffisamment long pour approcher l'intégrale en tant que moyenne temporelle, ou encore,

$$\langle I(t') \rangle = \frac{1}{2} \langle |A_2(t)|^2 \rangle + \frac{1}{2} \text{Re}(A_2(t) \cdot A_2^*(t - t')) \quad (2.7)$$

En remplaçant  $A_2(t)$  par sa valeur, on trouve la nouvelle expression de l'intensité,

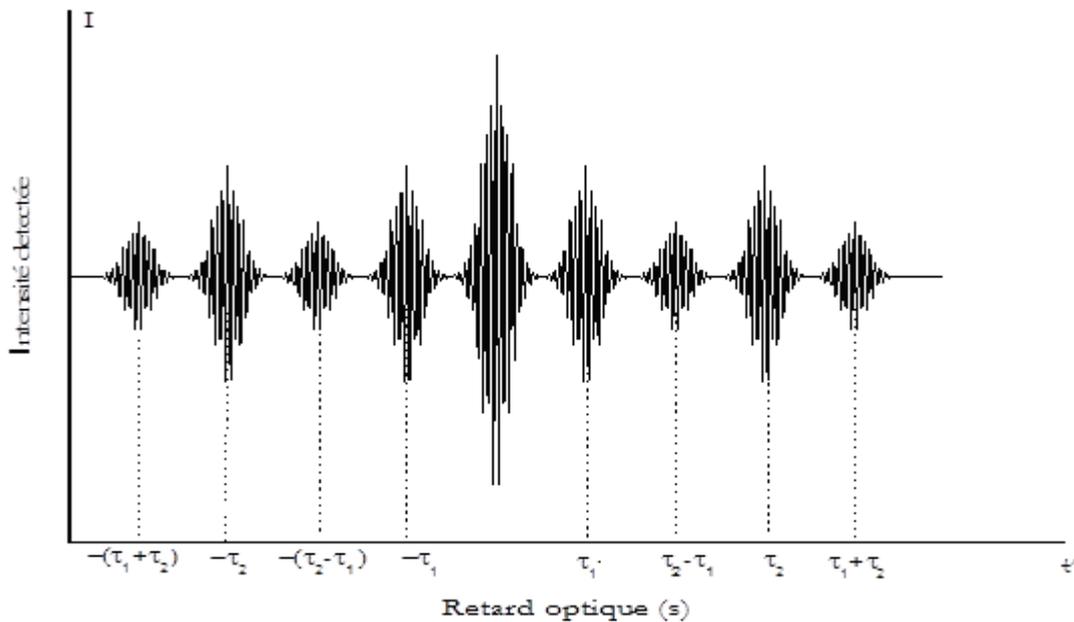
$$\begin{aligned} \langle I(t') \rangle = & \frac{1}{8} \left[ P_0 + C(\tau_1) + C(\tau_2) + \frac{1}{2}C(\tau_1 + \tau_2) + \frac{1}{2}C(\tau_2 - \tau_1) \right] \\ & + \frac{1}{8} \left[ C(t') + \frac{1}{2}C(t' \pm \tau_1) + \frac{1}{2}C(t' \pm \tau_2) + \frac{1}{4}C(t' \pm (\tau_1 + \tau_2)) + \frac{1}{4}C(t' \pm (\tau_2 - \tau_1)) \right] \end{aligned} \quad (2.8)$$

Avec  $C$  est défini par la fonction de covariance de la source,  $P_0$  est la puissance initiale de la source et  $\sigma = 1/\lambda$  est le nombre d'onde. On définit la constante,

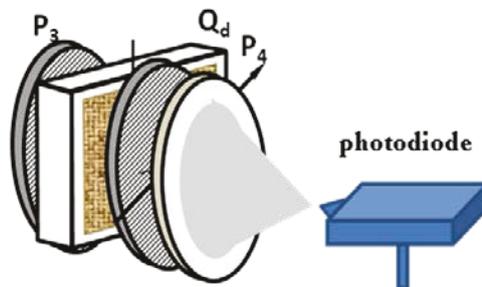
$$K^{de} = \frac{1}{8} \left[ P_0 + C(\tau_1) + C(\tau_2) + \frac{1}{2}C(\tau_1 + \tau_2) + \frac{1}{2}C(\tau_2 - \tau_1) \right] \quad (2.9)$$

L'expression (2.8) de l'intensité devient [40],

$$\langle I(t') \rangle = K^{de} + \frac{1}{8} \left[ C(t') + \frac{1}{2}C(t' \pm \tau_1) + \frac{1}{2}C(t' \pm \tau_2) + \frac{1}{4}C(t' \pm (\tau_1 + \tau_2)) + \frac{1}{4}C(t' \pm (\tau_2 - \tau_1)) \right] \quad (2.10)$$



**Fig. 2.3.** Intensité détectée à la sortie du système de décodage en fonction de retard optique variable



**Fig. 2.4.** Module de décodage d'un signal codé en modulation de cohérence

La variation du champ à la sortie du module de décodage est donnée par la figure 2.2. (b). La figure 2.3 présente la variation de l'intensité détectée à la sortie du module de décodage en fonction de  $t'$ . On remarque qu'il y a neuf groupes de frange, chacun correspond à la fonction de covariance de la source. Ces groupes de frange sont positionnés à  $t' = 0, \pm \tau_1, \pm \tau_2, \pm(\tau_1 + \tau_2), \pm(\tau_2 - \tau_1)$ . La figure 2.4 présente, un module de décodage (MD), qui est constitué par un système interférométrique, permettant de calculer la fonction d'auto-corrélation de la source en un point bien déterminé. En pratique, ce module est réalisé à l'aide d'un cristal biréfringent  $Q_d$  placé entre polariseurs parallèles ou croisés et orientés à  $45^\circ$  par rapport à l'axe optique [64]. Un choix adéquat de la DMO introduite par le module de décodage permet de détecter le signal souhaité. Par exemple, le retard optique  $t' \cong \tau_{02} + \lambda_0/4$  accède la détection du deuxième signal. Enfin, à la réception une photodiode ou une caméra seront utilisées pour détecter l'information [38].

Les travaux de recherches antérieurs ont été focalisés aux groupes de franges qui correspondent au décodage de deux signaux. Seuls ces groupes de frange ont été utilisés. Donc, le premier et le deuxième signal peuvent être retrouvés en introduisant respectivement les retards optiques  $t' = \tau_{01} \pm \frac{1}{2(\sigma_1 + \sigma_2)} = \tau_{01} \pm \frac{1}{4\sigma}$  et  $t' = \tau_{02} \pm \frac{1}{2(\sigma_1 + \sigma_2)} = \tau_{02} \pm \frac{1}{4\sigma}$ , avec  $\sigma = (\sigma_1 + \sigma_2)/2$  est la fréquence centrale [57]. En remplaçant respectivement ces expressions dans l'équation (2.11), on se place sur les groupes de franges correspondant, respectivement, au premier et au deuxième signal. Par exemple, pour retrouver le premier signal, l'intensité détectée est égale à,

$$\langle I_1(t') \rangle = \frac{P_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{2} \cos\{2\pi\sigma(t' - \tau_1)\} \right] \quad (2.11)$$

C'est la même chose pour la détection du deuxième signal, l'intensité devient égale à,

$$\langle I_2(t') \rangle = \frac{P_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{2} \cos\{2\pi\sigma(t' - \tau_2)\} \right] \quad (2.12)$$

Ces expressions sont directement proportionnelles aux deux signaux initialement introduits dans la chaîne. En supposant que les signaux introduits aux MEO respectent les conditions suivantes :  $V_1 \ll 1/4K\nu$  et  $V_2 \ll 1/4K\nu$ , les expressions de l'intensité détectées deviennent,

$$\langle I_1(t') \rangle = \frac{P_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{2} \sin 2\pi\sigma(KV_1) \right] \approx \frac{P_0}{8} [1 + \pi\sigma(KV_1)] \quad (2.13)$$

$$\langle I_2(t') \rangle = \frac{P_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{2} \sin 2\pi\sigma(KV_2) \right] \approx \frac{P_0}{8} [1 + \pi\sigma(KV_2)] \quad (2.14)$$

Avec  $K$  est une constante caractéristique du modulateur  $K = \lambda_0/2V_\pi$ ,  $\lambda_0$  est la longueur d'onde centrale.  $V_\pi$  est la tension demi-onde caractéristique du modulateur. Ces deux expressions (2.13) et (2.14) construisent deux fonctions linéaires en fonction respectivement de deux tensions  $V_1$  et  $V_2$ .

### 2.3. Addition et soustraction des signaux

Dans cette section, nous avons utilisé la même architecture présentée précédemment mais cette fois elle sera appliquée pour la première fois pour le calcul de la somme et la différence de deux signaux. En effet, en examinant les groupes de franges présentés par la figure 2.3, on remarque l'existence des groupes de franges positionnés sur les retards optiques  $\tau_1 \pm \tau_2$ . Ceci permet alors de calculer des opérations arithmétiques de deux signaux. Ainsi en se positionnant sur ces groupes de frange, on calcule soit l'addition ou la soustraction des signaux [65].

L'addition de deux signaux  $V_1+V_2$ , peut être calculée en introduisant dans le système de décodage une différence de marche optique égale à la somme de celles introduites dans le système de multiplexage. Soit  $t' = \tau_{01} + \tau_{02} \pm \frac{1}{2(\sigma_1 + \sigma_2)} = \tau_{01} + \tau_{02} \pm \frac{1}{4\sigma}$  en introduisant ce retard optique dans l'expression de l'intensité (2.10), on obtient,

$$\langle I_{add}(t') \rangle = \frac{P_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{4} \cos\{2\pi c \sigma (t' - (\tau_1 + \tau_2))\} \right] \quad (2.15)$$

En supposant que  $(V_1 + V_2) \ll 1/4Kv$ ; l'équation devient,

$$\langle I_{add}(t') \rangle = \frac{P_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{4} \sin\{2\pi c \sigma K (V_1 + V_2)\} \right] \approx \frac{P_0}{16} [2 + \pi c \sigma K (V_1 + V_2)] \quad (2.16)$$

Cette expression montre que la variation de l'intensité est linéaire avec la somme de deux signaux ( $V_1+V_2$ ). Respectivement, la différence de deux signaux peut être obtenue en se positionnant sur le groupe de franges correspondant à  $t' = \tau_{01} - \tau_{02} \pm \frac{1}{2(\sigma_1 + \sigma_2)} = \tau_{01} - \tau_{02} \pm \frac{1}{4\sigma}$ . Ceci donne,

$$\langle I_{diff}(t') \rangle = \frac{P_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{4} \cos\{2\pi c \sigma (t' - (\tau_1 - \tau_2))\} \right] \quad (2.17)$$

De plus, lorsque on suppose que  $(V_1 - V_2) \ll 1/4Kv$ , on trouve,

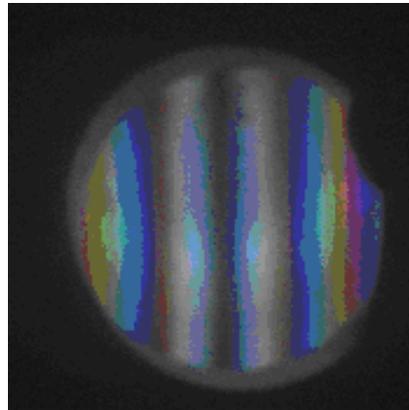
$$\langle I_{diff}(t') \rangle = \frac{P_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{4} \sin\{2\pi c \sigma K(V_1 - V_2)\} \right] \approx \frac{P_0}{16} [2 + \pi c \sigma K(V_1 - V_2)] \quad (2.18)$$

L'équation (2.18) montre que l'intensité détectée est proportionnelle à la différence entre les deux signaux ( $V_1 - V_2$ ). Afin de valider cette étude théorique, nous avons procédé à la mise en œuvre expérimentale de l'architecture multiplexe d'ordre 2. La discussion du choix des éléments de codage et des résultats obtenus sera établie dans la suite.

## 2.4. Choix des éléments de la chaîne de traitement

### 2.4.1. Choix de la source

La mise en œuvre expérimentale de la chaîne de multiplexage de cohérence est basée sur le bon choix de différents composants de la chaîne. Le premier composant à choisir est la source. Dans le laboratoire optique de TSP Evry, on a opté pour une source de lumière blanche au Xénon qui émet à une longueur d'onde centrée autour de 550 nm. Sa longueur de cohérence mesurée au moyen de l'interféromètre à deux ondes est de l'ordre de 3.5  $\mu\text{m}$  (Fig 2.5). Cette longueur de cohérence est suffisamment faible pour qu'on puisse l'utiliser dans notre système [41].



**Fig. 2.5.** Franges d'interférence d'une source de lumière blanche

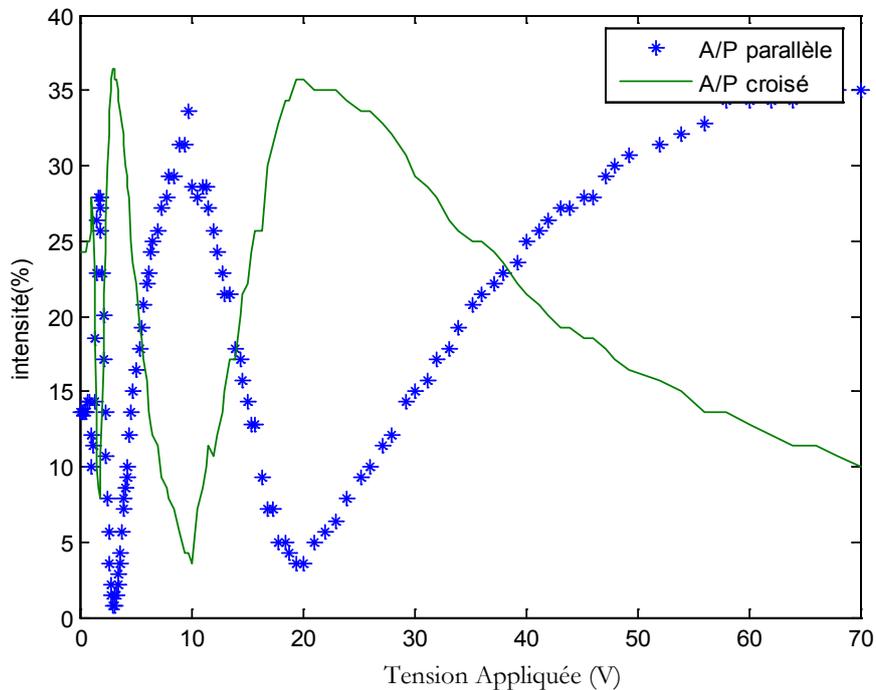
### 2.4.2. Choix de la lame biréfringente

La lame biréfringente est un élément optique qui permet d'introduire un déphasage dans le faisceau de la lumière. Parmi ces éléments, on peut citer les lames à cristaux liquides qui introduisent un déphasage variant en fonction de son épaisseur géométrique et d'une tension de commande. Lors de la mise en œuvre de notre architecture et afin de choisir la bonne lame, nous avons utilisé des

lames à cristaux liquides de différentes épaisseurs, telles que par exemple, 7, 21 et 125  $\mu\text{m}$ . Par exemple, nous avons caractérisé la lame d'épaisseur 7  $\mu\text{m}$ . La figure 2.6 présente l'architecture utilisée pour caractériser chaque lame. La caractérisation de chaque lame est effectuée en l'insérant entre polariseurs croisés ou parallèles et orientés. Ses axes lent et rapide sont orientés de  $45^\circ$  par rapport à la direction du polariseur.

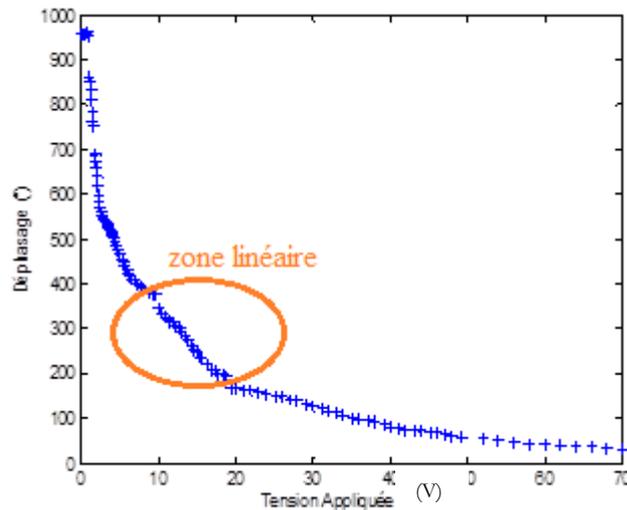


**Fig. 2.6.** Caractérisation d'une lame à cristaux liquide (LCL), P: polariseur

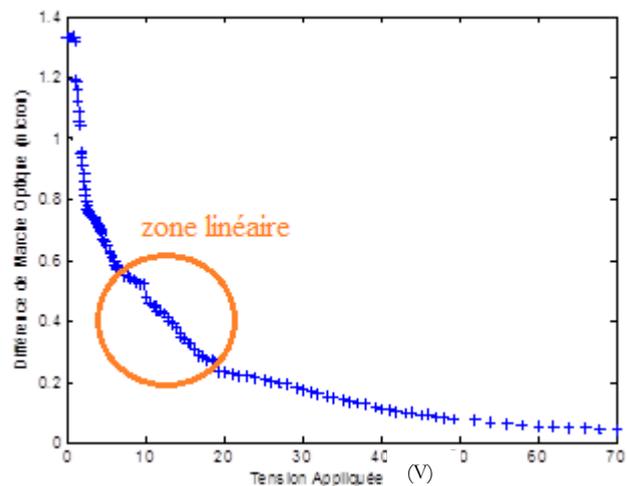


**Fig. 2.7.** Variation de l'intensité transmise d'une cellule à cristaux liquides d'épaisseur géométrique 7  $\mu\text{m}$  en fonction de la tension appliquée.

Le signal de commande de la lame est un signal carré de fréquence 10 kHz et d'amplitude variant de 0 à 70 V. En général, on applique 10 V par 1  $\mu\text{m}$  de cristal liquide, soit au maximum 70 V pour cette lame. La variation de l'intensité transmise en fonction de la tension appliquée est représentée sur la figure 2.7. On remarque qu'une zone linéaire caractérise cette courbe. Il suffit de choisir la tension située sur une cette zone linéaire et qui donne la différence de marche optique souhaitée [66].



(a)



(b)

**Fig. 2.8.** Caractéristiques d'une cellule à cristaux liquides d'épaisseur géométrique  $7\mu\text{m}$  en fonction de la tension; (a) variation de déphasage; (b) variation de la différence de marche optique

Rappelons que  $\delta\phi$  est la différence de phase entre les vibrations ordinaire et extraordinaire dont l'expression est déduite du rapport  $I_{\perp}/I_{//}$  [67],

$$|\delta\phi| = N\pi + 2 \tan^{-1} \sqrt{I_{\perp}/I_{//}}, \quad N = 0, 2, 4, \dots, \quad (2.19)$$

$$|\delta\phi| = (N + 1)\pi - 2 \tan^{-1} \sqrt{I_{\perp}/I_{//}}, \quad N = 1, 3, 5, \dots, \quad (2.20)$$

Ce déphasage peut s'écrire par,

$$\delta\phi(V) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \delta n(V) \quad (2.21)$$

Les équations (2.19) et (2.20) sont applicables aussi bien pour les matériaux ayant une biréfringence positive ( $n_e > n_o$ ) ou négative ( $n_e < n_o$ ). Cette variation de la différence de phase en fonction de la tension appliquée est illustrée par la figure 2.8 (a). On remarque qu'il y a une variation décroissante du déphasage en fonction de la tension. A partir, de ces dernières équations, on peut déduire que la biréfringence  $\delta n$  et la différence de marche optique  $\Delta(t)$  sont données par,

$$\delta n(V) = \frac{\delta\phi \cdot \lambda}{2\pi d} \quad (2.22)$$

$$\Delta(t) = \delta n(V) \cdot d \quad (2.23)$$

D'après la figure 2.8 (b) on remarque que la variation de la différence de marche optique en fonction de la tension appliquée est décroissante. En effet, il y a une variation décroissante de la phase introduite par la lame en fonction de la tension de l'alimentation: plus la tension de l'alimentation augmente plus la différence de marche optique introduite par la lame est réduite. Ceci nous permettra de choisir la bonne tension à appliquer en fonction du déphasage voulu. Par exemple, la tension 10 V nous permettra d'avoir 0,47  $\mu\text{m}$  de différence de marche.

### 2.4.3. Modulateur électro-optique

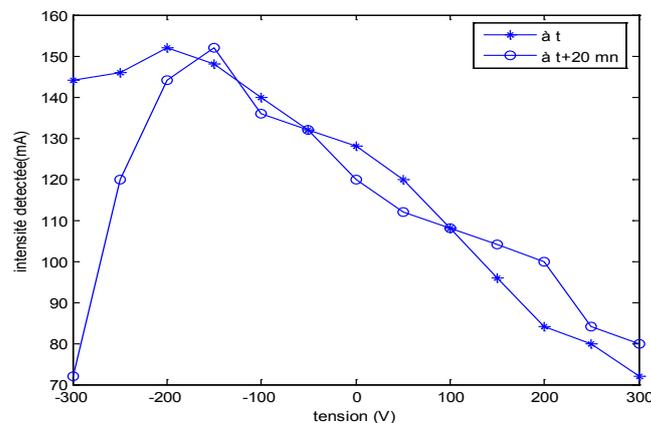
Un composant important dans la chaîne de montage est le modulateur électro-optique qui est un cristal optique biréfringent dont la biréfringence varie sous l'effet du champ électrique [63]. Sa caractérisation permet de déterminer la tension de polarisation avec laquelle on pourra effectuer une modulation dans la zone linéaire. La figure 2.9 présente l'architecture utilisée pour la

caractérisation du MEO. En fait, il est placé entre polariseurs croisés ou parallèles. Ses axes lent et rapide sont orientés de  $45^\circ$  par rapport à la direction du polariseur.

On dispose dans le laboratoire d'un modulateur électro-optique de KDP, Lors de sa caractérisation, on a rencontré des problèmes liés à l'instabilité de l'électronique de commande. Ceci pose un problème de reproductibilité des résultats obtenus. La figure 2.10 illustre deux cas de la variation, en deux moments différents séparés de 20 minutes, de l'intensité transmise en fonction de la tension appliquée. Comme indiqué par la figure, il est clair que les deux courbes n'ont pas la même allure et que les résultats seront par conséquent non reproductibles. Puisque on s'intéresse ici au traitement plutôt qu'à la transmission des signaux, leur fréquence pourrait être dans la bande des fréquences audibles. On a pensé, par souci de simplicité de l'électronique, remplacer les modulateurs électro-optiques utilisant des cristaux de KDP par des modulateurs à cristaux liquides.



**Fig. 2.9** Caractérisation du modulateur électro-optique (MEO), P : polariseur



**Fig. 2.10.** Variation de l'intensité transmise en fonction de la tension

En plaçant une lame à cristaux liquides convenablement orientée entre polariseur/analyseur parallèles ou croisés et en lui appliquant une tension  $V$ , l'intensité transmise, équivalente à celle d'un interféromètre à deux ondes, est donnée respectivement par,

$$I_{\perp} = \frac{1}{4} I_o \sin^2 2\theta \cdot \{e^{-\alpha_o d} + e^{-\alpha_e d} - 2e^{-(\alpha_o + \alpha_e)d/2}\} \cos \delta\phi \quad (2.24)$$

$$I_{\parallel} = I_o \left( \begin{array}{l} \{e^{-\alpha_o d} + e^{-\alpha_e d} - 2e^{-(\alpha_o + \alpha_e)d/2}\} \cos^4 \theta + \{2e^{-(\alpha_o + \alpha_e)d/2} - 2e^{-\alpha_e d}\} \cos^2 \theta \\ + e^{-\alpha_e d} - e^{-(\alpha_o + \alpha_e)d/2} \sin^2 2\theta \cdot \sin^2 \frac{\delta\phi}{2} \end{array} \right) \quad (2.25)$$

Où  $I_o$  est l'intensité de l'onde incidente,  $\theta$  est l'angle entre polariseur/lame,  $\alpha_e$  et  $\alpha_o$  représentent les coefficients d'absorption de la lame cristal liquide propres aux axes extraordinaire et ordinaire respectivement,  $d$  est l'épaisseur du cristal,  $\delta\phi(V)$  la différence de phase, fonction de la tension appliquée, due à la traversée du cristal, et  $\lambda$  longueur d'onde dans le vide. Lorsque  $(\alpha_e - \alpha_o)d \ll 1$ , on aura une écriture simplifiée des deux équations précédentes [66],

$$I_{\perp} = I_o e^{-\alpha_o d} \sin^2 \frac{\delta\phi}{2} \quad I_{\parallel} = I_o e^{-\alpha_o d} \cos^2 \frac{\delta\phi}{2} \quad (2.26)$$

## 2.5. Résultats expérimentaux

Cette section est consacrée à la présentation des résultats expérimentaux obtenus lors de l'addition et la soustraction des signaux temporels. Nous avons implémenté l'architecture optique basée sur la modulation de cohérence présentée par la figure 2.11. Nous avons utilisé la même architecture décrite dans la section 2.2. Nous présentons les résultats expérimentaux obtenus dans le laboratoire d'optique du département d'Electronique et Physique de TSP [65].

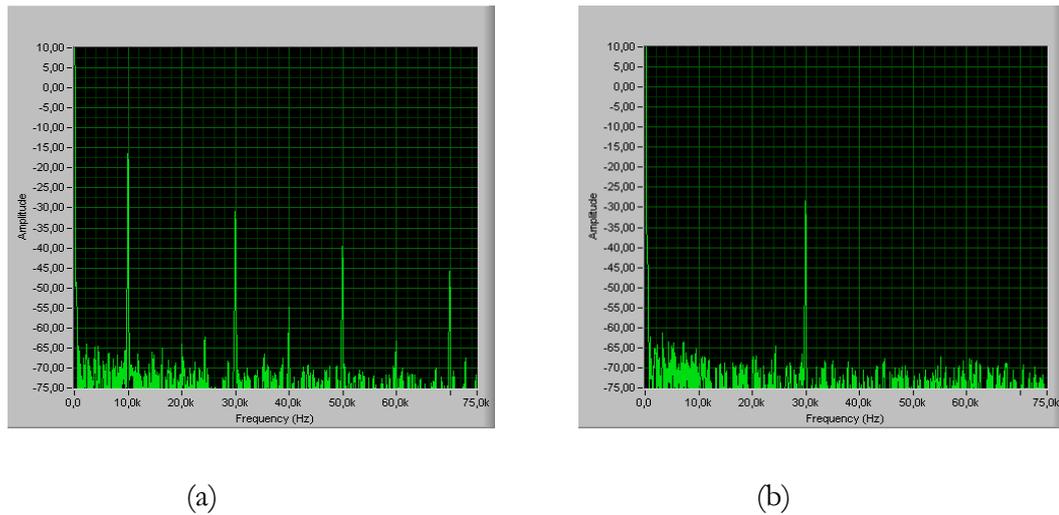
Dans un premier temps, nous avons testé les modulateurs électro-optiques que nous allons utiliser pour la réalisation de la modulation de cohérence. Nous avons utilisé des signaux de différentes formes et fréquences. Les figures suivantes (Fig. 2.12) (a) et (b) présentent l'intensité détectée à la sortie des MEO; elles présentent deux exemples de signaux codés en modulation d'intensité. La figure 2.12 (a) montre la représentation spectrale d'un signal carré de fréquence 10 kHz. Il est caractérisé par des harmoniques dans les fréquences impaires (10 ; 30 ; 50 ; 70...kHz). Par contre la deuxième figure 2.12 (b) présente un signal sinusoïdal de fréquence 30 kHz. Ce dernier est constitué par une seule harmonique à la fréquence 30 kHz.



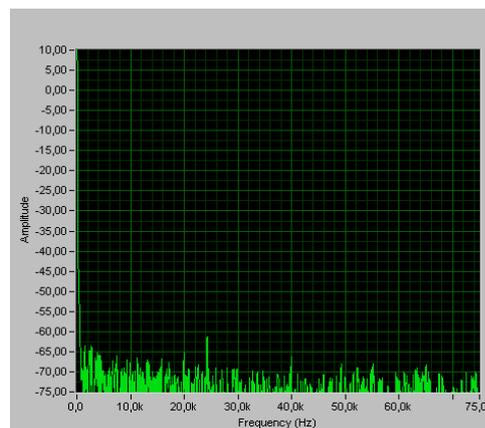
**Fig. 2.11.** Architecture expérimentale de la mise en œuvre de l'architecture de traitement d'ordre 2

Nous avons mis en œuvre le module de codage de la modulation de cohérence multiplexe. Comme expliqué dans la section précédente, nous avons choisi le multiplexage de deux modules de codage. Les blocs de codage modulent, respectivement, les deux signaux de la figure 2.12 préalablement codés en modulation d'intensité. Ces signaux sont codés en modulation de cohérence avec des éléments biréfringents introduisant des retards optiques supérieurs à la longueur de cohérence de la source. D'après la figure 2.13, on observe à la sortie du système la présence d'une intensité constante. On dit que les signaux sont codés en modulation de cohérence. Dans la figure 2.13, on remarque la permanence de l'existence du bruit de fond à la fréquence 25 kHz. Ce bruit est lié aux conditions expérimentales et est indépendant de l'architecture [41].

Le décodage de l'information consiste à retrouver l'information initialement codée par le module de codage. Ce système de décodage est formé d'une lame biréfringente  $Q_b$  ou une lame à cristaux liquides, introduisant un retard  $\Delta_d$  et placée entre polariseur/analyseur parallèles ou croisés. Ses axes lent et rapide sont orientés de  $45^\circ$  par rapport à la direction du polariseur. Ce système est nommé module de décodage (MD).



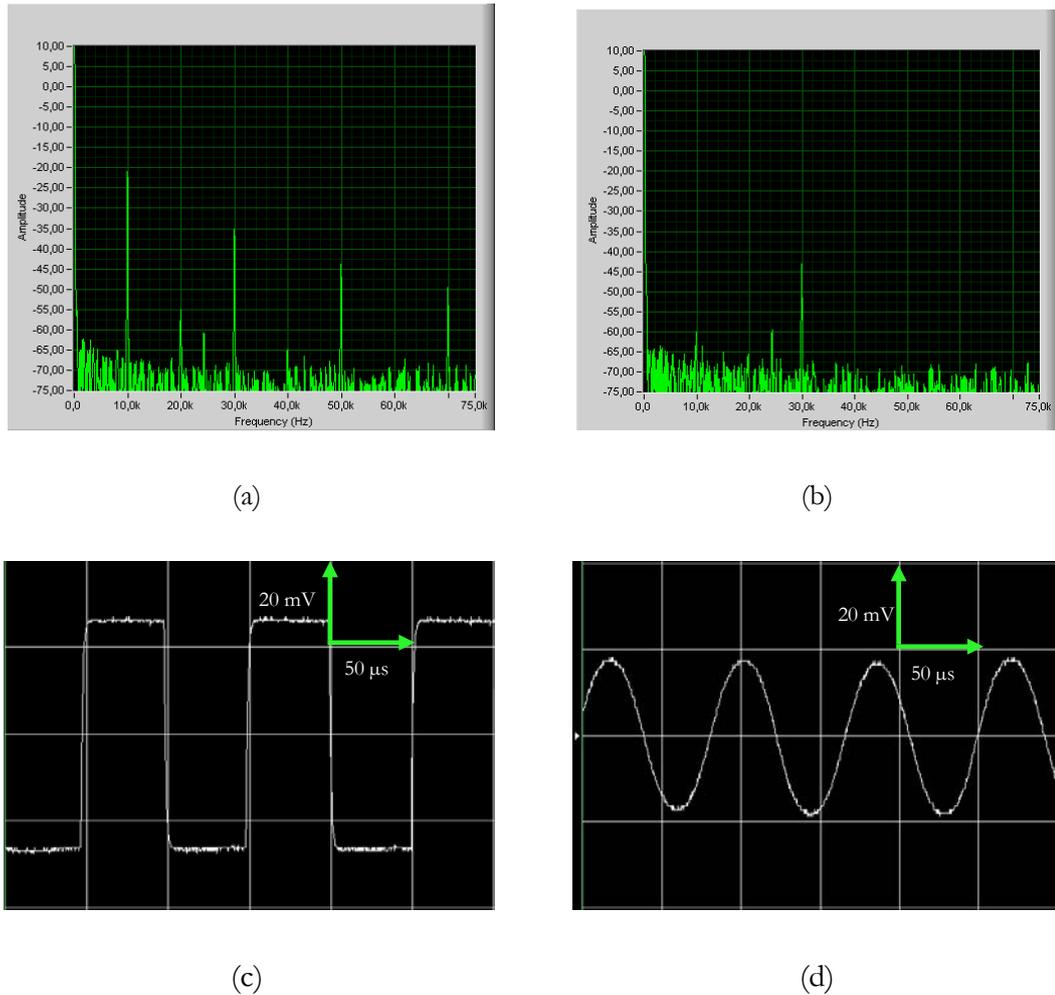
**Fig. 2.12.** Signaux informations à coder par modulation de cohérence la représentation spectrale d'un, (a) signal carré 10 kHz, (b) signal sinusoïdal 30 kHz



**Fig. 2.13.** Codage : Intensité détectée à la sortie du module de codage

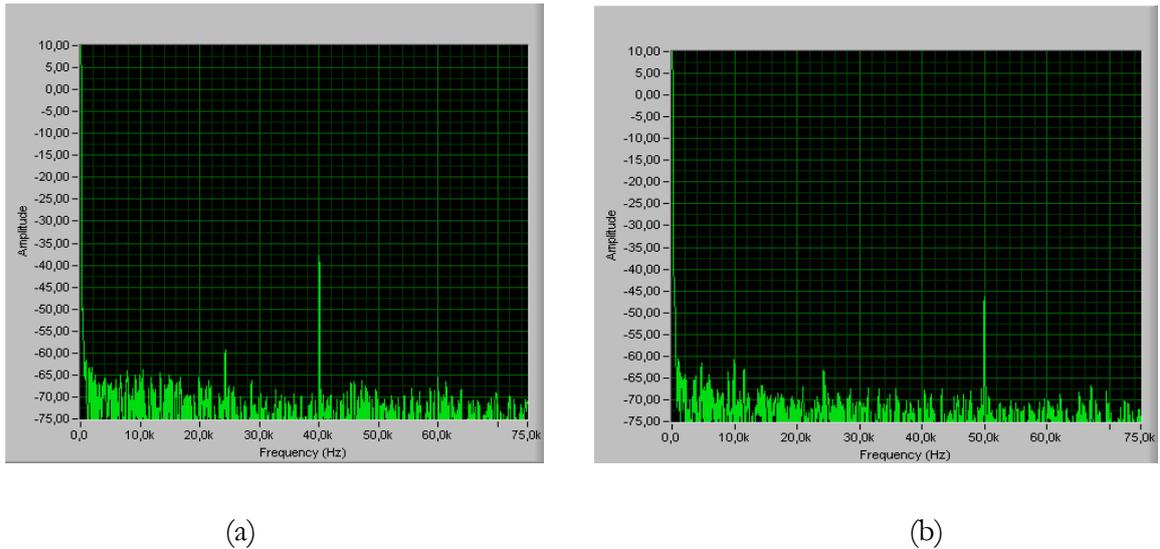
L'intensité obtenue, à la sortie de ce système, est présentée par la figure 2.14. Les Fig. 2.14 (a) et Fig. 2.12 (b) illustrent, respectivement, la représentation spectrale du signal carré et celui sinusoïdal. Ainsi par les Fig. 2.14 (c) et Fig. 2.14 (d) nous présentons, respectivement, ses représentations temporelles.

Ces résultats correspondent à la fonction de corrélation de deux trains d'onde issus de l'axe rapide et lent après l'analyseur. Le bon choix du retard optique permet de fixer la bonne information à détecter. On remarque dans la figure 2.15 qu'il y a une perte de l'énergie de l'ordre de 5 dB. Cette perte est liée à l'association des lames de codage dans l'architecture qui amène une réduction de l'intensité.



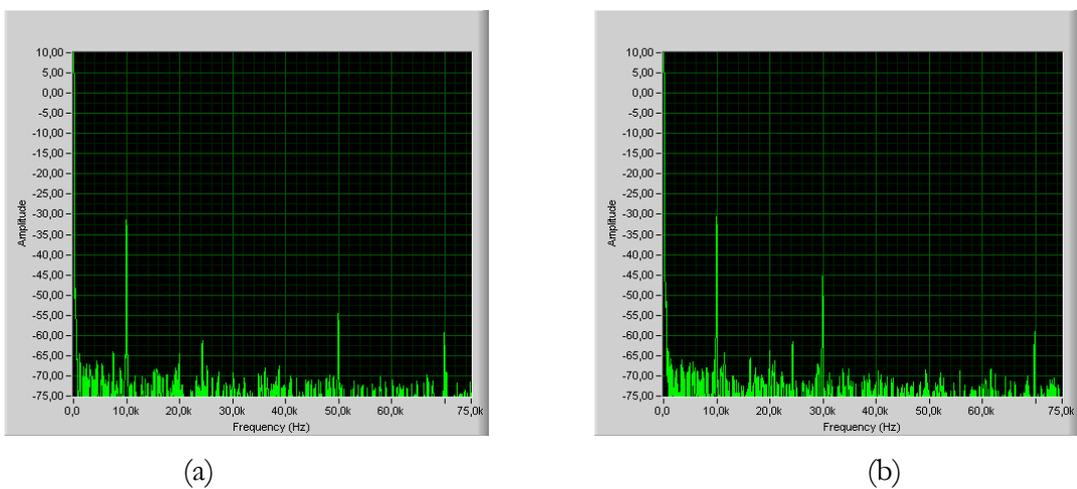
**Fig. 2.14.** Décodage des signaux préalablement codés en modulation de cohérence; (a) représentation spectrale du signal carré ; (b) représentation spectrale du signal sinus; (c) représentation temporelle du signal carré ; (d) représentation temporelle du signal carré

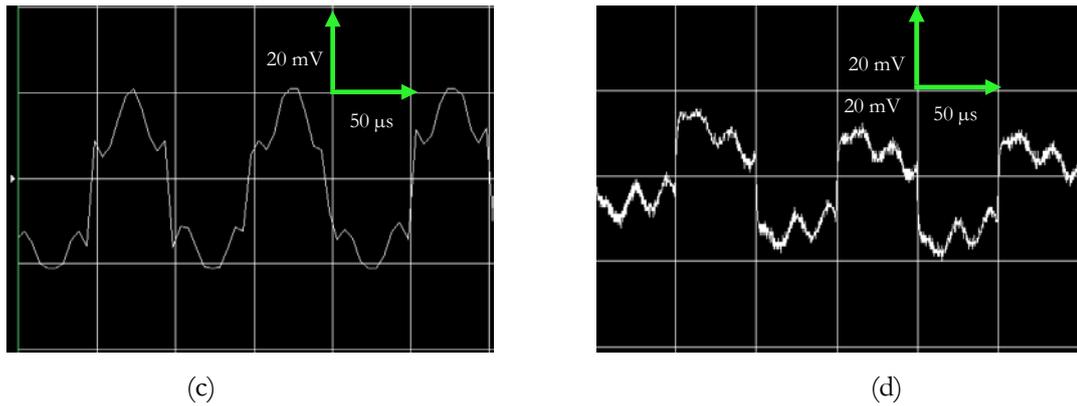
Nous avons aussi codé en modulation de cohérence d'autres signaux temporels de fréquences 40 et 50 kHz. Ces signaux seront utiles pour la réalisation des opérations arithmétiques. La figure 2.15 illustre la représentation spectrale de décodage de ces signaux. Cette figure permet de déterminer l'amplitude de l'harmonique, pour pouvoir étudier la performance du système. On remarque que, l'harmonique du signal sinusoïdal de fréquence 40 kHz est de -40 dB et celle de fréquence 50 kHz est de -45 dB.



**Fig. 2.15.** Décodage de signaux sinusoïdaux, représentation spectrale; (a) signal sinusoïdal 40 kHz ; (b) signal sinusoïdal 50 kHz

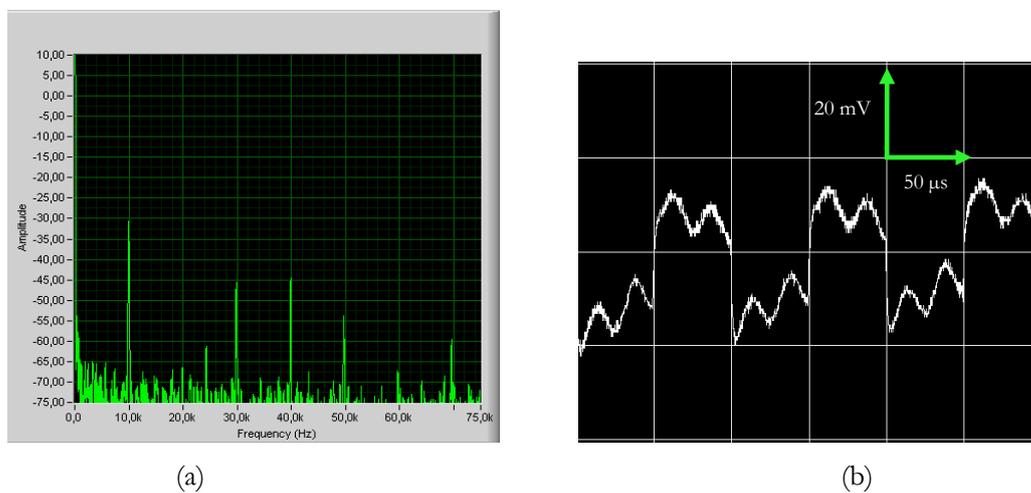
Par la suite, nous avons procédé à la réalisation des opérations arithmétiques à l'aide de ces signaux. Tout d'abord, nous avons testé la soustraction de deux signaux. L'objectif est de tester la possibilité de supprimer une fréquence (harmonique) du signal carré. Les figures 2.16 (a), (b), (c) et (d) présentent les représentations spectrales et temporelles des résultats obtenues pour la soustraction des fréquences 30 et 50 kHz. On peut constater que ces fréquences sont complètement supprimées. Par exemple, dans la figure 2.15 (a) on a pu soustraire jusqu'à 35 dB de la fréquence 30 kHz. D'autre part, on remarque que dans les Fig. 2.15 (a) et Fig. 2.15 (b) il y a une réduction du niveau de signal de 10 dB par rapport au signal de la figure 2.14 (a). Ceci peut être justifié analytiquement du fait qu'on se positionne dans le groupe de frange d'intensité inférieure; celui qui correspond à la différence entre les signaux.





**Fig. 2.16.** Résultats expérimentaux de soustraction de signaux ; (a) représentation spectrale de la soustraction de la fréquence 30 KHz; (b) représentation spectrale de la soustraction de la fréquence 50 KHz; (c) représentation temporelle de la soustraction de la fréquence 30 KHz ; (d) représentation temporelle de la soustraction de la fréquence 50 KHz

Ensuite, nous avons réussi à réaliser l'addition de deux signaux, ceci en se positionnant dans le groupe de frange introduisant la somme. Les représentations spectrale et temporelle des résultats obtenus sont affichées par la Fig. 2.17. On remarque la perte de 10 dB par rapport à la Fig. 2.14 (a). Nous avons ajouté au signal carré un signal sinusoïdal de fréquence 40 kHz. On voit bien que l'harmonique de fréquence 40 kHz est ajoutée à la figure.



**Fig. 2.17.** Addition des signaux ; (a) représentation spectrale ; (b) représentation temporelle

Dans cette section, nous avons réussi à réaliser des opérations d'addition et de soustraction de signaux temporels. Ces opérations de calcul arithmétique peuvent être utilisées dans diverses applications sonores, telle que la soustraction du bruit. Toutefois, la mise en œuvre expérimentale de l'architecture souffre de différents problèmes liés au parallélisme du faisceau et aux éléments de

codage utilisés. Nous nous intéressons, dans la section suivante, à l'interprétation et la discussion de ces problèmes.

## 2.6. Interprétations et discussions

Lors de la mise en œuvre expérimentale, nous avons remarqué que lorsqu'on perturbe l'alignement des lames de codage, les résultats changent et parfois sont meilleurs. Après une étude de différents problèmes liés à la mise en œuvre expérimentale en espace libre de la technique, nous avons constaté que ceci est du à une biréfringence supplémentaire introduite dans la chaîne. Elle introduit une erreur de codage et de décodage des signaux.

Cette biréfringence peut être introduite par l'utilisation des modulateurs électro-optiques massifs de grande épaisseur. Une faible divergence du faisceau de la lumière qui se propage dans ce cristal peut induire une biréfringence. En générale, la divergence du faisceau peut être un élément principal de perturbation dans notre architecture.

Nous nous sommes amenés à la modélisation de l'architecture en espace libre, plus précisément l'étude de problème de la divergence du faisceau de la lumière [68, 69]. L'étude théorique que nous avons accomplie prend en considération qu'on va utiliser un faisceau parallèle. Réellement en pratique, il est difficile d'avoir un faisceau strictement parallèle, une faible divergence est très probablement existante. Par ailleurs, des études récentes ont montrées que l'incohérence spatiale du faisceau peut affecter la valeur de la longueur de cohérence mesurée de la source [67, 70].

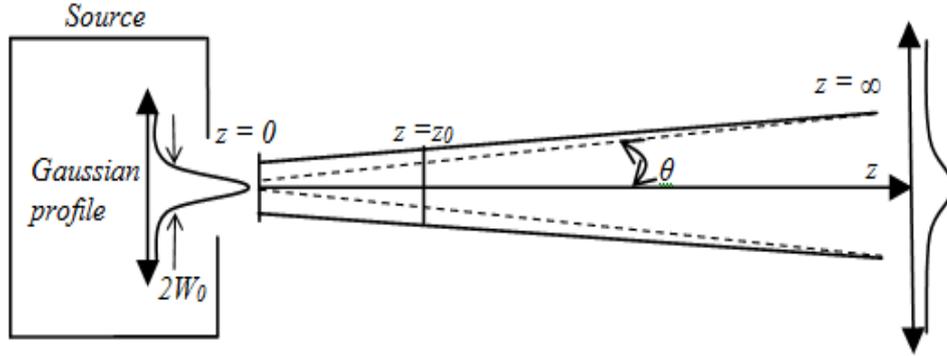
Si on considère un système de coordonnées cylindriques  $(\rho, z)$ , il a été démontré que la collimation imparfaite conduit à des erreurs systématiques dans la détermination de la longueur de cohérence d'un faisceau gaussien [67] (Fig. 2.18). Si le faisceau lumineux incident diverge avec un écart angulaire  $\theta = \lambda/\pi W_0$ , où  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $W_0$  est le col de faisceau, la visibilité des franges sera réduite. Ainsi, la valeur de la longueur de cohérence mesurée  $L_{c,mes}$  peut être diminuée quand  $\theta$  augmente et il sera plus petit que la valeur réelle ( $L_{c,mes} < L_{c,real}$ ). En conséquence, la divergence affecte l'intensité détectée à la sortie du système de démultiplexage.

Avec des coordonnées cylindriques, la distribution de l'énergie d'une source de profile gaussien prends la forme suivante :

$$E(x, y, z) = E_0 \frac{W_0}{W(z_m)} \exp\left(-\frac{\rho^2}{W^2(z_m)}\right) \exp\left(-i(kz - \Phi(z_m) + \frac{k\rho^2}{2R(z_m)})\right) \quad (2.27)$$

L'intensité d'une source de profil Gaussien, est donnée par,

$$I(x, y, z, \lambda) = \int_0^\infty P_0 T_c^2 \sqrt{\pi} \exp\left(-\frac{T_c^2 c^2}{\lambda^2}\right) |E(x, y, z)|^2 d\lambda \quad (2.28)$$



**Fig.2.18.** Diffraction d'un faisceau Gaussien [67]

La longueur de cohérence de la source peut être mesurée par un interféromètre à deux ondes. Il permet de diviser l'onde en deux faisceaux. Chacun traverse un chemin, la différence entre les deux distances définit la différence de marche optique. La visibilité à la sortie de ce système peut être donnée par,

$$V \approx \frac{2}{\frac{W_1}{W_2} + \frac{W_2}{W_1}} \quad (2.29)$$

avec  $W_i$ ,  $i=1$  ou  $2$ , sont les dimensions du faisceau à une distance  $z_1$  et  $z_2$ ,

$$W^2(z) = W_0^2 \left[ 1 + \left( \frac{z}{z_0} \right)^2 \right] \quad (2.30)$$

avec  $z_0 = \pi W_0^2 / \lambda$  est la distance de Rayleigh du faisceau,  $W_0$  est la taille du faisceau et  $z_1 = z_m + 2D_1$  and  $z_2 = z_m + 2D_2$  sont les distances traversées par le premier et le second faisceau qui s'interfèrent en  $z_m$ . Dans le cas où le faisceau diverge d'une angle de divergence  $\theta = \lambda / \pi W_0$ , l'expression de Rayleigh devient alors,  $z_0 = W_0 / \theta$ . Ceci peut affecter la visibilité de groupe de frange en fonction de la différence de marche optique et donc la valeur de la longueur de cohérence [69]. La longueur de cohérence est donnée par la différence de marche optique obtenue pour une dégradation de la visibilité à 0.5,

$$\Delta v = c \ln 2 / \pi \Delta z_{0,5} \quad (2.31)$$

avec  $\Delta z_{0,5} = z_2 - z_1$  est la différence de marche optique définie pour  $V = 0.5$ . Après quelques opérations arithmétiques, l'expression de  $\Delta z_{0,5}$  s'écrit,

$$\Delta z_{0,5} \approx \sqrt{(4\sqrt{3} - 6)z_0^2 + z_1^2} - z_1 \quad (2.32)$$

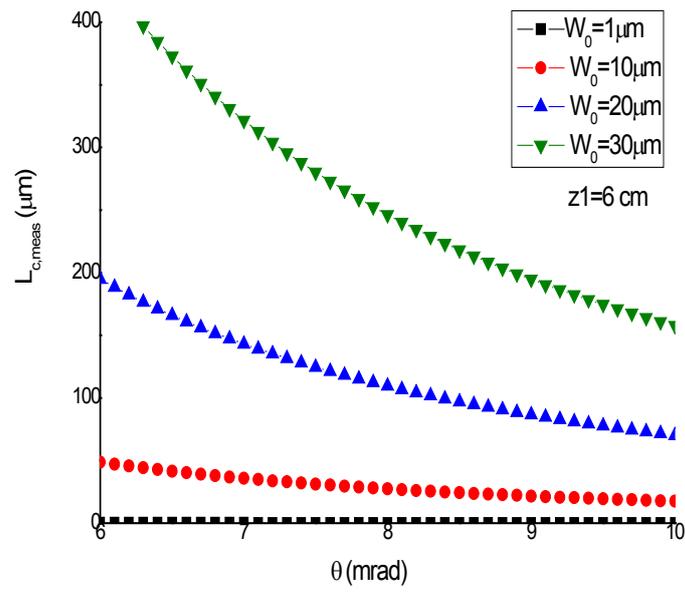
Donc l'expression de la longueur de cohérence mesurée en fonction de l'angle de divergence sera donnée par, [69]

$$L_{c,meas(\theta)} = \pi \Delta z_{0,5}(\theta) / 2 \ln(2) \quad (2.33)$$

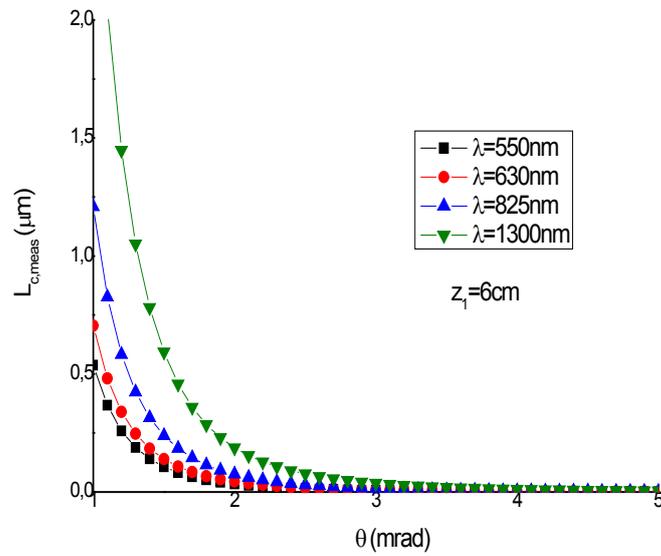
Alors,

$$L_{c,meas}(\theta) \approx \frac{\pi}{2 \ln(2)} \left( \sqrt{\frac{(4\sqrt{3} - 6)W_0^2}{\theta^2} + z_1^2} - z_1 \right) \quad (2.34)$$

Les figures ci-dessous Fig. 2.19 et Fig. 2.20 présentent la variation de la longueur de cohérence mesurée en fonction l'angle de divergence  $\theta$ , pour différents  $z_1$ ,  $W_0$  et  $\lambda$ . On constate que la valeur de la longueur de cohérence décroît en fonction de  $\theta$ . Dans Fig. 2.19(b), on remarque que pour des faibles longueurs d'onde l'effet de la divergence sur la mesure de la longueur de cohérence est réduit. Par exemple, pour une longueur de cohérence 550 nm la pente de la courbe est faible par rapport à celle de la longueur d'onde 1300 nm. De même, on constate dans Fig. 2.19(a) que pour les faisceaux de faible ouverture l'influence de la divergence n'est pas remarquable. En conclusion, pour remédier au problème de la divergence, il est conseillé d'utiliser la source avec  $W_0$  faible et on l'éclaire par une source de lumière blanche [69]. D'une autre part, ceci montre qu'un autre type de crosstalk dû à la divergence de la source est ajouté [43,67]. Nous avons pris en compte tous ces résultats pour optimiser notre architecture.

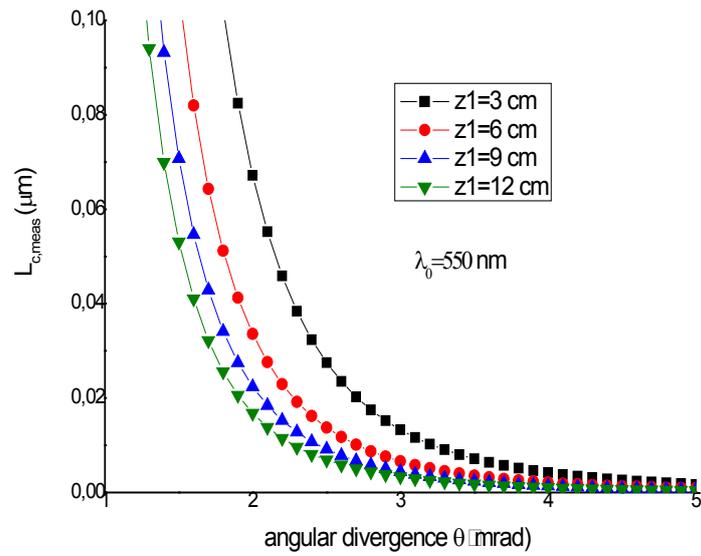


(a)

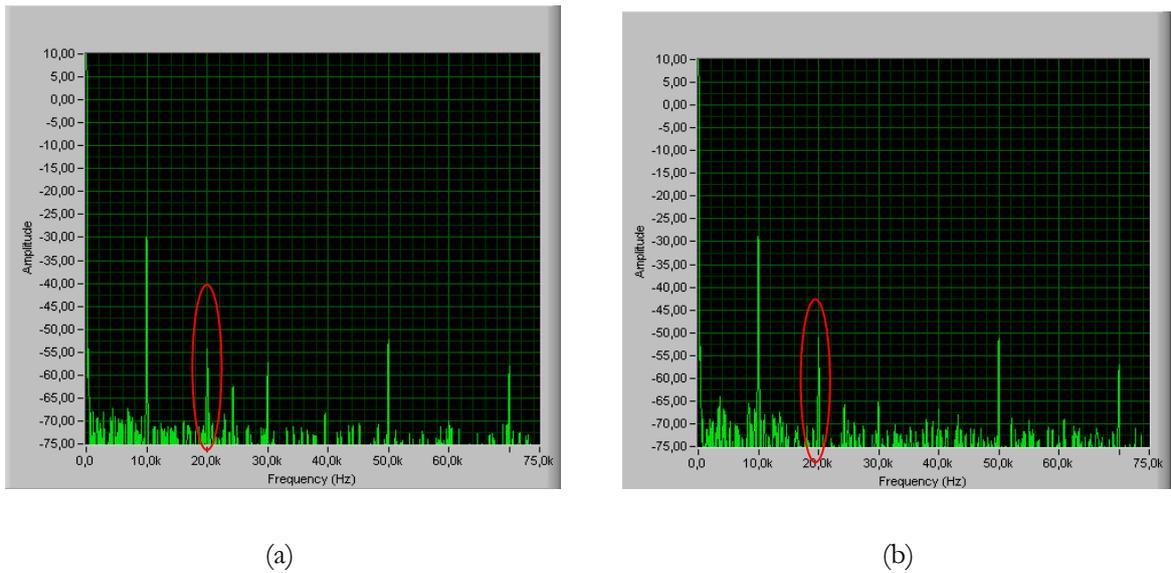


(b)

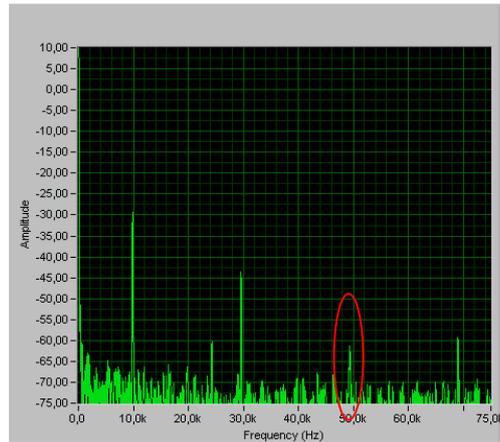
**Fig. 2.19.** Variation de la longueur de cohérence mesurée  $L_{c,meas}$  en fonction de l'angle de divergence  $\theta$  pour différent; (a)  $W_0$ ; (b)  $\lambda$



**Fig. 2.20.** Variation de la  $L_{c,meas}$  en fonction de l'angle de divergence  $\theta$  pour différents  $z_1 = 3, 6, 9$  et  $12$  cm



**Fig. 2.21.** Différents exemples de soustraction de la fréquence 30 kHz sans tenant compte de l'effet de la divergence



**Fig. 2.22.** Exemple de soustraction de la fréquence 50 kHz en utilisant une architecture non optimisée

Nous présentons les premiers résultats obtenus avant l'optimisation de la chaîne (Fig. 2.21 et Fig. 2.22). Les figures montrent que jusqu'à 15 dB d'amplitude de la fréquence à soustraire n'est pas supprimés. Pour résoudre ce problème, nous avons proposé une solution qui consiste à la compensation de ce retard par une lame biréfringente permettant de corriger la DMO demandée.

## 2.7. Conclusion

Nous avons pu valider l'idée de réaliser optiquement des opérations arithmétiques. La technique de multiplexage de cohérence offre l'originalité d'avoir une architecture qui effectue les opérations d'addition et de soustraction en parallèle et avec la même porteuse. Nous avons validé expérimentalement les opérations d'addition et de soustraction pour des signaux unidimensionnels. Différentes applications peuvent être citées pour ce type de traitement, telles que le traitement du bruit et le mixage de son.

Dans la suite de nos études, on souhaite généraliser l'application de cette technique aux signaux bidimensionnels type image. Diverses applications nécessitent ce type de traitement. On peut citer par exemple, le traitement satellite, radar, ainsi que le domaine de la cryptographie. Cette technique peut apporter un grand niveau de sécurité. Dans la suite de ce manuscrit, nous présentons les résultats de soustraction et d'addition des images. Ces résultats sont évalués en fonction du bruit pour différents retards optiques introduits dans le système.

# Chapitre 3

## Multiplexage de cohérence: application aux traitements des images

### 3.1. Introduction

La cryptographie est devenue largement exploitée dans divers domaines de sécurité et d'identification comme la défense, la surveillance et le contrôle des aéroports ainsi que la sécurité bancaire. Dans l'objectif d'augmenter le niveau de sécurité, différentes méthodes ont été validées dans ce domaine. Par ailleurs, les architectures optiques ont montré plusieurs avantages dans ce domaine; par exemple les techniques basées sur le codage aléatoire de phase, les systèmes interférométriques, le corrélateur Joint à transformée de Fourier (Joint Transformer Correlator, JTC) [19-22, 31-32]. Dans nos travaux de recherche, la réalisation de l'addition et la soustraction des signaux avec la technique de multiplexage de cohérence nous a permis d'appliquer cette méthode à la cryptographie des images.

Ce chapitre est composé de deux grandes sections. La première section est consacrée à l'application de la technique de modulation de cohérence aux traitements des images. Nous présentons tout d'abord le modèle mathématique permettant le codage et le décodage des images par modulation de cohérence. Ensuite, nous montrons le modèle mathématique utilisé pour l'addition et la soustraction des images par cette méthode. Nous présentons et discutons ainsi les résultats des simulations obtenus. Ainsi, nous entamons la généralisation de l'application de la

technique pour le traitement multiple des images. La seconde section est dédiée à l'application de la technique à la cryptographie des images. Nous présentons ainsi les résultats de cryptage et de décryptage obtenus. En plus, nous étudions la performance et la robustesse de la méthode. Une évaluation de performance de la méthode sera enfin établie.

## 3.2. Application du multiplexage de cohérence aux calculs d'addition et de soustraction des images

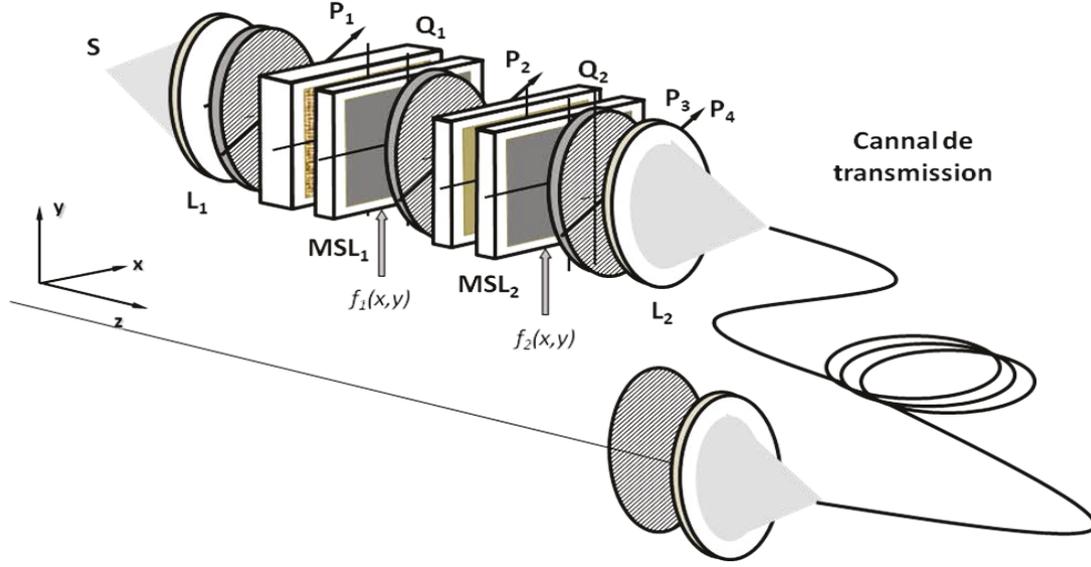
### 3.2.1. Modules de codage et de décodage

Nous avons réussi dans le chapitre précédent, à valider théoriquement et expérimentalement la possibilité de réaliser des opérations d'addition et de soustraction optique des signaux unidimensionnels en utilisant le multiplexage de cohérence. Dans cette section, nous nous intéressons à l'application de cette technique aux traitements des images.

Le principe de codage par modulation de cohérence est identique à celui présenté ultérieurement pour le codage des signaux unidimensionnels. Dans ce contexte, il est important de citer le problème de la dispersion chromatique lié à l'usage de la lumière incohérente [71-74]. Ce problème peut être résolu simplement avec l'adjonction d'un doublet achromatique lors de la mise en œuvre de l'architecture. Nous présentons dans la suite l'application de la méthode au système d'ordre 2.

La figure 3.1 présente le montage expérimental permettant le codage par modulation de cohérence de deux fonctions spatiales  $f_1(x, y)$ , et  $f_2(x, y)$ . Chaque module de codage est constitué par un modulateur spatial de lumière (MSL) et une lame biréfringente placés entre polariseur/analyseur croisés ou parallèles et orientés à  $45^\circ$  des axes neutres du MSL. Ce module permet d'introduire un déphasage pour chaque pixel de l'image et le coder en modulation de cohérence. L'ensemble est éclairé par une source de lumière blanche à spectre large. En effet, la propagation de l'onde lumineuse polarisée rectilignement à travers ce système permet de le décomposer en deux faisceaux se propageant à deux vitesses différentes, dites vitesse ordinaire et extraordinaire. Les fonctions spatiales (images) à traiter sont affichées par les MSLs. Les lames biréfringentes  $Q_1$  et  $Q_2$  introduisent des différences de marche optiques (DMO) statiques  $\tau_{01} = (n_0 - n_e)e_1/c$  et  $\tau_{02} = (n_0 - n_e)e_2/c$  (avec  $c$  célérité de la lumière,  $e_1$  et  $e_2$  sont les épaisseurs des deux lames  $Q_1$  et  $Q_2$  et  $(n_o, n_e)$  sont ses indices de réfraction, respectivement, ordinaire et extraordinaire). Des retards optiques  $Kf_1(x, y)$  et  $Kf_2(x, y)$  sont aussi introduites par les modulateurs spatiaux de la lumière

dont  $K$  est une constante lié à ce dernier. En résumé, chaque modulateur de cohérence introduit un retard optique total égale à  $\tau_i(x, y) = \tau_{0i}(x, y) + Kf_i(x, y)$ , avec  $i = 1$  ou  $2$  [62]. Les retards statiques  $\tau_{01}(x, y)$  et  $\tau_{02}(x, y)$  sont supérieurs à la longueur de cohérence de la source et  $\tau_{02}(x, y) = 3\tau_{01}(x, y)$  [53-56].



**Fig. 3.1.** Architecture multiplexe de codage de deux images par modulation de cohérence

D'après l'étude précédente, on peut déduire que la distribution de l'énergie à la sortie du système est donnée par,

$$E(\nu) = \frac{1}{4} P(\nu - \nu_0) (1 + \cos 2\pi\nu\tau_1(x, y)) (1 + \cos 2\pi\nu\tau_2(x, y)) \quad (3.1)$$

avec  $P(\nu - \nu_0)$  est la puissance du spectre de la source de lumière à large bande centrée à  $\nu_0 = c/\lambda_0$ , fréquence centrale de la source et  $\nu = c/\lambda$  est la fréquence de l'onde incidente.

A la réception, le module de décodage est un système interférométrique mesurant la fonction d'autocorrélation de l'onde émise du module de codage. Lorsque ce module introduit un retard optique variable  $d$ , l'expression de la distribution de l'énergie à la sortie peut s'écrire sous la forme suivante,

$$E(d, \nu) = \frac{1}{8} P(\nu - \nu_0) (1 + \cos 2\pi\nu\tau_1(x, y)) (1 + \cos 2\pi\nu\tau_2(x, y)) (1 + \cos 2\pi\nu d) \quad (3.2)$$

D'où, l'intensité détectée à la sortie du dispositif de décodage est donnée par,

$$I(d, x, y) = \int_{\Delta\nu} E(d, \nu) d\nu \quad (3.3)$$

Où l'intégrale est prise sur la plage fréquentielle  $\Delta\nu = c/\Delta\lambda$  de la source.

Cette expression peut être écrite sous la forme suivante,

$$I(d, x, y) = \frac{I_0}{2} + \frac{1}{2} \int_{\Delta\nu} P_{out}(\nu, x, y) \cos 2\pi\nu d \cdot d\nu \quad (3.4)$$

Avec  $P_{out}$  est la puissance à la sortie du système. Par ailleurs on déduit que le second terme de deuxième partie de l'équation (3.4) représente la transformée de Fourier en cosinus  $TF_{\cos ine}$  de la puissance fréquentielle de la source à la sortie du système de codage, ainsi que le premier terme est une constante. D'où, l'expression de l'intensité dans chaque pixel de la fonction spatiale affichée, à la sortie du système de décodage, est donnée par [40],

$$I(d, x, y) = \frac{I_0}{2} + \frac{1}{2} TF_{\cos ine} [P(\nu - \nu_0) \cdot (1 + \cos 2\pi\nu\tau_1(x, y)) \cdot (1 + \cos 2\pi\nu\tau_2(x, y))] \quad (3.5)$$

Ou encore,

$$I(d, x, y) = \frac{I_0}{2} + \frac{1}{2} [TF_{\cos ine} [P(\nu - \nu_0)] \otimes TF_{\cos ine} [1 + \cos 2\pi\nu\tau_1(x, y)] \otimes TF_{\cos ine} [1 + \cos 2\pi\nu\tau_2(x, y)]] \quad (3.6)$$

avec  $\otimes$  est le produit de convolution. En utilisant la fonction de covariance  $C$  de la source présentée dans le premier chapitre, l'expression de l'intensité devient,

$$I(d, x, y) = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2} C(d) + \frac{I_0}{4} (C(d \pm \tau_1(x, y)) + C(d \pm \tau_2(x, y))) + \frac{I_0}{8} (C(d \pm (\tau_1(x, y) - \tau_2(x, y))) + C(d \pm (\tau_1(x, y) + \tau_2(x, y)))) \quad (3.7)$$

avec  $I_0$  est l'intensité initiale de la source et  $C$  est la fonction de covariance de la source présentée dans le premier chapitre.

L'expression (3.7) montre que l'intensité affichée sur l'écran de sortie est composée par neuf groupes de frange centrés en  $d = 0; \pm \tau_1(x, y); \pm \tau_2(x, y) \pm (\tau_1(x, y) + \tau_2(x, y))$  et  $\pm (\tau_1(x, y) - \tau_2(x, y))$ . Lorsque  $\tau_1(x, y)$  et  $\tau_2(x, y)$  varient spatialement en fonction de  $x$  et  $y$ , les groupes de franges fluctuent le long de l'axe  $d$  d'une quantité proportionnelle aux variations des DMO, donc aux fonctions  $f_1(x, y)$ , et  $f_2(x, y)$ . La variation d'énergie au voisinage du point de fonctionnement  $Q$  de chaque modulateur de lumière est quasi-linéaire si les amplitudes de modulation des variations de  $\tau_1(x, y)$  et  $\tau_2(x, y)$  sont inférieures au quart de l'interfrange donc,  $f_1(x, y) \ll 1/4K\nu$  et  $f_2(x, y) \ll 1/4K\nu$ . La détection de l'image est assurée par une caméra CCD. Le choix de la variation de la répartition de phase dans le dispositif de décodage permet de fixer la valeur du pixel à décoder. Une étude analogue à celle réalisée dans le deuxième chapitre de ce manuscrit permet de montrer que les décodages de la première et la deuxième image sont obtenus lorsqu'on se positionne sur le groupe de franges correspondant respectivement à  $\pm \tau_1(x, y)$  et  $\pm \tau_2(x, y)$ . Cela est possible lorsque  $d = \tau_{01}(x, y) \pm \frac{1}{2c(\nu_1 + \nu_2)}$ . D'où, l'intensité détectée par la camera est donnée par [40],

$$I_1(d, x, y) = \frac{I_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{2} \cos\{2\pi\nu(d - \tau_1(x, y))\} \right] \quad (3.8)$$

Pour la même chose, le décodage de la deuxième image est achevé lorsque  $d = \tau_{02}(x, y) \pm \frac{1}{2c(\nu_1 + \nu_2)}$ . Dans ce cas, l'intensité détectée par la camera est donnée par [40],

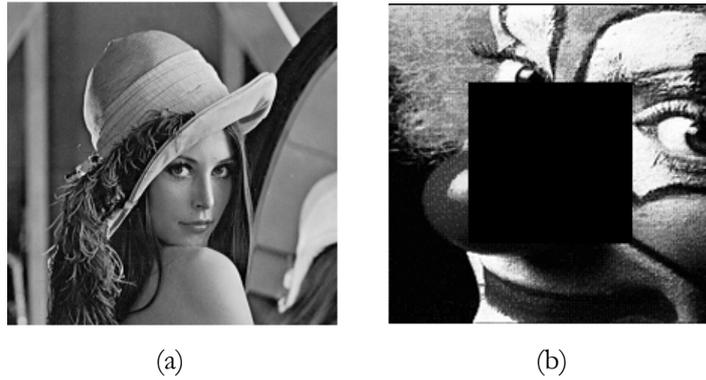
$$I_2(d, x, y) = \frac{I_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{2} \cos\{2\pi\nu(d - \tau_2(x, y))\} \right] \quad (3.9)$$

Par ailleurs, puisque les modulateurs sont en fonctionnement linéaire et que  $f_1(x, y) \ll 1/4K\nu$  et  $f_2(x, y) \ll 1/4K\nu$ . Dans ce cas, les expressions de l'intensité (3.8) et (3.9) deviennent, respectivement,

$$I_1(d, x, y) = \frac{I_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{2} \sin 2\pi\nu(Kf_1(x, y)) \right] \approx \frac{I_0}{8} [1 + \pi\nu(Kf_1(x, y))] \quad (3.10)$$

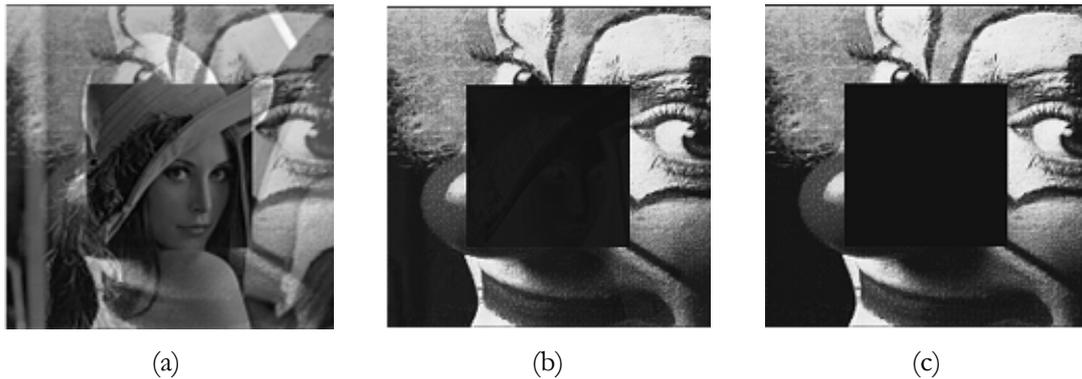
$$I_2(d, x, y) = \frac{I_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{2} \sin 2\pi\nu(Kf_2(x, y)) \right] \approx \frac{I_0}{8} [1 + \pi\nu(Kf_2(x, y))] \quad (3.11)$$

Avec  $K$  est une caractéristique constante du MSL. Ces expressions sont directement proportionnelles aux deux fonctions spatiales initialement introduites dans la chaîne.



**Fig. 3.2.** Images d'entrées; (a) image de « Léna » ; (b) image de clown

Afin de valider cette technique, nous l'avons implémentée en tenant compte de différents paramètres de codage et de décodage. La figure 3.2 présente les images d'entrée  $f_1(x, y)$ , et  $f_2(x, y)$  que nous avons codé par modulation de cohérence. Les deux images sont à plusieurs niveaux de gris. La Fig. 3.2 (a) présente la fameuse image de « Léna », tandis que la deuxième image est celle du « clown » qui est présentée par la Fig. 3.2 (b).



**Fig. 3.3.** Décodage de la première image pour différents rapports R ; (a) R = 1; (b) R = 1.2; (c) R = 1.5

Nous avons utilisé ces images lors de l'implémentation numérique de l'architecture avec le logiciel Matlab. En effet, une étude de performance du système de point de vue la relation entre les phases de codage employées d'une part et d'autre part le bruit détecté nous semble intéressante. Pour cela, nous avons défini le rapport R ( $R = \tau_{02}(x, y)/\tau_{01}(x, y)$ ) relation entre la première et la deuxième phase utilisées dans l'architecture multiplexe de deux modules. Les Fig. 3.3 et Fig. 3.4 présentent les résultats de décodage, respectivement, de la première et la deuxième image pour différentes valeur R; R=1, 1.2 et 1.5. La figure 3.3 (b) montre qu'à partir de R=1.2 l'image du clown est parfaitement reproduite. Par ailleurs, lorsque R est inférieur à 1.2, on détecte un crosstalk dans

l'image introduit par l'interférence avec la deuxième image. Par contre, pour la deuxième image introduite dans le deuxième module de codage, on constate à partir de la Fig. 3.4 (b) que pour  $R=1.5$ , on décode une image presque identique à celle codée initialement.



**Fig. 3.4.** Décodage de la deuxième image pour différents rapports  $R$  ; (a)  $R = 1$  ; (b)  $R=1.2$ ; (c)  $R= 1.5$

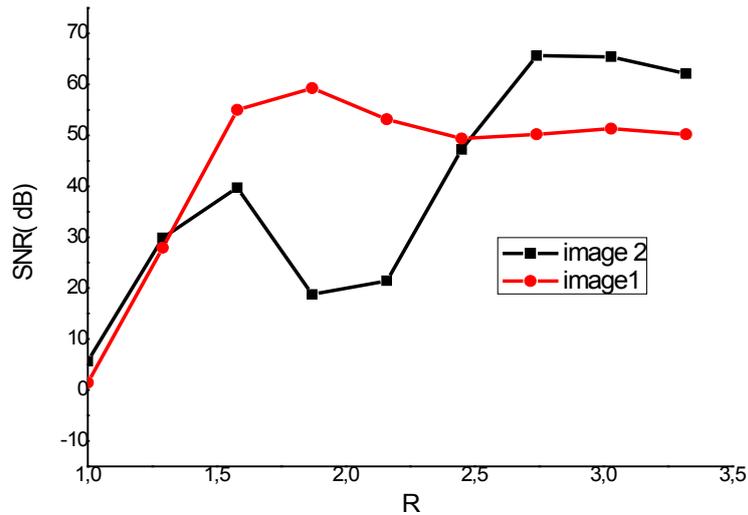
L'étude de la performance de système, nous a permis de mesurer, pour différents  $R$  dans le cas de décodage de la première et la deuxième image, le rapport signal/bruit (SNR: Signal to Noise Ratio) (3.12), (PSNR: Peak to Peak to Signal to Noise Ratio) (3.13) ainsi que l'erreur quadratique moyenne (MSE: Mean Square Error) (3.14) [22, 75]. Ces relations sont définies par les équations suivantes,

$$SNR(I_{orig}, I_{dec}) = 10 \log_{10} \left( \frac{VAR(I_{orig})}{MSE(I_{orig}, I_{dec})} \right) \quad (3.12)$$

$$PSNR(I_{orig}, I_{dec}) = 10 \log_{10} \left( \frac{p^2}{MSE(I_{orig}, I_{dec})} \right) \quad (3.13)$$

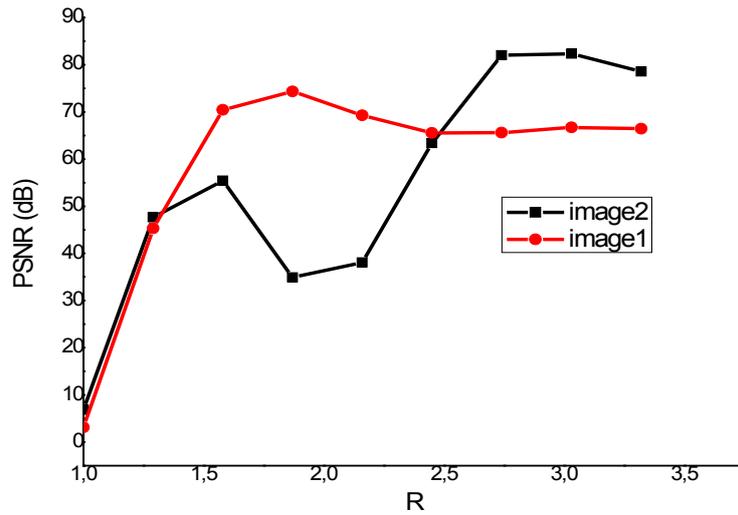
$$MSE = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N |I_{orig}(i, j) - I_{dec}(i, j)|^2 \quad (3.14)$$

Avec  $p$  est l'amplitude maximale des pixels;  $I_{orig}(i, j)$  est l'intensité de pixel  $(i, j)$  dans l'image originale d'entrée,  $I_{dec}(i, j)$  est l'intensité de pixel  $(i, j)$  dans l'image décodée et  $VAR(I_{orig})$  est la variance de l'image d'entrée.

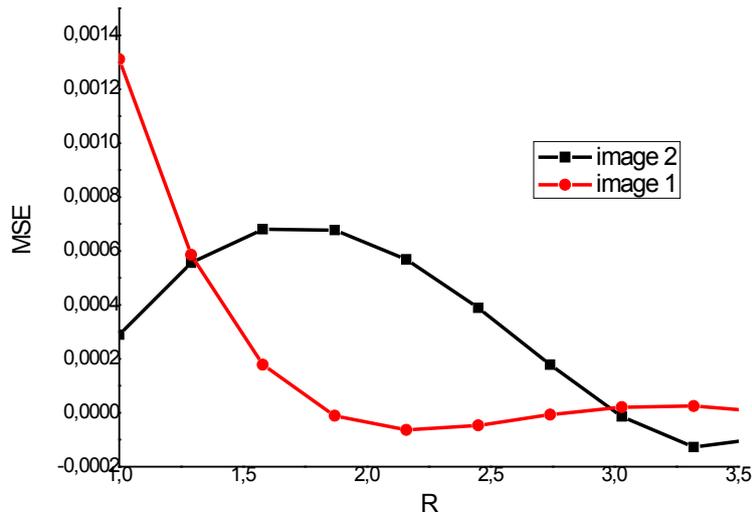


**Fig. 3.5.** Variation du SNR en fonction de R

La Fig. 3.5 illustre la variation du SNR de décodage de deux images en fonction de R. Cette figure est conforme à l'étude théorique (équation (2.3) de la partie 2 du manuscrit) qui montre que dans une configuration série de multiplexage de cohérence, il ne faut pas utiliser  $R = 2$  [42]. De plus, la figure montre que le SNR augmente en fonction de R et que plus le rapport est élevé plus le bruit est réduit. La figure 3.6 présente la variation du PSNR en fonction de R. Ce paramètre permet de quantifier la performance de l'architecture en mesurant la qualité de l'image décodée par rapport à l'image originale. On remarque que le PSNR augmente en fonction de R. Cela prouve que la qualité de l'image décodée s'améliore en fonction de R. De plus, la figure 3.7 expose la variation du MSE en fonction de R. Cette figure montre que le décodage de la deuxième image présente un maximum pour  $R=1.7$  égale 0.0007. Pour les valeurs de R supérieures à 1.7, l'erreur quadratique est réduite et la courbe devient décroissante. Par contre, on constate que le MSE du décodage de la première image présente un minimum pour  $R=2.3$ . Mais au-delà de la valeur de  $R=2.3$  la valeur du MSE reste faible [76].



**Fig. 3.6.** Variation du PSNR en fonction de R



**Fig. 3.7.** Variation du MSE en fonction de R

En conclut que pour des valeurs du  $R > 2.5$ , on peut avoir des bons résultats de codage et de décodage des images avec un  $SNR = 50$  dB. Dans ce cas l'image décodée est de bonne qualité comme l'indique le tableau 3.1 qui illustre la qualité de l'image en fonction de son SNR [77]. Cependant, le rapport R adéquat change en fonction des besoins et des exigences de l'application.

| SNR (dB) | Qualité de l'image   |
|----------|--|
| 60 dB    | Excellente, pas de bruit apparent                                      |
| 50 dB    | Petite quantité de bruit mais image de bonne qualité                   |
| 40 dB    | Raisnable mais pertes de quelques détails avec apparition de « neige » |
| 30 dB    | Image pauvre avec une grande quantité de bruit                         |
| 20 dB    | Image inutilisable   |

**Tab. 3.1** Qualité d'une image en fonction de son SNR [77]

Dans la suite, nous nous intéressons à l'application de la technique au calcul arithmétique des images.

### 3.2.2. Addition et soustraction des images

Dans cette section, nous avons utilisé les mêmes conditions expérimentales que la section précédente. En prenant les mêmes hypothèses, nous allons déterminer l'addition et la soustraction de deux fonctions spatiales  $f_1(x, y)$ , et  $f_2(x, y)$ . Le calcul de l'addition et de la différence de deux images nécessite, respectivement, l'utilisation d'un retard optique  $d_{add} = \tau_{01}(x, y) + \tau_{02}(x, y) \pm \frac{1}{2c(\nu_1 + \nu_2)}$  et  $d_{diff} = \tau_{02}(x, y) - \tau_{01}(x, y) \pm \frac{1}{2c(\nu_1 + \nu_2)}$  au niveau du MD [78]. Tout en respectant que les modulateurs fonctionnent linéairement  $f_1(x, y) \ll 1/4K\nu$  et  $f_2(x, y) \ll 1/4K\nu$ , on obtient que l'expression de l'intensité (3.7) à la sortie du module de décodage, devient respectivement,

$$I_{Add}(x, y) = \frac{I_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{4} \cos \{ 2\pi\nu K (d_{add} - (f_1(x, y) + f_2(x, y))) \} \right] \quad (3.15)$$

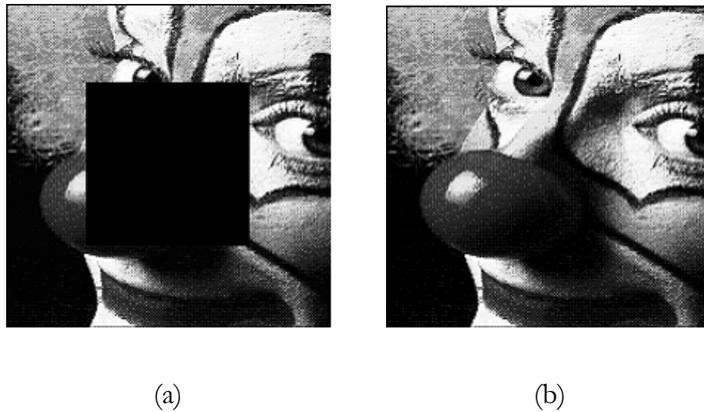
$$I_{diff}(x, y) = \frac{I_0}{8} \left[ 1 + \frac{1}{4} \cos \{ 2\pi\nu K (d_{diff} - (f_2(x, y) - f_1(x, y))) \} \right] \quad (3.16)$$

De plus, en supposant que  $f_1(x, y) + f_2(x, y) \ll 1/4K\nu$  et  $f_2(x, y) - f_1(x, y) \ll 1/4K\nu$ , les expressions (3.15) et (3.16) deviennent respectivement, proportionnelles à la somme et la différence de deux fonctions spatiales seront données par,

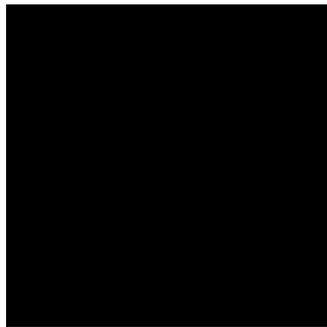
$$I_{Add}(x, y) = \frac{I_0}{16} [ 2 + \pi\nu K (f_1(x, y) + f_2(x, y)) ] \quad (3.17)$$

$$I_{diff}(x, y) = \frac{I_0}{16} [2 + \pi v K (f_2(x, y) - f_1(x, y))] \quad (3.18)$$

Les deux expressions (3.17) et (3.18) varient réciproquement en fonction de l'addition et la différence de deux fonctions spatiales affichées sur les modulateurs de lumière utilisés dans l'architecture. Pour valider notre méthode, nous avons opté à des simulations numériques à l'aide de l'outil Matlab. Nous avons utilisé l'image du clown sans la partie centrale dans le premier dispositif de codage et celle complète dans le deuxième dispositif de codage (Fig. 3.8). Ensuite, nous avons codé tous les pixels des deux images en modulation de cohérence. A la sortie des deux modules de codage, nous avons obtenu une intensité constante qui ne fournit aucune information sur les images d'entrée (Fig. 3.9) [78].



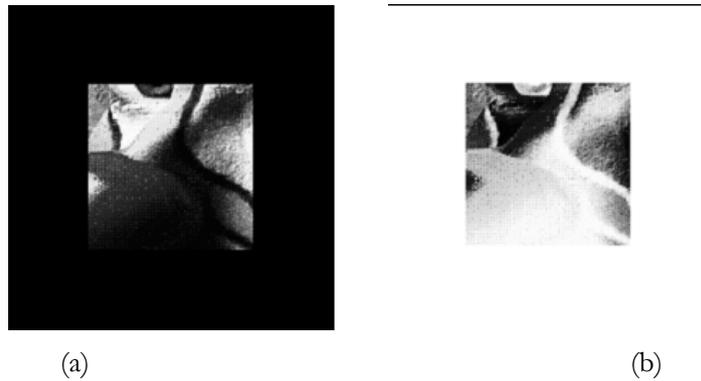
**Fig. 3.8.** Images d'entrée (a) image d'un clown sans la partie centrale, (b) image du clown



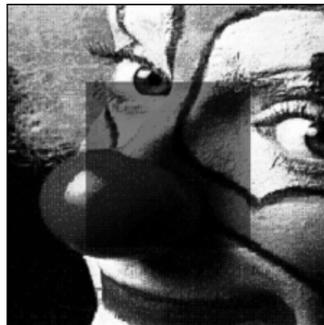
**Fig. 3.9.** Intensité à la sortie du dispositif de codage

Les figures ci-dessous présentent les résultats de soustraction et d'addition obtenus. La Fig. 3.10 (a) montre bien que la partie centrale de l'image de clown n'est pas affectée; par contre le reste de l'image est supprimée. C'est la même chose dans la Fig. 3.10 (b), qui présente l'inverse de la soustraction (image1-image2). Dans la Fig. 3.11, on présente les résultats de l'addition de deux images. On voit clairement, qu'il y a une modification au niveau de la partie centrale de l'image. En

effet, l'intensité des pixels dans cette zone est donnée par l'addition des valeurs de l'image2 et une valeur constante.

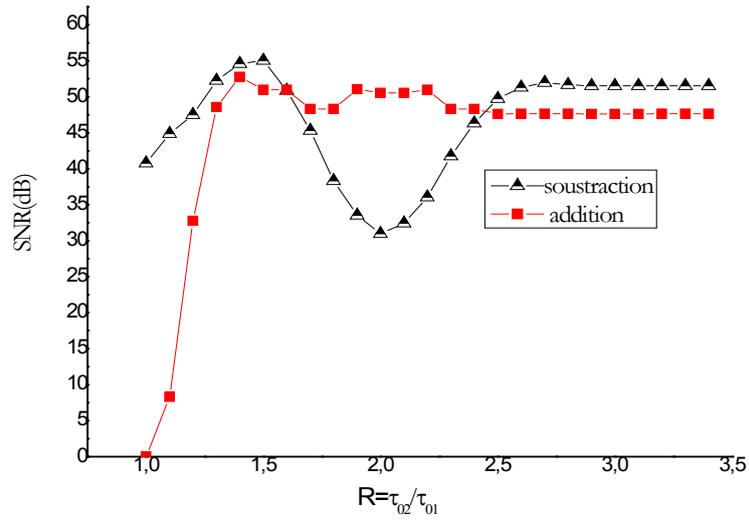


**Fig. 3.10.** Soustraction d'image : (a) soustraction:  $image2 - image1$ , (b) : soustraction:  $image1 - image2$

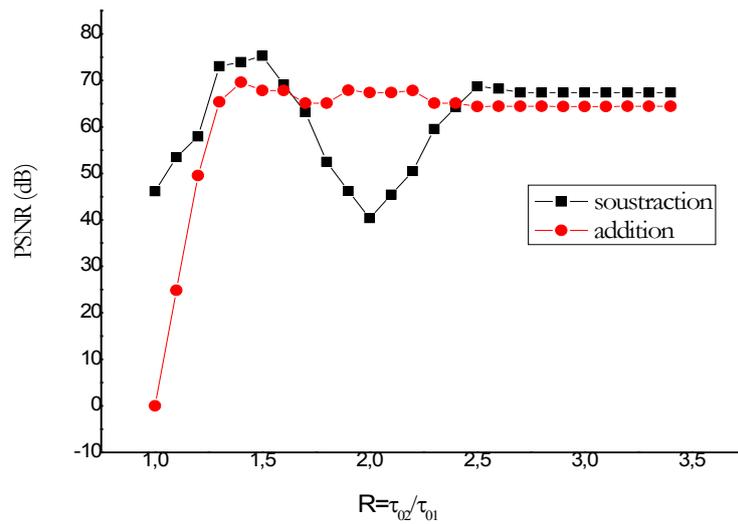


**Fig. 3.11.** Addition de deux images

Dans un second temps, nous avons procédé à une étude de test de la performance de la méthode [79]. Pour cela, nous avons évalué l'architecture du point de vue bruit et erreur quadratique moyenne en mesurant les mêmes paramètres utilisés dans la section précédente (SNR, PSNR et MSE) et qui sont définis ci-dessus.

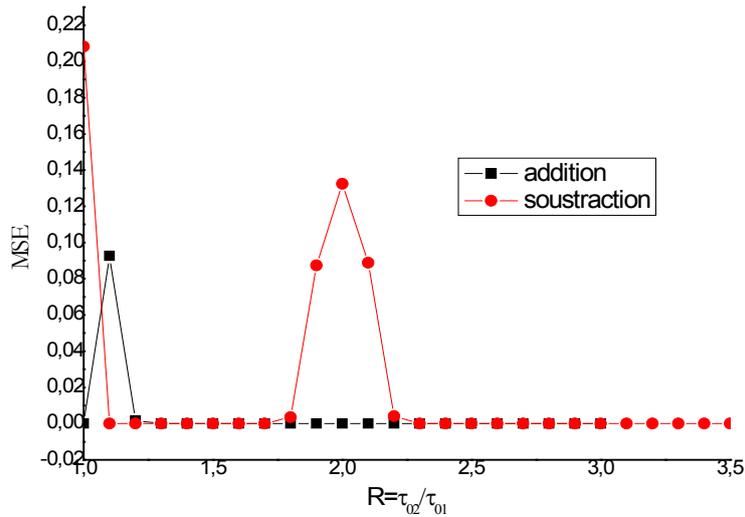


(a)



(b)

**Fig. 3.12.** (a) Variation du SNR en fonction de R, (b) Variation du PSNR en fonction de R ; pour les deux cas d'addition et de soustraction



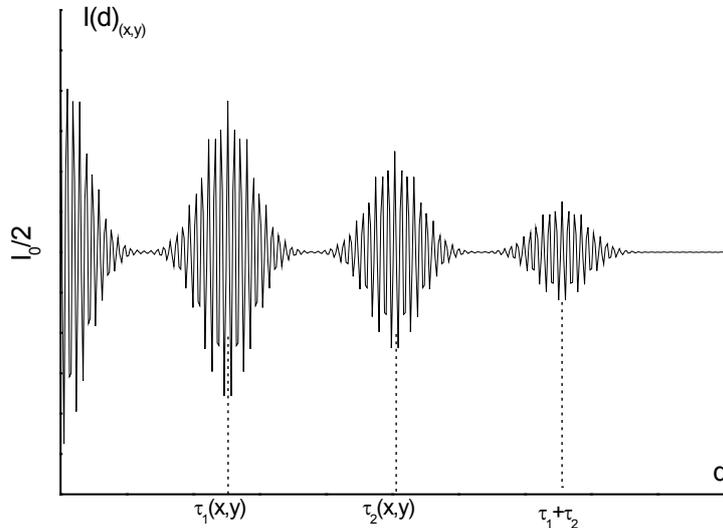
**Fig. 3.13.** Variation du MSE en fonction de R

Les figures 3.12 et 3.13 présentent les variations de ces paramètres en fonction de R, pour les deux cas de calcul de la somme et la soustraction. Dans la figure 3.12, on remarque que le rapport signal sur bruit augmente en fonction de R. Pour R = 1.5, on constate que le SNR est de l'ordre de 50 dB pour l'addition et 55 dB pour la soustraction. D'après le tableau 3.1, les résultats sont satisfaisants et de bonne qualité. Ainsi le PSNR est de l'ordre de 70 dB, pour les deux cas de calcul d'addition et de soustraction lorsque R=1.5. On remarque que le cas de la soustraction, il n'est pas recommandé d'utiliser R = 2. Ceci, emporte un crosstalk avec la deuxième image puisqu'on se retrouve dans la condition de décodage de la deuxième image. Cela, peut être aussi justifié par Fig. 3.13 (b), où il est affiché un pic d'erreur quadratique de l'ordre de 0.006 lors du calcul de la soustraction de deux images. Pour évaluer les résultats pour R=2, nous avons réalisé une étude théorique. Dans ce cas, la nouvelle expression de l'intensité détectée s'écrit par en fonction du retard optique  $d$ ,

$$I(d, x, y) = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2} C(d) + \frac{3I_0}{8} C(d \pm \tau_1(x, y)) + \frac{I_0}{4} C(d \pm 2\tau_1(x, y)) + \frac{I_0}{8} C(d \pm 3\tau_1(x, y)) \quad (3.19)$$

La distribution de partie positive de l'intensité détectée à la sortie de module de codage lorsque R=2 est représentée par la figure 3.14. Celle-ci montre que le groupe de franges qui correspond à la soustraction est confondu avec celui correspondant au deuxième signal. Le résultat est que lorsque R=2, on ne peut pas réaliser des opérations de soustraction et que seul, le calcul de l'addition est possible dans ce cas. Ces opérations arithmétiques de base sont très importantes pour différentes applications et il est encore plus important lorsqu'il s'agit d'un traitement parallèle. En effet,

l'avantage de la technique de modulation de cohérence réside dans la possibilité de traiter plusieurs signaux en même temps.



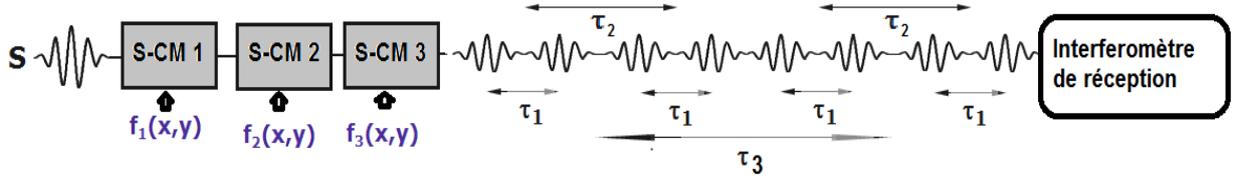
**Fig. 3.14.** Intensité détectée à la sortie de deux modules de codage pour  $R=2$

Dans la section suivante, nous présentons un aperçu sur la généralisation de l'étude pour le codage et le traitement de trois images. Nous présentons ainsi des résultats numériques de calcul de différentes combinaisons arithmétiques entre les images. Une discussion sur le bruit dans le système en fonction des rapports entre les retards optiques statiques sera établie.

### 3.3. Généralisation pour un système multiplexe d'ordre 3

#### 3.3.1. Modèle théorique

L'avantage de la technique de modulation de cohérence est d'avoir la possibilité de multiplexer plusieurs signaux dans le même faisceau de lumière. C'est la même chose au système de codage établi dans la section précédente, on étend l'étude à un système multiplexe d'ordre trois. Dans ce cas, le module de codage est constitué par un interféromètre à deux ondes permet de coder une image en modulation de cohérence. Le principe de l'architecture est présenté par la figure 3.15. Les signaux d'entrées  $f_1(x, y)$ ,  $f_2(x, y)$  et  $f_3(x, y)$  sont respectivement codées par les trois modulateurs de lumières S-CM<sub>1</sub>, S-CM<sub>2</sub> et S-CM<sub>3</sub>. Chaque fonction spatiales est codée par un retard optique  $\tau_i(x, y)$ ,  $i = 1, 2$  et  $3$  [65].



**Fig. 3.15.** Principe de codage en modulation de cohérence de 3 images

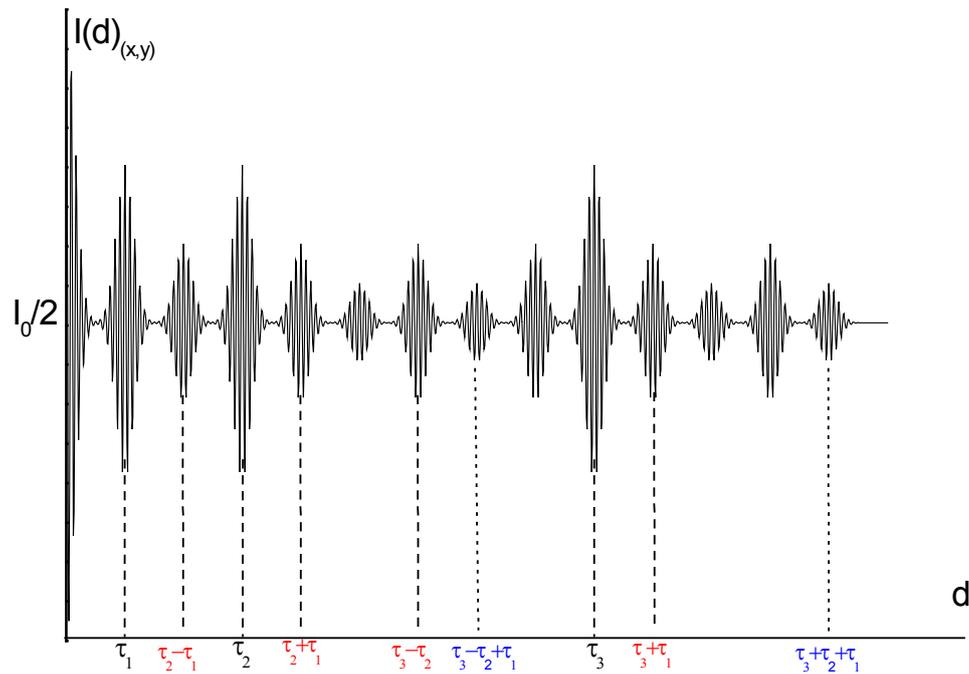
A la sortie d'un système multiplexe de cohérence d'ordre 3, l'intensité est donnée par, le produit de convolution suivant,

$$I(d, x, y) = \frac{I_0}{2} + \frac{1}{2} \left[ TF_{\cos ine} [P(\nu - \nu_0)] \otimes TF_{\cos ine} [1 + \cos 2\pi\nu\tau_1(x, y)] \right. \\ \left. \otimes TF_{\cos ine} [1 + \cos 2\pi\nu\tau_2(x, y)] \otimes TF_{\cos ine} [1 + \cos 2\pi\nu\tau_3(x, y)] \right] \quad (3.20)$$

Avec  $TF_{\cos ine}$  est la partie réelle de la transformée de Fourier. Le module de décodage est formé par un interféromètre à deux ondes, dont la biréfringence  $d$  est variable. En utilisant la même démarche que les sections précédentes, nous obtenons à la sortie du module de décodage, [65],

$$\langle Id, x, y \rangle = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2} C(d) + \frac{I_0}{4} (C(d \pm \tau_1) + C(d \pm \tau_2) + C(d \pm \tau_3)) \\ + \frac{I_0}{8} \left( C(d \pm (\tau_1 - \tau_2)) + C(d \pm (\tau_1 + \tau_2)) + C(d \pm (\tau_1 - \tau_3)) \right. \\ \left. + C(d \pm (\tau_1 + \tau_3)) + C(d \pm (\tau_2 - \tau_3)) + C(d \pm (\tau_2 + \tau_3)) \right) \quad (3.21) \\ + \frac{P_0}{16} (C(d \pm (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)) + C(d \pm (\tau_1 - \tau_2 + \tau_3)) + C(d \pm (\tau_1 - \tau_2 - \tau_3)))$$

La Fig. 3.16 présente la partie positive de la variation de l'intensité détectée (3.21) à la sortie du module de décodage en fonction de  $d$ . On remarque qu'il y a vingt-sept groupes de frange, chacun correspond à la fonction de covariance de la source qui sont positionnés à  $\pm \tau_1$  ;  $\pm \tau_2$  ;  $\pm \tau_3$  ;  $\pm (\tau_1 + \tau_2)$  ;  $\pm (\tau_1 - \tau_2)$  ;  $\pm (\tau_1 + \tau_3)$  ;  $\pm (\tau_1 - \tau_3)$  ;  $\pm (\tau_2 + \tau_3)$  ;  $\pm (\tau_2 - \tau_3)$  ;  $\pm (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)$  ;  $\pm (\tau_1 - \tau_2 - \tau_3)$  ;  $\pm (\tau_1 + \tau_2 - \tau_3)$  et  $\pm (\tau_1 - \tau_2 + \tau_3)$ . On remarque qu'avec cette approche on peut avoir toutes les combinaisons arithmétiques possibles entre les trois images. D'où, le même faisceau de lumière contient toutes les informations sur les données d'entrées.

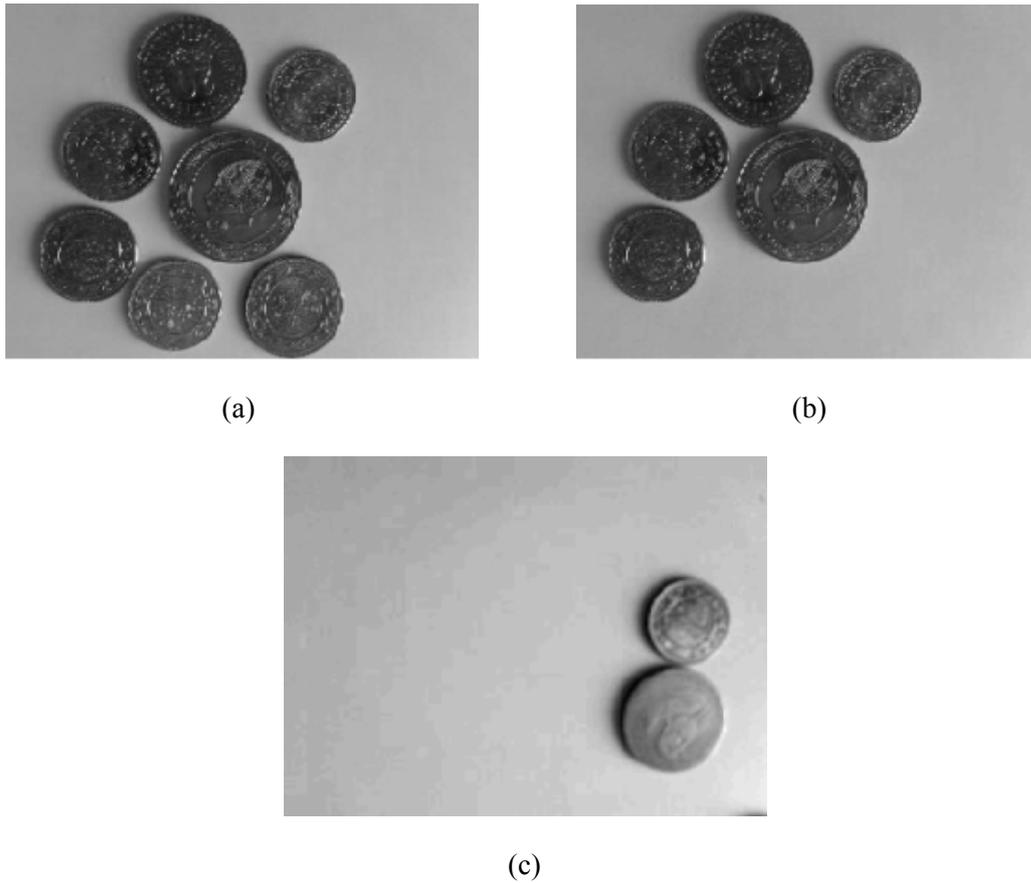


**Fig. 3.16.** Intensité détectée à la sortie de trois modules de codage

### 3.3.2. Résultats de simulations

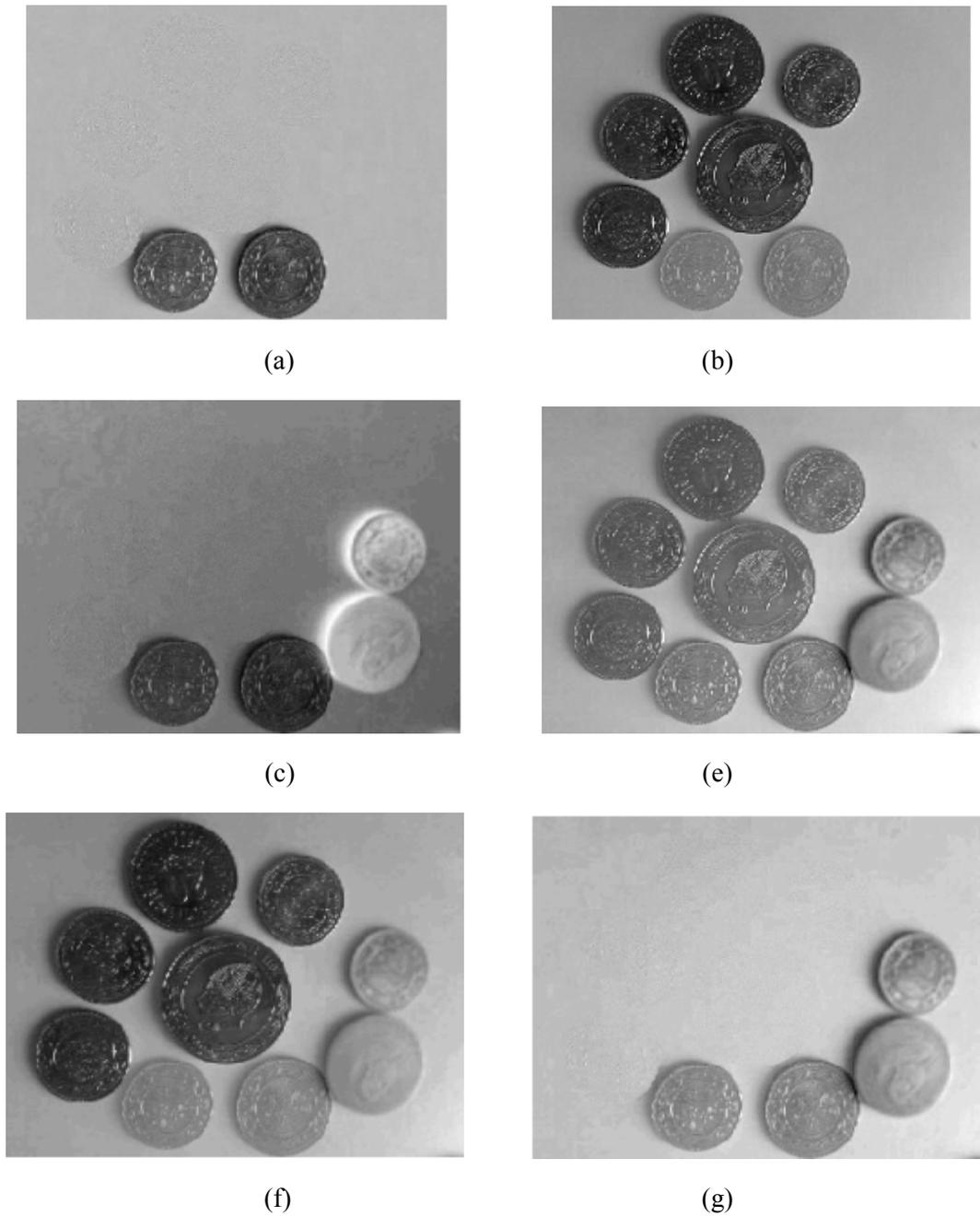
Dans cette section, nous présentons quelques résultats de simulations obtenus pour le traitement des trois images présentées par la Fig. 3.16.

La première image Fig. 3.17 (a) est affichée sur le premier modulateur spatial de lumière. Elle représente sept pièces de monnaie Tunisiennes disposées d'une manière aléatoire. La deuxième image (Fig. 3.17 (b)) est prise lorsqu'on a enlevé deux pièces de la première image. Cette image sera affichée par le deuxième modulateur spatial de lumière. Ce choix a pour objectif de tester la robustesse de la technique pour l'opération de la soustraction. La troisième image (Fig. 3.17 (c)) est choisie de manière complètement différente des deux premières images. Elle contient deux pièces de monnaie différentes et dans des emplacements différents. Nous avons choisi cette image pour étudier l'opération d'addition.



**Fig. 3.17.** Images d'entrée: (a)  $f_1(x,y)$ ; (b)  $f_2(x,y)$ ; (c)  $f_3(x,y)$ .

La figure 3.18 présente les résultats obtenus de l'addition et la soustraction de différentes images d'entrées. La Fig. 3.18 (a) présente les résultats de la soustraction entre la première et la deuxième image. Elle représente l'intensité  $I = \frac{I_0}{16} [2 + \pi \nu K(f_1(x, y) - f_2(x, y))]$ . On remarque que les pièces de monnaies confondues dans les deux figures sont supprimées. Cependant, il reste un peu de bruit, qui vient du fait de la variation de la luminosité entre les deux moments de la prise des photos. En plus, la Fig. 3.18 (b) présente la somme de deux images donnée par l'intensité  $I = \frac{I_0}{16} [2 + \pi \nu K(f_1(x, y) + f_2(x, y))]$ . Dans cette figure, on remarque que les pièces de monnaies confondues possèdent une intensité double (il s'agit de la somme de deux intensités).



**Fig. 3.18.** Résultats de simulations d'addition et de soustraction optique de trois signaux (a)  $f_1(x,y)-f_2(x,y)$ ; (b)  $f_1(x,y)+f_2(x,y)$ ; (c)  $f_1(x,y)-f_2(x,y)-f_3(x,y)$ ; (e)  $f_1(x,y)+f_3(x,y)$ ; (f)  $f_1(x,y)+f_2(x,y)+f_3(x,y)$ ; (g)  $f_1(x,y)-f_2(x,y)+f_3(x,y)$

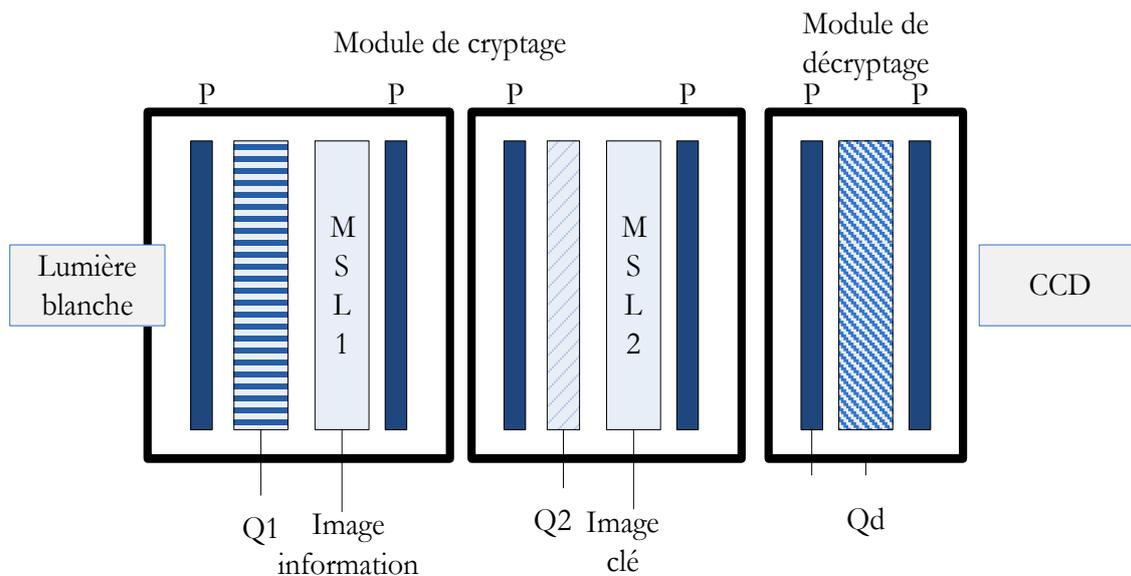
La figure 18 (c) présente l'intensité des opérations arithmétiques de données pour trois images,  $I = \frac{I_0}{64} [4 + \pi \nu K (f_1(x, y) - f_2(x, y) - f_3(x, y))]$ . Cette image montre que la technique peut être développée et utilisée pour un nombre élevé des images. Ces résultats montrent que la technique est conforme à la théorie. En plus, la somme de trois images est donnée par la figure 3.18 (f). La

figure représente l'intensité donnée par  $I = \frac{I_0}{64} [4 + \pi \nu K(f_1(x, y) + f_2(x, y) + f_3(x, y))]$ . Le résultat de la somme présente toutes les pièces de monnaies qui existent dans les trois images.

### 3.3. Multiplexage de cohérence au service de la cryptographie des images

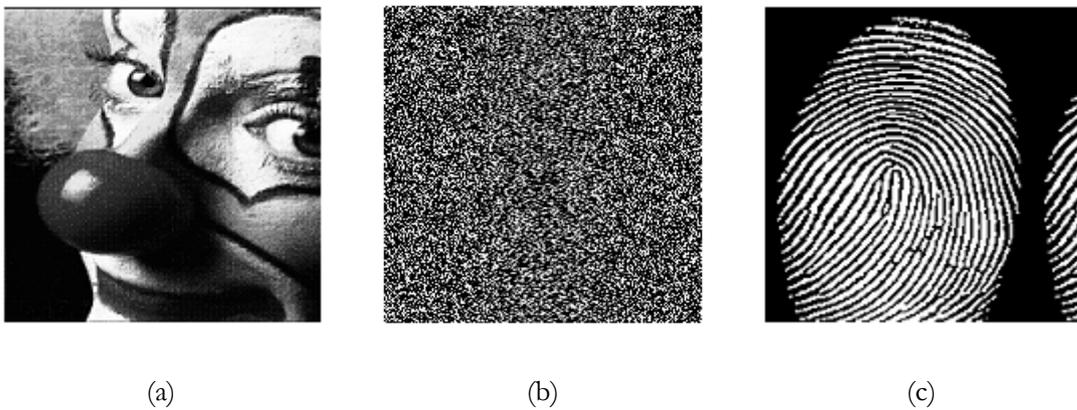
En se basant sur l'étude effectuée dans la section précédente, nous nous proposons d'appliquer le multiplexage de cohérence à la cryptographie des images. En se basant sur cette technique, on peut proposer différentes configurations. Nous décrivons, dans la suite, la configuration la plus simple dont le principe est comme suit,

- L'information utile  $f_1(x, y)$  est affichée sur le modulateur spatial de lumière  $MSL_1$  (Fig. 3.19). Chaque pixel de cette image est codé en modulation de cohérence. De plus, chaque pixel est codé avec une différence de marche optique particulière et différente des autres. Une répartition aléatoire de phase (c'est la première clé de cryptage) introduite par le  $MSL_1$  est utilisée pour le codage de cette information utile.  $Q_1$  est une lame biréfringente introduisant un retard optique supérieur à la longueur de cohérence de la source. L'ensemble ( $Q_1$  et  $MSL_1$ ) est placé entre polariseur/analyseur croisés.
- Un deuxième module de codage constitué par ( $P-Q_2-MSL_2-P$ ) est utilisé pour coder en MC une deuxième fonction  $f_2(x, y)$ , (deuxième clé de cryptage).



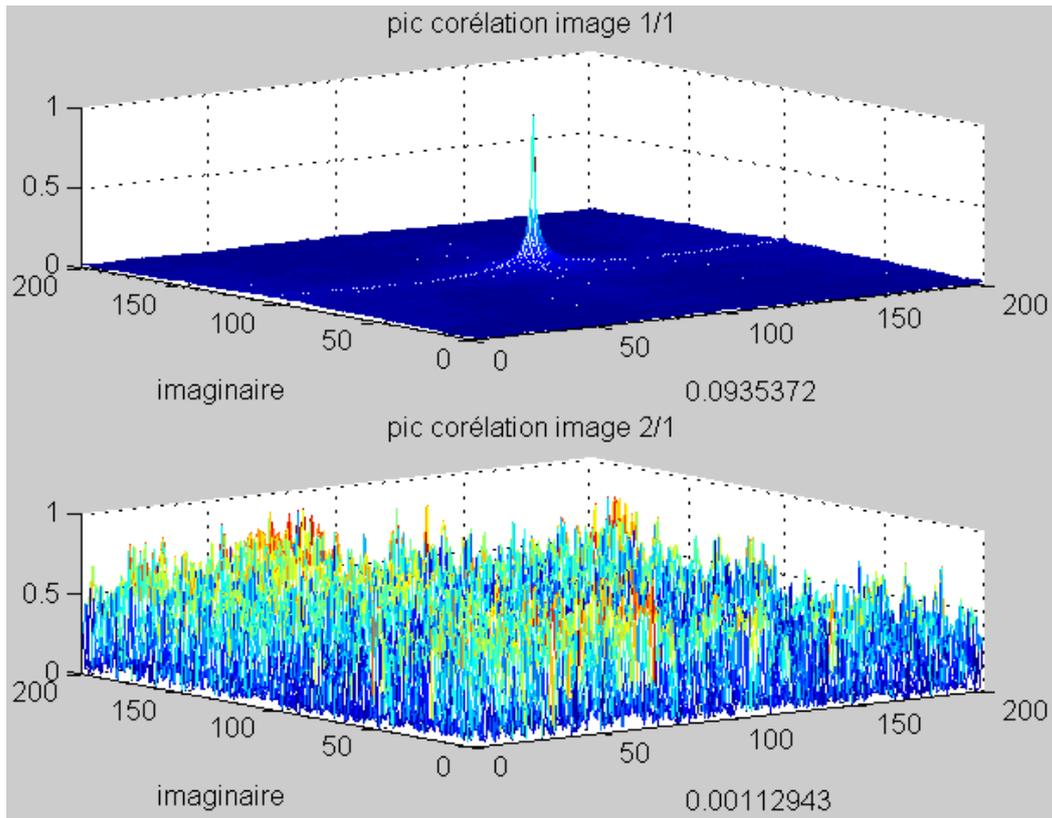
**Fig. 3.19.** Architecture basée sur le multiplexage de cohérence dédiée à la cryptographie

Dans la suite, on va présenter un exemple de cryptage de l'image d'un clown (Fig. 3.20 (a)) avec une image clé (empreinte digitale (Fig. 3.20 (b))). Le codage de l'image information est effectué en modulation de cohérence en utilisant une matrice de phase aléatoire (Fig. 3.20 (c)). Le décryptage de l'image est parfaitement réalisé avec la bonne clé de codage. Pour cela, nous avons mesuré les degrés de corrélation, respectivement, entre image correctement décryptée/image d'entrée et image correctement décryptée/image clé (Fig. 3.21). D'après la figure, on remarque qu'il y a un pic de corrélation fin entre l'image décryptée et celle d'entrée dont la valeur est égale à 0.093. En plus, on voit qu'il y a un faible taux d'erreur  $MSE = 9.7269e-5$ . Cependant, il n'y a aucune corrélation entre cette image et l'image clé : en fait le pic corrélation est de l'ordre de 0.001.



**Fig. 3.20.** Images d'entrée : (a) Information utile : image du clown, (b) clé de cryptage 1: variation de la répartition de phase utilisée pour le codage de l'image 1, (c) clé de cryptage 2: image 2.

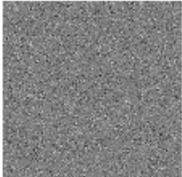
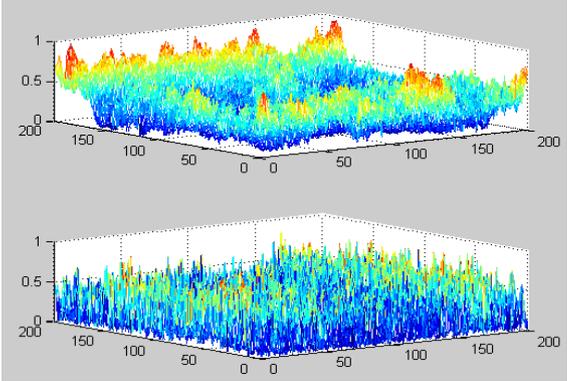
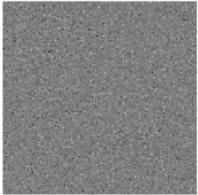
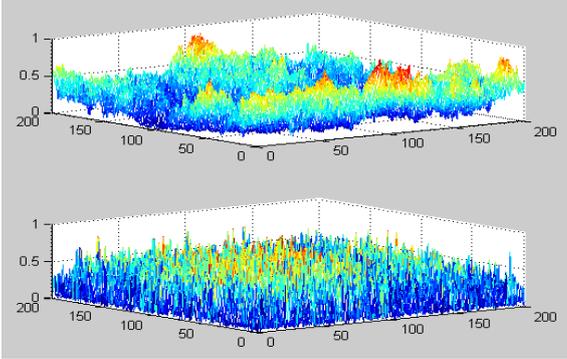
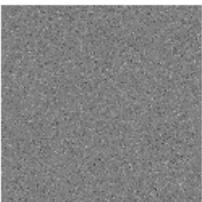
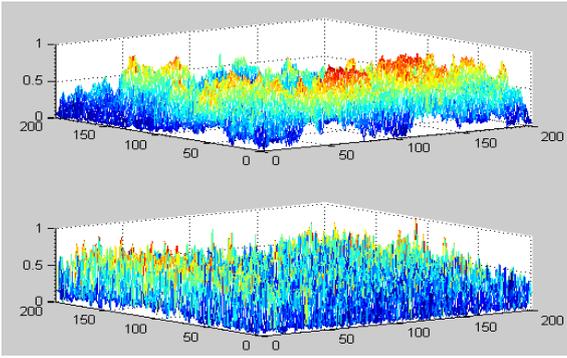
Afin d'étudier la performance de la technique, nous avons mesuré le degré de corrélation entre l'image décryptée et l'image information ainsi que l'image clé. En supposant que le pirate connaisse le principe de la technique de la modulation de cohérence, nous avons présenté dans le tableau suivant (Tab.3.2.) trois exemples d'essai de décryptage de l'image en utilisant des clés de décryptage aléatoirement choisies,  $Q_d = 0.001$  s, 0.0013 s, 0.0015 s. On remarque que dans tous les cas on n'observe pas de pic de corrélation. D'où; on peut conclure qu'à partir de l'image décryptée aléatoirement, on ne peut reconnaître ni l'image cible ni la clé de cryptage. Ceci est expliqué par le fait que chaque pixel de l'image est codé indépendamment de l'autre.



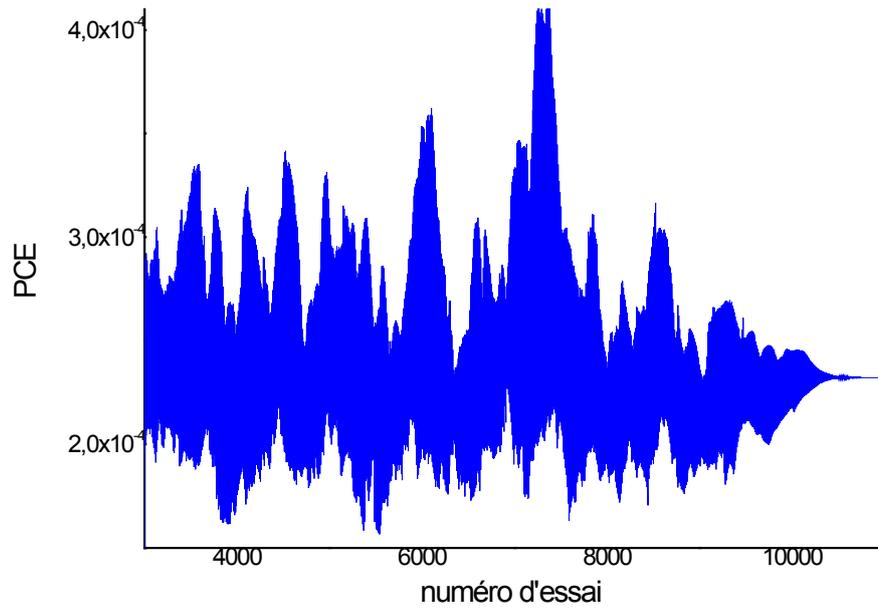
**Fig. 3.21.** Corrélation entre image correctement décryptée/image d'entrée et image correctement décryptée/image clé

Pour aller plus loin dans nos études de performance et de robustesse de la technique, nous avons mesuré le pic de la corrélation pour 10000 tests de décryptage. Les résultats obtenus sont présentés dans la Fig. 3.22. Les figures montrent la bonne robustesse de l'architecture. Le pic de corrélation maximal pic est détecté après 4900 itérations. Ce pic est de l'ordre de 0.0002 avec un taux d'erreur  $MSE = 0.1839$ , il ne fournit aucune information sur l'image d'entrée.

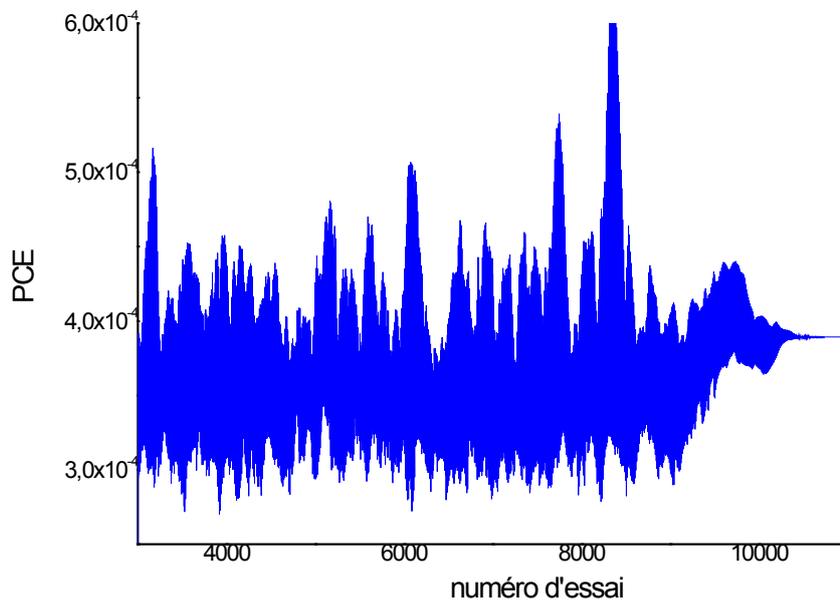
Nous avons pu valider l'application de la modulation de cohérence à la cryptographie des images. En effet, il y a différentes manières pour crypter l'image avec cette méthode. Dans l'exemple proposé, nous avons utilisé la méthode la plus simple. Dans une autre configuration, on peut introduire dans le premier module la somme de deux images (image information + image clé) et la coder avec une répartition de phase aléatoire. Ensuite, on code dans le deuxième module de codage l'image clé. Pour pouvoir décrypter l'image information, il faut calculer la différence de deux images.

| $Q_d$ (s) | Image décryptée   | Corrélation entre image cryptée et images cibles<br>(image information et image clé) |
|-----------|---|--|
| 0.001     |    |    |
| 0.0013    |   |   |
| 0.0015    |  |  |

**Tab. 3.2.** Mesure de la corrélation entre image cryptée et image information et clé de cryptage pour différentes clés de décryptage



(a)



(b)

**Fig. 3.22.** Mesure du PCE (a) : Corrélation entre image décryptée et image « information utile », (b) : Corrélation entre image décryptée et image clé

### 3.4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'application de la modulation de cohérence au traitement des images. Nous avons prouvé qu'on peut réaliser les opérations de codage et de décodage des images en utilisant la technique de la modulation de cohérence. En plus, nous avons évalué les performances des résultats obtenus de point de vue bruit. Nous avons mesuré la variation de SNR, PSNR et MSE en fonction de  $R$  (rapport entre les deux retards optiques utilisés dans l'architecture). Par la suite, nous avons présenté le modèle mathématique permettant de calculer l'addition et la soustraction des images. Egalement, ces opérations ont été évaluées de point de vue bruit. Afin d'éviter le crosstalk entre les signaux, nous avons montré qu'il ne faut pas utiliser le rapport  $R = 2$ .

Nous avons appliqué la méthode de calcul utilisant la modulation de cohérence à la cryptographie des images. Ce domaine a beaucoup d'importance puisqu'il est largement utilisé dans différents systèmes de sécurité. La technique a montré d'excellentes performances pour le cryptage des images. Nous avons réalisé une étude de performance de la méthode. Nous avons montré que le pirate ne peut détecter aucune information même au bout de 10000 essais.

# Conclusion et perspectives

Ce manuscrit de thèse présente une synthèse de travaux de recherche effectués au sein du laboratoire de recherche Gres'Com à l'Ecole Supérieure des Communications de Tunis (Sup'Com) en collaboration avec le laboratoire d'optique du département Electronique et Physique de TELECOM SudParis à Evry.

Dans un premier temps, nous avons effectué une étude générale sur l'importance des systèmes optiques dédiés aux calculs arithmétiques des signaux. Egalement, nous avons montré les limites des systèmes calcul optique disponibles dans le marché. Cela, nous a amené à la contribution dans ce domaine par l'utilisation de la technique de modulation de cohérence (MC) pour achever des opérations d'addition et de soustraction. Une telle architecture, a montré plusieurs avantages le domaine de la transmission, la détection et le traitement des signaux. C'est une technique particulière de codage optique qui permet le multiplexage des signaux et la construction des liaisons haut-débit. Les signaux à traiter sont codés en MC par le biais de paires « modulateur de lumière » et « lame biréfringente » placés en séries et éclairés par un seul faisceau de lumière polarisée. Cette technique est basée sur l'introduction d'un retard optique important, supérieur à la longueur de cohérence de la source utilisée.

Dans un second temps, nous avons mis en œuvre l'architecture du codage et du décodage par MC des signaux temporels. Nous avons aussi validé théoriquement, numériquement et expérimentalement la possibilité de réaliser la somme et la soustraction optiques des signaux temporels. Nous avons testé différentes fréquences (10 kHz, 30 kHz, ...) et formes des signaux (sinusoïdal et carré). Nous avons pu valider la soustraction de différentes valeurs de fréquences. Egalement, nous avons validé les opérations d'addition de différentes formes et fréquences de signaux. Nous avons conclu que l'architecture permet d'achever toutes les combinaisons arithmétiques possibles entre les signaux.

De plus, nous avons évalué l'effet de la divergence du faisceau gaussien sur la valeur du cross-talk. Les résultats obtenus montrent qu'une divergence du faisceau introduit un cross-talk supplémentaire entre les signaux. En effet, l'architecture se comporte en situation de modulation d'intensité. A ce niveau, nous avons étudié les effets des aberrations chromatiques dues à l'utilisation d'une source large bande. De plus, nous avons été amenés à étudier l'impact du cross-talk dans l'architecture multiplexe sur la qualité des opérations effectuées. Enfin, nous avons évalué l'effet de la divergence du faisceau gaussien sur la valeur du cross-talk. Les résultats obtenus montrent qu'une divergence du faisceau introduit un cross-talk supplémentaire entre les signaux.

Dans un troisième temps, nous avons appliqué la méthode aux traitements des images. Nous avons présenté le modèle mathématique permettant de calculer l'addition et la soustraction des images. Nous avons réussi à réaliser des opérations de codage, décodage, addition et soustraction optiques des images. Nous avons testé différents types des images (à deux et à plusieurs niveaux de gris). Nous avons évalué les résultats obtenus par les figures de mérite incluant le rapport signal sur bruit (SNR Signal to Noise Ratio), erreur quadratique moyenne (MSE Mean Square Error) et le peak to peak signal to noise ratio (PSNR). Afin d'éviter le crosstalk entre les signaux, nous avons conclu qu'il ne faut pas utiliser un rapport entre les retards optiques  $R$  égale à 2.

Enfin, nous avons appliqué la méthode de calcul utilisant la modulation de cohérence à la cryptographie des images. Ce domaine a beaucoup d'importance puisqu'il est largement utilisé dans différents systèmes de sécurité. La technique a montré d'excellentes performances pour le cryptage des images. Nous avons réalisé une étude de performance de la méthode. Nous avons montré que le pirate ne peut détecter aucune information même au bout de 10000 essais.

En conclusion de ces travaux de recherche, de nombreuses perspectives sont envisageables concernant aussi bien des aspects théoriques et expérimentaux. Les résultats obtenus sont très prometteurs et nécessitent un grand intérêt afin de dégager le maximum d'atout. L'implémentation expérimentale est la première perspective à réaliser. En plus, l'exploitation du plan de Fourier est un point très important à aborder dans ce sujet. Il est utile d'introduire un filtrage et étudier son influence sur la robustesse de la technique. Il s'agit de placer une architecture  $4f$  à la sortie du module de codage. Le plan de Fourier du bloc  $4f$  sera exploité pour augmenter la robustesse de la technique.

Nous envisageons aussi la réalisation d'autres idées de codage de la clé de cryptage. Par exemple, elle sera aussi codée en modulation de cohérence avec une phase aléatoire. En plus, il est aussi

possible d'utiliser le tatouage dans l'image information. L'importance de domaine de la cryptographie nécessite une étude fine et détaillée. De plus, une extension de l'étude au traitement de la vidéo sera utile. L'utilisation du multiplexage de cohérence pour les opérations arithmétiques de base peut être exploitée pour d'autres applications telles que la compression des images.

Une autre perspective de ce travail de recherche est l'étude de l'impact de l'incohérence spatiale sur le codage et le décodage des signaux. De plus, une étude de l'aberration chromatique lors du traitement des images sera utile.

# Bibliographie

1. B. Guizal, and J. Dudley, "Un précurseur arabe de la réfraction," *Pour la science*, n. 301, pp. 2-4, 2002.
2. J. Tsujiuchi, "Correction of optical images by compensation of aberrations and by spatial frequency filtering," *Progress in Optics II*, vol. 2, pp. 133-180, 1963.
3. A. V. Lugt, "Signal detection by complex spatial filtering," *IEEE Trans. of Information Theory*, vol. 10, pp. 139-145, 1964.
4. C. S. Weaver, and J.W. Goodman, "A technique for optically convolving two functions," *Appl. Opt.*, vol. 5, pp. 1248-1249, 1966.
5. J. F. Ebersole, and J. C. Wyant, "Real-time optical subtraction of photographic imagery for difference detection," *Appl. Opt.*, vol. 15, n. 4, pp. 871-876, 1976.
6. E. Marom, and J. Grinberg, "Subtraction of images with incoherent illumination in real time," *Appl. Opt.*, vol 16, pp. 3086 – 3087, 1977.
7. F. T. S. Yu, and A. Tai, "Incoherent image addition and subtraction: a technique," *Appl. Opt.*, vol. 18, n. 15, pp. 2705-2707, 1979.
8. S. R. Dashiell, A. W. Lohmann, and J. D. Michaelson, "Real time incoherent optical-electronic image subtraction," *Opt. Comm.*, vol. 8, pp. 105–108, 1973.
9. C. Denz, T. Dellwig, J. Lembcke, and T. Tschudi, "Parallel optical image addition and subtraction in a dynamic photorefractive memory by phase-code multiplexing," *Opt. Lett.*, vol. 21, pp. 278-280, 1996.
10. G.S. Pati, G. Unnikrishnan, and K. Singh, "Multichannel image addition and subtraction using joint-transform correlator architecture," *Opt. Comm.*, vol. 150, pp. 33-37, 1997.
11. M. Y. Shih, A. Shishido, and I. C. Khoo, "All-optical image processing by means of a photosensitive nonlinear liquid-crystal film: edge enhancement and image addition–subtraction," *Opt. Lett.*, vol. 26, n. 15, 2001.
12. K. D. Merkel, R. Krishna Mohan, Z. Cole, T. Chang, A. Olson, and W. R. Babbitt, "Muli-Gigahertz radar range processing of baseband and RF carrier modulated signals in Tm: YAG," *J. of Luminescence*, vol. 107, pp. 62-74, 2004.
13. J. Wang, S. R. Nuccio, J.-Y. Yang, X. Wu, A. Bogoni, and A. E. Willner, "High-speed addition/subtraction/complement/doubling of quaternary numbers using optical nonlinearities and DQPSK signals," *Opt. Lett.*, vol. 37, pp. 1139-1141, 2012.
14. Site web NASA, <http://www.nasa.gov/>
15. A. Alfalou and C. Brosseau, "Understanding correlation techniques for face recognition: from basics to applications, face recognition," *Milos Oravec (Ed.)*, pp. 343-380, 2010.
16. B. Javidi, and J.L. Honer, "Optical Pattern Recognition for Validation and Security Verification," *Opt. Eng.*, vol. 33, n. 6, pp. 1752-1756, 1994.
17. B. Javidi, and K. Chung-Jung, "Joint transform image correlation using a binary spatial light modulator at the Fourier plane," *Appl. Opt.*, vol. 27, pp. 663-665, 1988.

18. J- L. Tribillon, "Traitement optique de l'information et reconnaissance des formes par voie optique," Edition Teknea, 1998.
19. O. Matoba and B. Javidi, "Encrypted optical storage with angular multiplexing," *Appl. Opt.*, vol.38, pp. 7288–7293, 1999.
20. P. Refrégier and B. Javidi, "Optical image encryption based on input plane and Fourier plane random encoding," *Opt. Lett.*, vol. 20, pp. 767–769, 1995.
21. S. Kishk and B. Javidi, "Information hiding technique with double phase encoding," *Appl. Opt.*, vol. 41, pp. 5462–5470, 2002.
22. A. Alfalou and C. Brosseau, "Optical image compression and encryption methods," *Adv. Opt. Photon 1*, pp. 589-636, 2009.
23. J. F. Barrera, R. Henao, M. Tebaldi, R. Torroba, and N. Bolognini, "Multiple-encoding retrieval for optical security," *Opt. Comm.* vol. 276, pp. 231–236, 2007.
24. Site web Alcatel-Lucent, <http://www.alcatel-lucent.com/>
25. Site web Intel, <http://www.intel.com/>
26. A. Ghosh, and K. Murata, "Real time addition or subtraction of two images by vector wave interferometry," *Opt. and Laser Technol.*, vol. 20, pp. 211–215, 1988.
27. B. L. Shoop, B. Pezeshki, J. W Goodman, and J. S. Harris, Jr., "Noninterferometric optical subtraction using reflection-electroabsorption modulators," *Opt. lett.*, vol. 17, pp. 58-60, 1992.
28. C. P. Grover, and R. Tremblay, "Real-time image subtraction using complementary photographic diffusers," *Appl. Opt.*, vol. 21, pp. 2666-2668, 1982.
29. G. T. Hengst, and W. B. Roh, "Switchable optical image adder / subtractor," *Opt. lett.*, vol. 16, n. 3, pp. 165-167, 1991.
30. S. A. Boothroyd, L. Chan, P. H. Beckwith, and J. Chrostowski, "Optical image subtraction in fluorescein-doped boric acid glass," *Appl. opt.*, vol. 31, pp. 4004-4009, 1992.
31. D. Abookasis, O. Arazi, J. Rosen, and B. Javidi, "Security optical systems based on a joint transform correlator with significant output images," *Opt. Eng.*, vol. 40, pp. 1584–1589, 2001.
32. T. Nomura and B. Javidi, "Optical encryption using a joint transform correlator architecture," *Opt. Eng.*, vol. 39, pp. 2031–2035, 2000.
33. W. Yu, K. Nakagawa, and T. Minemoto, "All-optical subtracted joint transform correlator with a holographic interferometer," *Appl. Opt.*, vol. 36, pp. 9205-9211, 1997.
34. J. W. Goodman, "Introduction to Fourier Optics," *McGraw-Hill*, New York, 1968.
35. B. Fleck, D. Jahn, and L. Wenke, "A nonlinear optical element for incoherent image subtraction based on photoanisotropy," *Opt. Comm.*, vol. 154, pp. 339-344, 1998.
36. M. Helgert, B. Fleck, and L. Wenke, "Incoherent modification of polarization gratings in photoanisotropic media," *Opt. Comm.*, vol.177, pp.95–104, 2000.
37. H-H Teng, and K-C Lang, "Heterodyne interferometer for displacement measurement with amplitude quadrature and noise suppression," *Opt. Comm.*, vol. 280, pp. 16-22, 2007.
38. C. Delisle, and P. Cielo, "Application de la modulation spectrale à la transmission de l'information," *Can. J. Phys.*, vol. 53, n. 11, pp. 1047–1053, 1975.
39. I. Zaldívar-Huerta, and J. Rodríguez-Asomoza, "Electro-Optic E-field sensor using an optical modulator," *Conielectcomp'04*, pp. 220 - 222, 2004.
40. J.-P. Geodgebuer, H. Porte, and P. Mollier, "Coherence modulation and correlation of stochastic light fields," *J. Phys III France*, vol. 3, pp. 1413–1433, 1993.

41. **S. Elwardi**, M. Zghal, and B.-E. Benkelfat, "Coherence modulation of light for mathematical operations," *IEEE ICECS'08*, pp. 878–881, Malte, 2008.
42. J. L. Brooks, R. H. Wentworth, R. C. Youngquist, M. Tur, B. Y. Kim, and H. J. Shaw, "Coherence multiplexing of fiber-optic interferometric sensors," *J. of lightwave technol.*, vol. LT-3, n. 5, 1985.
43. J.-P. Goedgebuer, A. Hamel, H. Porte, and N. Butterlin, "Analysis of optical crosstalk in coherence multiplexed systems employing a short coherence laser diode with arbitrary power spectrum," *IEEE J. of Quant. Elec.*, vol. 26, n. 1, pp. 1217-1226, 1990.
44. J.-P. Goedgebuer, and A. Hamel, "Coherence multiplexing using a parallel array of electro-optic modulators and multimode semiconductor lasers," *J. of Quant. Electron.*, vol. 23, pp. 2224 – 2237, 1987.
45. J. Rodríguez-Asomoza, R. Rosas-Romero, S. E. Lobato-Larios, R. Alejos-Palomares, J. Antonio, and C. Gutiérrez-Martínez, "Electric signal sensor using an electrooptic coherence modulator," *IEEE Tran. On Ins. & Meas.*, vol. 54, n. 1, pp. 347-351, 2005.
46. B. Wacogne, W. Elflein, C. Pieralli, P. Mollier, H. Porte, and D.A. Jackson, "Secrecy improvement in confidential coherence modulation," *Opt. Comm.*, vol. 154, pp. 350–358, 1998.
47. J. C. Hauden, H. Porte, and J.-P. Goedgebuer, "Quasi-polarization-independent Mach-Zehnder coherence modulator/demodulator integrated in 2-propagating lithium niobate," *IEEE J. of Quant. Elec.*, vol. 30, pp. 2325-2331, 1994.
48. L. Larger, J.-P. Goedgebuer, and V. Udaltsov, "Ikeda-based nonlinear delayed dynamics for application to secure optical transmission systems using chaos," *C. R. Physique*, vol. 5, pp. 669–681, 2004.
49. C.-C. Chen, H. Porte, A. Carencu, J.-P. Goedgebuer, and V. Armbruster, "Phase correction by laser ablation of a polarization independent LiNbO Mach-Zehnder modulator," *IEEE Phot. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 1361-1363, 1997.
50. H. Porte, J.-P. Goedgebuer, and R. Ferriere, "An LiNbO<sub>3</sub> integrated coherence modulator," *J. of lightwave Technol.*, vol. 10, pp. 760-766, 1992.
51. J. Rodriguez-Asomoza, and C. GutiCrrez-Martinez, "Electric field sensing system using a Ti: LiNbO<sub>3</sub> optical," *IEEE Inst. & Meas.*, pp. 1075-1078, 2001.
52. S. Khalfallah, "Modulateurs de cohérence en optique intégrée sur semi- conducteurs III-V : guide biréfringent et interferomètre de Mach-Zehnder," thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1997.
53. S. Khalfallah, P. Dubreuil, L. Escotte, R. Legros, C. Fontaine, A. Muñoz-Yagüe, B. Beche, and H. Porte, "A GaAlAs-GaAs integrated coherence modulator," *J. of Lightwave Technol.*, vol. 17, pp. 103–107, 1999.
54. S. Khalfallah, P. Dubreuil, R. Legros, C. Fontaine, A. Munoz-Yagüe, B. Beche, H. Porte, R. Warno, and M. Karpierz, "Highly unbalanced GaAlAs-GaAs integrated Mach-Zehnder interferometer for coherence modulation at 1.3  $\mu\text{m}$ ," *Opt. Comm.*, vol. 167, pp. 67–76, 1999.
55. J.-P. Goedgebuer, H. Porte, and A. Hamel, "Electrooptic modulation of multi longitudinal mode laser diodes: demonstration at 850 nm with simultaneous data transmission by coherence multiplexing," *IEEE J. of Quant. Elec.*, vol. QE-23, pp. 1135–1144, 1987.
56. J.-P. Goedgebuer, A. Hamel, and H. Porte, "Full bidirectional fiber transmission using coherence-modulated lightwaves," *IEEE J of Quant. Elec.*, vol. 28, pp. 2685-2691, 1992.
57. C. Gutiérrez-Martínez, and J. Santos-Aguilar, "Electric field sensing scheme based on matched LiNbO<sub>3</sub> electro-optic retarders," *IEEE Tran. On Ins. & Meas.*, Vol. 57, pp. 1362-1368, 2008.
58. A. Meijerink, R. O. Taniman, and W. van Etten, "Coherence-multiplexed optical RF feeder networks," *J. of Lightwave technol.*, vol. 25, pp. 3396-3406, 2007.

59. R. Giust, J.-P. Goedgebuer and N. Butterlin, "A digital processor formed by cascaded spatial light modulators," *Opt. Comm.*, vol. 181, pp. 279–285, 2000.
60. J.-P. Goedgebuer, N. Butterlin, and H. Porte, "Electro-optic systolic processor with a pipeline architecture," *Opt. Lett.*, vol. 20, pp. 1719–1721, 1995.
61. E.-H. Horache, "Corrélation optique multiplexe basée sur la modulation spatiale de cohérence d'une source à spectre large: application à la reconnaissance des formes," Thèse de doctorat de l'Université de Marne-la-vallée, 2001.
62. E.-H. Horache, B.-E. Benkelfat, Q. Zou, and V. Laude, "Incoherent multiplex optical correlator for pattern recognition," *Proc. Spie*, vol. 4089, pp. 41-45, 2000.
63. M. Born, and E. Wolf, "Principles of Optics," *7th Edition*, Cambridge University Press, pp. 585-588, 1999.
64. G. Kats, and S. Arnon, "Analysis of optical coherence multiplexing networks for satellite communication," *IEEE Tran. on Wire. Comm.*, vol. 3, pp. 1444–1451, 2004.
65. J. P. Goedgebuer, R. Ferrière, and B.-E. Benkelfat, "An acousto-optic correlator working by coherence modulation of light," *Opt. Com.*, vol. 103, pp. 245-253, 1993.
66. R. Hamdi, "Filtres en polarisation dédiés aux applications insertion/extraction optiques reconfigurables," *Tb. doct. Optique, Optoélec. et Comm.*, PARIS 6-EDITE - Telecom SudParis, Directeur: B.-E. Benkelfat, 2008.
67. K. Aït-Ameur, F. Sanchez, "Transverse effects as source of error in coherence length measurements," *Opt. Comm.*, vol. 233, pp. 39–43, 2004.
68. **S. Elwardi**, M. Zghal, and B.-E. Benkelfat, "Gaussian beam divergence effects on crosstalk in coherence multiplexed system," *European Optical Society Annual Meeting*, pp. 3367-3368, Paris, France, 2010.
69. **S. Elwardi**, M. Zghal, and B.-E. Benkelfat, "Optimization of coherence multiplexed coding for high density signal processing," *PIERS Proc.*, pp. 1243-1246, Marrakesh, Morocco, 2011.
70. T. A. Al-Saeed, and D. A. Khalil, "Diffraction effects in optical micro electromechanical system Michelson interferometers," *Appl. Opt.*, vol. 49, n. 20, pp. 3960–3966, 2010.
71. E. Tajahuerce, V. Climent, J. Lancis, M. N.-Alonso, and P. Andre, "Achromatic Fourier transforming properties of a separated diffractive lens doublet: theory and experiment," *Appl. Opt.*, vol. 37, n. 26, pp. 6164-6173, 1998.
72. M. V. Collados, I. Arias, J. Atencia, and M. Quintanilla, "Anamorphic white light Fourier processor with holographic lenses," *Appl. Opt.*, vol. 45, n. 34, pp. 8706-8713, 2006.
73. P. Andrés, J. Lancis, and W. D. Furlan, "White-light Fourier transformer with low chromatic aberration," *Appl. Opt.*, vol. 31, n. 23, pp. 4682-4687, 1992.
74. Y.-C. Fang, T.-K. Liu, B.-W. Wu, J.-H. Chou, J. MacDonald, "Chromatic aberration elimination for digital rear projection television L-type lens by genetic algorithms," *Opt. and Lasers in Eng.*, vol. 46, pp. 363–372, 2008.
75. A. Alfalou and C. Brosseau, "Exploiting root-mean-square time-frequency structure for multiple-image optical compression and encryption," *Opt. Lett.*, vol. 35, pp. 1914-1916, 2010.
76. **S. Elwardi**, B.-E. Benkelfat, and M. Zghal, "Multiplex coding for real-time optical image processing," *Proc. Spie*, vol. 8167, pp. 81671Y1-81671Y-2, Marseille, France, 2011.
77. A. Pallavisini, "Système d'interférences radiofréquence pour la cryptographie par chaos appliquée aux transmissions Hertziennes," *Université Franche-Comté*, 2006.

78. B.-E. Benkelfat, **S. Elwardi**, M. Zghal, and A. Alfalou, "2D real-time arithmetic operations using optical coherence properties: image processing applications, *Proc. of SPIE*, vol. 8397, pp. 83970D-83970D-7, Baltimore, 2012.
79. J. Hauden, H. Porte, and J.-P. Geodgebuer, "Demonstration of single source bidirectional fibre link using polarisation insensitive LiNBO<sub>3</sub> integrated coherence modulators," *Elec. Lett.*, vol. 32, pp. 751-752, 1996.

# Liste des publications

1. **S. Elwardi**, M. Zghal and B.-E. Benkelfat, “Coherence Modulation of Light for Mathematical Operations”, ICECS’08, pp. 878 – 881, Malte, 2008.
2. **S. Elwardi**, M. Zghal, and B.-E. Benkelfat, “Gaussian beam divergence effects on crosstalk in coherence multiplexed system,” *European Optical Society Annual Meeting*, pp. 3367-3368, Paris, France, 2010.
3. **S. Elwardi**, M. Zghal, and B.-E. Benkelfat, “Optimization of coherence multiplexed coding for high density signal processing,” *PIERS Proc.*, pp. 1243-1246, Marrakesh, Morocco, 2011.
4. **S. Elwardi**, B.-E. Benkelfat, and M. Zghal, “Multiplex coding for real-time optical image processing,” *Proc. Spie*, vol. 8167, pp. 81671Y1-81671Y-2, Marseille, France, 2011.
5. B.-E. Benkelfat, **S. Elwardi**, M. Zghal, and A. Alfalou, “2D real-time arithmetic operations using optical coherence properties: image processing applications, *Proc. of SPIE*, vol. 8397, pp. 83970D-83970D-7, Baltimore, 2012.
6. B.-E. Benkelfat, **S. Elwardi**, M. Zghal, and A. Alfalou, “Multiple image encryption based on optical coherence multiplexing technique,” *en cours de soumission*
7. **S. Elwardi**, B.-E. Benkelfat, M. Zghal, and A. Alfalou, “Multiple 2-D real-time image addition and subtraction using coherence modulation of light,” *en cours de soumission*.

