

Université de Limoges
ED 653 – Sciences et Ingénierie
XLIM

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes
Spécialité Photonique

Présentée et soutenue par
Alexandre BOJU

Le 14 décembre 2022

**Système compact d'analyse des phases pour la combinaison
cohérente de lasers à fibre et correction de phase par approche
neuronale.**

Thèse dirigée par Agnès Desfarges-Berthelemot et Vincent Kermène

JURY :

Rapporteurs

M. Marc Brunel, Professeur des universités, Laboratoire CORIA, Université de Rouen
M. Jérôme Primot, Directeur de recherche, ONERA

Examineurs

M. Géraud Bouwmans, Professeur des universités, Laboratoire PHLAM, Université
de Lille 1
M. Paul Armand, Professeur des universités, Laboratoire XLIM, Université de
Limoges
Mme. Agnès Desfarges-Berthelemot, Professeur des universités, Laboratoire XLIM,
Université de Limoges
M. Vincent Kermène, Directeur de recherche, Laboratoire XLIM, Université de
Limoges
M. Julien Leval, Ingénieur/responsable service laser, CILAS



*Je dédie ce travail à mon père,
Tu as été et tu resteras à jamais une source de motivation.*

Remerciements

Avant tout, je remercie particulièrement les membres du jury : Marc Brunel, Jérôme Primot, Géraud Bouwmans, Paul Armand, Agnès Desfarges-Berthelemot, Vincent Kermène et Julien Leval pour le temps accordé à la lecture de ce manuscrit.

Je tiens à remercier l'équipe XLIM dans laquelle j'ai travaillé, sans qui je n'aurais pu délivrer un tel travail. Un énorme merci à Agnès Desfarges-Berthelemot et Vincent Kermène pour votre encadrement, votre gentillesse et votre bienveillance. Vous êtes la raison de l'environnement de travail sain dans lequel j'ai travaillé. Vous m'avez mis en confiance dès mon arrivée et m'avez supporté et accompagné dans tout ce que j'ai entrepris. Agnès, je me souviendrai toujours de ta pédagogie hors norme. Tu as sûrement dû me remettre des neurones en place à plusieurs reprises, quand mon cerveau était en surchauffe, en un claquement de doigts avec des explications simples. Vincent, dès mon arrivée, tu as été un support important dans les salles de manip'. Si tu peux mettre en désordre un banc expérimental en une matinée ;), tu peux aussi débloquent une situation de plusieurs jours en quelques minutes. Je pars avec les précieux conseils et astuces que tu m'as appris. Je remercie également Alain Barthelemy pour sa disponibilité et sa dévotion et qui, malgré le peu de temps travaillé ensemble, a permis de débloquent des situations, théoriques comme pratiques, en quelques minutes en n'ayant connaissance que d'un dixième du problème. Je tiens à remercier particulièrement Geoffrey Maulion. On a commencé ensemble et ton savoir-faire, tes compétences et ton autonomie m'ont fait me sentir petit. J'ai appris énormément en travaillant ensemble, je pars avec des éléments méthodologiques que je n'avais pas en arrivant. Que ça soit d'un point de vue expérimental, théorique, numérique, communication, ..., tu as toujours su répondre à mes questions, voire bien au-delà ! Un grand merci au trio Jérémy Saucourt, Raphaël Florentin et Etienne Deliancourt pour m'avoir intégré et les bons moments passés ensemble. Je remercie Nathalie Buisson pour son aide indispensable pour toutes les démarches administratives. Enfin, je remercie toutes les personnes avec qui j'ai pu travailler ou passer du temps, à savoir Maksym Shpakovych, Paul Armand, Marc Fabert, Benjamin Gobé, Colman Buckley, ...

Cette thèse n'aurait pas eu lieu dans le soutien de l'entreprise CILAS. C'est pourquoi je remercie énormément tous les gens avec qui j'ai pu travailler. Merci à Julien Leval et Hubert Pagès pour leur confiance et l'opportunité qu'ils m'ont offerte. Julien, je n'oublierai pas ta bonne humeur perpétuelle, tu es aussi avenant en dehors que dans l'entreprise et ce fut très agréable de travailler avec toi ! Merci à Jérémy Ledortz et Armand Koudoro pour toutes les galères qu'on a surmontées ensemble, pour tous vos déplacements sur XLIM et les moments passés ensemble en dehors du travail. Merci également à toutes les personnes avec qui j'ai pu travailler ; David Sabourdy, Marie Naiim-Habib, Jean-Marc Berthomier, ...

Je remercie tous mes amis avec qui j'ai pu décompresser entre les soirées, les sorties, les voyages, etc. Merci pour votre soutien, même si vous n'êtes pas venus assez souvent à Limoges ;).

Enfin, je remercie ma famille qui a été d'un grand soutien et qui a toujours montré un intérêt pour mon travail. Merci à ma mère Valérie, mes sœurs Marie et Clémence, mon frère Jacques, merci à Christine et à tout le reste de la famille (vous êtes trop nombreux à citer, mais je pense à vous !). Enfin, je te remercie papa, tu m'as accompagné le long de cette aventure et j'aurais tellement aimé que tu sois encore parmi nous pour en voir la fin. Je sais ce que ça représentait pour toi.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



Table des matières

Introduction générale.....	20
Partie I. Combinaison cohérente de faisceaux lasers dans le contexte de l'illumination de cibles distantes.....	24
I.1. Introduction.....	24
I.2. Montée en brillance par combinaison de faisceaux lasers.....	25
I.2.1. Brillance d'un faisceau laser.....	25
I.2.2. Combinaison incohérente.....	26
I.2.3. Combinaison cohérente.....	28
I.2.4. Présentation d'architectures existantes.....	36
I.3. Combinaison cohérente de faisceaux lasers sur une cible distante.....	52
I.3.1. Suivi de cible distante mobile.....	52
I.3.2. Perturbations atmosphériques.....	53
I.3.3. Méthodes de compensation des aberrations atmosphériques : inclure la cible dans la boucle d'asservissement.....	55
I.3.4. Méthodes de compensation des aberrations atmosphériques : caractériser ces aberrations.....	63
I.4. Conclusion.....	66
Partie II. Verrouillage des phases d'amplificateurs fibrés d'une pupille synthétique de grande dimension.....	68
II.1. Introduction.....	68
II.2. Correction de phase par la méthode PIM-PR.....	70
II.2.1. Principe de la méthode PIM-PR et performances numériques.....	70
II.2.2. Mise en pratique et validation de la méthode sur une expérience de principe.....	77
II.3. Contraintes liées à un réel système laser à amplification parallèle.....	82
II.3.1. Etude des contraintes pour l'application à un véritable système laser par l'intermédiaire d'un banc modèle.....	82
II.3.2. Contrainte liée à la mesure de la matrice.....	84
II.3.3. Contrainte liée à la bande passante de la boucle d'optimisation des phases.....	88
II.4. Verrouillage des phases d'un réseau d'amplificateurs à fibre par la méthode PIM-PR.....	90
II.4.1. Dispositif expérimental.....	90
II.4.2. Caractérisation des performances de la PIM-PR en système laser à six voies amplificatrices.....	93
II.4.3. Amélioration de la méthode sans système annexe de mesure de la matrice de transmission.....	98
II.5. Déploiement de la méthode PIM-PR sur une pupille de grande dimension.....	104
II.5.1. Montage expérimental avec un bras de report de phase.....	104
II.5.2. Mise en phase et calibration de la pupille de grande dimension.....	108
II.6. Conclusion.....	113
Partie III. Verrouillage des phases par une approche neuronale.....	116
III.1. Introduction.....	116
III.2. Etat de l'art sur les méthodes d'apprentissage automatique dédiées à la combinaison cohérente.....	117
III.2.1. Introduction à l'apprentissage automatique.....	117
III.2.2. Le machine learning dans le contexte de la combinaison cohérente.....	122

III.3. Développement d'un algorithme d'apprentissage automatique dédié à la correction de phase dans le contexte de la combinaison cohérente de faisceaux	136
III.3.1. Principe et validation numérique.....	136
III.3.2. Validation numérique.....	140
III.3.3. Validation sur une expérience de principe	146
III.4. Développement d'un réseau de neurones adaptatif pour la reconfiguration des phases cibles en temps réel.....	152
III.4.1. Evolution du réseau de neurones appris par quasi-renforcement	152
III.4.2. Validation numérique.....	154
III.4.3. Verrouillage des phases des amplificateurs fibrés dans un système dynamique	159
III.5. Conclusion	164
Conclusion générale.....	166
Références bibliographiques	171
Liste des publications	183
Annexes	184

Table des illustrations

Figure 1 : Propagation d'un faisceau gaussien de rayon ω_0 à $1/e^2$ en intensité et de divergence θ sur une distance z	25
Figure 2 : Représentation schématique des méthodes principales de combinaison incohérente de faisceaux. (a) combinaison géométrique, (b) combinaison par combineurs fibrés, (c) combinaison spectrale avec des réseaux de Bragg volumiques (VBG), (d) combinaison spectrale avec un réseau de diffraction [23].....	27
Figure 3 : Combinaison cohérente en champ proche à partir (a) d'une lame séparatrice de polarisation (PBS), (b) d'une lame séparatrice d'intensité (IBS), (c) d'un élément d'optique diffractive (DOE) et (d) d'un miroir segmenté [23].	29
Figure 4 : Champ proche (a) et champ lointain (b) d'un arrangement de 16 faisceaux gaussiens en phase et profils associés (c) et (d). x est la coordonnée transverse et N_x la fréquence spatiale. La courbe pointillée rouge représente l'enveloppe de diffraction d'un faisceau individuel qui pondère l'intensité de la figure d'interférence. Image issue de [32]. ..	30
Figure 5 : Schéma de principe de l'amplification parallèle suivant une architecture MOPA (Master Oscillator Power Amplification). (OM : Oscillateur Maître. A : amplificateurs.).....	32
Figure 6 : Densité spectrale de puissance dans un amplificateur à fibre dopée ytterbium typique (~ 10 W) avec pompage (courbe verte) et sans pompage (courbe bleue) [46].	33
Figure 7 : Illustration du schéma de principe d'un système de combinaison cohérente en champ lointain et l'évolution de la puissance combinée sur l'axe optique dans le temps (a) sans asservissement et (b) avec asservissement des phases. (OM : Oscillateur Maître. A : Amplificateurs. φ : modulateurs de phase.)	34
Figure 8 : Correspondance entre la qualité de phasage et l'erreur de phase pour un exemple de sept faisceaux. Chaque point correspond à un tirage de phases aléatoires sur un intervalle $-\pi; +\pi$	35
Figure 9 : (a) Montage expérimental pour la combinaison cohérente de 16 amplificateurs fibrés. (b) Mesure des écarts de phase par interférences entre le réseau de faisceaux et une onde de référence [48].	37
Figure 10 : Schéma de mise en phase de $n = 3$ lasers par détection hétérodyne optique [50].	37
Figure 11 : Schéma (a) de mise en phase par méthode LOCSET (Locking of Optical Coherence by Single-detector Electronic-frequency Tagging) et (b) du traitement du signal associé [54].	38
Figure 12 : Principe de la méthode basée sur un interféromètre à décalage quadrilatéral (gauche) et la figure d'interférence enregistrée (droite) [62].....	39
Figure 13 : Montage expérimental de mise en phase de 64 lasers par interférométrie à décalage quadrilatéral [62].	40
Figure 14 : Schéma de principe de la méthode SFD (single-frequency dithering) [68].	41
Figure 15 : Schéma de principe de la méthode SPGD (stochastic parallel gradient descent).	43

Figure 16 : Comparaison expérimental de la convergence de la méthode SPGD (stochastic parallel gradient descent) par application de cartes de phases orthogonales ou classiques [80].	44
Figure 17 : Comparaison expérimentale de la convergence de la méthode SPGD (stochastic parallel gradient descent) en utilisant un ou 11+1 détecteurs [80].	45
Figure 18 : Schéma de principe de la méthode de mise en phase PIM (Phase Intensity Mapping) [82].	46
Figure 19 : Schéma du montage optique réalisant la transcription des écarts de phase en écarts d'amplitude par une opération de filtrage à contraste de phase [82].	46
Figure 20 : Ecart-type du nombre d'actionnements nécessaire pour atteindre 96% avec la méthode PIM (Phase Intensity Mapping) en bleue contre la méthode SPGD (stochastic parallel gradient descent) en rouge. Résultats obtenus par simulations numériques dans [82].	47
Figure 21 : (a) Mesure temporelle de l'intensité au centre de la figure d'interférence et (b) comparaison entre le profil expérimental et le profil théorique prélevé sur la figure en champ lointain [86].	48
Figure 22 : Schéma de principe de la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) [88]. (BS : lame séparatrice. D : diffuseur de surface.)	49
Figure 23 : Images du champ lointain de 16 faisceaux pour différents états de phases cibles obtenues par la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) [88]. Les damiers représentent les états de phases cibles des 16 (4 × 4) faisceaux en niveaux de gris (0 en noir, $\pi/2$ en gris, π en blanc).	49
Figure 24 : Représentation schématique (a) de la focalisation du front d'onde segmenté par application de pistons et (b) du contrôle fin de la direction des faisceaux par application de pistons (l'angle entre la flèche pointillée et la pente de phase n'est pas respecté délibérément pour la représentation schématique ici (angle très faible en général)).	53
Figure 25 : Translation de la fibre optique en amont de sa lentille de collimation qui permet de modifier l'angle d'émission (tip selon un axe, tilt selon l'autre).	53
Figure 26 : Boucle de mise en phase (a) sans pré-compensation des aberrations atmosphériques et (b) avec pré-compensation des aberrations atmosphériques. (OM : Oscillateur Maître. A : Amplificateurs. ϕ : modulateurs de phase.)	54
Figure 27 : Schéma de principe des méthodes de combinaison cohérente qui intègrent la cible dans la boucle d'asservissement. Aucune distorsion n'est représentée sur le trajet retour car on considère que le signal mesuré n'a rencontré qu'un seul « canal atmosphérique ». (OM : Oscillateur Maître. A : amplificateurs. ϕ : modulateurs de phase. PIB : Power In the Bucket.)	55
Figure 28 : Schéma d'une expérience « target-in-the-loop » à partir (a) d'une méthode à marquage en fréquence et (b) d'une méthode employant une détection hétérodyne [91]. 1 : Oscillateur Maître. 2 : Diviseur 1 vers n faisceaux. 3 : Modulateurs de phase. 4 : Amplificateurs fibrés. 5 : Collimateurs. 6 : Détecteur. 7 : Boucle de rétroaction. 8 : Modulateur acousto-optique.	56

Figure 29 : Montage expérimental « target-in-the-loop » pour la mise en phase de 8 faisceaux à l'aide de la méthode LOCSET (Locking of Optical Coherence by Single-detector Electronic-frequency Tagging) [94].	57
Figure 30 : Images du faisceau combiné en champ lointain à 311m (ligne du haut) et 1024m (ligne du bas) (a) et (e) moyennées sans asservissement ; (b) et (f) moyennées avec asservissement ; (c), (d), (g) et (f) prises à des instants différents avec asservissement [95].	58
Figure 31 : Mesures temporelles de l'intensité au centre du champ combiné en boucle ouverte (partie gauche de la courbe) et en boucle fermée (partie droite de la courbe) sans perturbations atmosphériques [97].	59
Figure 32 : Mesures temporelles de l'intensité au centre du champ combiné en boucle fermée lorsque l'atmosphère est perturbé sur (a) le trajet aller seulement et (b) le trajet retour seulement [97].	59
Figure 33 : Synoptique (a) de la méthode classique SPGD (stochastic parallel gradient descent) et (b) de la méthode DF-SPGD (delayed-feedback SPGD) [102].	60
Figure 34 : (a) Montage expérimental pour la combinaison cohérente sur une distance de 7 km et (b) photographie de la matrice de faisceaux et des télescopes de pointage et de réception [101].	61
Figure 35 : Résultats expérimentaux pour la combinaison de 7 faisceaux sur une distance de 7 km. (a) Densité de probabilité de la métrique J mesurée sans asservissement, avec les méthodes SPGD (stochastic parallel gradient descent) et DF-SPGD (delayed-feedback SPGD) [102]. (b) Comparaison de l'évolution temporelle de la métrique J par SPGD et DF-SPGD sans asservissement, avec asservissement en piston et avec asservissement en piston et tip-tilt [101].	62
Figure 36 : Résultats expérimentaux de la mise en phase de 21 faisceaux sur une distance de 7 km. A gauche : évolution temporelle de la métrique JT avec et sans asservissement normalisée par la valeur moyenne de la métrique en régime non asservi (gauche). A droite : images moyennées du faisceau combiné en champ lointain (a) sans asservissement et (b), (c), (d) avec asservissement pour des turbulences atmosphériques de plus en plus importantes, respectivement [103].	62
Figure 37 : (a) Montage expérimental de combinaison cohérente de 7 faisceaux à travers un milieu aberrant. (b) Schéma de principe du couplage du laser dans la fibre depuis l'espace libre [104].	64
Figure 38 : Résultats expérimentaux de la mise en phase de 7 faisceaux à travers un milieu aberrant. (a) Evolution temporelle, (b) densité de probabilité de la valeur de la métrique (PIB) et (c)-(f) images du faisceau combiné en champ lointain selon le régime d'asservissement (respectivement : sans, piston seulement, piston et tip-tilt, tip-tilt seulement) [104].	65
Figure 39 : Evolution de la qualité de phasage moyenne (courbe rouge) d'un réseau de 36 faisceaux à partir de 1000 cycles de convergence (courbes bleues) pour des phases initiales tirées aléatoirement dans l'intervalle $-\pi ; \pi$ et des phases cibles tirées aléatoirement dans différents intervalles bornés par $\pm b\varphi$ [87].	71

Figure 40 : Schéma de principe de la méthode de verrouillage des phases PIM-PR (Phase-Intensity Mapping with Phase-Retrieval). OM : oscillateur maître, $M\varphi$: modulateur de phase. A : amplificateur. Schéma modifié à partir de [87].	72
Figure 41 : Diagramme de la boucle interne numérique basée sur des projections alternées. A : matrice de transmission du système optique. A^\dagger : pseudo-inverse de Moore-Penrose de la matrice de transmission du système optique de transcription phase – intensité.	73
Figure 42 : Courbes numériques de la qualité de verrouillage des phases moyenne (courbes rouges) pour 100 tirages de phases initiales et cibles aléatoires (courbes bleues) pour 16 et 100 faisceaux [87]. Le nombre d'itérations internes est fixé à 20 pour ces résultats.	76
Figure 43 : Principe de la méthode de mesure de la matrice de transmission du système d'analyse des phases PIM-TMR (Phase-Intensity Mapping for Transfer Matrix Retrieval). Schéma modifié à partir de [90].	77
Figure 44 : (a) Comparaison de la matrice de transmission calculée analytiquement avec la matrice de transmission mesurée par méthode PIM-TMR (Phase-Intensity Mapping for Transfer Matrix Retrieval). (b) Statistiques sur la qualité de phasage sur 20 tirages de phases initiales et cibles aléatoires pour des résultats de simulation, expérimentaux obtenus avec la matrice de transmission calculée et avec celle mesurée. Résultats à 16 faisceaux et 64 détecteurs pour un critère de convergence interne seuil de $Q_{intseuil} = 0,999$ [87].	78
Figure 45 : Schéma de principe de la transformation d'un rayonnement de diamètre effectif D effectuée par le diffuseur de surface. z est la distance diffuseur – plan de détection et s est la taille moyenne d'un grain de speckle.	79
Figure 46 : Montage optique permettant de mesurer des informations intensimétriques issues du mélange de tous les faisceaux (gauche) par une détection parsemée dans le champ de speckle (droite). p est l'entraxe entre les faisceaux, d est le diamètre d'un faisceau élémentaire, f la distance focale de la lentille convergente, D la section synthétique des faisceaux focalisés sur le diffuseur et z la distance diffuseur – détecteurs. ps est l'entraxe entre deux détecteurs et t la taille (diamètre) d'un détecteur.	79
Figure 47 : Qualité de phasage moyenne sur 50 tirages de phases initiales et cibles aléatoires pour 16 faisceaux et 64 détecteurs (gauche) et pour 100 faisceaux et 400 détecteurs (droite) [87]. Les nappes colorées représentent l'écart-type sur les 50 tirages.	80
Figure 48 : Champ proche et champ lointain expérimentaux (haut) et théoriques (bas) pour un réseau de 16 faisceaux suivant une structuration de phase différente [87].	81
Figure 49 : Schéma du montage expérimental servant de preuve de concept. Les 36 faisceaux sont issus du rayonnement à 1064 nm de l'oscillateur maître (OM). Le SLM (Spatial Light Modulator) sert à la mesure de la matrice de transmission, à l'application d'un bruit de phase artificiel et à l'application des corrections des phases.	82
Figure 50 : Histogramme des distributions d'intensité dans le champ de speckle pour un bruit sur la matrice de transmission d'écart type de (a) $\sigma = 0$, (b) $\sigma = 0,12$. Cela correspond, respectivement, à une erreur $\varepsilon\varphi - I$ sur la transcription phase-intensité de 9% et 18% réalisée par la matrice de transmission mesurée.	85
Figure 51 : Courbes expérimentales de qualité de phasage moyenne (courbes rouges) sur 25 tirages de phases initiales et cibles aléatoires (courbes bleues) pour un bruit sur la matrice de transmission d'écart type de (a) $\sigma = 0$, (b) $\sigma = 0,06$, (c) $\sigma = 0,12$ et (d) $\sigma = 0,17$.	

Cela correspond, respectivement, à une erreur $\varepsilon\varphi - I$ sur la transcription phase-intensité de 9%, 12%, 18% et 24% réalisée par la matrice de transmission mesurée. La courbe marron (axe de droite) est le nombre moyen d'itérations internes sur ces 25 tirages. Les résultats sont obtenus avec 4 détecteurs par faisceau.....86

Figure 52 : Courbes expérimentales de qualité de phasage moyenne (courbes rouges) sur 25 tirages de phases initiales et cibles aléatoires (courbes bleues) pour un bruit sur la matrice de transmission d'écart type de (a) $\sigma = 0$ et (b) $\sigma = 0,17$. Cela correspond, respectivement, à une erreur $\varepsilon\varphi - I$ sur la transcription phase-intensité de 9% et de 24% réalisée par la matrice de transmission mesurée. La courbe marron (axe de droite) est le nombre moyen d'itérations internes sur ces 25 tirages. Les résultats sont obtenus avec 10 détecteurs par faisceau.87

Figure 53 : (a) 360 détecteurs arrangés en ligne (points rouges) dans le champ de speckle et (b) qualité de phasage moyenne (courbe rouge) sur 25 tirages de phases initiales et cibles aléatoires (courbes bleues) à 36 faisceaux.....89

Figure 54 : Schéma du montage expérimental avec les amplificateurs fibrés. Une étape préliminaire est la mesure de la matrice de transmission du système à partir du montage (a). La deuxième étape est celle du verrouillage des phases du réseau des 7 faisceaux avec le montage (b). Les éléments en transparence sur les schémas ne sont pas sollicités lors des étapes respectives. SLM : Spatial Light Modulator. LS : lame séparatrice.....91

Figure 55 : (a) Champ proche expérimental sans aucun filtrage. Les faisceaux présentent des anneaux et interfèrent entre voisins. (b) Champ proche après un premier filtrage réalisé en champ lointain visant à supprimer les anneaux et les interférences. (c) Exemple d'un champ proche après filtrage par des ouvertures circulaires de 300 μm de diamètre.....92

Figure 56 : Champs lointains expérimentaux du réseau de 6 faisceaux alignés en (a) boucle ouverte et (b) boucle fermée. Les corrections de phases calculées par l'algorithme de la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) permettent de mettre les faisceaux en phase, augmentant ainsi la brillance du lobe central.....94

Figure 57 : (a) Histogramme à partir du signal temporel mesuré par une photodiode sur l'axe optique du faisceau combiné en champ lointain sans asservissement (courbe bleue) et avec asservissement (courbe orange). L'asservissement permet de maximiser et de stabiliser l'intensité dans le lobe central. (b) Densités spectrales de puissance correspondantes et leur moyenne mobile.95

Figure 58 : Histogramme du nombre d'itérations dans la boucle d'optimisation interne suivant différents intervalles dans lesquels sont tirées les phases cibles pour le verrouillage des phases de 6 faisceaux avec (a) 24 détecteurs et (b) 60 détecteurs.96

Figure 59 : Comportement dynamique de l'asservissement par la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval). (a) Qualité de phasage moyenne mesurée sur 25 cycles de mise en phase et (b) DSP correspondantes en boucle ouverte et fermée et leur moyenne mobile. Les courbes se croisent à environ 2 kHz. Résultats présentés dans [119].97

Figure 60 : Principe de la mesure de la qualité de phasage pour des jeux de phases arbitraires. (a) Etat des phases lors d'une mesure classique de qualité de phasage dans un état cophasé. (b) L'application de biais φ_1 , φ_2 et φ_3 sur la matrice de transmission en conservant des relations de phases nulles entre faisceaux ne permet pas de réaliser une

mesure de qualité de phasage. (c) En appliquant le conjugué φ_1 , φ_2 et φ_3 des biais de la matrice de transmission, on retrouve en champ lointain un faisceau combiné avec un lobe central intense, une mesure de qualité de phasage est alors possible.98

Figure 61 : En haut : schéma du montage expérimental d'analyse et de correction des phases sans onde sonde annexe. La mesure de la matrice de transmission se fait en amont de la mise en phase à partir des amplificateurs fibrés et de la photodiode avec un algorithme de SPGD (stochastic parallel gradient descent). Lors de l'étape de verrouillage des faisceaux, la photodiode sert à la caractérisation des performances. En bas : photographie du montage expérimental d'une vingtaine de centimètres.99

Figure 62 : Synoptique de la génération des couples phases-intensités, par SPGD (stochastic parallel gradient descent) et sans onde sonde externe, pour la mesure de la matrice de transmission du système optique. Un cycle est composé de plusieurs étapes : aucun asservissement (rouge), asservissement SPGD jusqu'à convergence (vert) puis arrêt de l'asservissement et application de phases aléatoires et enregistrement du profil intensimétrique sur la caméra 1D (bleu).100

Figure 63 : Sélection des couples phases-intensités à partir de la dispersion des tensions mesurées par la photodiode lors de la dernière itération de l'asservissement SPGD (stochastic parallel gradient descent), avant l'application de la carte de phase aléatoire. Seuls les tests marqués par un point rouge sont conservés pour la mesure de la matrice de transmission. Dans ce cas précis, 142 couples de phases-intensités sont conservés soit vingt fois plus que le nombre de faisceaux qui est ici de sept.101

Figure 64 : Histogramme représentant la distribution des intensités mesurées par la matrice unidimensionnelle de 70 détecteurs (orange) et calculées à partir de la matrice de transmission (bleu). L'écart correspond à une erreur $\varepsilon\varphi - I$ sur la transcription phase-intensité de 19% réalisée par la matrice de transmission mesurée. Environ $20n$ cartes de phases ont été utilisés pour le recouvrement de la matrice de transmission.102

Figure 65 : (a) Profil théorique (orange) et expérimental (bleu) au centre de la figure d'interférence en champ lointain lors de la mise en phase des faisceaux. (b) Densités spectrales de puissance correspondantes en boucle ouverte (bleue) et fermée (orange) et leurs moyennes mobiles. Les courbes se croisent à environ 2 kHz.103

Figure 66 : (a) Représentation schématique du montage expérimental pour le contrôle des phases d'une matrice de faisceaux lasers de grande dimension. La voie de contrôle des phases est composée d'une réduction pupillaire et du système d'analyse des phases. BS : beam splitter (lame séparatrice). (b) Représentation schématique du bundle de fibres permettant la réduction pupillaire. Schémas présentés dans [119].106

Figure 67 : Représentation schématique du montage expérimental complet. Une partie du montage est dédié au report de phase avec la stabilisation du bundle de fibres par méthode PIM (Phase Intensity Mapping) à la longueur d'onde de 980 nm (rayonnement vert sur le schéma). L'autre partie est dédié à l'asservissement du bruit de phases des amplificateurs fibrés à la longueur d'onde de 1064 nm (rayonnement rouge sur le schéma) à partir de la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval). DM : dichroic mirror (miroir dichroïque). BS : beam splitter (lame séparatrice). Pds : photodétecteurs. Schéma présenté dans [119].107

Figure 68 : (a) Qualité de phasage mesurée à l'aide d'une photodiode placée en champ lointain du rayonnement sortant du bundle de fibres à la longueur d'onde de 980 nm sans (courbe bleue) et avec (courbe orange) asservissement PIM (Phase Intensity Mapping). (b) L'amplitude des modulations est convertie en erreur résiduelle de phase.	108
Figure 69 : Champ lointain expérimental du réseau de faisceaux en sortie du bundle de fibres en (a) boucle ouverte et (b) boucle fermée. Les corrections de phase calculées par l'algorithme de la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) permettent de mettre les faisceaux en phase, augmentant ainsi la brillance du lobe central.	109
Figure 70 : Champ lointain expérimental du réseau de faisceaux de grande dimension en boucle fermée. (a) Figure interférométrique traduisant un biais de phase lié au verrouillage du bundle par la méthode PIM (Phase Intensity Mapping). (b) Figure interférométrique lorsque ce biais a été compensé en ajustant les phases cibles via la boucle d'optimisation PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval).	109
Figure 71 : Schéma expérimental décrivant le principe de la calibration pour mettre les faisceaux en phase sur la voie de puissance de grande dimension pupillaire (réflexion de la lame séparatrice LS). Le verrouillage des phases est effectué par la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) en sortie du bundle de fibres, qui est stabilisé par la méthode PIM (Phase Intensity Mapping). L'algorithme de la méthode PIM-PR prend en entrée des phases cibles qui correspondent aux phases issues de la boucle d'optimisation SPGD (stochastic parallel gradient descent) qui permet de maximiser le signal mesuré par la photodiode PD. Ce jeu de phases cibles permet le cophasage sur la voie de grande dimension pupillaire (lobe central brillant) et correspond au conjugué des biais expérimentaux entre la voie réduite et la voie de puissance (bundle de fibres, alignement, atmosphère, etc.). Une fois cette calibration réalisée, la boucle d'optimisation par SPGD peut être arrêtée.....	110
Figure 72 : Evolution temporelle de la puissance combinée sur l'axe optique sur la voie utile, détectée par une photodiode, en champ lointain (voie de puissance, Figure 71) en activant les différentes boucles d'asservissement (repérées par les lignes verticales). L'algorithme SPGD (stochastic parallel gradient descent) est activé afin de maximiser la puissance puis aussitôt désactivé. La combinaison reste sensible aux perturbations de l'environnement. .	111
Figure 73 : Evolution temporelle de la qualité de phasage sur la voie utile, détectée par une photodiode, en champ lointain lorsque toutes les boucles d'asservissement sont activées.	112
Figure 74 : Schéma de principe de l'apprentissage par renforcement.....	118
Figure 75 : Schéma d'un neurone artificiel à activation binaire.	119
Figure 76 : Synoptique d'un réseau de neurones multicouches. $a(k)$ sont les fonctions d'activation des k couches cachées. Les couches cachées peuvent être de différentes longueurs (i, j, \dots).	119
Figure 77 : Courbes représentant les fonctions d'activation (a) sigmoïde et (b) ReLU (Rectified Linear Unit). Les données d'entrée sont réparties en abscisses et les valeurs de sortie correspondantes sont en ordonnées.....	120
Figure 78 : Diagramme du réseau de neurones convolutionnel employé dans [149]. FC = fully connected, CNN : Convolutional Neural Network.	122

Figure 79 : Résultats de simulations numériques montrant l'intensité du champ combiné à (a) 7 faisceaux et (c) 19 faisceaux ; et le PIB (Power In the Bucket) du champ combiné à (b) 7 faisceaux et (d) 19 faisceaux. Les courbes bleues considèrent une combinaison incohérente, les rouges une combinaison cohérente théorique et les vertes une combinaison cohérente obtenue par la méthode proposée dans [149].	124
Figure 80 : Performances numériques du réseau de neurones combiné à un algorithme de SPGD (stochastic parallel gradient descent) à (a) 7 faisceaux et (b) 19 faisceaux. Les courbes rouges sont obtenues par une optimisation conventionnelle via une boucle d'optimisation SPGD. Les courbes bleues sont celles obtenues avec cette boucle SPGD couplée au réseau de neurones développé dans [151] qui fournit une estimation des phases pour l'initialisation de la boucle SPGD.	125
Figure 81 : Exemples d'images servant à apprendre le réseau de neurones « pix2pix » de la référence [152]. A gauche, le jeu de phases de 19 faisceaux transcrit en image, à droite, champ lointain du réseau de faisceaux capturé par un détecteur 2D.	125
Figure 82 : Montage expérimental à sept émetteurs lasers (haut) et l'architecture du réseau de neurones convolutionnel (bas) employé dans [154].	126
Figure 83 : Distribution de la valeur de PIB (Power In the Bucket) sur 200 essais expérimentaux sans asservissement (rouge) et avec asservissement (vert) [154].	127
Figure 84 : Architecture du réseau de neurones « fully connected » qui relie en entrée une mesure interférométrique (17×17 détecteurs) aux 81 (9×9) faisceaux de sortie [155].	128
Figure 85 : Les courbes représentent la phase prédite (ordonnée) par rapport à la phase réelle (abscisse) pour un entraînement se faisant sur l'intervalle (a) $-90,90^\circ$ et (b) $-180,180^\circ$ [155].	128
Figure 86 : Qualité de phasage en fonction du nombre de corrections (a) lorsque l'apprentissage du réseau de neurones est réalisé sur une plage de phases faibles ($\pm 40^\circ$) et (b) lorsque l'apprentissage est réalisé sur une pleine échelle des phases ($\pm 180^\circ$) [155]. Les courbes représentent 100 essais avec des perturbations de phases aléatoires et la courbe épaisse en (b) représente la moyenne de ces 100 essais.	129
Figure 87 : Schéma du montage expérimental utilisé dans [156] pour la mise en phase par réseau de neurones.	130
Figure 88 : Comparaison de la puissance combinée obtenue lors de l'asservissement (a) par SPGD (stochastic parallel gradient descent) et (b) par réseau de neurones [156].	130
Figure 89 : Schéma expérimental du système de combinaison cohérente de deux amplificateurs fibrés utilisant un réseau de neurones appris par renforcement [157].	131
Figure 90 : (a) Apprentissage du réseau de neurones par renforcement avec la puissance moyenne sur la voie combinée (courbe bleue) et l'écart type par rapport à la puissance moyenne combinée (courbe orange) en fonction du nombre d'épisodes (ou epochs). (b) Puissance combinée lors de l'asservissement par le réseau de neurones après son entraînement. (c) Comparaison du bruit de phase résiduelle entre un asservissement par un PID (Proportionnel, Intégrale, Dérivée) (bleu), par le réseau de neurones (orange) et sans asservissement pour un émetteur laser (vert) [157].	132

Figure 91 : Evolution de la fonction récompense en fonction des pas, dans le cas d'un apprentissage par renforcement dans un environnement simulé numériquement (une epoch correspond à 200 pas) [159].	133
Figure 92 : Etude numérique d'un apprentissage par renforcement pour combiner 7 faisceaux. (a) Différences de phases moyennes entre émetteurs pour différentes valeurs de bruit σ . (b) Performances de la combinaison de 7 faisceaux sans bruit : on voit que la convergence demande environ 6 itérations. [159]	133
Figure 93 : Résultats expérimentaux (mesure de la puissance combinée par une photodiode) qui comparent les performances d'un algorithme de SPGD et de Q-learning [160].	134
Figure 94 : Simulation numérique de la combinaison de 13 faisceaux lasers sans asservissement (courbe noire), avec un algorithme de SPGD (stochastic parallel gradient descent) (courbe orange pointillée) et par Q-learning (courbe bleue) [160].	135
Figure 95 : Schéma de principe de la méthode de verrouillage des phases par réseau de neurones développée à XLIM. OM : oscillateur maître. φ : modulateurs de phase. A : amplificateurs. L : lentille convergente.	136
Figure 96 : Synoptiques de l'apprentissage (a) par renforcement et (b) par quasi-renforcement. Q : qualité de phasage.	137
Figure 97 : Schéma de principe d'un banc expérimental lors d'un cycle (une epoch) d'apprentissage par quasi-renforcement. Ces étapes (mesure d'intensité, prédiction de phase, application d'une correction de phase, calcul de la récompense et optimisation de NN) sont répétées T fois par cycle. Ce cycle est ensuite répété un grand nombre de fois jusqu'à ce que la politique de l'agent soit optimisée.	138
Figure 98 : Schéma de principe d'un banc expérimental lors de l'asservissement par le réseau de neurones développé à XLIM. L'onde sonde utilisée pour la phase d'apprentissage est retirée.	140
Figure 99 : Evolution de la récompense lors de la phase d'apprentissage avec 6 détecteurs par faisceaux pour (a) 32 faisceaux et différents nombre T de corrections et pour (b) un nombre n de faisceaux différents avec $T = 6$ corrections [164]. Les courbes noires pointillées représentent le seuil au-dessus duquel l'erreur résiduelle de phase est inférieure à $\lambda/30$.	141
Figure 100 : Evolution de la récompense lors de la boucle de correction de phases pour un nombre n de faisceaux [164]. La ligne pointillée noire correspond à un seuil de précision du contrôle des phases de $\lambda/30$.	142
Figure 101 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, en présence de fluctuations de l'amplitude des faisceaux à chaque correction. L'écart-type du bruit ajouté est de $\sigma = 0,3$. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$.	143
Figure 102 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, en présence de disparités sur l'amplitude des faisceaux. L'écart-type de ces disparités est de $\sigma = 0,3$. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$.	144

Figure 103 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, en présence de bruit sur les détecteurs. L'écart-type du bruit ajouté est de $\sigma = 0,3$. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$.	144
Figure 104 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a,c) le réseau de neurones développé à XLIM, (b,d) l'algorithme de projections alternées, en présence de bruit en amplitude et phase sur la matrice de transmission décrivant la conversion phase-intensité par les faisceaux sondes. L'écart-type du bruit ajouté est de $\sigma = 0,12$ (a,b) et de $\sigma = 0,3$ (c,d). (a) et (b) sont représentatif du bruit que l'on trouve sur un cas expérimental alors que (c) et (d) représentent un cas extrême. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$.	145
Figure 105 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, lors de la panne de 18 émetteurs. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$.	146
Figure 106 : Schéma de l'expérience de principe avec le réseau de neurones pour le calcul de correction des phases de 36 faisceaux. OM : oscillateur maître. SLM : Spatial Light Modulator.	147
Figure 107 : Evolution de la récompense lors de la phase d'apprentissage pour 36 faisceaux, 144 détecteurs et $T = 6$. Les courbes bleue et rouge sont respectivement les récompenses calculées sur les données d'entraînement et sur les données de validation (nouvelles données différentes par rapport à celles d'entraînement).	148
Figure 108 : Qualité de phasage expérimentale lors de la correction de phase de 36 faisceaux sur un état cible nul (cophasage) par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées. La courbe rouge est la moyenne des 25 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$.	148
Figure 109 : Qualité de phasage expérimentale lors de la correction de phase de 36 faisceaux sur un état cible aléatoire par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées. La courbe rouge est la moyenne des 25 essais (courbes bleues) où les phases initiales et les phases cibles sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$.	149
Figure 110 : Evolution de la récompense lors de la phase d'apprentissage pour 100 faisceaux, 625 détecteurs et $T = 6$. Les courbes bleue et rouge sont respectivement les récompenses calculées sur les données d'entraînement et sur les données de validation [164].	150
Figure 111 : Qualité de phasage expérimentale lors de la correction de phase de 100 faisceaux sur un état cible nul (cophasage) par réseau de neurones. La courbe rouge est la moyenne des 100 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$. Résultats présentés dans [164]. Les images en insert correspondent à gauche au champ lointain des 100 faisceaux pour un état initial de phases	

aléatoires, celle de droite correspond à un exemple obtenu de champ lointain des 100 faisceaux une fois les phases corrigées.	150
Figure 112 : Schéma de principe de l'asservissement par le réseau de neurones principal NN (Neural Network), couplé au réseau de neurones TANN (Target Adaptive Neural Network).	152
Figure 113 : Evolution de la fonction récompense lors de l'apprentissage du réseau de neurones TANN pour n faisceaux et (a) $m = 4n$ détecteurs et (b) $m = 10n$ détecteurs.	154
Figure 114 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de verrouillage des phases par le double réseau de neurones à (a) $m = 4n$ détecteurs et (b) $m = 10n$ détecteurs. Les courbes représentent la valeur moyenne sur 500 essais où les phases initiales et phases cibles sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; +\pi]$	155
Figure 115 : (a) Cartographie de la récompense obtenue lors de l'apprentissage en niveau de gris en fonction du nombre n de faisceaux et m de détecteurs. La ligne rouge correspond approximativement à la ligne de séparation pour laquelle l'erreur est inférieure à 0,04, soit une qualité de phasage $Q = 0,96$. (b) Evolution du nombre de détecteurs nécessaire en fonction du nombre de faisceaux pour obtenir une qualité de phasage supérieure à 96% lors de l'apprentissage. [165]	156
Figure 116 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 6 faisceaux par (a) le double réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, lors de l'extinction de 2 émetteurs. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales et phases cibles sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$	157
Figure 117 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 6 faisceaux par (a,c) le double réseau de neurones développé à XLIM,(b,d) l'algorithme de projections alternées, en présence de bruit en amplitude et phase sur la matrice de transmission décrivant la conversion phase-intensité par les faisceaux sondes. L'écart-type du bruit ajouté est de $\sigma = 0,12$ (a,b) et de $\sigma = 0,3$ (c,d). (a) et (b) sont représentatifs du bruit que l'on trouve sur un cas expérimental alors que (c) et (d) représentent un cas extrême. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales et phases cibles sont tirées aléatoirement dans un intervalle $-\pi; \pi$	158
Figure 118 : Montage expérimental de combinaison cohérente avec sept amplificateurs fibrés. Le réseau de neurones permet d'appliquer des corrections de phase aux modulateurs électro-optiques à partir des mesures intensimétriques dans un champ de speckle produit par un diffuseur de surface. La photodiode et la boucle SPGD (stochastic parallel gradient descent) permettent de mesurer la matrice de transmission servant à générer les données d'apprentissage. Pendant l'étape de corrections de phase, seule la photodiode est utilisée pour caractériser les performances de la méthode.	159
Figure 119 : Evolution de la récompense lors de l'apprentissage du réseau TANN pour un ensemble de sept faisceaux avec $T = 8$ itérations par cycle d'apprentissage (epoch), des batchs de 256 couples phases - intensités et 1024 champs cibles [166].	160
Figure 120 : (a) Image du champ lointain des sept faisceaux verrouillés en phase par le double réseau de neurones. (b) Profil expérimental, correspondant à une coupe selon la ligne en pointillés bleus sur l'image 2D, et profil théorique en champ lointain lorsque les faisceaux sont en phase. Résultats publiés dans [166].....	161

Figure 121 : a) Evolution de l'intensité normalisée du faisceau combiné par une photodiode placée sur le lobe central de la figure d'interférences en champ lointain sans et avec asservissement. b) Histogramme de la puissance combinée en champ lointain sans asservissement (noir) et avec asservissement (rouge). c) Densité spectrale de puissance sans asservissement (noir), avec asservissement (rouge) et leur moyenne mobile sur cinquante points (respectivement vert et bleu). Résultats publiés dans [166].	161
Figure 122 : Exemples de jeux de phases cibles différents (partie supérieure de la figure) sur lesquels converge le réseau de neurones et leurs figures en champ lointain correspondantes (partie inférieure de la figure) [166].	162
Figure 123 : a) Reconfiguration dynamique et périodique des phases cibles montrant l'évolution de la corrélation de l'intensité dans le champ de speckle entre deux corrections. Les lignes verticales en pointillés identifient le changement aléatoire des phases cibles. b) Courbe statistique de 1000 reconfigurations des phases cibles lors de l'asservissement qui dévoile le nombre de corrections afin d'atteindre un régime établi. La courbe rouge est la moyenne de ces 1000 tests et les nappes en nuance de gris représentent la proportion de test se trouvant dans ces intervalles. Résultats publiés dans [166].	163
Figure 124 : Evolution de la résolution d'un problème de correction de phase représenté sous forme temporelle (a) et en termes d'itérations (b) pour 16 faisceaux et 192 détecteurs [162]. Les courbes sont la moyenne des résultats issus de 100 tirages aléatoire de phase initiales. Les courbes bleue et orange représentent respectivement la qualité de phasage obtenue par le réseau de neurones et la méthode des projections alternées.	165
Figure 125 : Recouvrement du champ de 4 faisceaux à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.	186
Figure 126 : Recouvrement du champ de 16 faisceaux à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.	186
Figure 127 : Corrections des phases de 16 faisceaux en $T = 6$ corrections à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.	187
Figure 128 : Corrections des phases de 64 faisceaux en $T = 6$ corrections à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.	187
Figure 129 : Corrections des phases de 128 faisceaux en $T = 6$ corrections à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.	188

Table des tableaux

Tableau 1 : Tableau résumant le principe des méthodes de combinaison cohérente et les performances démontrées expérimentalement.....	51
Tableau 2 : Paramètres essentiels pour obtenir une bonne qualité de verrouillage des phases par méthode PIM-PR.	82

Introduction générale

Depuis plusieurs années, beaucoup d'efforts ont été fournis pour développer des lasers de forte puissance moyenne et de grande directivité, c'est-à-dire des lasers de forte brillance. C'est un besoin qui est commun à divers domaines d'applications : le domaine industriel [1], et notamment des procédés tels que le soudage, la découpe, le marquage ; le domaine scientifique avec par exemple l'accélération de particules [2,3] ; celui des communications en espace libre [4] ou du transfert d'énergie pour alimenter par exemple un engin mobile à distance [5]. Ces sources brillantes sont également prisées dans le domaine de la défense pour la contre-mesure optique (aveuglement d'équipements d'observation optronique) et pour réaliser des armes lasers [6,7]. Des projets plus futuristes demandent également des sources lasers hors normes. On peut citer par exemple le nettoyage de débris spatiaux autour de la Terre [8,9] et la propulsion de voiles solaires pour microsattelites [10,11]. Parmi ces diverses applications, certaines requièrent des rayonnements lasers impulsionsnels, d'autres des rayonnements à émission continue. Dans le cadre de ma thèse, je me suis plus particulièrement focalisé sur ce deuxième type de sources lasers.

Les sources lasers de très forte puissance ont motivé le développement de différentes technologies d'amplification optique à base de semi-conducteurs, de cristaux, ou encore de fibres optiques [12]. Lors de la montée en puissance, le défi pour de telles sources est de conserver une bonne qualité spatiale de faisceau mesurée à travers la divergence souhaitée minimale. A forte puissance, les lasers à cristaux sont confrontés à des effets thermiques en raison de leur faible surface d'échange thermique. Les aberrations optiques induites sont fortement réduites lorsque le milieu à gain a la forme d'un disque mince (thin disk laser [12]). Le flux de chaleur produit alors un gradient de température unidimensionnel presque colinéaire à l'axe de propagation du faisceau. Une technologie concurrente est celle du laser à fibre qui, par son très grand facteur de forme (longueur sur section) et ses propriétés de guidage de la lumière, le rendent robuste vis-à-vis des effets thermiques. La structure en guide d'onde facilite l'émission d'un faisceau de bonne qualité spatiale avec un rendement de conversion électrique-optique élevé [13]. Le développement des fibres optiques amplificatrices à double gaine a rendu possible l'utilisation de diodes laser de pompage de très forte puissance, amenant un véritable saut en terme de puissance atteinte par les lasers à fibre. Si les fibres optiques présentent une très bonne immunité à la charge thermique, le faible diamètre de cœur et la grande longueur des fibres nécessaires à l'amplification peuvent produire des effets non linéaires. En régime d'émission continue, l'effet prépondérant est la diffusion Brillouin stimulée. C'est un phénomène non linéaire du troisième ordre qui apparaît lorsqu'un champ électrique de forte puissance est confiné dans un petit espace [14,15]. Elle résulte de l'interaction entre l'onde optique et les modes de vibration acoustique de la silice. Le réseau acoustique induit dans la fibre rétrodiffuse une partie du signal injecté et la décale en fréquence. Lorsque la puissance de ce signal augmente, l'onde acoustique est renforcée, ainsi que le contraste du réseau induit, ce qui dégrade la puissance optique transmise par la fibre amplificatrice. Le seuil d'apparition de la diffusion Brillouin stimulée est proportionnel à l'aire effective du mode de la fibre, et inversement proportionnel à la longueur de propagation. C'est pourquoi depuis plus de dix ans, les stratégies de développement pour la forte puissance ont porté sur la conception de fibres amplificatrices à large aire modale (LMA = Large Mode Area) qui combinent à la fois large section de cœur et courte longueur de fibre [16]. La section de cœur de ces fibres est de l'ordre de la quarantaine de micromètres. Au-delà, maintenir une émission spatialement unimodale devient compliqué. Récemment, à des puissances

d'émission supérieures à quelques centaines de watts, le phénomène d'instabilités modales transverses a été mis en évidence [17]. Ces instabilités sont dues à un effet non linéaire d'origine thermique [18,19]. Elles sont interprétées par un échange énergétique entre le mode fondamental et le ou les premiers modes d'ordre supérieur tolérés par la fibre sous forte charge thermique. Ceux-ci forment une figure d'interférence dans la fibre optique qui, par effet thermo-optique, crée un réseau d'indice à l'origine du transfert d'énergie entre modes. Ce processus dynamique de création de réseau et de transfert énergétique intermodal, altère la stabilité et la qualité du profil spatial du faisceau laser de puissance extrait. En 2021, B. Yang et al. ont réalisé une chaîne d'amplification exempte d'instabilités modales en portant une attention particulière à la distribution du pompage dans le second étage d'amplification. Ils ont ainsi extrait 6 kW avec un faisceau proche de la limite de diffraction [20].

Pour aller au-delà de ces puissances, les techniques de combinaison de plusieurs lasers fibrés sont explorées [21]. L'objectif est de paralléliser l'amplification dans des chaînes lasers de technologie mature pour dépasser très largement les performances d'un unique laser, tout en limitant les effets indésirables liés à la très haute puissance. Le gain en brillance peut être, au plus, égal au nombre de lignes d'amplification parallèles, après combinaison des multiples faisceaux émis, comparativement à la brillance d'un des lasers élémentaires du système considéré. Ce gain dépend des techniques de combinaison employées, qui peuvent être classées selon deux grandes familles, appelées combinaison incohérente, et combinaison cohérente. La combinaison incohérente repose en grande partie sur la superposition des faisceaux issus de multiples lasers indépendants, par des éléments optiques combineurs ou directement sur cible. La combinaison cohérente utilise généralement un oscillateur maître qui alimente de multiples lignes d'amplification parallèles. Elle a pour objectif le contrôle des phases en piston (ordre zéro des polynômes de Zernike) des faisceaux issus des différentes lignes d'amplification, afin de garantir une brillance maximale du système laser. Seul le contrôle des phases par voie « active », avec l'utilisation d'une boucle de rétroaction, sera détaillé dans ce manuscrit. Certaines techniques des deux familles de combinaison peuvent en théorie atteindre des gains en brillance proches du nombre de faisceaux lasers combinés, par rapport à un seul de ces faisceaux. Toutefois, les techniques de combinaison cohérente, celles combinant les multiples faisceaux à distance du système laser, apportent des fonctionnalités supplémentaires si les rayonnements émis peuvent être verrouillés sur n'importe quel jeu de phases arbitraire. L'approche que j'ai développée concerne plus particulièrement ce type de combinaison cohérente.

La première partie de ce manuscrit introduit les performances des différentes méthodes de combinaison de faisceaux à travers la notion de brillance. On verra en quoi la combinaison cohérente se distingue de la combinaison incohérente. Dans le contexte des applications à énergie dirigée, il sera mis en lumière l'intérêt de la combinaison cohérente en champ lointain. Après cette introduction contextuelle autour de la combinaison cohérente, une revue des techniques employées dans la littérature sera faite. Cet état de l'art présentera les différentes méthodes par voie active les plus répandues ainsi que leurs performances au travers de démonstrations expérimentales. Ensuite, les contraintes liées à la combinaison cohérente sur cible distante seront précisées. Les méthodes de compensation des biais atmosphériques seront discutées ainsi que leur mise en œuvre en conditions réelles d'utilisation.

La deuxième partie se focalisera sur une méthode de combinaison cohérente développée à XLIM. C'est une méthode itérative de correction des phases qui répond aux besoins des applications à énergie dirigée. Elle permet de verrouiller le système laser sur n'importe quel jeu de phases cible, y compris pour un très grand nombre de faisceaux. Dans un premier

temps, le principe de la méthode, imaginée pour la thèse de JérémY Saucourt à XLIM, sera détaillé. Elle repose sur un algorithme d'optimisation qui calcule les corrections de phase à partir de mesures intensimétriques dans un champ d'interférences « tavelé » produit par un module d'analyse des phases spécifique. Ce module réalise une transformation physique aléatoire dont le modèle mathématique doit être connu. Expérimentalement, ce modèle est mesuré à partir d'une méthode qui repose sur l'utilisation d'une onde sonde. JérémY Saucourt a montré expérimentalement qu'avec un réseau allant jusqu'à 100 faisceaux, le verrouillage des phases est de très bonne qualité et converge en quelques corrections de phase. Cependant, il s'agissait d'une expérience de principe, éloignée d'une expérience réaliste dans le sens où les relations de phase entre faisceaux étaient statiques. Mon travail de thèse a en partie consisté à implémenter cette méthode sur un banc de sept amplificateurs fibrés avec des fluctuations de phase multi-kilohertz. Dans cette partie, l'étude préliminaire que j'ai réalisée afin d'identifier les contraintes d'une réalisation expérimentale réelle et les solutions envisageables, sera détaillée. Ensuite, je présenterai les résultats obtenus sur le verrouillage des phases des amplificateurs fibrés, avec notamment une évolution qui permet de se passer d'une onde sonde externe, souvent contraignante. Enfin, je décrirai la solution imaginée pour gérer l'analyse des phases dans un champ de speckle lorsque le réseau de faisceaux est de grande section. Cette solution sera appliquée en association avec la méthode de verrouillage des phases préalablement décrite, dans le cadre du projet européen TALOS¹, en collaboration avec l'entreprise CILAS.

La troisième partie abordera une nouvelle famille d'algorithmes qui a fait récemment son apparition (depuis 2019) dans le domaine de la combinaison cohérente de faisceaux lasers : les réseaux de neurones. J'introduirai d'abord quelques notions utiles autour de ces méthodes d'intelligence artificielle qui reposent sur des procédés d'apprentissage automatique. Un état de l'art recensera ensuite les méthodes à base de réseaux de neurones rapportées dans la littérature dans le contexte de la combinaison cohérente (explorées numériquement pour la majorité d'entre elles). On distinguera deux grandes familles, celle cherchant à faire du recouvrement de phase (méthodes les plus répandues) et celle corrigeant les phases de façon itérative. Rapidement, on verra à travers les performances des réseaux de neurones appris à faire du recouvrement de phase (correction en une seule étape) qu'ils ne sont efficaces que pour un faible nombre de faisceaux à gérer. D'autres méthodes d'apprentissage automatique, dites par renforcement, ont été explorées pour réaliser de la correction de phase. Le peu d'études existantes semblent indiquer que ces méthodes se heurtent également à l'augmentation en nombre de faisceaux en nécessitant un très grand nombre de données d'apprentissage. Je présenterai ensuite le réseau de neurones développé à XLIM, en collaboration avec l'axe « Mathématiques et Sécurité de l'Information » du laboratoire, spécifiquement dédié au contexte de la combinaison cohérente. Il s'inspire d'un apprentissage par renforcement qui permet un apprentissage rapide, en quelques minutes seulement (souvent plusieurs heures dans la littérature). Il sera démontré à travers une étude numérique que les performances de mise en phase sont très proches de la méthode développée dans le chapitre 2, y compris dans un environnement bruité. L'intégration de ce réseau de neurones dans une expérience de principe permettant la mise en phase de 100 faisceaux sera détaillée. Il sera ensuite présenté une évolution de ce réseau de neurones qui permettra la reconfiguration des phases cibles en temps réel afin de répondre aux besoins des applications

¹ TALOS : Tactical Advanced Laser Optical System. Il s'agit d'un projet visant à développer les capacités européennes en terme de technologies d'armes à énergie dirigée. Site dédié : <https://www.talos-padr.eu/>.

à énergie dirigée. Enfin, l'implantation de cette méthode sur le banc expérimental à sept amplificateurs fibrés sera rapportée, comparant les performances de cette approche avec celles obtenues avec la technique étudiée dans le chapitre 2. A notre connaissance, il s'agit des premiers travaux expérimentaux à verrouiller les phases d'un aussi grand nombre de faisceaux (100) et d'amplificateurs fibrés à partir d'un réseau de neurones.

Ma formation doctorale s'est faite dans le cadre d'une convention CIFRE² entre l'entreprise CILAS et le laboratoire de recherche XLIM. Ce partenariat a fourni les moyens humains et techniques nécessaires au bon déroulement de ma thèse.

² CIFRE : Convention Industrielle de Formation par la REcherche.

Partie I. Combinaison cohérente de faisceaux lasers dans le contexte de l'illumination de cibles distantes

I.1. Introduction

Ce premier chapitre introduit le principe de la combinaison de réseaux de lasers à fibre dans le but de générer des faisceaux de forte brillance pour le dépôt d'énergie sur cible distante. La combinaison de faisceaux se fait suivant deux catégories : la combinaison incohérente et la combinaison cohérente.

La combinaison incohérente consiste à superposer les rayonnements issus de plusieurs sources lasers qui ne sont pas cohérents temporellement. La formation d'un faisceau brillant se fait par leur superposition grâce à un ou plusieurs éléments optiques combineurs, ou alors directement sur cible.

A l'inverse, la combinaison cohérente consiste à combiner les rayonnements issus de sources lasers qui sont cohérents entre eux. Très souvent, c'est le rayonnement d'un oscillateur maître qui est amplifié de manière parallèle afin de garantir les mêmes propriétés spectrales pour chaque bras laser. La combinaison cohérente de ces rayonnements peut se faire par voie « passive » ou « active ». La voie passive, qui repose sur des propriétés d'auto-organisation spectrale au sein d'une cavité, ne sera pas détaillée car elle ne permet pas une combinaison efficace au-delà d'une dizaine de faisceaux. La voie active nécessite une action extérieure (rétroaction) pour contrôler et stabiliser les phases des faisceaux. Le principe et les éléments constituant la boucle d'asservissement diffèrent suivant les méthodes d'analyse des phases. Elles peuvent être de nature interférométrique, introduire des perturbations ou encore reposer sur des algorithmes d'optimisation. La combinaison peut se faire soit en champ proche, soit en champ lointain. En champ proche, les faisceaux sont combinés par un ou plusieurs éléments combineurs afin de former un faisceau brillant unique. A l'inverse, des faisceaux disjoints en champ proche et combinés en champ lointain produisent une figure d'interférence. Un lobe central brillant se forme lorsque les faisceaux partagent les mêmes relations de phase.

La première partie de ce chapitre introduit la montée en brillance suivant la méthode de combinaison de faisceaux utilisée, ainsi que les performances atteintes dans la littérature. On va voir à travers le principe de la mise en phase d'un réseau de n lasers que la combinaison cohérente offre des fonctionnalités qui répondent aux attentes des applications à énergie dirigée. Une revue des méthodes les plus répandues dans la littérature depuis de nombreuses années va souligner le fort intérêt des méthodes de mise en phase.

La deuxième partie montre les contraintes de la combinaison cohérente associées aux applications à énergie dirigée. La difficulté majeure est de combiner les faisceaux après une longue distance de propagation à travers un milieu aberrant tel que l'atmosphère. On présentera les architectures permettant de répondre à cette problématique en s'appuyant sur la réalisation de démonstrations expérimentales.

I.2. Montée en brillance par combinaison de faisceaux lasers

I.2.1. Brillance d'un faisceau laser

Une manière de caractériser la qualité spatiale d'un faisceau en prenant en compte l'aspect énergétique se fait à partir de la luminance L , qu'on appelle plus communément brillance par traduction directe de son équivalent en anglais. Cette grandeur caractérise la manière dont la puissance émise par une source de section donnée s'étale au cours de la propagation. Elle s'exprime en $W \cdot m^{-2} \cdot sr^{-1}$:

$$L = \frac{P}{S_{em} \Delta\Omega} \quad (1)$$

P représente la puissance du faisceau laser de section S_{em} et $\Delta\Omega$ son angle solide d'émission. Le produit de ces deux dernières grandeurs est l'étendue géométrique du faisceau.

Le mode propagé par une fibre unimodale a un profil de champ très proche de celui d'un faisceau gaussien. Par la suite, les techniques décrites sont réputées pour combiner des faisceaux de ce type. Ces faisceaux, en espace libre, en sortie de fibre voient leur rayon $\omega(z)$, mesuré à $1/e^2$ en intensité du maximum, évoluer depuis le plan du col (plan de sortie de fibre) en fonction de z (distance de propagation) comme montré sur la Figure 1. Cette évolution peut être décrite par la relation :

$$\omega(z) = \omega_0 \sqrt{1 + \left(\frac{z}{z_R}\right)^2} \quad (2)$$

Où ω_0 est le rayon à $z = 0$ (waist). $z_R = \frac{\pi\omega_0^2}{\lambda}$ est la distance de Rayleigh. Pour $z \gg z_R$, le rayon $\omega(z)$ évolue linéairement avec z et la pente de la droite donne la divergence θ du faisceau⁴.

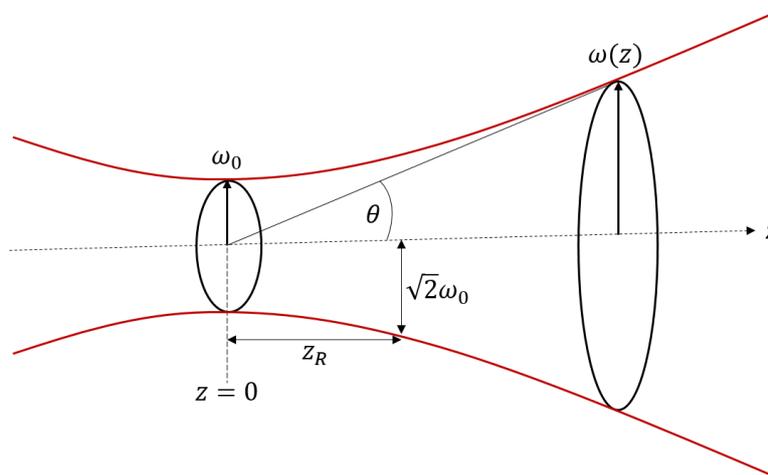


Figure 1 : Propagation d'un faisceau gaussien de rayon ω_0 à $1/e^2$ en intensité et de divergence θ sur une distance z .

³ Demi-largeur du faisceau à $1/e^2$ en intensité qui se calcule à partir du moment quadratique d'ordre 2 du profil intensimétrique. Elle s'exprime $\omega_0 = 2\sigma$ où σ est l'écart-type du profil intensimétrique en $z = 0$ [22].

⁴ La divergence est calculée pour une distance $z \rightarrow \infty$: $\lim_{z \rightarrow \infty} \frac{\omega(z)}{z} = \frac{\omega_0}{z_R} = \frac{\lambda}{\pi\omega_0} = \tan \theta$.

L'étendue géométrique est calculée à partir de la section du faisceau dans le plan du col (S_{em}) et de la divergence θ du faisceau :

$$\begin{cases} S_{em} = \pi\omega_0^2 \\ \Delta\Omega = \frac{\pi\omega^2(z)}{z^2} = \pi\theta^2 \end{cases} \quad (3)$$

La luminance d'un faisceau gaussien s'exprime finalement uniquement en fonction de sa puissance P et de sa longueur d'onde λ :

$$L_G = \frac{P}{\pi\omega_0^2 \times \pi\theta^2} = \frac{P}{\lambda^2} \quad (4)$$

Lorsque le faisceau possède une qualité spatiale dégradée, par exemple en étant le résultat de la propagation de plusieurs modes dans la fibre optique, on peut comparer sa divergence θ à celle du faisceau gaussien de référence de même rayon ω_0 , à l'aide du paramètre M^2 introduit par A. E. Siegman dans les années 1990 : $M^2 = \frac{\theta}{\lambda/\pi\omega_0}$ [22]. Ce facteur qui fait aujourd'hui référence pour qualifier la qualité spatiale d'un faisceau laser est supérieur à 1 lorsque le faisceau considéré n'est pas parfaitement gaussien, ce qui est le cas en pratique. On peut alors introduire ce paramètre M^2 dans l'expression de la luminance qui devient :

$$L_0 = \frac{P}{M^4\lambda^2} = \frac{L_G}{M^4} \quad (5)$$

A partir de cette dernière expression, on comprend qu'augmenter la luminance ou brillance d'une source laser consiste à produire un faisceau de forte puissance en maintenant une bonne qualité spatiale.

On rappelle que l'augmentation en puissance d'un laser à fibre est limitée par l'apparition d'effets non linéaires et thermiques qui s'accompagnent d'une dégradation de la puissance extraite et/ou du facteur M^2 . Pour aller au-delà des puissances accessibles avec une chaîne d'amplification en ligne, on se tourne vers des architectures à amplification parallèle émettant un ensemble de faisceaux que l'on cherche à combiner tout en préservant la qualité spatiale du faisceau final. La suite du chapitre décrit les différentes méthodes de combinaison de lasers à fibre.

I.2.2. Combinaison incohérente

Quand on mentionne la combinaison de faisceaux, l'idée la plus triviale à laquelle on peut penser est de simplement sommer les puissances d'un ensemble de faisceaux par une superposition incohérente de rayonnements lasers. Cette méthode permet une montée en puissance du faisceau combiné P_{comb} dépendante de la puissance P_i d'un faisceau individuel i et du nombre n d'émetteurs lasers en jeu :

$$P_{comb} = \sum_i^n P_i \quad (6)$$

La combinaison incohérente de faisceaux, qui ne nécessite aucun contrôle des phases des émetteurs, peut être réalisée de trois manières distinctes. On distingue la combinaison géométrique, la combinaison par combineur fibré et la combinaison spectrale.

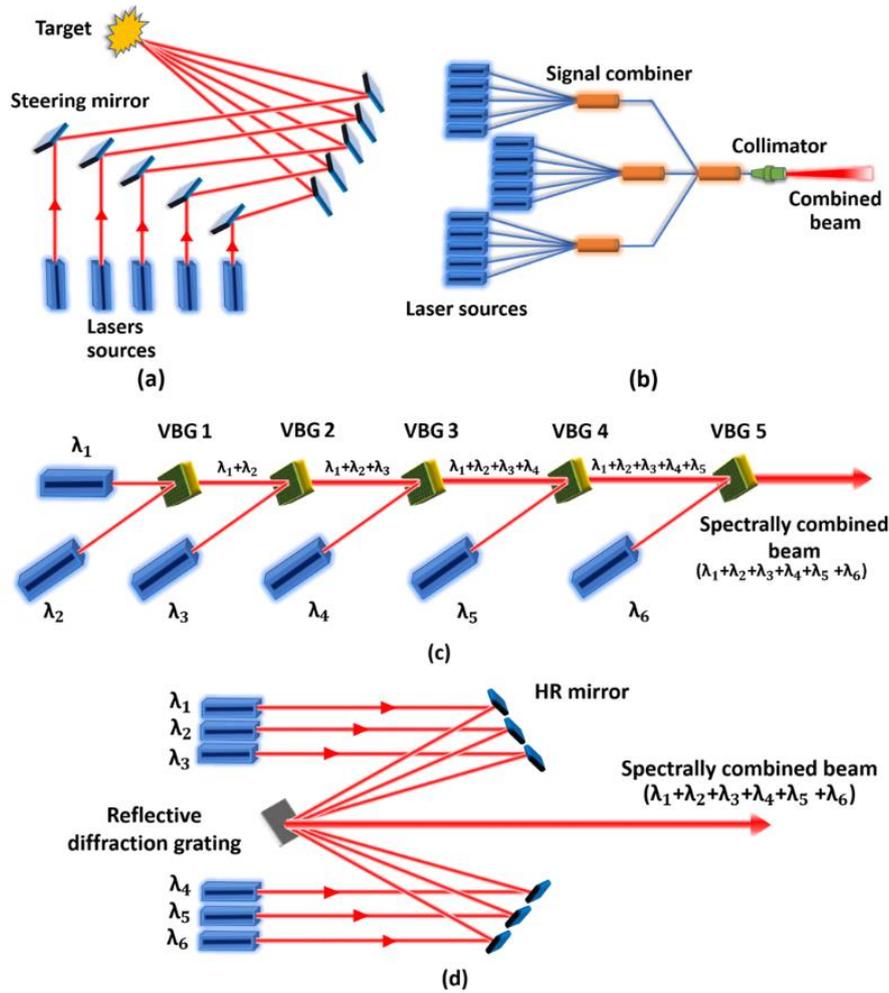


Figure 2 : Représentation schématique des méthodes principales de combinaison incohérente de faisceaux. (a) combinaison géométrique, (b) combinaison par combineurs fibrés, (c) combinaison spectrale avec des réseaux de Bragg volumiques (VBG), (d) combinaison spectrale avec un réseau de diffraction [23].

La combinaison géométrique consiste à superposer un réseau de faisceaux directement sur la cible. Les puissances individuelles des faisceaux se somment simplement de manière incohérente, sans phénomène d'interférence puisque les faisceaux ne sont pas issus de la même source. Très souvent, la superposition des faisceaux sur la cible est obtenue par l'utilisation d'optiques adaptatives qui définissent la direction de chaque faisceau individuel (Figure 2 (a)). Cette méthode a permis de combiner quatre lasers à fibre de 10 kW chacun pour obtenir une puissance de sortie de 40 kW en 2012 [24,25]. Cependant, bien que la puissance totale augmente avec le nombre de faisceaux combinés spatialement, la brillance reste celle d'un faisceau individuel. Pour l'expliquer, considérons une pupille circulaire comprenant les n faisceaux de même puissance P séparés par un pas p . La puissance combinée augmente d'un facteur n par rapport à un émetteur individuel et la surface d'émission devient $S_{em} \approx \pi \left(\frac{\sqrt{n}}{2} p\right)^2$. L'angle de divergence θ du faisceau combiné reste cependant le même que celui d'un faisceau individuel et la luminance de ce faisceau combiné devient finalement :

$$L = \frac{nP}{\pi \frac{n}{4} p^2 \times \pi \left(\frac{\lambda}{\pi \omega_0} M^2\right)^2} = \frac{4\omega_0^2}{p^2} L_0 \quad (7)$$

$$\Rightarrow L = \tau^2 L_0 \leq L_0 \quad (8)$$

τ représente le taux de remplissage qui est le rapport entre le diamètre d'un faisceau et le pas du réseau, il est compris entre 0 et 1. La luminance du réseau de lasers combinés géométriquement est alors au maximum égale à la luminance L_0 d'un faisceau individuel.

La combinaison incohérente peut se faire par éléments combineurs fibrés (Figure 2 (b)) afin d'atteindre des hautes puissances. Des expériences utilisant ce schéma de combinaison incohérente par fibres optiques (multimodes) ont permis d'atteindre une puissance combinée de 14 kW et 100 kW [26,27]. Cependant, en pratique, la luminance est dégradée avec l'augmentation de la puissance à combiner. Pour supporter la puissance combinée, les combineurs fibrés ne peuvent pas maintenir une section de sortie identique à celle d'un émetteur individuel. Il s'agit de combineurs fibrés multimodes qui impliquent une répartition de la puissance sur les différents modes du dernier guide (baisse de la qualité spatiale du faisceau combiné).

L'augmentation de la luminance peut être réalisée par l'utilisation d'un élément combineur qui peut être une cascade de composants dispersifs de type « réseaux de Bragg volumiques » (Figure 2 (c)) ou encore un réseau de diffraction unique (Figure 2 (d)). Pour ces deux configurations, on parle de combinaison spectrale. Celle-ci repose sur l'utilisation de lasers qui ne partagent pas la même longueur d'onde et dont les rayonnements sont superposés géométriquement par l'élément combineur chromatique. La surface d'émission du faisceau combiné et son angle de divergence est alors maintenue par rapport à un faisceau élémentaire (au recouvrement des faisceaux sur l'élément combineur près). La puissance totale est n fois celle d'un émetteur individuel (aux pertes de couplage près). La luminance s'exprime alors :

$$L = nL_0 \quad (9)$$

Cette dernière méthode a servi à la démonstration de la combinaison d'un réseau de 96 lasers à fibre pour une puissance totale de 60 kW en 2016 [28].

C'est avec ces techniques dites incohérentes que les puissances combinées rapportées ont été les plus élevées. Elles sont plus simples à mettre en œuvre et donc souvent choisies pour augmenter la puissance déposée sur une cible puisqu'elles ne nécessitent pas de maîtriser la phase relative entre les lasers. Toutefois, pour bénéficier d'un gain en brillance avec ces techniques incohérentes, le dernier élément combineur de la cascade doit supporter toute la puissance émise, comme dans la méthode de combinaison spectrale (voir Figure 2 (c) et (d)). La tenue au flux du dernier combineur peut brider la puissance combinée accessible.

Il existe une autre catégorie de techniques de combinaison, celles qui contrôlent la phase d'un ensemble de faisceaux lasers. On parle alors de combinaison cohérente. Nous montrerons dans la sous-section suivante que ces approches permettent d'augmenter la brillance de la source. Nous verrons également que le contrôle de la phase offre la possibilité de réaliser un façonnage du profil spatial du faisceau combiné en temps réel qui peut être d'intérêt pour déposer l'énergie sur une cible distante. Mes travaux de thèse s'inscrivent dans ce contexte et portent sur la combinaison cohérente active de réseaux de faisceaux lasers.

1.2.3. Combinaison cohérente

Pour réaliser une combinaison cohérente efficace des faisceaux lasers, ceux-ci doivent avoir la même fréquence, le même état de polarisation et les mêmes phases dans leur plan de superposition où se produit le phénomène d'interférences. Le plan de recouvrement des rayonnements émis par les sources individuelles est un aspect essentiel de la combinaison

cohérente pour la formation d'un faisceau combiné brillant. Il peut se situer soit en champ proche ; on parle alors de combinaison cohérente en champ proche, qualifiée de « filled aperture » dans la littérature anglo-saxonne. Lorsqu'il est à grande distance, on parle alors de combinaison cohérente en champ lointain qualifiée de « tiled aperture ».

Combinaison cohérente en champ proche

La combinaison cohérente « filled aperture » consiste à superposer les n faisceaux en champ proche à partir d'un jeu d'optiques telles que des lames séparatrices, des polariseurs, des miroirs segmentés ou encore à partir d'un élément d'optique diffractive (DOE = Diffractive Optical Element) comme illustré sur la Figure 3. Les relations de phase entre les faisceaux doivent être ajustées pour assurer des interférences constructives sur la ou les voies de combinaison. Cet arrangement maintient une qualité de faisceau proche de la limite de diffraction avec toute la puissance optique contenue dans un seul faisceau gaussien de sortie. De la même manière que pour la combinaison spectrale, la puissance est augmentée d'un facteur n et la surface d'émission et l'angle de divergence restent les mêmes que pour un faisceau gaussien unique. Dans un cas idéal où il y a un recouvrement parfait des enveloppes de tous les faisceaux élémentaires sur le(s) élément(s) combineur(s) et une parfaite synchronisation des phases entre émetteurs, la brillance est augmentée d'un facteur n par rapport à celle d'un faisceau. On retrouve la luminance exprimée par l'équation (9).

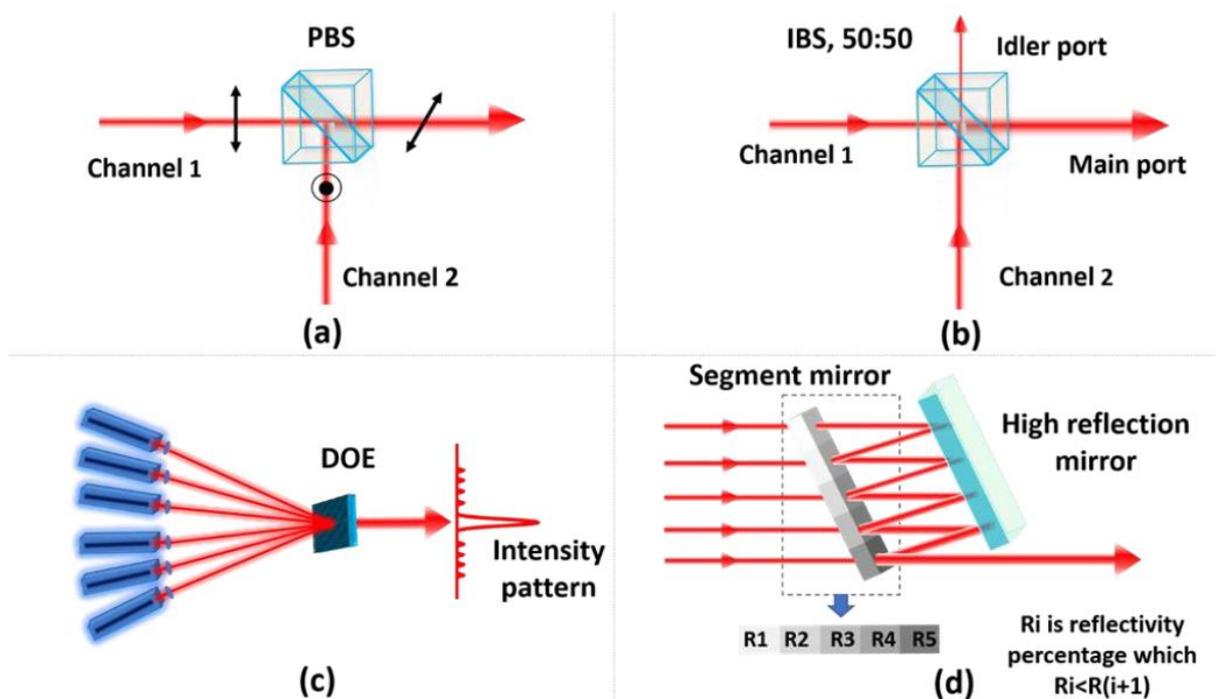


Figure 3 : Combinaison cohérente en champ proche à partir (a) d'une lame séparatrice de polarisation (PBS), (b) d'une lame séparatrice d'intensité (IBS), (c) d'un élément d'optique diffractive (DOE) et (d) d'un miroir segmenté [23].

Si la combinaison en champ proche permet de réaliser une augmentation de la brillance idéalement linéaire avec le nombre de faisceaux, cette méthode présente des limites pour la montée en puissance. En effet, le même type de contraintes que celles rencontrées avec la combinaison spectrale s'appliquent : alignement et tenue au flux. Mais, à ces contraintes vient s'ajouter l'exigence du verrouillage en phase des différents faisceaux à combiner. De manière générale, cette combinaison en champ proche implique l'utilisation d'optiques de très bonne qualité pouvant soutenir des fluences importantes. Ce type d'architecture nécessite soit des

cascades de composants optiques simples (séparatrices, cubes séparateurs de polarisation), donc un système encombrant et de plus en plus compliqué à aligner et contrôler avec un nombre croissant de faisceaux, soit un composant unique, donc compact mais de structure complexe et tout aussi délicat à aligner. Malgré ces limitations, en régime impulsif, 81 lasers à fibre ont été mis en phase avec un DOE [29] et un faisceau combiné de 10,4 kW a été obtenu en 2020 [30] avec une cascade d'éléments d'optiques. Pour des lasers à fibre en régime continu, le record de puissance atteint est de 5 kW lors de la combinaison en champ proche de 5 faisceaux avec une très bonne qualité de faisceau ($M^2 < 1,1$) [31]. Ces résultats ont été obtenus dans un montage utilisant un DOE.

Combinaison cohérente en champ lointain

A l'inverse, en configuration « tiled aperture », les faisceaux sont spatialement disjoints en champ proche comme illustré en Figure 4 et se propagent parallèlement les uns aux autres. On va parler dans ce cas de matrice ou réseau de faisceaux ou de pupille segmentée ou encore de faisceau multi-pupillaire. La combinaison des faisceaux se fait à distance du laser, en champ lointain soit au foyer d'une optique de focalisation (lentille, miroir) soit à grande distance par diffraction de Fraunhofer ($z \gg D^2/\lambda$ où D est le diamètre de la pupille synthétique).

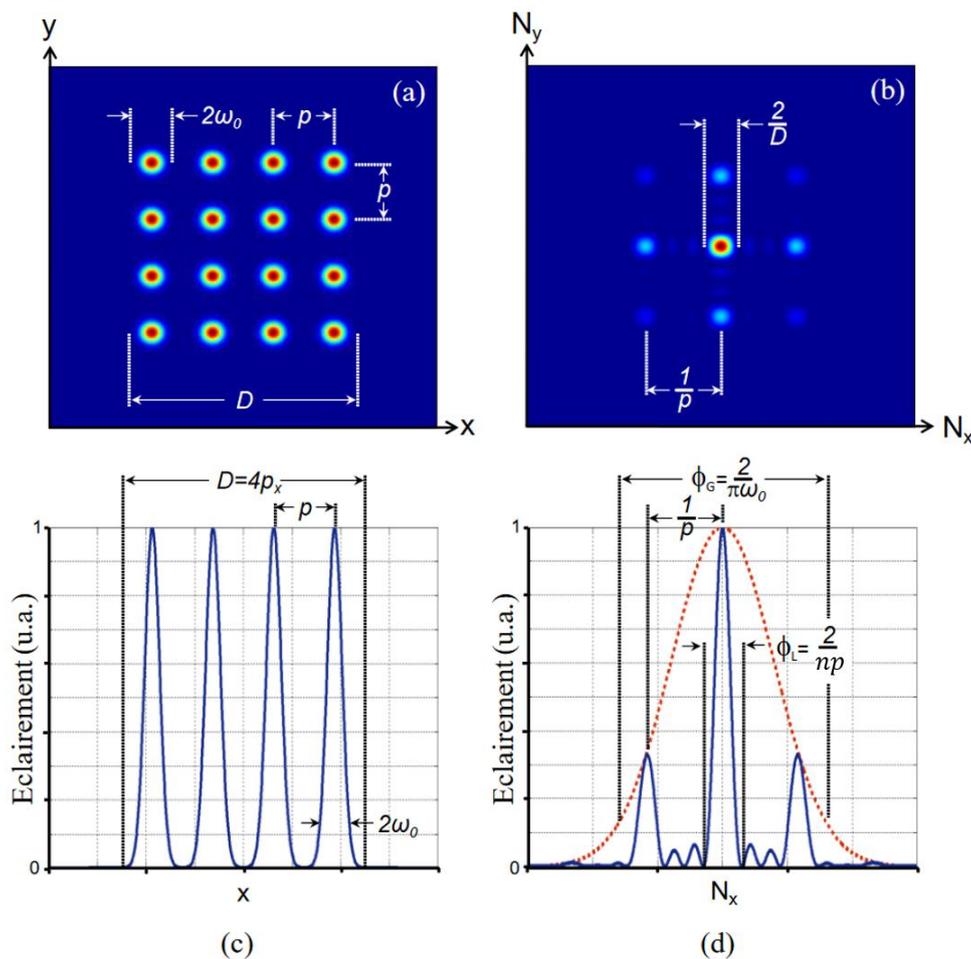


Figure 4 : Champ proche (a) et champ lointain (b) d'un arrangement de 16 faisceaux gaussiens en phase et profils associés (c) et (d). x est la coordonnée transverse et N_x la fréquence spatiale. La courbe pointillée rouge représente l'enveloppe de diffraction d'un faisceau individuel qui pondère l'intensité de la figure d'interférence. Image issue de [32].

Ce réseau de faisceaux en phase en champ proche produit en champ lointain une figure d'interférences avec un maximum d'intensité sur l'axe optique. Le lobe central brillant contient la puissance combinée P_{comb} . Une partie de la puissance totale émise est toutefois répartie sur des ordres supérieurs de diffraction (lobes secondaires et lobes de réseau). La proportion de puissance dans le lobe central d'émission dépend de la répartition des faisceaux élémentaires dans la pupille synthétique de sortie du laser. Contrairement à la combinaison en champ proche, l'architecture multi-pupillaire produit un faisceau de synthèse structuré, qui impacte directement la puissance combinée. La structure observée est à rapprocher du taux de remplissage τ de la pupille en champ proche. En négligeant la troncature des faisceaux par les lentilles de collimation en sortie des fibres, ce taux de remplissage est défini comme :

$$\tau = \frac{2\omega_0}{p} \quad (10)$$

Comme l'illustre la Figure 4 ($\tau = 50\%$), plus l'entraxe p entre les faisceaux est élevé, synonyme d'un faible taux de remplissage, plus l'enveloppe de diffraction contient de lobes de réseau sur lesquels la puissance totale va se répartir. Dans ce cas, la puissance combinée, dans le lobe central, est moins forte et conduit à une diminution de la brillance. Une optimisation de l'arrangement spatial des faisceaux en champ proche permet de réduire le nombre de lobes dans la figure d'interférence et donc d'améliorer la brillance de la source. Le taux de remplissage doit donc être le plus élevé possible pour maximiser la puissance dans le lobe central.

De la même manière que pour la combinaison incohérente, on peut calculer la brillance du faisceau combiné. Par combinaison cohérente, l'angle solide d'émission est réduit d'un facteur n et donc on aurait tendance à penser que la brillance augmente d'un facteur n . En pratique, des contraintes physiques (troncature des faisceaux par les lentilles de collimation, surface d'émission totale en fonction de l'arrangement des faisceaux, ... [33]) limitent la brillance :

$$L < \tau^2 n L_0 \quad (11)$$

La combinaison cohérente en champ lointain a permis la combinaison de lasers solides Nd:YAG pour obtenir une puissance de sortie de 100 kW par le groupe Northrop Grumman en 2009 [34]. Pour des lasers à fibre en régime d'émission continue, de telles architectures ont récemment démontré la combinaison d'un nombre record de 107 lasers à fibre [35] et un record en puissance de 16 kW en combinant 32 faisceaux [36].

Si la combinaison cohérente en champ proche permet d'atteindre un niveau de brillance plus élevé que la combinaison cohérente en champ lointain, cette dernière présente des avantages non négligeables. Contrairement à la combinaison en champ proche, les échauffements thermiques sur les optiques sont limités puisque les fluences auxquelles elles sont soumises ne sont issues que de faisceaux pris individuellement. Cette architecture est donc adaptée à l'augmentation de puissance et du nombre de faisceaux à combiner. D'autre part, la combinaison en champ lointain offre des fonctionnalités que la combinaison champ proche ne peut proposer : le contrôle du profil spatial du champ combiné, le contrôle du pointé du faisceau (sans composant externe) [37,38] ou encore l'illumination indépendante multi-cibles [39,40]. C'est possible en contrôlant les phases relatives du réseau de faisceaux émis, produisant un front d'onde de synthèse « échantillonné » par les pistons de phase de ce réseau de faisceaux. Cette structuration du front d'onde de synthèse modifie directement la distribution spatiale de la figure d'interférence en champ lointain, sur cible. Pour ces raisons, dans la suite du manuscrit, je présenterai l'étude d'une architecture de combinaison cohérente

en champ lointain qui permet de verrouiller un réseau laser sur n'importe quel jeu de phases arbitraire pour, par exemple, pré-compenser les biais de phase subis à la traversée d'un milieu aberrant, tel que l'atmosphère.

Dans l'ensemble, ces systèmes de combinaison cohérente impliquent une synchronisation des phases entre émetteurs. Les écarts de phase entre les faisceaux doivent être nuls afin d'obtenir un maximum d'intensité sur l'axe optique. Cette situation est souvent qualifiée de mise en phase, de verrouillage « en phase » ou encore de cophasage⁵ et peut être obtenue par un système d'analyse et de contrôle des phases.

Contrôle des phases pour la combinaison cohérente

La difficulté principale pour les techniques de combinaison cohérente vient du contrôle des phases du réseau de faisceaux afin qu'ils interfèrent de manière constructive lors de leur combinaison. La synchronisation des phases des faisceaux peut se faire de manière passive ou de manière active.

Les méthodes passives reposent sur des architectures exclusivement optiques afin que les différences de phases entre émetteurs se compensent sans action extérieure. Certaines de ces méthodes exploitent des propriétés d'auto-organisation spectrale des cavités à plusieurs voies d'amplification parallèles ou des effets non linéaires [41-43]. Si la combinaison passive n'implique pas l'utilisation d'une boucle de contrôle des phases extérieure, son efficacité se voit très vite limitée par le nombre maximal de faisceaux lasers à contrôler qu'on peut estimer à moins de dix [44,45]. Cette contrainte rend les techniques passives non adaptées à l'augmentation de la puissance totale qui se traduit généralement par l'augmentation du nombre de faisceaux. Les méthodes passives n'ont pas été explorées pendant ces travaux de thèse et ne seront pas abordées dans la suite du manuscrit.

A l'inverse des méthodes passives, les méthodes actives sont bien plus adaptées à l'augmentation du nombre d'émetteurs en jeu. En effet, il a déjà été démontré la combinaison cohérente de 107 faisceaux lasers en 2020 [35] en régime continu et de 81 faisceaux lasers en régime impulsionnel [36]. C'est pour cette raison que l'on va s'orienter et se concentrer pour la suite du manuscrit vers l'utilisation de méthodes actives qui opèrent sur des lasers dont l'amplification est réalisée de manière parallèle.

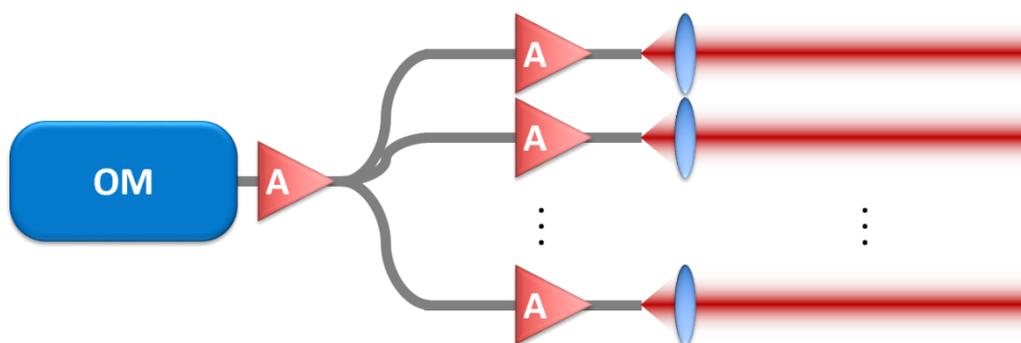


Figure 5 : Schéma de principe de l'amplification parallèle suivant une architecture MOPA (Master Oscillator Power Amplification). (OM : Oscillateur Maître. A : amplificateurs.)

⁵ On emploiera par la suite le terme « cophasage » pour désigner que tous les faisceaux partagent les mêmes phases à l'origine. L'expression « verrouillage des phases » ou « mise en phase » concernera la mise en phase des faisceaux sur un jeu de pistons qui peut être quelconque.

Un des prérequis est la conservation des propriétés de cohérence des sources lasers. Cette condition est satisfaite par l'utilisation d'une architecture classique MOPA (Master Oscillator Power Amplification) généralement entièrement fibrée. Le rayonnement émis par l'oscillateur maître, souvent pré-amplifié, va être divisé sur n voies parallèles d'amplification fibrée comme schématisé sur la Figure 5. Tous issus du même rayonnement, les multiples faisceaux sont combinés et interfèrent tant que la différence de longueur entre les fibres reste inférieure à la longueur de cohérence de l'oscillateur maître. Un inconvénient majeur à cette amplification parallèle par fibres optiques provient de leur sensibilité aux perturbations extérieures de types thermiques, mécaniques et acoustiques. Cette sensibilité se traduit par un bruit de phase dynamique jusqu'au kHz comme le montre la Figure 6, qui peut être également lié au processus d'amplification, et qui est différent sur chacune des voies amplificatrices fibrées.

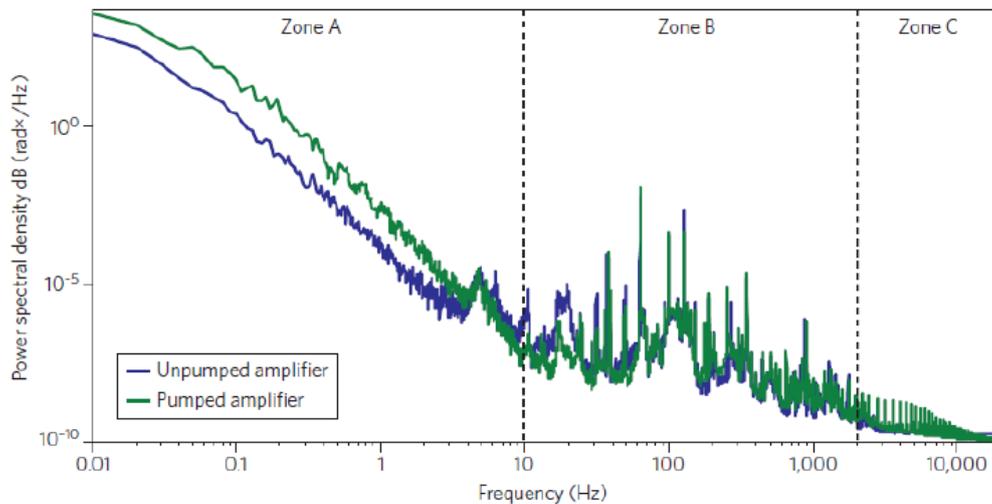


Figure 6 : Densité spectrale de puissance dans un amplificateur à fibre dopée ytterbium typique (~ 10 W) avec pompage (courbe verte) et sans pompage (courbe bleue) [46].

Sans contrôle des phases, les relations de phases des émetteurs évoluent de manière aléatoire dans le temps. La figure d'interférence fluctue de manière dynamique comme observé en Figure 7 (a). L'objectif est de maximiser la brillance de la source multi-pupillaire de manière stable dans le temps. Pour cela, ces systèmes requièrent un asservissement pour compenser ces fluctuations de phase. Cette boucle de contre-réaction est composée d'un module d'analyse des phases, d'un système électronique et/ou numérique qui détermine les corrections de phase à appliquer et de modulateurs de phase sur chaque bras amplificateur (Figure 7 b).

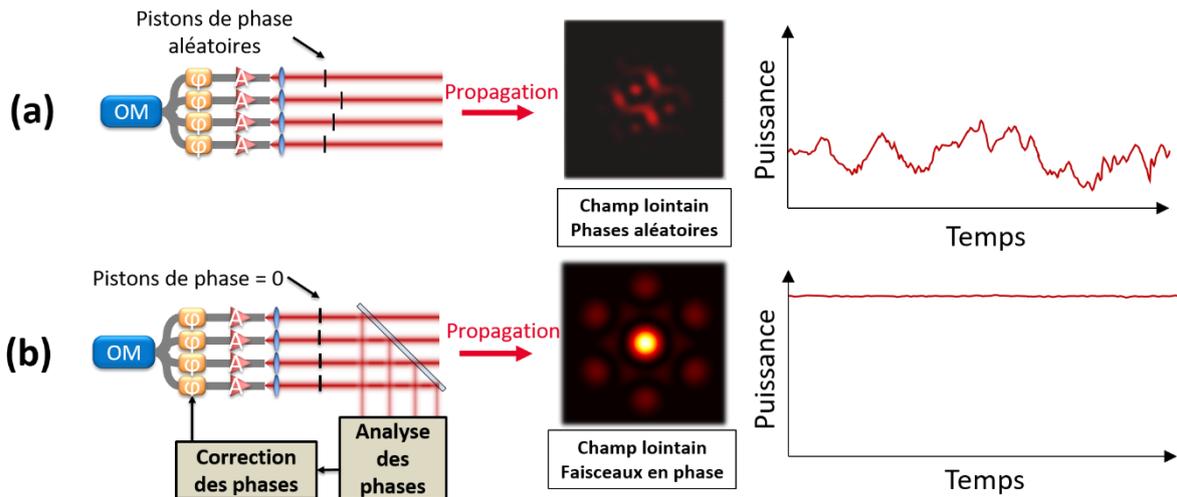


Figure 7 : Illustration du schéma de principe d'un système de combinaison cohérente en champ lointain et l'évolution de la puissance combinée sur l'axe optique dans le temps (a) sans asservissement et (b) avec asservissement des phases. (OM : Oscillateur Maître. A : Amplificateurs. φ : modulateurs de phase.)

Le plus souvent, dans une configuration toute fibrée, ces modulateurs de phase sont des modulateurs électro-optiques dont la bande passante est de l'ordre du GHz. Cette bande passante est la plupart du temps plutôt surdimensionnée dans ce contexte. Ce ne sont généralement pas ces éléments de la boucle d'asservissement qui brident sa bande passante. Les deux blocs clefs de la boucle d'asservissement sont donc le système d'analyse des phases et l'algorithme de correction de phase. Ce sont leurs interactions qui impactent le plus les performances du système. Un des paramètres les plus contraignants à prendre en compte par ces deux modules est le nombre de faisceaux à gérer. Pour certaines techniques, un grand nombre de faisceaux peut amener à un module d'analyse des phases complexe à mettre en œuvre ou à une réduction de la bande passante par le système de correction de phase.

Evaluation des performances de mise en phase

On va détailler ici des paramètres que l'on retrouve le plus souvent dans la littérature afin d'évaluer les performances expérimentales de mise en phase active d'un réseau de lasers combinés de manière cohérente en champ lointain.

Une métrique souvent utilisée est le PIB (Power In the Bucket) qui mesure la puissance contenue dans une zone d'intérêt (bucket) sur laquelle on souhaite déposer l'énergie en champ lointain. D'usage, cette zone d'intérêt correspond à la surface du lobe central de la figure d'interférence en champ lointain. Cette mesure peut être comparée à la puissance totale P_{totale} répartie dans toute l'enveloppe de diffraction et comprend donc la puissance « perdue » dans les lobes de réseaux et secondaires. On parle alors d'une mesure de PRIB (Power Ratio in The Bucket) qui s'exprime ainsi :

$$PRIB = \frac{PIB}{P_{totale}} \quad (12)$$

Cette mesure de PRIB dépend du taux de remplissage du réseau de faisceaux et ne renseigne pas directement sur la qualité de mise en phase, à moins de la comparer avec une valeur de PRIB théorique correspondante aux conditions expérimentales.

Pour mesurer les performances de mise en phase, on peut aussi utiliser un paramètre appelé qualité de phasage ou efficacité de combinaison⁶ qui ne dépend que des écarts de phase entre les faisceaux du réseau par rapport à une phase plane segmentée de référence. Ce paramètre permet de s'affranchir de l'impact du taux de remplissage, du défaut éventuel de pointé des faisceaux, d'écarts en puissance entre éléments du réseau et de leur arrangement (type de maille). La qualité de phasage notée Q par la suite compare la puissance sur l'axe du montage P_{comb}^{mes} obtenue par la combinaison des n faisceaux à celle que l'on obtiendrait ($P_{comb}^{théo}$) lorsque les faisceaux sont en phase. Elle est comprise en 0 et 1 et s'exprime :

$$Q = \frac{P_{comb}^{mes}}{P_{comb}^{théo}} \quad (13)$$

A partir de la qualité de phasage, il est possible d'estimer l'écart quadratique moyen des phases σ_φ dont la relation est donnée par [47] :

$$\sigma_\varphi = \sqrt{-\ln\left(\frac{Q - \frac{1}{n}}{1 - \frac{1}{n}}\right)} \quad (14)$$

L'erreur résiduelle ε de phase est communément exprimée en fraction de longueur d'onde dans la littérature à partir de cet écart quadratique moyen des phases :

$$\varepsilon = \frac{\lambda}{2\pi/\sigma_\varphi} \quad (15)$$

On précise qu'un seuil « référence » exprimant une très bonne qualité de mise en phase correspond à $Q = 96\%$, soit une erreur résiduelle de phase de $\lambda/30$ ($\sim 0,20$ rad) comme on peut le voir en Figure 8. C'est ce paramètre que j'ai principalement utilisé pour qualifier les performances des expériences de mise en phase que j'ai réalisées.

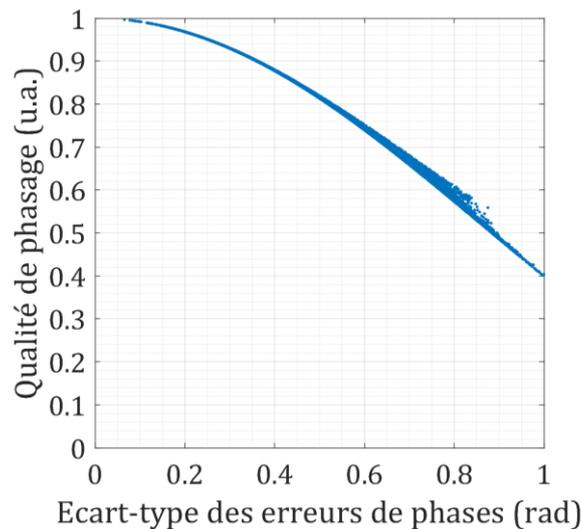


Figure 8 : Correspondance entre la qualité de phasage et l'erreur de phase pour un exemple de sept faisceaux. Chaque point correspond à un tirage de phases aléatoires sur un intervalle $[-\pi; +\pi]$.

⁶ La définition de l'expression « efficacité de combinaison » peut varier dans la littérature. C'est pourquoi, dans ce manuscrit, on se référera à une qualité de verrouillage des phases (« qualité de phasage ») des faisceaux dont la valeur ne dépend que de leur état de phase.

Dans cette sous-section, j'ai décrit le principe de la combinaison cohérente par voie active en analysant l'impact de l'architecture de mise en phase sur la montée en brillance. J'ai également rapporté les paramètres les plus employés pour l'évaluation des performances d'un tel système en particulier lorsque la mise en phase est réalisée en champ lointain. Il existe de nombreuses méthodes de correction des phases dont les plus répandues et prometteuses sont détaillées dans la sous-section suivante. Elles sont d'ailleurs presque exclusivement associées à une combinaison en champ lointain à partir d'une matrice de faisceaux périodiquement espacés.

I.2.4. Présentation d'architectures existantes

La boucle d'asservissement est une partie clef d'un système de combinaison cohérente. Elle constitue le système de contrôle actif de phases qui permet de verrouiller le jeu de phases du réseau d'émetteurs. L'analyse et la correction des phases doit se faire suffisamment rapidement pour corriger les bruits de phase des amplificateurs (jusqu'à 1 kHz, voir Figure 6) indépendamment du nombre de faisceaux en jeu. Cette sous-section s'attache à mettre en lumière les avantages et les limites des techniques existantes. Celles-ci peuvent être rassemblées en deux catégories, à savoir :

- Les méthodes qui reposent sur des mesures directes des phases et appliquent une phase cible à laquelle est retranchée la phase mesurée,
- Les méthodes qui mettent en œuvre des processus d'optimisation en appliquant de manière itérative une correction de phase pour amener le réseau de lasers vers un état de phase cible.

On va s'intéresser dans un premier temps aux méthodes de mesure directe de la phase avant de décrire les méthodes itératives de correction de phase.

Méthodes de mesure directe de la phase

Les méthodes à mesures directes sont basées sur des techniques interférométriques. L'analyse des interférences, formées dans le domaine temporel ou spatial selon la technique, donne accès au déphasage entre chaque faisceau et une onde de référence, ou entre proches voisins.

Une des méthodes interférométriques la plus directe est de faire interférer le réseau de faisceaux avec une onde plane de référence comme en Figure 9. Le réseau de faisceaux comme l'onde de référence sont tous issus du même oscillateur maître. La figure d'interférence spatiale se forme en champ proche. De cette manière, il apparaît autant de motifs d'interférences que de faisceaux. Leur analyse permet de connaître les écarts de phase relatifs entre chaque faisceau. Elle se fait tout simplement en mesurant le décalage des franges par rapport au centre de la figure d'interférences (Figure 9 (b)). Cette mesure permet de transmettre les valeurs de consigne (conjugués des écarts de phases mesurés auxquels sont ajoutés éventuellement un jeu de phases cible) aux modulateurs de phase de la Figure 9 (a).

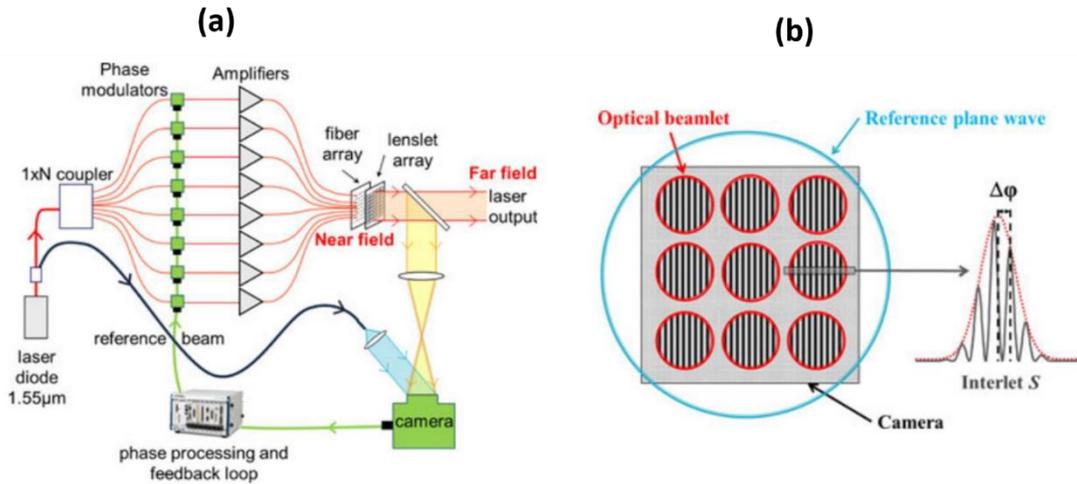


Figure 9 : (a) Montage expérimental pour la combinaison cohérente de 16 amplificateurs fibrés. (b) Mesure des écarts de phase par interférences entre le réseau de faisceaux et une onde de référence [48].

Cette méthode a permis de cophaser 16 amplificateurs fibrés [48] avec une faible erreur résiduelle de phase de $\lambda/60$. La bande passante mesurée était de 450 Hz. Cette méthode interférométrique est utilisée pour le projet XCAN et a permis la mise en phase de 61 amplificateurs fibrés en régime d'émission impulsionnel [49]. La puissance combinée moyenne a atteint environ 1 kW et l'erreur résiduelle de phase était de $\lambda/55$ entre deux émetteurs. La bande passante a été mesurée inférieure à la centaine de Hz. Les faibles bandes passantes dans [48,49] sont bridées par la fréquence d'acquisition de la caméra utilisée pour mesurer les écarts de phases entre faisceaux.

Une autre méthode interférométrique avec onde de référence est illustrée en Figure 10. Elle repose sur une détection optique hétérodyne.

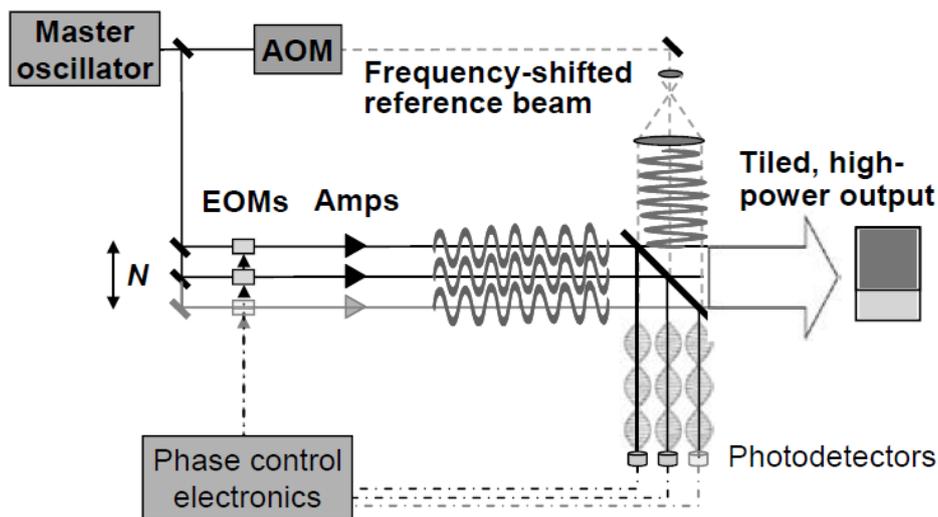


Figure 10 : Schéma de mise en phase de $n = 3$ lasers par détection hétérodyne optique [50].

Un faisceau de référence qui provient de l'oscillateur maître est décalé en fréquence par un modulateur acousto-optique. Il interfère sur une voie de prélèvement avec chaque faisceau du réseau. Les battements temporels dus aux interférences avec la référence sont mesurés par une matrice de photodiodes comportant autant d'éléments que de faisceaux. Le battement

relevé par chaque photodétecteur est ensuite traité pour remonter au décalage de phase entre la voie laser considérée et la voie de référence. Il est ainsi possible de corriger ce décalage entre chaque faisceau afin que leurs phases soient identiques, et donc d'avoir une figure d'interférence possédant un maximum de puissance sur l'axe optique en champ lointain. Cette méthode est également compatible avec un schéma de combinaison en champ proche [51].

Cette méthode de mise en phase active a été démontrée à travers plusieurs expériences [50-52]. Les bandes passantes de correction peuvent dépasser les 10 kHz avec des erreurs de phases résiduelles inférieures à $\lambda/30$, ce qui est largement suffisant pour compenser le bruit de phase des amplificateurs. En particulier, cette méthode a permis la démonstration de la combinaison de 7 lasers de type « slab » avec une puissance de 100 kW [34].

La détection hétérodyne, comme la méthode à interférométrie spatiale (Figure 9), est en théorie adaptée à la mise en phase d'un grand nombre de lasers en implémentant autant de systèmes de détection hétérodyne que de faisceaux à contrôler. En pratique, la montée en nombre de lasers s'accompagne de la gestion lourde et couteuse des signaux électroniques en parallèle, mais surtout elle impose de fabriquer une onde de référence de large section pour interférer avec l'ensemble des éléments du réseau de lasers. Le maintien d'une planéité du front d'onde de référence sur une large section dans une portion de montage où la propagation se fait en espace libre est un réel défi qui vient brider la montée en nombre des faisceaux à combiner.

Pour s'affranchir des contraintes liées à l'onde de référence, les méthodes dites auto-référencées mesurent les déphasages entre proche voisins. Ces mesures peuvent à nouveau se faire dans le domaine temporel ou spatial. Dans le cas d'une détection temporelle, on réalise la mesure en un point du champ d'interférence entre tous les faisceaux, par exemple dans le champ lointain du réseau. Chacune des voies est modulée à une fréquence propre pour être repérée, ce qui classe cette approche dans la catégorie des méthodes perturbatives [53]. A partir des battements mesurés et de méthodes classiques de démodulation de fréquence, il est possible d'extraire un signal d'erreur qui est proportionnel à l'erreur de phase d'un faisceau par rapport aux autres. Ce signal donne la valeur de phase à appliquer aux modulateurs afin d'amener l'ensemble des éléments du réseau sur un même état ou sur un jeu de phases choisi. Parmi ces méthodes on retrouve la technique LOCSET (Locking of Optical Coherence by Single-detector Electronic-frequency Tagging) dont le principe est schématisé en Figure 11.

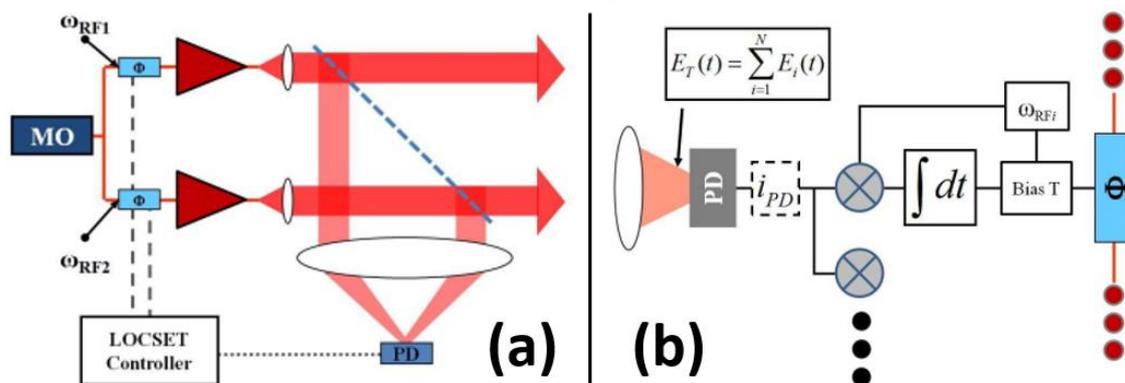


Figure 11 : Schéma (a) de mise en phase par méthode LOCSET (Locking of Optical Coherence by Single-detector Electronic-frequency Tagging) et (b) du traitement du signal associé [54].

La technique LOCSET a montré sa capacité à mettre en phase un grand nombre de faisceaux avec une très bonne qualité de phasage allant jusqu'à $\lambda/71$ pour 32 faisceaux à faible puissance (fibres passives) [54]. Elle a également permis d'obtenir un record en puissance de 10,4 kW en régime impulsionnel [30]. La méthode a été exploitée dans de nombreuses expériences [31,55-57] avec une bande passante allant jusqu'à 65 kHz [58].

La technique LOCSET est adaptée à une combinaison des faisceaux en champ proche ainsi qu'en champ lointain ce qui permet, selon les exigences de l'application, de produire un faisceau brillant spatialement unimodal (combinaison en champ proche) ou alors de structurer la phase en champ proche pour pré-compenser des erreurs de phase à la traversée de milieux aberrants ou façonner en intensité le faisceau combiné (combinaison en champ lointain). Ses atouts majeurs sont l'utilisation d'un détecteur unique rapide et l'absence d'onde de référence. En revanche, la technique LOCSET nécessite autant de voies parallèles de détection synchrone que de voies lasers ce qui se traduit par une augmentation du coût et de la complexité du système électronique d'asservissement avec le nombre de faisceaux. Chaque voie nécessite un modulateur de fréquence RF (radiofréquence) et l'électronique nécessaire pour effectuer la démodulation fréquentielle.

Il existe une autre méthode de mesure des écarts de phases entre faisceaux permettant de s'affranchir de l'onde de référence qui exploite cette fois des interférences réalisées dans le domaine spatial. Cette méthode met en œuvre un interféromètre à décalage quadrilatéral. Ce dernier repose sur l'utilisation de réseaux de diffraction et constitue un outil autoréférencé efficace pour analyser un front d'onde segmenté complexe et donc pour accéder aux écarts de phase dans un réseau de lasers [59,61].

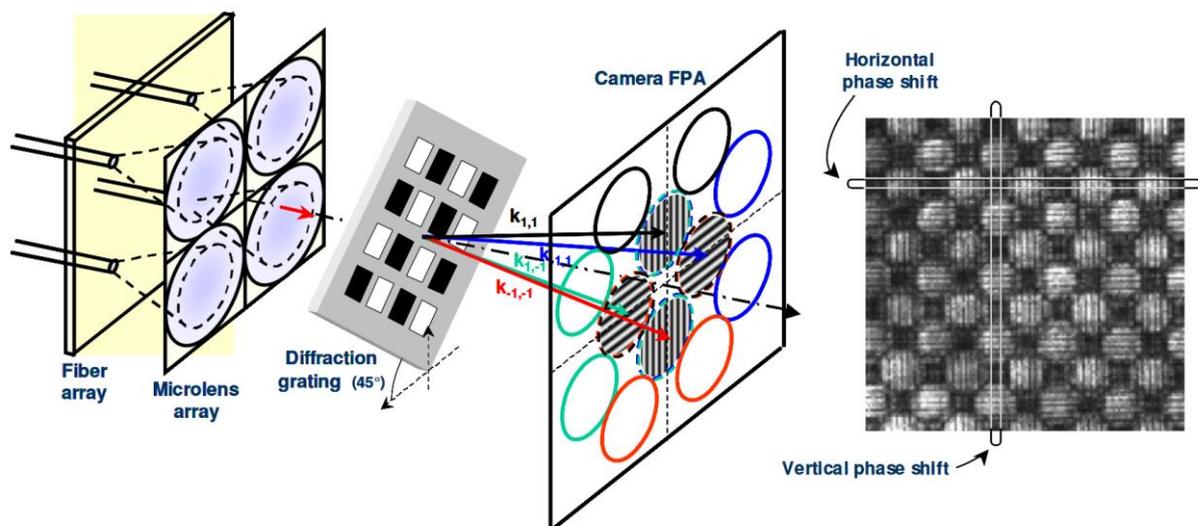


Figure 12 : Principe de la méthode basée sur un interféromètre à décalage quadrilatéral (gauche) et la figure d'interférence enregistrée (droite) [62].

Comme le montre la Figure 12, chaque faisceau est diffracté par un réseau de phase pour former quatre répliques en plus de l'ordre zéro de diffraction. L'idée est de produire en champ proche des interférences entre les répliques des différents faisceaux, deux à deux. On obtient donc quatre figures d'interférences distinctes à deux ondes qui permettent de procéder à l'analyse des phases. Celles dont les franges sont verticales (respectivement horizontales) fournissent les écarts de phase entre les faisceaux voisins sur l'axe horizontal (respectivement vertical) par comparaison des positions relatives des franges. L'écart de phase entre deux

faisceaux peut être mesuré à partir de méthodes de démodulation classiques, notamment par transformée de Fourier [63].

Cet interféromètre a rendu possible la mise en phase d'un réseau de 64 lasers à fibre à partir de 4 amplificateurs fibrés qui alimentaient 16 voies chacun comme on peut le voir en Figure 13 [62]. Ces résultats obtenus en 2011 constituaient à l'époque le record en nombre de faisceaux combinés. L'erreur résiduelle de phase obtenue était de $\lambda/10$ ce qui peut être lié à la faible bande passante (20 Hz) de la boucle d'asservissement.

Il semble cependant compliqué d'utiliser de telles configurations avec une section pupillaire de grande dimension (qui peut être liée à l'augmentation du nombre de faisceaux) à cause de l'utilisation d'une optique diffractive dont la réalisation devient complexe pour de grandes sections.

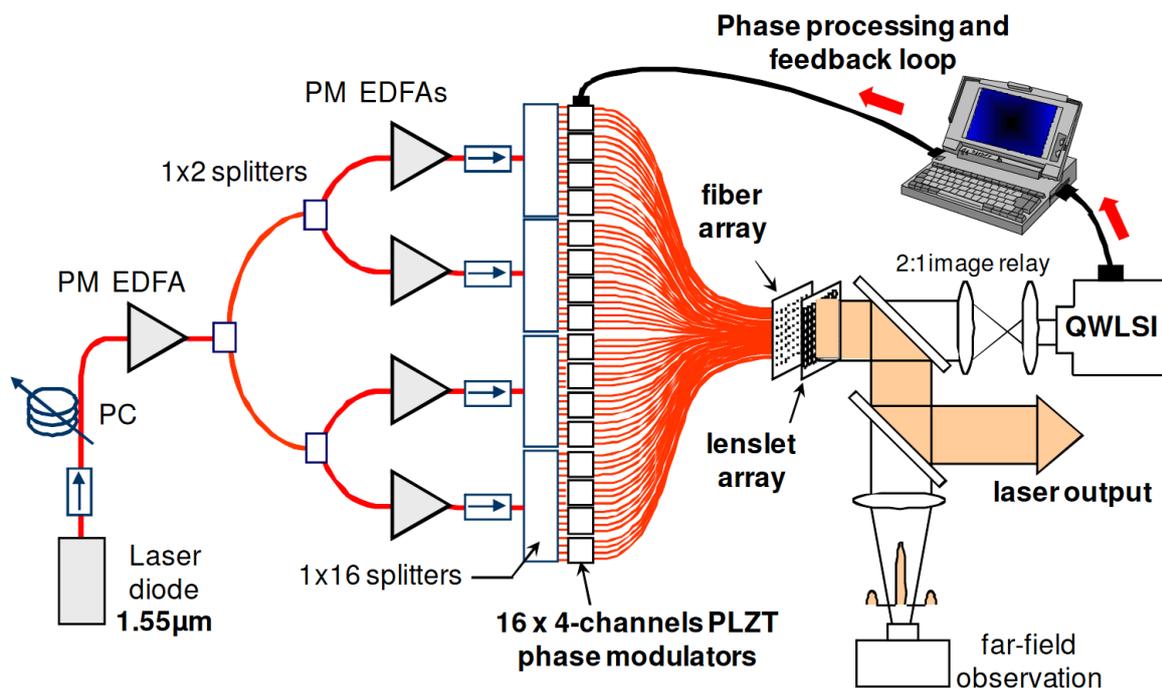


Figure 13 : Montage expérimental de mise en phase de 64 lasers par interférométrie à décalage quadrilatéral [62].

La méthode interférométrique à décalage quadrilatéral qui mesure des écarts de pistons de phase a été revisitée en 2016 pour intégrer la mesure de tip et de tilt dans une surface d'onde segmentée. Cette méthode baptisée PISTIL (PISton et TILt) [64] accède aux pistons, tips et tilts des différents faisceaux de la pupille segmentée à partir du décalage relatif, de la fréquence spatiale et de l'orientation des franges des motifs interférométriques capturés. La méthode PISTIL a tout d'abord été validée en réalisant la caractérisation d'un miroir déformable avec une précision de $\lambda/200$ en piston et 40 μrad en tip-tilt [65]. Cependant, cette méthode présente une ambiguïté sur la phase lorsque le décalage est supérieur à π ($\lambda/2$). Une méthode à deux longueurs d'ondes a alors été développée en conservant un très bon recouvrement de la phase avec une erreur inférieure à $\lambda/100$ pour la caractérisation d'un miroir déformable en piston [66]. Cette technique est principalement adaptée à l'analyse de front d'onde et n'a pas encore été employée pour réaliser de la combinaison cohérente. Cependant, elle a été couplée à d'autres méthodes de combinaison cohérente pour l'analyse des phases

de la pupille segmentée formée par le réseau de faisceaux à mettre en phase [67]. Les auteurs prévoient d'implémenter la méthode PISTIL sur un banc de 61 lasers à fibre en régime impulsionnel afin de réaliser leur mise en phase.

Les architectures présentées jusqu'à maintenant réalisent des mesures directes de la phase à partir de méthodes interférométriques. Lorsque la combinaison est effectuée en champ lointain, il est ainsi envisageable d'appliquer en plus de la correction de phase (phase conjuguée de la mesure) un biais propre à chacune des commandes des modulateurs pour préformer le front d'onde segmenté en vue de compenser des éventuelles aberrations induites par la traversée d'un milieu transparent tel que l'atmosphère ou encore en vue de mettre en forme l'éclairement du faisceau combiné.

Il existe d'autres façons de contrôler la phase d'un réseau de lasers en réalisant une correction itérative pour atteindre un état cible. La suite de ce sous chapitre va se consacrer à certaines de ces méthodes.

Méthodes de correction itérative de la phase

La méthode « single-frequency dithering » (SFD) [68] s'inspire du multiplexage temporel qui est très répandu dans les télécommunications. Bien que ce soit une méthode interférométrique avec des modulations de fréquences comme certaines présentées plus haut, il ne s'agit plus d'une méthode de mesure directe de la phase, mais bien d'un processus de correction de phase itératif.

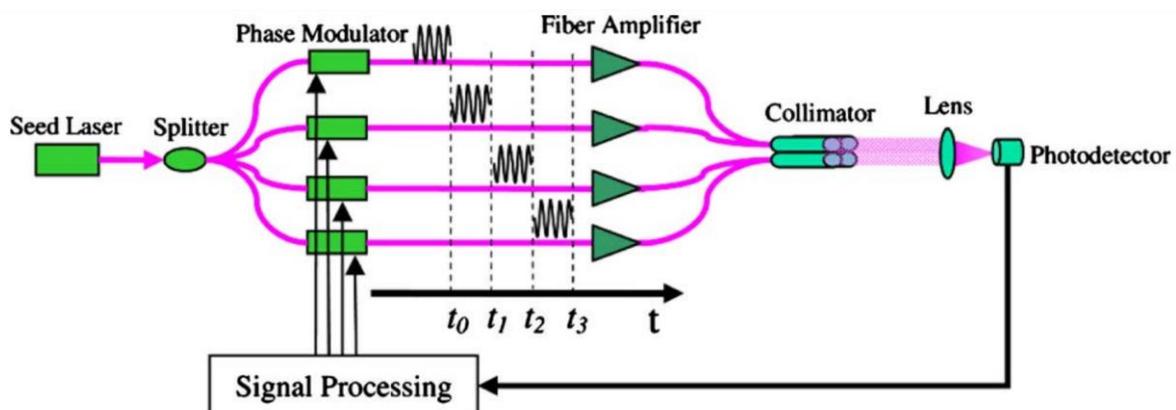


Figure 14 : Schéma de principe de la méthode SFD (single-frequency dithering) [68].

Cette technique reprend l'architecture classique MOPA avec une amplification parallèle fibrée comme on peut le voir sur la Figure 14. Comme pour la méthode LOCSET, la méthode SFD n'emploie qu'un seul photodétecteur au foyer d'une lentille qui forme un champ lointain. C'est à partir du signal mesuré par la photodiode que l'analyse et la correction des phases sont exécutées. Ici, une seule fréquence de modulation est nécessaire, ainsi qu'un seul module de détection synchrone contrairement à la méthode LOCSET qui en demandait autant que de faisceaux.

La méthode SFD consiste à réaliser le marquage en fréquence d'un seul faisceau à la fois. Dans un premier temps, une modulation de phase est appliquée au modulateur de phase de la première voie laser. L'erreur de phase entre cette voie et la moyenne de toutes les autres voies est estimée et interprétée en un terme de correction de phase. Ce terme est alors appliqué sur le modulateur de la première voie amplificatrice. Aucune autre modulation ou correction n'est appliquée sur le reste des faisceaux. Ensuite, la même modulation de phase est appliquée cette fois sur le modulateur de phase de la deuxième voie laser. L'estimation et

la correction de la phase est réalisée de la même manière qu'à la première étape. La première voie laser ne reçoit plus la modulation de phase mais conserve la consigne de correction de phase calculée à l'étape précédente. Aucune action n'est réalisée sur le reste des faisceaux. Ces étapes sont répétées pour chacun des faisceaux, tout en conservant les consignes de correction de phase correspondantes à chaque voie. Ces étapes constituent un premier cycle de corrections dans le but d'optimiser une métrique. Ce cycle est répété plusieurs fois jusqu'à ce que les erreurs de phase entre les faisceaux soient corrigées. Il faut que le processus d'analyse et de correction des phases soit suffisamment rapide pour compenser les erreurs de phase dynamiques avant que celles-ci n'évoluent. Il faut que le temps du cycle, voire de plusieurs, soit inférieur au temps caractéristique des fluctuations de phase des amplificateurs fibrés.

Cette technique a permis de démontrer la mise en phase d'un réseau de 9 faisceaux en atteignant une puissance combinée en champ lointain de 1 kW [69]. L'erreur de phase résiduelle était de $\lambda/15$, le système d'asservissement ne corrigeant que les fluctuations de phase inférieures à 400 Hz. Cette méthode SFD est également efficace dans une configuration de combinaison en champ proche. Dans ce cas, il a été démontré la mise en phase de 4 amplificateurs fibrés fournissant une puissance combinée de 60 W [70]. Plus récemment, des améliorations portées sur le mécanisme de modulation (signaux orthogonaux entre émetteurs) ont eu pour résultats une augmentation de la bande passante jusqu'à 1,6 kHz ce qui a permis de réduire l'erreur résiduelle de phase à $\lambda/41$ [71].

Les méthodes les plus simples dans leur mise en œuvre peuvent consister à maximiser l'intensité du lobe central de la figure d'interférence en champ lointain en optimisant une métrique dans un processus itératif de réduction d'erreur. Cela est rendu possible par des algorithmes qu'on retrouve dans la littérature sous l'appellation de « hill climbing » largement étudiés pour la combinaison cohérente de faisceaux. L'algorithme certainement le plus connu est l'algorithme de descente de gradient parallèle stochastique (SPGD = stochastic parallel gradient descent) [72,74]. Le procédé de correction des phases se fait par l'optimisation d'une fonction objectif qui mesure la puissance combinée sur l'axe optique de propagation (Figure 15) à l'aide d'un unique détecteur ponctuel. Maximiser la fonction objectif revient à minimiser les écarts de phase entre les émetteurs. Si l'algorithme de SPGD est le plus souvent utilisé pour la combinaison en champ lointain, il est également possible de l'appliquer pour une combinaison en champ proche [75].

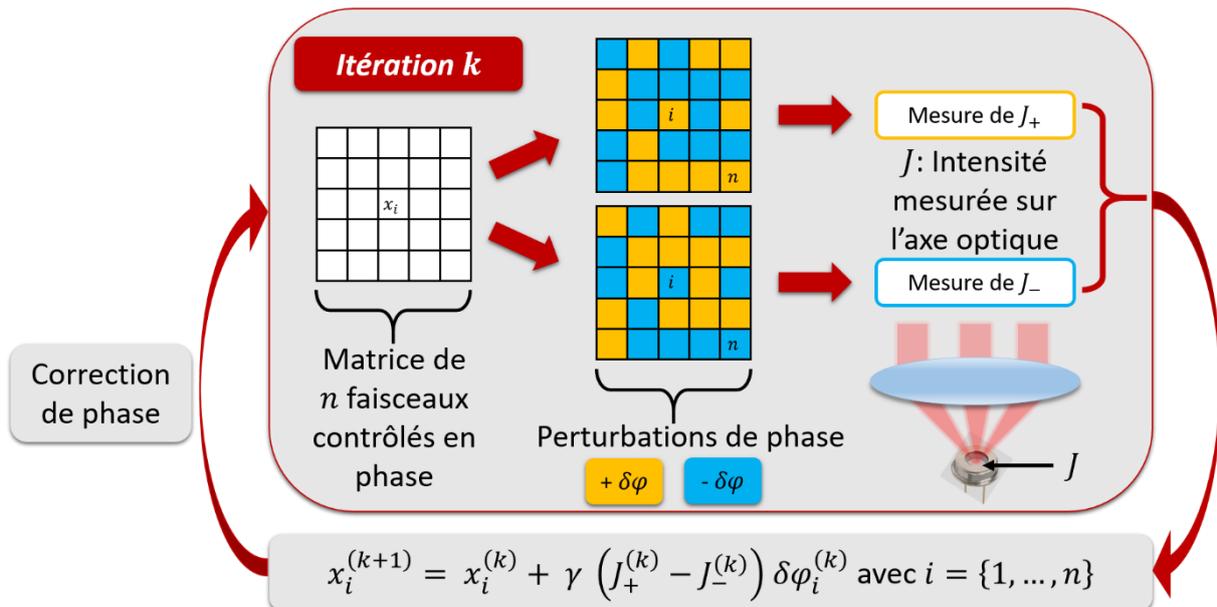


Figure 15 : Schéma de principe de la méthode SPGD (stochastic parallel gradient descent).

La méthode SPGD applique de faibles perturbations de phase $\delta\varphi_i$ sur chaque voie laser i pour déterminer après un calcul de gradient un vecteur de corrections de phases à appliquer aux modulateurs de phase. Ces perturbations sont de même amplitude, mais leur signe est distribué aléatoirement d'un faisceau à l'autre. Chaque itération k contient 3 étapes :

- (1) Une perturbation $\delta\varphi$ est appliquée sur l'ensemble des faisceaux avec un signe distribué aléatoirement. On a alors une carte de phases de perturbations $\pm\delta\varphi$ à laquelle on associe la mesure J_- faite par le photodétecteur pour cette carte de phase.
- (2) La même carte de phase est appliquée mais cette fois ci, les signes sont inversés. On mesure la puissance sur l'axe du montage J_+ pour cette carte de phases.
- (3) La correction de phase se calcule alors de la façon suivante :

$$x_i^{(k+1)} = x_i^{(k)} + \gamma (J_+^{(k)} - J_-^{(k)}) \delta\varphi_i^{(k)} \text{ où } \gamma \text{ est un coefficient de gain.}$$

Ces étapes sont répétées jusqu'à ce que le paramètre J atteigne un état stationnaire qui, théoriquement, correspond à la situation où tous les faisceaux sont en phase. Dans la mise en œuvre de l'algorithme, il est important de régler les paramètres de gain et d'amplitude des perturbations pour minimiser le temps de convergence et l'erreur de phase résiduelle. Des variantes des algorithmes de contrôle par SPGD permettent d'ajuster automatiquement l'amplitude des perturbations et le gain appliqué aux modulateurs de phase [76-79].

Les méthodes basées sur l'algorithme de SPGD sont avantageuses par leur faible coût et leur facilité de mise en œuvre : elles utilisent un détecteur unique et rapide de type photodiode ainsi que des algorithmes peu exigeants en ressources de calcul. Elles ne nécessitent pas de modules de traitement électronique spécifique pour récupérer l'information de phase. Bien que cette méthode oblige à appliquer des perturbations de phase à chaque itération, ce qui rend la qualité de la combinaison limitée par leur amplitude, en général, ces perturbations sont faibles et suffisent à obtenir une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/30$. En revanche, cette méthode est limitée par plusieurs aspects. La première limitation est intrinsèque au principe de l'algorithme SPGD. Il évalue l'effet sur la fonction objectif de faibles corrections de phase et choisit la meilleure à chaque itération, ce qui correspond à une recherche d'optimum

local. Cette recherche demande plus de temps lorsque le nombre de possibilités augmente, ce qui est le cas avec l'évolution du nombre de faisceaux. En effet, il a été montré que le nombre de corrections augmente linéairement avec le nombre de faisceaux à contrôler [74]. On estime qu'il faut environ dix corrections par faisceau. La bande passante de la boucle d'asservissement se voit alors rapidement limitée. Cette limitation a conduit à des évolutions continues de l'algorithme avec, par exemple, des cartes de perturbations de phase qui sont orthogonales entre elles, ce qui améliore la bande passante d'asservissement [80]. Ainsi, avec cette démarche, le temps de convergence a été réduit d'un facteur 4 lors de la démonstration de la mise en phase de 21 lasers à semiconducteurs (Figure 16).

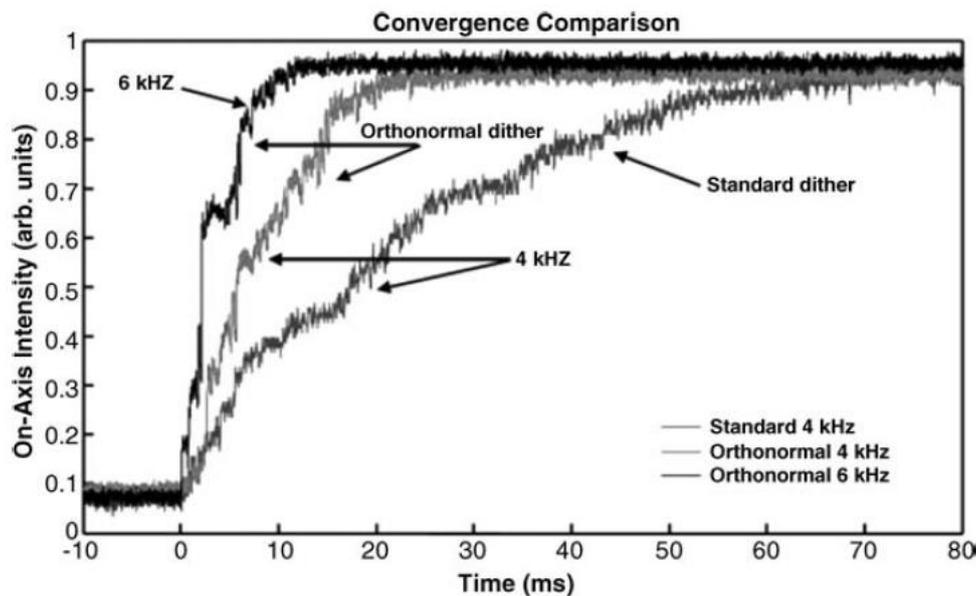


Figure 16 : Comparaison expérimental de la convergence de la méthode SPGD (stochastic parallel gradient descent) par application de cartes de phases orthogonales ou classiques [80].

Une variante proposée pour les réseaux de grande taille consiste à augmenter le nombre de détecteurs en créant des sous-groupes de faisceaux. Il s'agit de mettre en phase les sous-groupes de faisceaux en parallèle afin de réduire le nombre effectif d'émetteurs considérés dans l'algorithme de SPGD. Il y a donc autant de détecteurs que de sous-groupes et un supplémentaire pour la maille entière regroupant tous les faisceaux. La mise en phase expérimentale d'un réseau de 11 sous-groupes de 21 faisceaux a ainsi pu être accélérée d'un facteur 8 par l'utilisation de 12 détecteurs (1 par sous-groupe + 1 pour la maille entière) comme montré en Figure 17 [80].

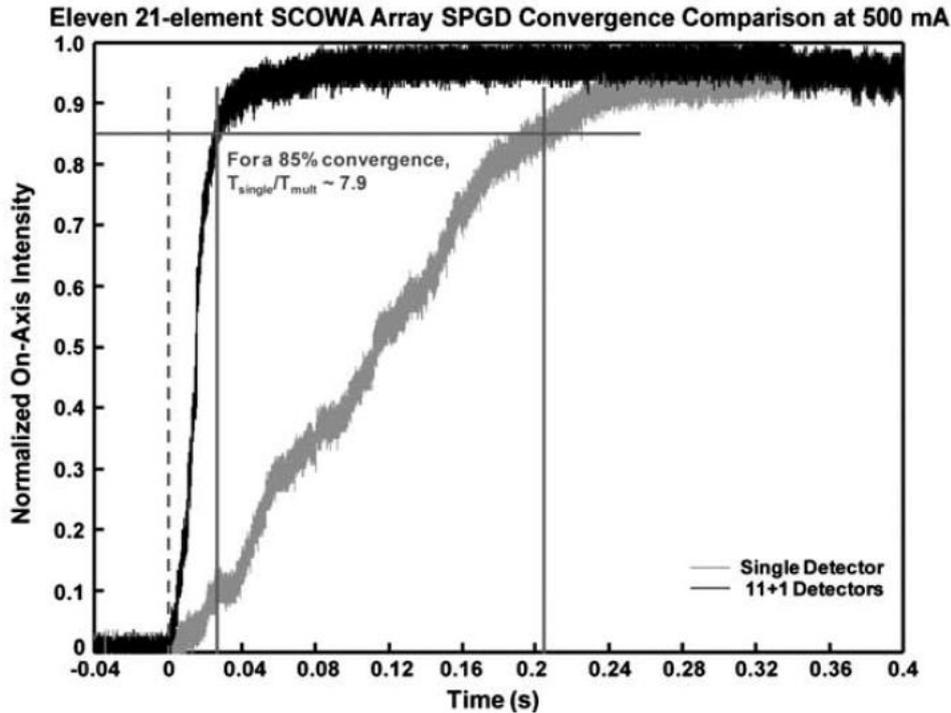


Figure 17 : Comparaison expérimentale de la convergence de la méthode SPGD (stochastic parallel gradient descent) en utilisant un ou 11+1 détecteurs [80].

Dans l'ensemble, l'algorithme SPGD est certainement le plus répandu dans le contexte de la combinaison cohérente active et c'est avec cette technique que le nombre record de 107 lasers à fibre combinés a été obtenu avec une erreur résiduelle de phase de $\lambda/22$ [35]. Dans la référence [35], la bande passante d'asservissement n'est pas renseignée, les auteurs communiquent seulement sur la fréquence d'itération de la SPGD qui est de 1 MHz. On imagine que, compte-tenu du très grand nombre de faisceaux, le nombre d'itérations nécessaire à la mise en phase doit être environ de mille et que la bande passante doit être inférieure à 1 kHz. Très récemment, une autre expérience a démontré la combinaison de 7 lasers à fibre par SPGD pour une forte puissance combinée de 7,1 kW [81]. La bande passante était de l'ordre du kHz et la figure d'interférence traduisait une erreur de phase résiduelle élevée du fait d'une valeur du PRIB (Power Ratio In the Bucket) mesurée à 19% alors que la valeur théorique idéale est de 63%.

On notera que contrairement aux méthodes de mesure de phase décrites précédemment, la méthode SPGD ne peut intrinsèquement pas atteindre un état de phase du réseau choisi de façon arbitraire puisqu'elle cherche uniquement à maximiser l'intensité au point où est situé le détecteur. Nous verrons dans la suite de ce chapitre les stratégies mises en œuvre pour permettre malgré tout la concentration de l'énergie sur une cible distante après traversée d'un milieu aberrant, qui impose de façonner les phases du réseau de lasers en amont de ce milieu.

A présent, on va introduire une méthode de correction de phase itérative qui a été proposée par le laboratoire XLIM et étudiée lors de la thèse de David Kabeya [82]. Cette approche non perturbative et sans onde de référence a été imaginée pour être efficace même à grand nombre de faisceaux. Elle se base sur un dispositif de filtrage optique qui transcrit les variations de phase des émetteurs lasers en variations d'intensité. Cette transcription n'étant pas bijective, la méthode utilise un algorithme d'optimisation qui restitue une estimation de la valeur des phases à partir des mesures faites sur les faisceaux après filtrage. Ces mesures et

les calculs des corrections de phase font partie d'une boucle d'optimisation opto-numérique visant à réduire les écarts de phase entre les faisceaux.

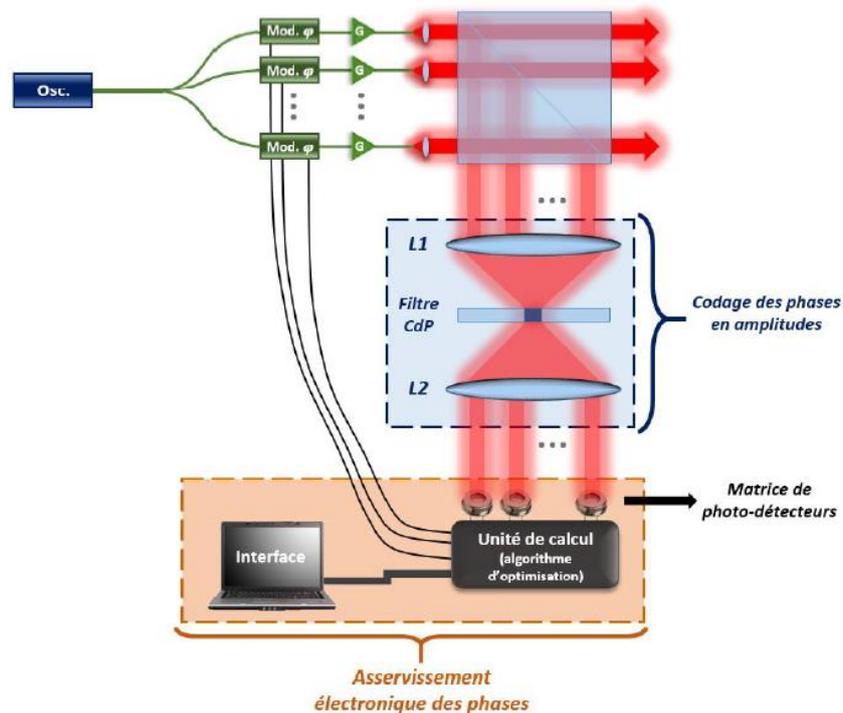


Figure 18 : Schéma de principe de la méthode de mise en phase PIM (Phase Intensity Mapping) [82].

La Figure 18 dévoile le schéma de principe de la méthode baptisée PIM pour « Phase Intensity Mapping ». On retrouve l'architecture MOPA classique de n sorties laser amplifiées qui sont ensuite divisées selon deux voies, la voie « utile » ou de puissance et la voie d'analyse des phases. Cette dernière est constituée d'un système de filtrage à contraste de phase qui est l'élément au cœur de la méthode PIM. Une matrice de photodétecteurs mesure l'intensité des faisceaux qui se sont vus être modulés en fonction de leur état de phase après transmission par le filtre de phase. C'est à partir de ces intensités que l'algorithme calcule les corrections à appliquer aux modulateurs de phase électro-optiques.

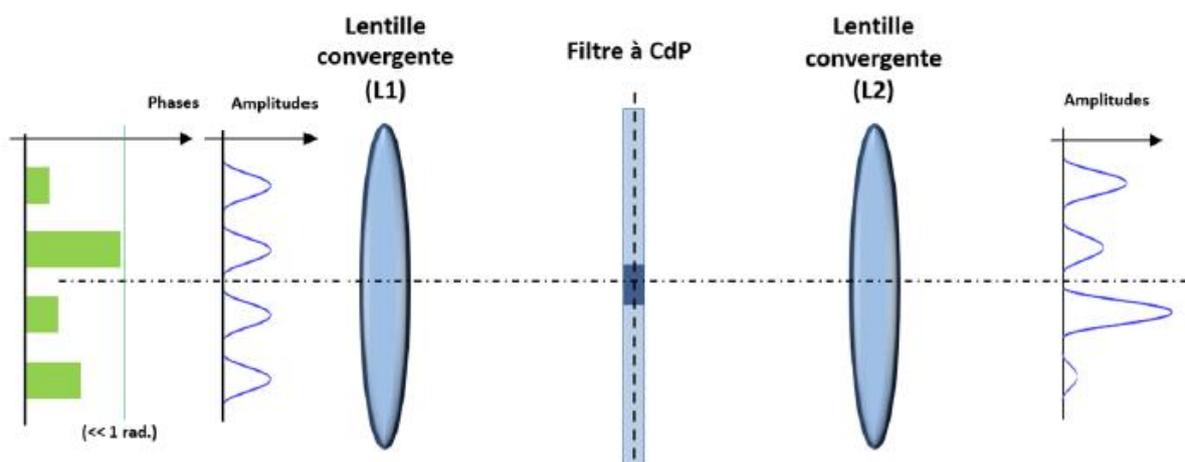


Figure 19 : Schéma du montage optique réalisant la transcription des écarts de phase en écarts d'amplitude par une opération de filtrage à contraste de phase [82].

L'opération de filtrage à contraste de phase représentée en Figure 19 constitue le point clef de la méthode. L'élément filtrant est positionné dans le plan focal commun aux deux lentilles convergentes qui constituent un système afocal. Les faisceaux du réseau de lasers se superposent dans le plan du filtre à contraste de phase après traversée de la première lentille. Ce filtre déphase de $\pi/2$ les fréquences spatiales basses du champ laser multipoints par rapport aux hautes fréquences et atténuent ces dernières. Le spectre de fréquences spatiales filtré subit une nouvelle transformation de Fourier par le biais de la seconde lentille. L'image filtrée des faisceaux (plan focal image de la seconde lentille) révèle une information sur la phase de ces mêmes faisceaux avant filtrage (plan focal objet de la première lentille). Un réseau de photodiodes vient collecter l'intensité crête de chacun de ces faisceaux filtrés pour alimenter un algorithme de projections alternées dérivé de l'algorithme de Gerchberg-Saxton [83,84]. Ce dernier construit des champs filtrés en associant la mesure fournie par les photodiodes à une phase théorique correspondant aux réseaux de lasers en phase (opération appelée projection). On réalise alors par un calcul de propagation inverse dans le système de filtrage à contraste de phase une estimation des phases du réseau de lasers. Elle est ensuite utilisée pour apporter une correction sur les modulateurs de phase en amont des amplificateurs et réduire leur écart de phase.

Cette méthode présente un avantage majeur par rapport à des méthodes concurrentes telle que la SPGD : la Figure 20 montre que le nombre d'actionnements nécessaires pour atteindre une qualité de mise en phase donnée ne dépend pas du nombre de faisceaux. Ceci est dû au fait que dans le cas de la méthode PIM, par principe, le nombre de détecteurs est égal au nombre de faisceaux. De plus, contrairement à l'algorithme SPGD, la méthode PIM n'est pas perturbative.

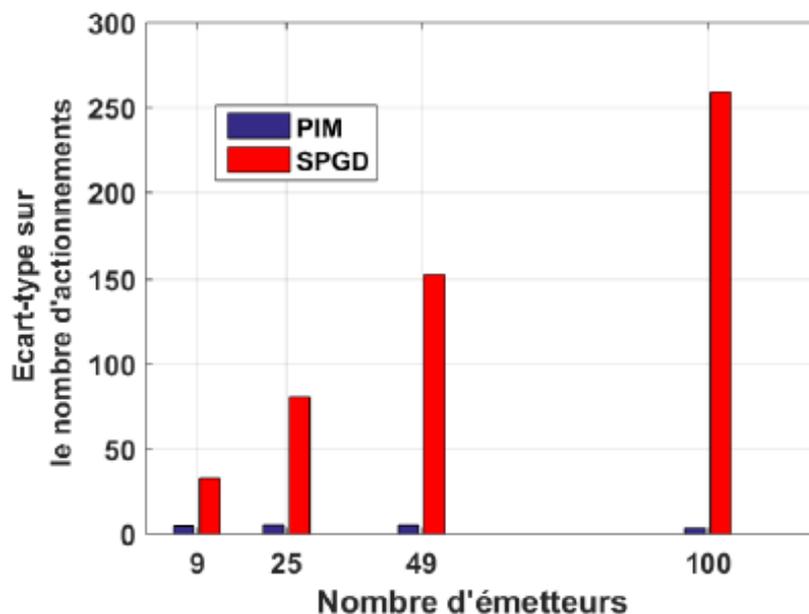


Figure 20 : Ecart-type du nombre d'actionnements nécessaire pour atteindre 96% avec la méthode PIM (Phase Intensity Mapping) en bleue contre la méthode SPGD (stochastic parallel gradient descent) en rouge. Résultats obtenus par simulations numériques dans [82].

David Kabeya a pu valider cette méthode sur un banc de preuve de concept [85] dans un premier temps et ensuite avec un système d'amplificateurs fibrés [86]. Les 37 amplificateurs

fibres développés par la société CILAS avaient des puissances de sortie de 5 W chacun, après les étages d'amplification, soit une puissance totale de 185 W une fois les faisceaux combinés.

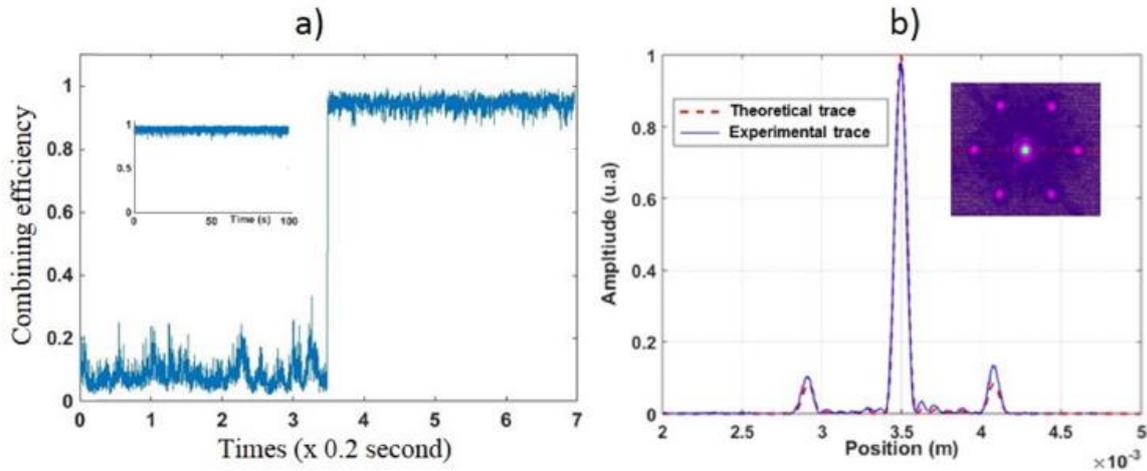


Figure 21 : (a) Mesure temporelle de l'intensité au centre de la figure d'interférence et (b) comparaison entre le profil expérimental et le profil théorique prélevé sur la figure en champ lointain [86].

D. Kabeya a montré que la méthode PIM verrouille le front d'onde multi-pupillaire en 15 itérations en moyenne de boucle opto-numérique, pour une qualité de phasage de 94% avec un écart-type de 2%, ce qui correspond à une erreur de phase résiduelle de $\lambda/25$. La bande passante était d'environ 1 kHz. La stabilité de l'intensité en champ lointain et la bonne correspondance entre champs lointains théorique et expérimental sont illustrées en Figure 21. La méthode PIM présente toutefois une limite majeure : elle ne peut verrouiller le front d'onde synthétique que vers un état cophasé.

Cette limite a été repoussé lors des travaux de thèse de JérémY Saucourt en proposant la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) qui est une amélioration de la méthode PIM [87]. Le module optique de transcription phases – intensités précédemment utilisé (lame à contraste de phase) a été remplacé par un diffuseur de surface. Il réalise un mélange des faisceaux qui se traduit par la formation d'une figure d'interférence appelée speckle. Une mesure intensimétrique multi-ponctuelle est réalisée dans ce plan d'interférence. La figure d'interférence de ce speckle dépend des relations de phase des faisceaux incidents. Par la suite, ce diffuseur de surface sera qualifiée de transcritteur phases-intensités par abus de langage.

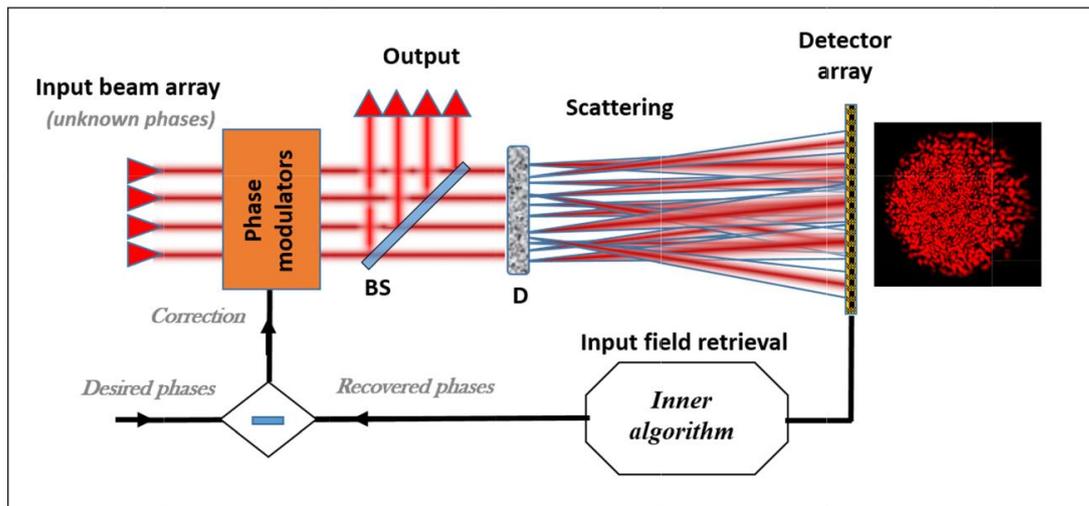


Figure 22 : Schéma de principe de la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) [88]. (BS : lame séparatrice. D : diffuseur de surface.)

Les mesures intensimétriques alimentent une boucle numérique interne. Son fonctionnement repose sur la connaissance de la transformation physique réalisée par le diffuseur de surface. Elle passe par une étape préliminaire pour réaliser la mesure de sa matrice de transmission à l'aide d'une onde sonde. La boucle numérique interne emploie un algorithme de recouvrement de phase basé sur des projections alternées. Contrairement à la méthode PIM, plusieurs itérations « internes » (purement numériques) seront effectuées à partir d'une même mesure intensimétrique. Cette boucle numérique permet d'estimer les phases du réseau de faisceaux. Le conjugué de cette estimation permet de verrouiller les faisceaux vers des phases cibles définies dans les consignes envoyées aux modulateurs de phase.

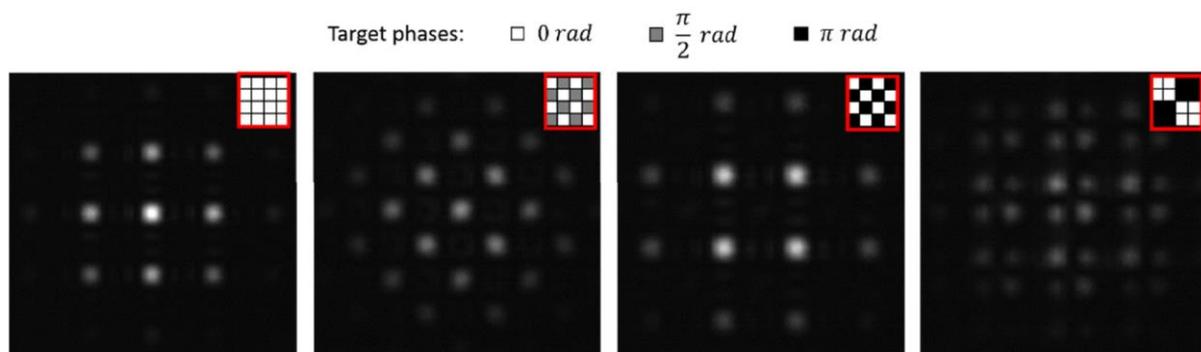


Figure 23 : Images du champ lointain de 16 faisceaux pour différents états de phases cibles obtenues par la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) [88]. Les damiers représentent les états de phases cibles des 16 (4×4) faisceaux en niveaux de gris (0 en noir, $\frac{\pi}{2}$ en gris, π en blanc).

La méthode PIM-PR a été validée sur un banc expérimental de preuve de principe [88]. Le verrouillage des phases de 16 faisceaux a permis de façonner le profil intensimétrique en champ lointain comme le montre la Figure 23. Les performances de la méthode PIM-PR restent de même niveau que celles de la méthode PIM. La mise en phase a été réalisée avec une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/30$ pour n'importe quel état cible des phases. Le principe et les performances (allant jusqu'à 100 faisceaux [87]) de cette méthode seront détaillés dans le deuxième chapitre de ce manuscrit.

Enfin, je précise qu'une nouvelle famille d'algorithmes fonctionnant sur le principe de l'intelligence artificielle est explorée depuis quelques années dans le contexte de la combinaison cohérente. J'ai choisi dans ce chapitre de décrire seulement les méthodes plus « classiques ». Celles exploitant des procédés d'intelligence artificielle seront détaillées dans un état de l'art en partie III.

On a vu à travers ce sous-chapitre certaines des nombreuses méthodes existantes pour réaliser la combinaison cohérente d'un réseau de lasers. Le Tableau 1 résume les spécificités et les performances des méthodes développées dans cette sous-section.

Tableau 1 : Tableau résumant le principe des méthodes de combinaison cohérente et les performances démontrées expérimentalement.

Méthode	Principe de la méthode					Performances publiées			
	Type	Perturbative	Onde de référence	Façonnage du front d'onde	Compatibilité nombre de faisceaux	Bande passante	Erreur résiduelle de phase	Nombre de faisceaux	Puissance
Interférométrie spatiale	Directe	Non	Oui	Oui	Moyenne	450 Hz [48]	$\lambda/_{55}$ [49] impulsional	61 [49] impulsional	1 kW [49] impulsional
Détection optique hétérodyne	Directe	Non	Oui	Oui	Moyenne	10 kHz [50]	$\lambda/_{30}$ [50]	7 [34] (slab lasers)	100 kW [34] (slab lasers)
LOCSET	Directe	Oui	Non	Oui	Moyenne	65 kHz [58]	$\lambda/_{71}$ [54]	32 [54] (fibres passives)	10,4 kW [30] impulsional
Interféromètre à décalage quadrilatéral	Directe	Non	Non	Oui	Moyenne	20 Hz [62]	$\lambda/_{10}$ [62]	64 [62]	~4 W [62]
SFD	Itérative	Oui	Non	Non	Moyenne	1,6 kHz [71]	$\lambda/_{41}$ [71]	9 [69]	1,08 kW [69]
SPGD	Itérative	Oui	Non	Non	Faible	< 1 kHz [35]	$\lambda/_{22}$ [35]	107 [35]	7,1 kW [81]
PIM	Itérative	Non	Non	Non	Forte	1 kHz [86]	$\lambda/_{25}$ [86]	37 [86]	185 W [86]
PIM-PR	Itérative	Non	Oui	Oui	Forte	Banc modèle	$\lambda/_{30}$ [88]	100 [87]	mW (non amplifié)

Dans l'ensemble, les méthodes interférométriques à mesure directe de la phase sont très efficaces. Cependant, pour la plupart, la complexité et le coût de ces systèmes augmentent avec le nombre de faisceaux en jeu. A l'inverse, pour les méthodes itératives, la complexité est reportée sur l'algorithme ce qui permet de relâcher les contraintes sur le système d'un point de vue électronique, voire optique. Une certaine diversité existe parmi les différents algorithmes, et certains ne peuvent pas verrouiller les phases du réseau de faisceaux sur un jeu arbitraire quelconque, se privant de certaines fonctionnalités de la combinaison cohérente en champ lointain. Les contraintes liées à la combinaison sur une cible distante sont discutées dans le sous-chapitre suivant, ainsi que les solutions apportées pour adresser cette problématique.

I.3. Combinaison cohérente de faisceaux lasers sur une cible distante

I.3.1. Suivi de cible distante mobile

Pour certaines applications, il est nécessaire de déposer de l'énergie sur une cible distante mobile. Dans le cas d'un unique faisceau de forte puissance, le pointé de la cible est géré avec une tourelle trois axes de type gimbal. Toutefois, ce type de mécanique ne permet pas de réaliser un tracking fin qui, par exemple, permettrait de déposer et maintenir l'énergie sur un point particulier de la cible distante. Ce système est de plus associé à un miroir déformable ou un système télescopique agile pour focaliser le faisceau à la distance requise. Dans le cas d'un réseau de faisceaux cohérents, il est possible d'ajuster leurs phases relatives pour réaliser ces fonctions :

- La focalisation peut être gérée sans optique mobile, en ajustant les pistons de phase relatifs entre les faisceaux émis, pour former une courbure globale du front d'onde de synthèse, de rayon ajustable (Figure 24 (a)). Pour produire une courbure significativement semblable à celle d'un miroir sphérique par exemple, le front d'onde de synthèse doit être constitué d'un grand nombre de faisceaux élémentaires. Autrement, un miroir inclinable sur chacun des faisceaux (ajout d'une pente locale) est nécessaire afin d'améliorer sensiblement la focalisation. On évite ainsi, l'emploi d'un large miroir déformable, technologiquement complexe, encombrant et coûteux.
- Le tracking fin peut également être géré en imposant une pente de phase globale, discrétisée par les pistons de phase du réseau de faisceaux (Figure 24 (b)). Dans ce cas, l'agilité en pointé est toutefois limitée au décalage du lobe principal dans l'enveloppe du champ d'interférence des faisceaux combinés⁷. Un miroir inclinable sur chacun des faisceaux (ajout d'une pente locale) est nécessaire pour étendre la plage angulaire de ce tracking fin si besoin.

Les miroirs inclinables, dans les deux cas de figure, peuvent être aussi remplacés par une translation des extrémités des fibres amplificatrices en amont de la lentille de collimation en sortie du laser multi-pupillaire comme illustré Figure 25.

⁷ Considérons un exemple d'une combinaison cohérente de faisceaux de longueur d'onde $\lambda = 1064$ nm et de demi-largeur $\omega_0 = 15$ mm sur une distance $z = 1$ km. La largeur de l'enveloppe de diffraction correspondante sur la cible ne serait que de $\frac{2\lambda z}{\pi\omega_0} = 4,5$ cm.

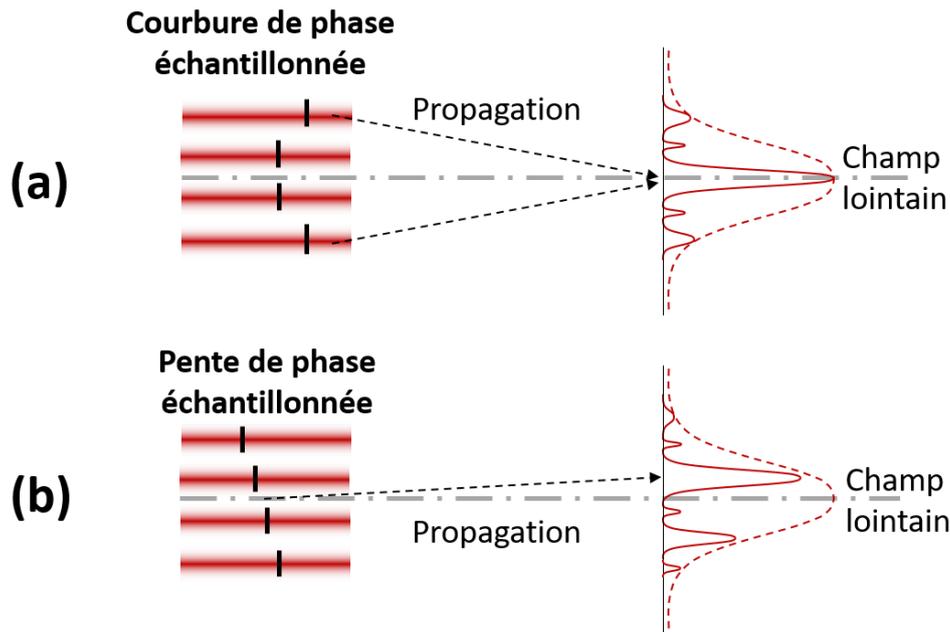


Figure 24 : Représentation schématique (a) de la focalisation du front d'onde segmenté par application de pistons et (b) du contrôle fin de la direction des faisceaux par application de pistons (l'angle entre la flèche pointillée et la pente de phase n'est pas respecté délibérément pour la représentation schématique ici (angle très faible en général)).

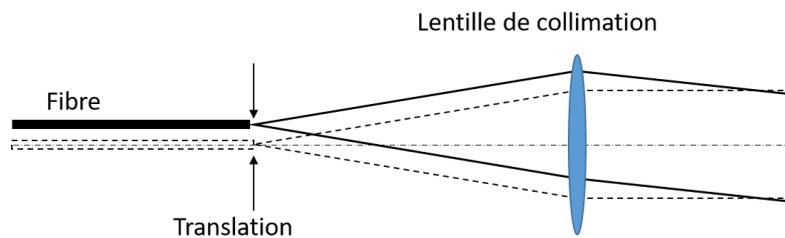


Figure 25 : Translation de la fibre optique en amont de sa lentille de collimation qui permet de modifier l'angle d'émission (tip selon un axe, tilt selon l'autre).

I.3.2. Perturbations atmosphériques

On a vu précédemment que les méthodes de combinaison cohérente active d'un réseau de faisceaux en arrangement multi-pupillaire sont nombreuses. Or, avoir un front d'onde synthétique plan en sortie du système ne suffit pas à concentrer la puissance émise sur une cible distante. Avant d'atteindre cette cible, les faisceaux se propagent en espace libre traversant l'atmosphère qui induit des perturbations à cause de ses inhomogénéités d'indice. Lorsque l'ensemble des faisceaux subit les mêmes variations, les écarts de phase relatifs restent les mêmes le long de la traversée et cela n'a pas d'impact sur la figure d'interférence sur la cible. A l'inverse, lorsque ces aberrations sont différentes d'une voie à l'autre, le front d'onde est modifié. Cela a pour conséquence de brouiller la figure d'interférences sur la cible qui perd son lobe central brillant (Figure 26 (a)).

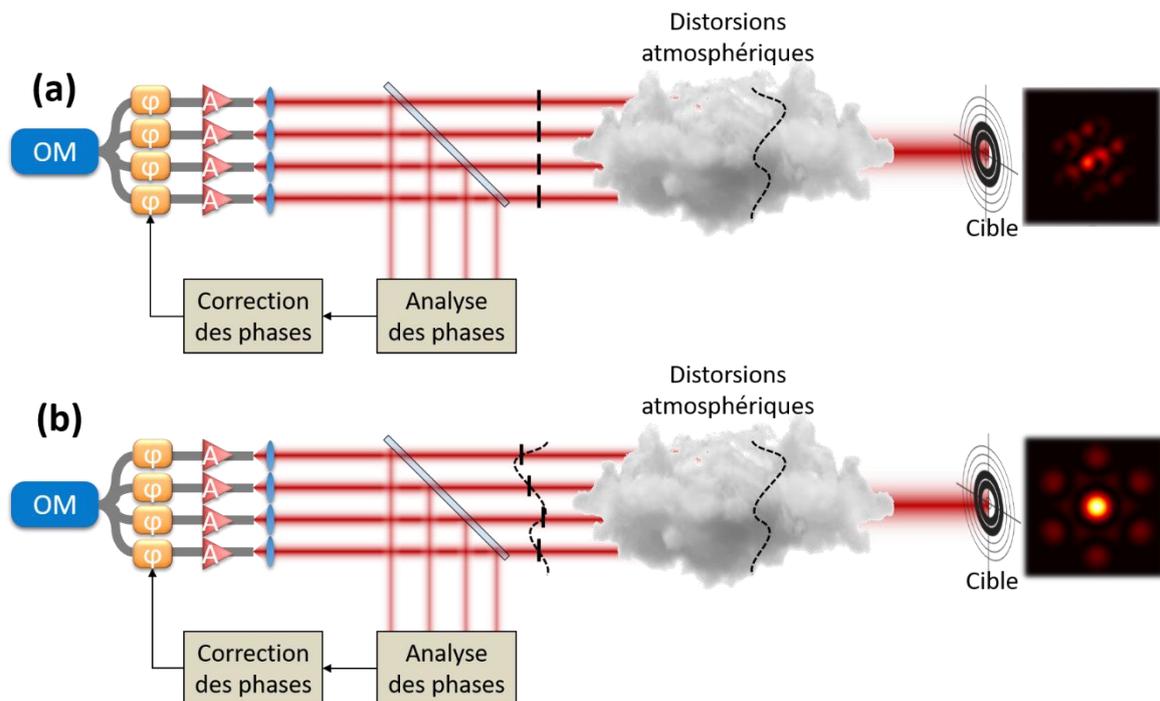


Figure 26 : Boucle de mise en phase (a) sans pré-compensation des aberrations atmosphériques et (b) avec pré-compensation des aberrations atmosphériques. (OM : Oscillateur Maître. A : Amplificateurs. φ : modulateurs de phase.)

De plus, ces aberrations atmosphériques peuvent varier plusieurs centaines de fois par seconde [89]. La dispersion de l'énergie sur la cible dans l'enveloppe de diffraction est dynamique et inconnue. La gestion de la traversée de l'atmosphère est donc à considérer par le système de contrôle des phases des faisceaux lasers. L'objectif est de préformer en champ proche le front d'onde échantillonné par le réseau de lasers, en appliquant à chaque élément une correction en piston et tip-tilt éventuellement⁸, conjuguée des aberrations de l'atmosphère. Celle-ci vient s'ajouter à la correction des fluctuations de phase dues au système d'amplification (Figure 26 (b)). On peut trouver dans ces architectures l'intégration d'éléments d'optique adaptative, pour gérer en plus du piston, le tip et le tilt, qui peuvent être les mêmes que ceux éventuellement utilisés pour le tracking fin et la focalisation globale des faisceaux sur la cible.

Il existe deux manières d'aborder la problématique de la mise en phase dans ce contexte. La première consiste à inclure la cible dans la boucle d'asservissement et à maximiser le signal réfléchi par la cible. La seconde cherche à caractériser les aberrations induites par la traversée de l'atmosphère par une mesure de front d'onde pour fournir les biais de phase à corriger au système d'asservissement du laser multi-pupillaire. Ces consignes sont ajoutées aux commandes de phase du système qui simultanément corrige aussi les variations de phase entre les voies amplificatrices. La fin de ce chapitre décrit des travaux réalisés avec ces deux approches.

⁸ Il est nécessaire de compenser le tip-tilt d'un faisceau seulement si ce dernier a subi des variations d'indices notables sur sa section. C'est le cas lorsque le rayon des faisceaux élémentaires est de l'ordre de grandeur ou supérieur au paramètre de Fried (qui peut être vu comme le rayon en dessous duquel le front d'onde n'est pas perturbé).

I.3.3. Méthodes de compensation des aberrations atmosphériques : inclure la cible dans la boucle d'asservissement

Principe de la mise en phase avec des architectures intégrant la cible dans la boucle de rétroaction

La majorité des méthodes de compensation des aberrations atmosphériques réalisent directement la mise en phase sur la cible à partir d'une boucle de rétroaction dite « target-in-the-loop » [90] comme montré sur la Figure 27. Comme son nom l'indique, la cible est intégrée dans la boucle de rétroaction. La détection peut se faire directement sur la cible. Cependant, dans la majorité des applications d'énergie dirigée, la cible est distante de plusieurs centaines voire milliers de mètres, en mouvement et non accessible par l'utilisateur. Le cas échéant, le principe des méthodes target-in-the-loop repose alors sur le fait qu'on soit capable de détecter un signal réfléchi ou rétrodiffusé par la cible. Le système émetteur comporte un récepteur ponctuel qui maximise le PIB (« Power In the Bucket »). Cette analyse nécessite que le signal mesuré par le récepteur ne se soit propagé qu'à travers un seul « canal atmosphérique ». De cette manière, le front d'onde du rayonnement rétrodiffusé n'est pas déformé et le signal observé est bel et bien caractéristique du niveau de brillance sur la cible. Un diaphragme est par exemple positionné avant le détecteur afin de filtrer spatialement le rayonnement rétrodiffusé et respecter cette condition.

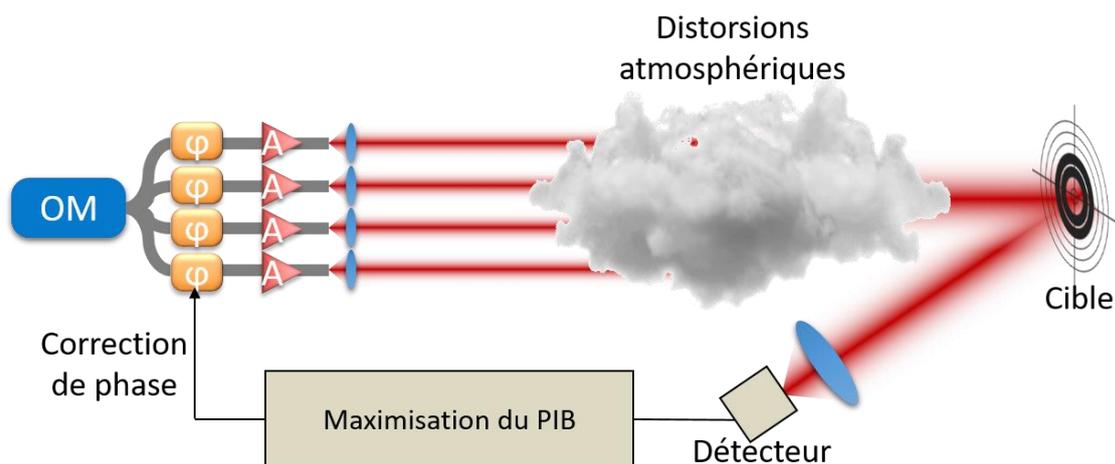


Figure 27 : Schéma de principe des méthodes de combinaison cohérente qui intègrent la cible dans la boucle d'asservissement. Aucune distorsion n'est représentée sur le trajet retour car on considère que le signal mesuré n'a rencontré qu'un seul « canal atmosphérique ». (OM : Oscillateur Maître. A : amplificateurs. ϕ : modulateurs de phase. PIB : Power In the Bucket.)

Une difficulté vient du fait que toutes ces corrections doivent être calculées et appliquées avant que l'atmosphère ne change. La bande passante de la boucle de correction de phase doit être compatible avec les fluctuations de phase les plus rapides. Comme pour celles des amplificateurs, les fluctuations de phase liées à l'atmosphère peuvent être de l'ordre du kHz. On rappelle que comme les modulateurs de phase peuvent corriger très rapidement les phases (> GHz), l'attention doit être portée sur la boucle électro-numérique pour le calcul et l'application des corrections des phases. Cela concerne les éléments du système, à savoir le

détecteur, le matériel électronique de calcul (ordinateur, calculateur, FPGA⁹, etc.), l'algorithme et nécessite la prise en compte du temps de propagation laser – cible – détecteur.

Réalisation expérimentale de mise en phase avec des architectures intégrant la cible dans la boucle de rétroaction

Certaines démonstrations ont été effectuées avec des aberrations atmosphériques artificielles (ajout de perturbations maîtrisées statiques ou dynamiques en laboratoire) et d'autres ont été réalisées dans des conditions réelles d'utilisation en extérieur.

On peut mentionner la mise en phase d'un réseau de 3 faisceaux démontrée en laboratoire en simulant les aberrations atmosphériques par un masque de phase [91]. Cet article montre que le verrouillage des phases peut être obtenu aussi bien par des méthodes à détection hétérodyne qu'à marquage en fréquence dont les schémas expérimentaux sont illustrés en Figure 28. Il faut garder à l'esprit que les configurations de la Figure 28 ne sont pas réalisables dans la majorité des applications d'énergie dirigée. En effet, la détection est ici faite sur la cible alors qu'en réalité, dans la majorité des cas, elle n'est pas accessible.

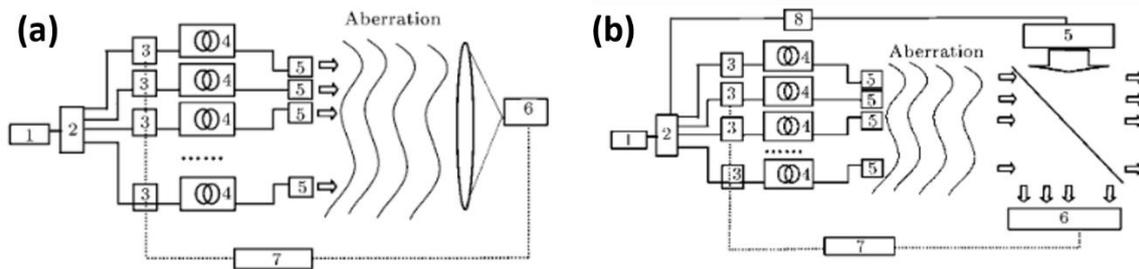


Figure 28 : Schéma d'une expérience « target-in-the-loop » à partir (a) d'une méthode à marquage en fréquence et (b) d'une méthode employant une détection hétérodyne [91]. 1 : Oscillateur Maître. 2 : Diviseur 1 vers n faisceaux. 3 : Modulateurs de phase. 4 : Amplificateurs fibrés. 5 : Collimateurs. 6 : Détecteur. 7 : Boucle de rétroaction. 8 : Modulateur acousto-optique.

Si aucun chiffre quantifiant la qualité de la mise en phase n'est donné par les auteurs, ils assurent obtenir une bonne stabilité une fois les faisceaux verrouillés. Ils revendiquent que cette méthode peut être étendue à un nombre illimité de faisceaux. Cependant, il s'agit ici d'une démonstration de la combinaison cohérente de 3 faisceaux à travers un milieu aberrant figé où la détection se fait sur la cible. Une autre démonstration, cette fois-ci en extérieur, a été réalisée avec la technique de marquage en fréquence [92]¹⁰. La combinaison cohérente de 7 faisceaux a été faite sur une distance de plus de 400 mètres et ici encore la détection se faisait directement sur la cible. Cela a permis de mesurer un PIB 25 fois plus élevé que celui d'un faisceau individuel pour des fréquences jusqu'à 1 kHz.

On a vu que la méthode LOCSET est une méthode compatible avec l'augmentation du nombre de faisceaux et avec la reconfiguration des phases cibles. Quelques démonstrations expérimentales ont été réalisées dans des configurations target-in-the-loop en utilisant le signal rétrodiffusé par la cible. En 2010, Pulford et al. ont reporté une première combinaison cohérente sur un objet distant de 4 mètres environ par méthode LOCSET où des perturbations atmosphériques ont été produites artificiellement par un pistolet à air chaud [93]. Plus

⁹ FPGA = Field-Programmable Gate Array. C'est un circuit intégré programmable qui permet principalement de réaliser des calculs plus rapidement que les ordinateurs ou calculateurs traditionnels.

¹⁰ L'application visée par cette référence concerne les communications en espace libre.

récemment en 2021, et un peu plus proche de conditions réelles, l'ONERA a démontré la mise en phase de 7 amplificateurs fibrés sur une distance allant de 15 m à 1 km en extérieur dans des conditions atmosphériques turbulentes¹¹ [94]. La Figure 29 illustre le banc optique où le signal mesuré est rétrodiffusé par la cible et alimente le système électronique de démodulation fréquentielle et récupération de l'erreur de piston de phase. En réalité, la cible est coopérative car sa surface est très réfléchissante. On notera la présence du système d'analyse des phases PISTIL dont le principe a été détaillé plus tôt. Cet interféromètre est ici utilisé pour la caractérisation des erreurs de phase résiduelles mesurées entre chaque émetteur lorsque l'asservissement est en marche. Les auteurs mentionnent qu'il n'est pas envisageable de le voir intégré à la boucle de correction de phase.

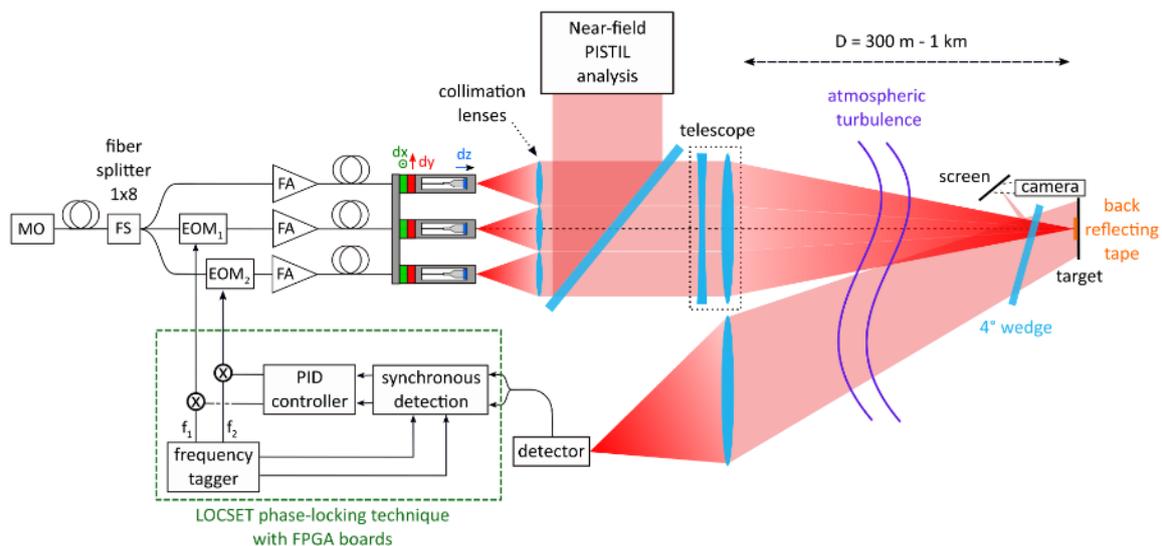


Figure 29 : Montage expérimental « target-in-the-loop » pour la mise en phase de 8 faisceaux à l'aide de la méthode LOCSET (Locking of Optical Coherence by Single-detector Electronic-frequency Tagging) [94].

Ainsi, à titre de référence, une erreur résiduelle de phase de $\lambda/70$ a été mesurée en laboratoire après propagation sur une courte distance sans aberrations atmosphériques [95]. En extérieur, les auteurs ont montré qu'à des distances inférieures à 100 m, la combinaison reste très efficace. La figure d'interférence se dégrade comme on le voit sur la Figure 30 pour une distance de 311 mètres puis 1 km. Il s'agit de plusieurs images capturées dans le temps par une caméra 2D puis moyennées pour les images a), b), e), f). Malgré une combinaison dégradée, ces images révèlent que l'asservissement permet tout de même d'augmenter la densité d'énergie déposée sur la cible qui se traduit par la présence d'une figure d'interférences structurée. Les images c), d), g), h) sont des captures « instantanées » qui dévoilent la distorsion de la figure d'interférences à des instants différents par les turbulences atmosphériques.

¹¹ Hautes températures au moment des essais donc des variations de l'indice de réfraction importantes.

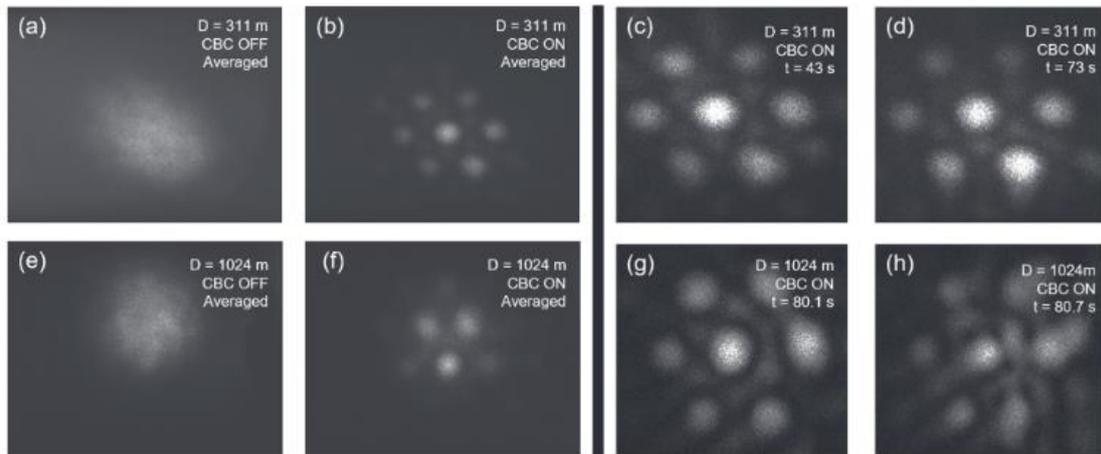


Figure 30 : Images du faisceau combiné en champ lointain à 311m (ligne du haut) et 1024m (ligne du bas) (a) et (e) moyennées sans asservissement ; (b) et (f) moyennées avec asservissement ; (c), (d), (g) et (h) prises à des instants différents avec asservissement [95].

Bien que la bande passante de la boucle de correction soit de 30 kHz, les corrections ne se font qu'en piston alors que les turbulences atmosphériques agissent également sur le tip-tilt des faisceaux, ce qui peut expliquer l'évolution dynamique de la structure spatiale du champ combiné. Les valeurs de PRIB mesurées entre le lobe central et l'enveloppe totale à 311 m et 1 km sont respectivement de 23% et 19%.

La méthode SFD qui utilise également un détecteur ponctuel pour la mise en phase peut être exploitée également dans une configuration pour laquelle la cible est incluse dans la boucle d'asservissement. Une telle démonstration a été réalisée sur une cible non coopérative en 2011 [96]. La photodiode mesure le signal rétrodiffusé par la cible et l'optimisation de la fonction objectif est réalisée en ce plan. Dans cet article, la mise en phase est effectuée avec deux faisceaux seulement dans un laboratoire sans la présence de turbulences atmosphériques particulières. Cette expérience démontre simplement qu'il est possible d'utiliser la SFD en intégrant la cible dans la boucle d'asservissement. Les auteurs mettent en avant l'augmentation du contraste entre les franges d'interférences qui passe de 12% en régime non asservi à 74% en régime asservi. Plus tard, cette méthode SFD a permis la combinaison cohérente de 9 faisceaux pour une puissance de sortie de 100 W [97]. Le champ combiné est formé sur une cible rugueuse en aluminium distante de 10 mètres en laboratoire. Sans la présence de turbulences atmosphériques, la mise en phase est bien réalisée lorsque l'asservissement est opérationnel comme on le voit sur la Figure 31. La photodiode PD1 est celle qui sert au contrôle des phases et la photodiode PD2 est placée sur une voie de métrologie. La mesure de contraste des franges lorsque la boucle est fermée est de 85%. Cette mesure étant dépendante de l'amplitude de chaque faisceau, de leur état de polarisation et de leur structure spatiale, il est difficile de la relier directement à une erreur résiduelle de phase.

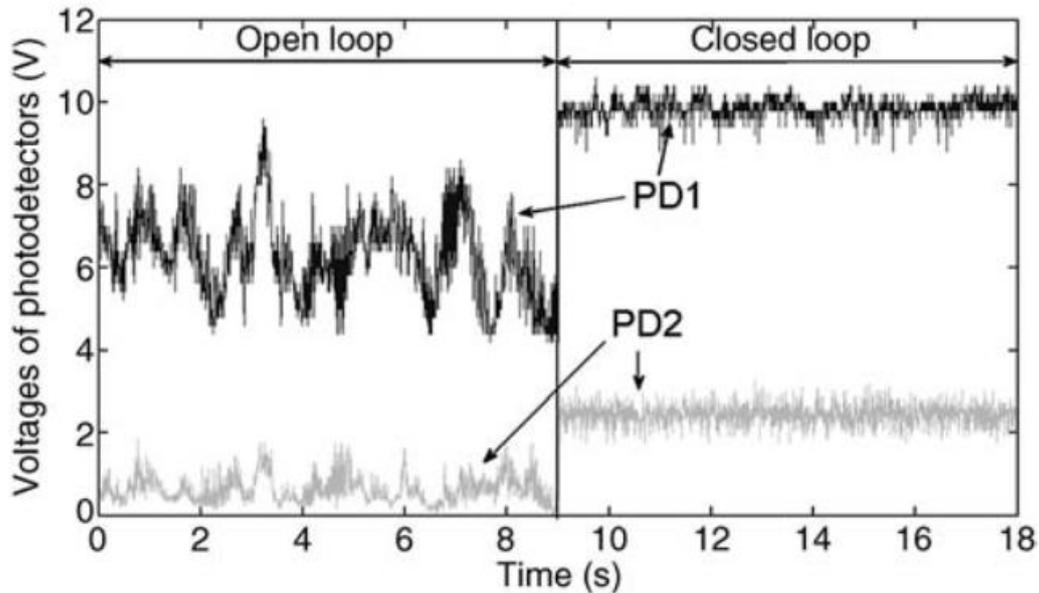


Figure 31 : Mesures temporelles de l'intensité au centre du champ combiné en boucle ouverte (partie gauche de la courbe) et en boucle fermée (partie droite de la courbe) sans perturbations atmosphériques [97].

Les auteurs ont réalisé la même expérience mais en présence de turbulences atmosphériques, artificiellement reproduites par l'utilisation d'un souffleur d'air chaud. Un premier cas pratique a consisté à perturber seulement le trajet aller vers la cible (Figure 32 (a)), alors que seul le trajet retour est perturbé dans le deuxième cas (Figure 32 (b)).

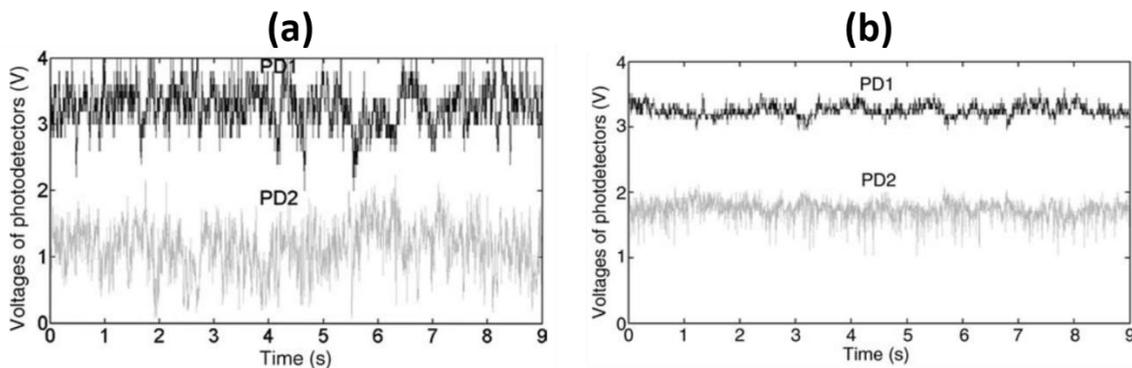


Figure 32 : Mesures temporelles de l'intensité au centre du champ combiné en boucle fermée lorsque l'atmosphère est perturbée sur (a) le trajet aller seulement et (b) le trajet retour seulement [97].

Les perturbations atmosphériques semblent être peu gênantes sur le trajet retour, ce qui finalement est nécessaire car le système doit être insensible aux perturbations de phase retour pour ne corriger que celles rencontrées par le faisceau à l'aller. A l'inverse, la mise en phase est bien moins stable lorsque les faisceaux à combiner traversent le milieu aberrant jusqu'à la cible. La bande passante du système n'étant pas une donnée de l'article, il est difficile de dire si ce système est approprié à des conditions réelles d'utilisation.

Enfin, la méthode à correction itérative SPGD qui utilise également un détecteur ponctuel unique peut être mise en œuvre dans une configuration « target-in-the-loop ». Il s'agit en réalité de la méthode qu'on retrouve le plus souvent employée pour une combinaison cohérente sur cible distante. La technique SPGD est parfaitement pertinente pour l'utilisation du signal rétrodiffusée par la cible dont on cherche à maximiser la valeur. En plus du contrôle

en piston de la matrice d'émetteurs, la même procédure de descente de gradient peut être utilisée afin de corriger les tips et les tilts induits par des aberrations atmosphériques [98,99]. Dans ce cas, des tensions de contrôle peuvent être appliquées à des actionneurs qui règlent la position des fibres sur les deux axes x et y en amont des optiques de collimation, modifiant ainsi l'angle d'émission comme vu en Figure 25. Tandis que les modulateurs de phase de piston sont très rapides ($> \text{GHz}$), les actionneurs tip-tilt sont plus lents avec une bande passante caractéristique de l'ordre de 10 kHz. Cette différence de fréquence d'actionnement n'a pas de conséquence sur la boucle d'asservissement entière. En effet, les fluctuations de l'atmosphère (piston et tip-tilt) évoluent en dessous du kHz et sont donc compensées aussi bien par les modulateurs de piston que de tip-tilt.

Pour la combinaison sur des cibles distantes de plus d'un kilomètre, le retard dû à la propagation aller-retour entre la cible et le détecteur du système freine la bande passante de la boucle d'asservissement. Après application de chaque perturbation et correction, l'algorithme doit attendre de recevoir l'information rétrodiffusée par la cible. La conséquence de ce retard se traduit par une dégradation de la qualité de mise en phase. Pour s'affranchir de ce problème, une boucle SPGD modifiée appelée delayed-feedback SPGD (DF-SPGD) a été développée [100-102]. Il s'agit ici de ne pas appliquer un temps de pause du au retard de la réception des informations de la cible. L'algorithme mesure les métriques $J_+^{(n)}$ et $J_-^{(n)}$ pour une itération n et l'associe aux perturbations $\pm \delta u_i^{(n-\Delta n)}$ qui ont été appliqués Δn itérations auparavant. Les paramètres doivent être ajustés afin de faire correspondre le nombre d'itérations Δn avec le temps de propagation aller-retour. Il faut que le temps Δt entre l'application d'une perturbation et la mesure correspondante soit au moins égale à $\tau_{sys} + \tau_{2L}$ où τ_{sys} est le temps caractéristique d'un cycle de corrections (perturbations $+/-$, mesure et correction) et τ_{2L} correspond au temps de propagation aller-retour des faisceaux vers la cible. Ce temps est environ égal à $\tau_{DF-SPGD} \times \Delta n$ comme illustré en Figure 33.

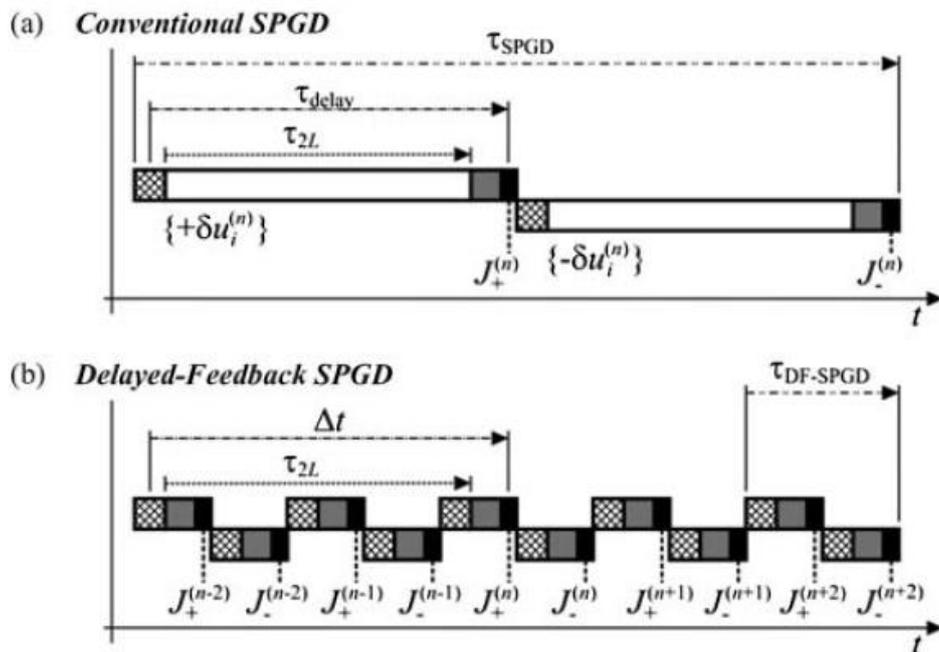


Figure 33 : Synoptique (a) de la méthode classique SPGD (stochastic parallel gradient descent) et (b) de la méthode DF-SPGD (delayed-feedback SPGD) [102].

Des expériences ont été réalisées en extérieur en utilisant l'algorithme DF-SPGD sur des cibles coopératives placées à une distance de 7 km par rapport au plan des émetteurs lasers. Il s'agit du record de distance sur laquelle a été effectuée une combinaison cohérente. Le système en question est représenté sur la Figure 34 et montre la pupille des 7 faisceaux utilisés [101]. Il emploie un télescope pour recevoir et mesurer le signal rétrodiffusé par la cible dont une faible zone d'environ 6 mm de diamètre est réfléchissante. Des tests ont été réalisés avec une boucle SPGD traditionnelle qui a un temps caractéristique d'un cycle de corrections (perturbations + corrections) de $130 \mu\text{s}$ contre $7 \mu\text{s}$ pour l'algorithme DF-SPGD. La bande passante d'un cycle de corrections, c'est-à-dire d'une itération, est donc de plus de 100 kHz dans ce dernier cas, mais on ne connaît pas le nombre d'itérations nécessaire à la mise en phase. La Figure 35 (a) compare les densités de probabilité de la fonction objectif J , à savoir le signal rétrodiffusé par la cible, mesurées lorsque les asservissements « SPGD classique » et « DF-SPGD » sont opérationnels. On observe une importante augmentation de la valeur du paramètre J lorsque la boucle « SPGD classique » passe de l'état ouvert à fermé. La DF-SPGD augmente encore de 50% environ la valeur de la fonction objectif obtenue par la méthode classique de SPGD. On remarque néanmoins que la densité de probabilité de ce paramètre est assez dispersée, ce qui dévoile une certaine instabilité visible sur la Figure 35 (b).

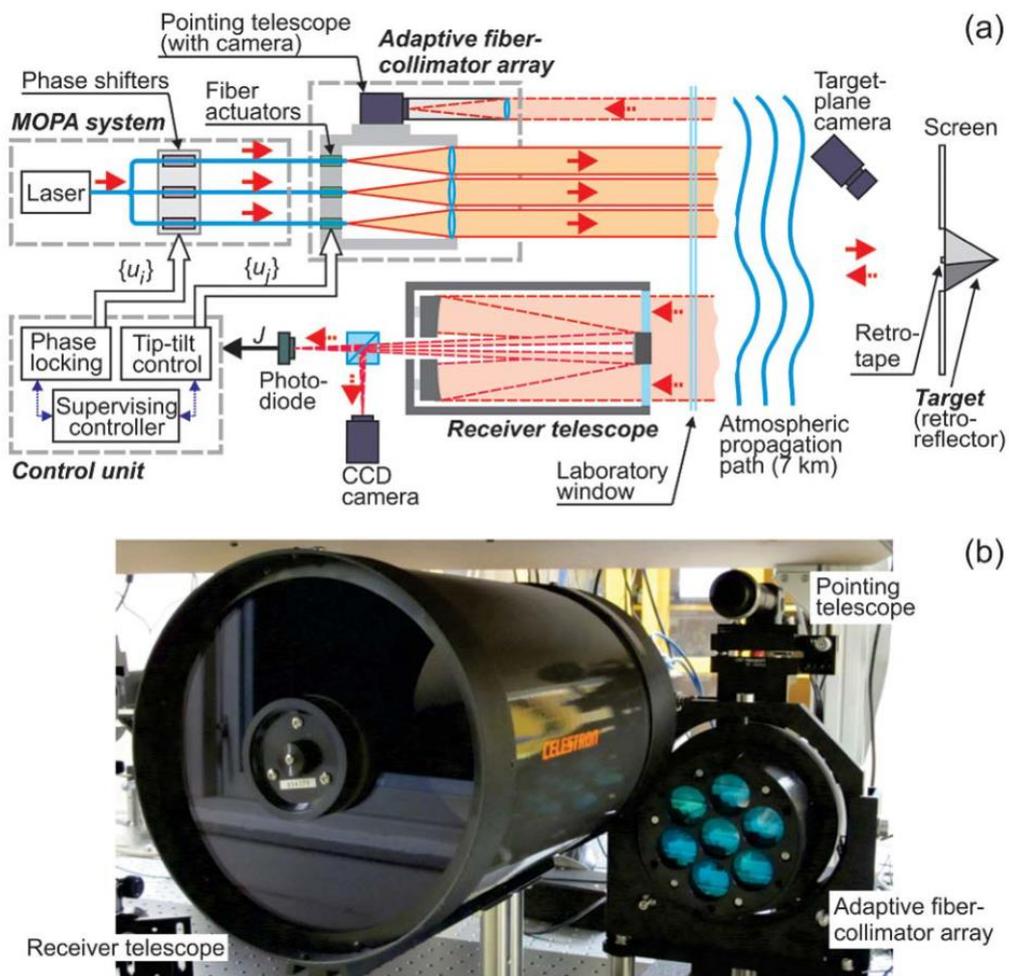


Figure 34 : (a) Montage expérimental pour la combinaison cohérente sur une distance de 7 km et (b) photographie de la matrice de faisceaux et des télescopes de pointage et de réception [101].

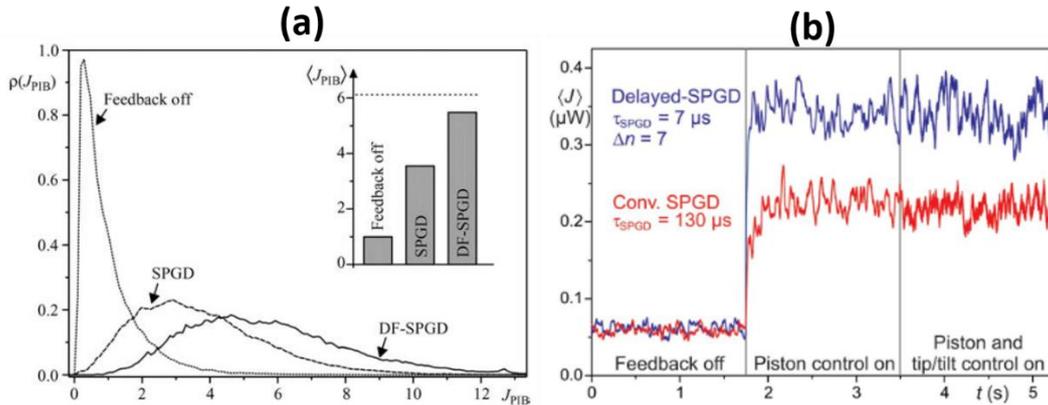


Figure 35 : Résultats expérimentaux pour la combinaison de 7 faisceaux sur une distance de 7 km. (a) Densité de probabilité de la métrique J mesurée sans asservissement, avec les méthodes SPGD (stochastic parallel gradient descent) et DF-SPGD (delayed-feedback SPGD) [102]. (b) Comparaison de l'évolution temporelle de la métrique J par SPGD et DF-SPGD sans asservissement, avec asservissement en piston et avec asservissement en piston et tip-tilt [101].

Comparativement au régime non asservi, la valeur du PIB mesurée augmente d'un facteur 3,7 avec l'asservissement par SPGD classique et d'un facteur 5,6 avec l'asservissement par DF-SPGD. L'intégration du contrôle du tip-tilt des faisceaux ne semble pas améliorer forcément la qualité de phasage (Figure 35 (b)). Les auteurs précisent que cela provient certainement de la correction en piston qui est 48 fois plus rapide et qui corrige la majeure partie des aberrations. Cependant, les auteurs mentionnent que son utilisation reste indispensable pour le recouvrement des faisceaux. En effet, des désalignements du système optique se produisent par dilatation thermique et traduisent une dérive lente de l'ordre de la centaine de secondes. La boucle de correction en tip-tilt doit alors être actionnée ponctuellement pour conserver le bon recouvrement des faisceaux sur cible.

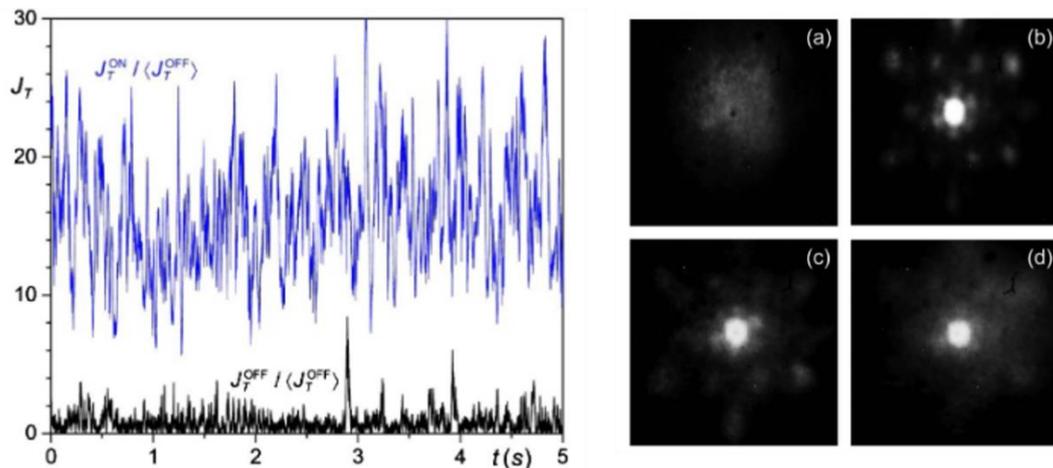


Figure 36 : Résultats expérimentaux de la mise en phase de 21 faisceaux sur une distance de 7 km. A gauche : évolution temporelle de la métrique J_T avec et sans asservissement normalisée par la valeur moyenne de la métrique en régime non asservi (gauche). A droite : images moyennées du faisceau combiné en champ lointain (a) sans asservissement et (b), (c), (d) avec asservissement pour des turbulences atmosphériques de plus en plus importantes, respectivement [103].

Cette démonstration a été réitérée en 2015 pour 21 faisceaux combinés sur 7 km [103]. Toujours avec une fréquence de correction de 140 kHz, les auteurs mentionnent cette fois un nombre d'itérations qui s'élève jusqu'à 250 pour la mise en phase des faisceaux. Le temps

total de convergence monte jusqu'à 2,5 ms, ce qui donne une bande passante du système d'asservissement de 500 Hz. Le rapport entre la fonction objectif mesurée pendant et hors asservissement révèle une instabilité (Figure 36), même si le signal moyen a été augmenté d'un facteur 16 et permet la formation d'un faisceau brillant en champ lointain.

Nous venons de voir des méthodes de combinaison cohérente utilisant un détecteur ponctuel unique ce qui offre la possibilité de faire la combinaison sur cible en l'intégrant dans la boucle de contrôle. Cette étude bibliographique montre que peu de démonstrations expérimentales de combinaison cohérente ont été réalisées dans des conditions réelles d'utilisation. Le principal écueil vient du fait que la détection devient délicate avec une cible non coopérative distante de plusieurs centaines voire milliers de mètres en extérieur. La majorité des travaux présentés ont été réalisés avec des cibles coopératives ou encore dans des atmosphères figés ou contrôlés (en laboratoire). Aujourd'hui, à notre connaissance, l'expérience la plus avancée utilise une boucle SPGD pour la mise en phase de 7 et 21 faisceaux sur une très grande distance de 7 km dans des conditions atmosphériques réelles [101,103]. Si la fréquence de correction est très élevée (140 kHz), le nombre d'itérations nécessaire à l'algorithme de SPGD pour converger est de 250 ce qui bride la bande passante de la boucle de rétroaction à 500 Hz, et par voie de conséquence dégrade les performances de la mise en phase.

I.3.4. Méthodes de compensation des aberrations atmosphériques : caractériser ces aberrations

Il existe d'autres méthodes qui permettent la compensation des aberrations atmosphériques. Ces méthodes nécessitent de connaître le milieu aberrant traversé par les faisceaux lasers. La cartographie en phase du milieu aberrant donne des consignes à appliquer aux modulateurs de phase en amont des amplificateurs pour pré-structurer le front d'onde de façon à le maintenir plan une fois le milieu aberrant traversé. Il est ainsi nécessaire d'employer un système annexe utilisant un rayonnement de référence à front d'onde plan et permettant de déterminer les écarts de phases que vont subir les faisceaux à la traversée de l'atmosphère. En pratique, l'analyse de la déformation du front d'onde peut être réalisée par exemple à l'aide d'un analyseur de front d'onde de type Shack-Hartmann. Il s'agit d'une mesure directe qui renseigne sur la répartition spatiale des biais de phase induits par l'atmosphère.

Ces méthodes émanent pour la plupart de la recherche en astronomie avec l'observation d'objets très lointains qui est perturbée par la scintillation atmosphérique. La déformation d'un front d'onde est très souvent mesurée en utilisant comme référence des objets très lointains comme des étoiles qui compte tenu de leur distance servent de point source. Il peut être possible d'utiliser un rayonnement artificiel afin de former ce point source, plus connu sous le nom d'étoile artificielle en astronomie. Cependant, dans le contexte précis de la combinaison cohérente, la fabrication d'un tel front d'onde plan émis depuis la cible est difficilement réaliste. Très peu d'études ont été dévoilées sur la mise en œuvre de ces techniques de mesure de déformation de front d'onde dans le contexte de la mise en phase sur une cible distante.

On peut tout de même mentionner une méthode développée par Li et al. [104] pour la combinaison cohérente de 7 faisceaux à travers un milieu aberrant. Contrairement aux méthodes « target-in-the-loop », le contrôle en tip-tilt se fait indépendamment du contrôle en piston et de manière parallèle pour chaque faisceau.

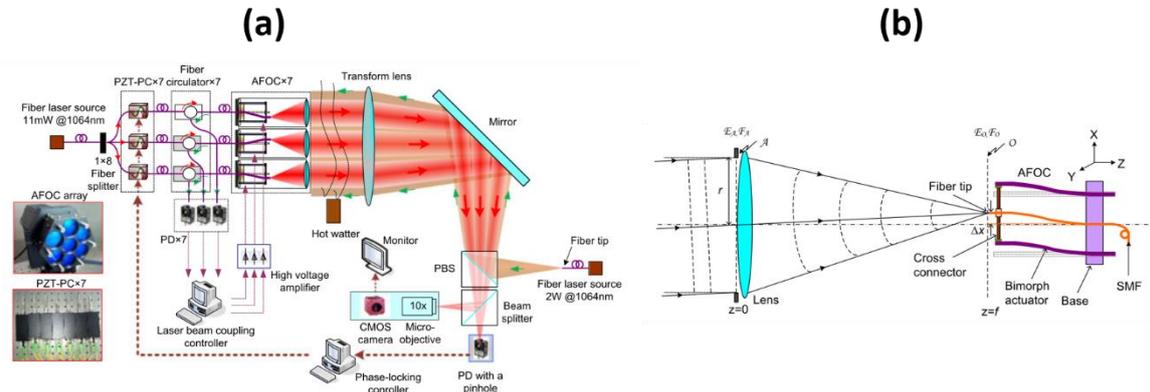


Figure 37 : (a) Montage expérimental de combinaison cohérente de 7 faisceaux à travers un milieu aberrant. (b) Schéma de principe du couplage du laser dans la fibre depuis l'espace libre [104].

Le principe de la méthode illustrée en Figure 37 (a) repose sur l'utilisation de cylindres piézoélectriques sur lesquels sont enroulées les fibres pour la compensation des phases en piston. La compensation des biais atmosphériques en tip-tilt, ici introduits artificiellement par de la vapeur d'eau chaude, est assurée par des collimateurs fibrés adaptatifs. La mesure de ces aberrations se fait grâce à un rayonnement émis depuis le plan de combinaison. L'angle d'émission du rayonnement en sortie des collimateurs adaptatifs dépend de la position de la fibre optique par rapport au collimateur (Figure 37 (b)). La reconfiguration dynamique de cet angle en fonction des aberrations atmosphériques se fait à travers une boucle SPGD qui maximise le signal de référence en sortie de fibre (source de 2 W à 1064 nm) en modifiant la position de la fibre par un actionneur bimorphe. En d'autres termes, l'algorithme de SPGD optimise l'injection du faisceau référence, qui représente un rayonnement de front d'onde plan provenant de la cible distante, dans la fibre afin de compenser les biais atmosphériques en tip-tilt. Chacune des voies possède son collimateur intelligent avec sa boucle d'optimisation de l'injection dans la fibre. La fréquence de correction de la boucle de contrôle en tip-tilt est de 1 kHz et demande environ 30 itérations, ce qui équivaut à une bande passante de 30 Hz environ. Quant à la boucle de contrôle des pistons, la convergence est atteinte en 7 ms, soit une bande passante de 140 Hz environ. La fréquence d'itération étant de 12 kHz, on en déduit que l'asservissement par SPGD demande environ 85 itérations. La Figure 38 (a) montre l'évolution de la valeur du PIB normalisée mesurée par une photodiode dans le temps suivant les boucles de correction activées ou non. Lorsque l'asservissement est réalisé à la fois en piston et en tip-tilt, le signal mesuré est augmenté d'un facteur 4,6 par rapport au régime non asservi et il est stable comme on peut le voir sur la Figure 38 (b) malgré une bande passante limitée. L'erreur résiduelle de phase est estimée à $\lambda/15$, ce qui se traduit par une combinaison des 7 faisceaux efficace observable sur les images (c), (d), (e) et (f) de la Figure 38. On rappelle que ces résultats sont obtenus en laboratoire en fabriquant une atmosphère « artificielle » obtenue par de la vapeur d'eau chaude. C'est pourquoi les auteurs prévoient de projeter ces essais dans des conditions réelles d'utilisation avec de véritables perturbations atmosphériques.

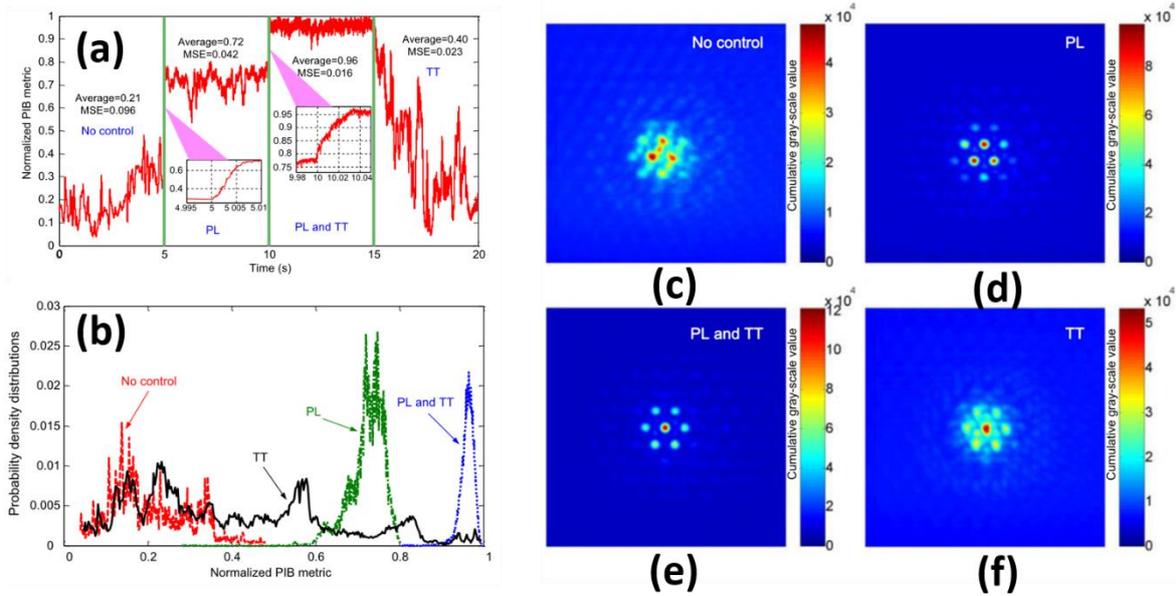


Figure 38 : Résultats expérimentaux de la mise en phase de 7 faisceaux à travers un milieu aberrant. (a) Evolution temporelle, (b) densité de probabilité de la valeur de la métrique (PIB) et (c)-(f) images du faisceau combiné en champ lointain selon le régime d'asservissement (respectivement : sans, piston seulement, piston et tip-tilt, tip-tilt seulement) [104].

Dans le cadre du projet TALOS, la prise en compte des aberrations atmosphériques va se faire par une méthode de mesure directe des défauts de phase induits. Par conséquent, le système de mise en phase doit permettre d'amener le réseau de lasers sur un jeu de phases cibles qui sera le conjugué des biais atmosphériques, reconfigurable en temps réel. C'est cet aspect du projet qui est au cœur de mes travaux de thèse. Dans la maquette TALOS, la pré-compensation des aberrations atmosphériques en piston se fera directement depuis notre système de mise en phase à partir des données renseignées par le système annexe de caractérisation de l'atmosphère. Ainsi, mes travaux de thèse se concentrent essentiellement sur la démonstration d'un tel système capable de réaliser le verrouillage des phases d'un réseau de faisceaux sur n'importe quel jeu de phases.

I.4. Conclusion

Ce premier chapitre a introduit les objectifs de la combinaison cohérente dans un contexte de montée en puissance de systèmes lasers. Si les amplificateurs fibrés (type MOPA) sont préférés à d'autres architectures lasers par leur souplesse, leur robustesse, leur rendement électrique-optique, ..., ils restent limités en puissance de sortie à quelques kilowatts pour une émission monomode ou quasi-monomode spatialement. Les effets indésirables qui limitent cette augmentation en puissance d'un laser individuel et qui dégradent la qualité du faisceau peuvent être contournés par la combinaison de faisceaux qui permet de répartir l'énergie sur de multiples voies en parallèle. Au-delà de la montée en puissance, certaines techniques de combinaison de faisceaux permettent d'augmenter la brillance du faisceau combiné, telles que la combinaison incohérente spectrale ou encore la combinaison cohérente.

Le développement de ces systèmes pour des puissances en régime continu hors norme (> 100 kW) a principalement été motivé par les applications d'énergie dirigée sur cible distante. Aujourd'hui, les démonstrations records en terme de puissance utilisent la combinaison incohérente, notamment avec 60 kW de puissance combinée [28] voire 100 kW pour une émission multimodale [27]. Cependant, le besoin d'un élément combineur qui doit supporter toute la puissance combinée représente une sérieuse limite. C'est pourquoi la combinaison cohérente représente une vraie solution alternative, bien qu'elle soit plus difficile à mettre en œuvre. On distingue la combinaison en champ proche avec la formation d'un faisceau gaussien combiné unique, opposée à la combinaison en champ lointain donnant une figure d'interférences où la majorité de la puissance est concentrée dans le lobe central. Il a été démontré que la combinaison cohérente en champ lointain par des techniques actives est appropriée à l'augmentation en puissance alors que la combinaison en champ proche présente les mêmes limites que la combinaison incohérente. La combinaison cohérente en champ lointain a permis d'obtenir une puissance combinée de 100 kW à partir de lasers solides Nd:YAG [34]. Des démonstrations ont été réalisées avec des architectures fibrées, notamment avec la combinaison de 107 faisceaux [35] ou encore avec une puissance combinée de 16 kW [36]. D'autre part, on a vu que la limitation qui persiste aujourd'hui, rendant l'utilisation de ces systèmes cohérents compliquée sur une cible distante, est la traversée de l'atmosphère qui déforme le front d'onde du faisceau combiné. Cette contrainte implique de pouvoir façonner ou pré-compenser le front d'onde synthétique à partir de la boucle d'asservissement des phases. A nouveau, il s'agit de la combinaison cohérente en champ lointain qui est la plus appropriée afin de répondre à cette problématique. Contrairement à la combinaison en champ proche, il est possible de contrôler spatialement le faisceau combiné à partir des phases appliquées sur les faisceaux individuellement. C'est pour cette raison que mes travaux de thèse ont privilégié l'architecture multi-pupillaire.

L'étude bibliographique montre que presque exclusivement, les démonstrations de mise en phase sur cible distante ont été faites dans un montage dit « target-in-the-loop » incluant la cible dans la boucle. La difficulté provient majoritairement de la possibilité de mesurer un signal rétrodiffusé par la cible, qui jusque-là est coopérative. Une autre difficulté est la gestion d'un environnement turbulent qui peut évoluer plus vite que le temps d'aller-retour du signal vers la cible. L'algorithme de corrections des phases DF-SPGD compense partiellement ce temps de trajet et a permis la combinaison de 21 faisceaux sur une distance de 7 km en extérieur [103]. Cette démonstration est la plus aboutie à ce jour car elle a montré la formation d'un lobe central brillant à très grande distance dans des conditions réelles d'utilisation. Une autre façon de faire, consiste à mesurer en amont les aberrations atmosphériques afin de les pré-compenser directement par des biais de phase appliqués à la volée aux modulateurs de phase de la

boucle de contrôle actif. Les techniques de caractérisation des aberrations atmosphériques représentent un développement à part entière et n'ont pas été étudiées au cours de la thèse.

Mes travaux de thèse ont porté sur des méthodes itératives de verrouillage des phases d'un réseau de faisceaux lasers. L'objectif est de pouvoir verrouiller ces faisceaux sur n'importe quel jeu de phases arbitraires. Elles seraient ainsi utilisables dans une configuration où des consignes de phases cibles seraient données pour pré-compenser des perturbations atmosphériques, comme dans le projet TALOS. L'augmentation du nombre de faisceaux pour la montée en puissance est un aspect fondamental à prendre en compte dans cette étude qui peut avoir des conséquences sur différents aspects du processus de combinaison cohérente. La complexité et l'encombrement du système d'analyse des phases ne doivent pas croître avec le nombre de faisceaux à combiner. De même, le temps de convergence de l'algorithme de correction des phases ne doit pas dépendre du nombre de faisceaux en jeu au risque de limiter la bande passante comme on a pu le voir pour des systèmes employant un algorithme de type SPGD.

Partie II. Verrouillage des phases d'amplificateurs fibrés d'une pupille synthétique de grande dimension

II.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, différentes méthodes de mise en phase ont été détaillées. Elles répondent, au moins en partie, aux besoins de montée en nombre de faisceaux pour produire toujours plus de puissance et aux besoins de pilotage de leurs phases relatives pour, par exemple, pré-compenser les aberrations liées aux perturbations atmosphériques. Cependant, il existe des limites pratiques liées à leur complexité de mise en œuvre, leur coût, ou encore à leur vitesse de correction des phases. On peut également citer les contraintes liées à la grande section de la pupille d'émission. Cette pupille peut atteindre plusieurs dizaines de centimètres de diamètre, ce qui peut compliquer la mise en œuvre des techniques de phasage par interférométrie pour lesquelles il convient dans la plupart des cas de fabriquer une onde de référence de diamètre équivalent à celui de la pupille. Il est ainsi d'intérêt de développer une méthode qui permettrait de contourner ces limites avec pour horizon la mise en phase d'un très grand nombre de faisceaux aux phases dynamiquement ajustables pour pré-compenser les aberrations liées à la propagation jusqu'à une cible distante.

Ce chapitre rapporte l'étude de la méthode appelée PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) pour verrouiller, sur des jeux de phases arbitraires, un réseau à grand nombre de faisceaux lasers. La méthode en question est dérivée de celle (méthode PIM) développée par David Kabeya [85,86] à XLIM. De cette dernière, elle conserve la capacité de rapidement corriger les phases du réseau de faisceaux avec une vitesse de convergence très peu sensible au nombre de faisceaux. Elle améliore significativement le procédé en pouvant verrouiller le réseau de faisceaux sur une distribution de phases quelconque contrairement à la méthode PIM qui ne pouvait faire que du cophasage. Comme pour la technique PIM, la nouvelle méthode repose sur un algorithme de projections alternées [87] et elle est issue d'une collaboration étroite entre Paul Armand de l'équipe MOD¹² et l'équipe PhoCaL¹³.

Dans un premier temps, je rappellerai le principe de la méthode PIM-PR qui a été proposée et étudiée lors de la thèse de Jérémy Saucourt. Une validation expérimentale préliminaire avait été réalisée sur un banc modèle reproduisant un réseau de faisceaux lasers aux relations de phase contrôlées à l'aide de modulateurs spatiaux de lumière. Elle avait démontré la validité du principe de correction de phase sur des jeux de phase arbitraires, mais avec une dynamique lente et dans un environnement parfaitement maîtrisé. Mon objectif est de démontrer que cette méthode est tout aussi efficace et adaptée à une configuration laser à multiple amplificateurs (dynamique rapide et environnement « réel »). Dans une première partie, je présenterai une étude numérique préalable dont l'objectif est d'évaluer la robustesse de cette méthode par rapport aux bruits caractéristiques expérimentaux, leur impact sur la vitesse de convergence du processus de correction de phase, sur la qualité de phasage et son évolution selon le nombre de faisceaux impliqués.

Par la suite, je décrirai comment j'ai appliqué cette méthode à un laser à fibre à multiples bras amplificateurs dans des conditions réelles d'utilisation. Son efficacité sera mise en évidence en verrouillant le réseau de faisceaux lasers aussi bien sur un même état de phase que sur des états de phases quelconques, arbitrairement choisis.

¹² MOD : Modélisation Optimisation Dynamique.

¹³ PhoCaL : Photonique Cohérente non-linéaire et Laser.

Un des enjeux de cette thèse est de démontrer que le processus de combinaison cohérente étudié est adapté aux contraintes du projet européen TALOS. Une de ces contraintes est de pouvoir faire l'analyse et la correction d'un front d'onde de synthèse (réseau de faisceaux lasers) de grande section. J'ai développé un dispositif fibré de réduction pupillaire à report de front d'onde que je détaille par la suite dans ce manuscrit et qui pourrait être envisagé pour gérer de très grandes sections de pupille de plusieurs dizaines de centimètres de diamètre si nécessaire. Ce dispositif facilite l'analyse de phase du réseau de faisceaux qui est faite sur une toute petite section de l'ordre du centimètre. Il a été associé au laser à multiple bras amplificateurs pour valider l'ensemble du système de combinaison cohérente. La description de ce système constituera la dernière partie de ce chapitre.

II.2. Correction de phase par la méthode PIM-PR

II.2.1. Principe de la méthode PIM-PR et performances numériques

Depuis la proposition de la méthode PIM, les algorithmes employés à XLIM dans les travaux de mise en phase relèvent de la problématique du recouvrement de phase dans une boucle de correction itérative de correction de la phase. Cette problématique du recouvrement est largement étudiée depuis de nombreuses années [83,84,105-109]. Les algorithmes dédiés ont par exemple permis de calculer les aberrations du miroir primaire du télescope Hubble en orbite, à partir d'images d'étoiles bien connues [110,111]. Plus largement, ils ont été développés pour recouvrer le front d'onde de rayonnements cohérents à partir d'images purement intensimétriques, souvent employés en cristallographie, sans avoir besoin de montages expérimentaux complexes comme l'holographie. Dans le cas de la combinaison cohérente, on peut poser le problème de la façon suivante :

- Le réseau de n faisceaux en champ proche défini par un vecteur complexe $x \in \mathbb{C}^n$ dont on cherche la phase.
- Le champ mesuré par m détecteurs après la propagation à travers un système optique linéaire de transcription phase – intensité, est défini par un vecteur complexe $y \in \mathbb{C}^m$.
- La matrice de transmission complexe du système de transcription phase-intensité qui lie x à y est définie par $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$ telle que :

$$y = Ax \quad (16)$$

- Les mesures d'intensités sont assemblées dans un vecteur $b^2 \in R^m$.

En pratique, on a accès seulement à l'intensité du champ transformé puisqu'il n'existe pas en optique de détecteur qui mesure directement la phase. Un moyen d'accéder à la phase du champ d'entrée x est de résoudre le problème de recouvrement de la phase qui s'exprime ainsi :

$$b = |y| = |Ax| \quad (17)$$

Ce problème peut être résolu par des algorithmes de projections alternées qui sont des processus itératifs de réduction d'erreur. Ces algorithmes sont reconnus pour leur rapidité de calcul et leur robustesse au bruit [112,113]. C'est d'un de ces algorithmes, celui de Gerchberg et Saxton [83], dont la méthode PIM décrite dans le chapitre précédent s'inspire. On considère deux espaces, celui qui constitue le réseau de faisceaux (espace direct) et celui qui correspond au plan dans lequel les mesures intensimétriques sont réalisées après transformation du champ initial par le système transcritteur (dérivé d'un dispositif à contraste de phase dans le cas de la PIM). A partir des mesures ou données intensimétriques dans chacun de ces espaces, et connaissant la transformation pour passer d'un espace à l'autre, l'algorithme calcule une valeur approchée des relations de phase au sein du réseau de faisceaux. Ces valeurs sont appliquées aux modulateurs de phase avec un signe opposé (conjugué) pour converger en plusieurs itérations vers des phases identiques. Cela constitue la boucle opto-numérique d'optimisation de la phase de la méthode PIM, qui est décrite plus en détails dans la thèse de David Kabeya [82]. On rappelle que cette dernière ne permet de converger que vers un réseau de faisceaux aux phases identiques. C'est ce que montre l'étude numérique suivante, dans laquelle Jérémy Saucourt a pris en compte le jeu de phases cibles dans la boucle d'optimisation. L'algorithme PIM modifié a permis la mise en phase d'un réseau de 36 faisceaux en une quinzaine d'itérations pour des phases cibles aléatoires mais seulement

comprises dans l'intervalle très limité $[-\pi/3; +\pi/3]$. Au-delà de cet intervalle, la qualité de mise en phase se dégrade fortement comme on le voit en Figure 39.

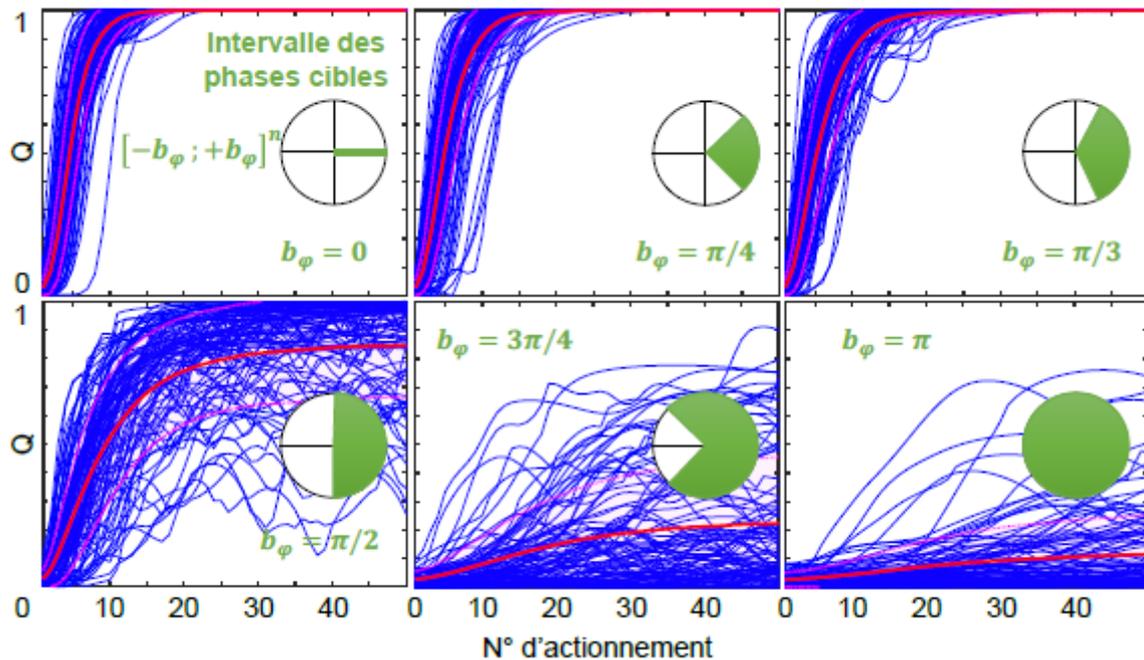


Figure 39 : Evolution de la qualité de phasage moyenne (courbe rouge) d'un réseau de 36 faisceaux à partir de 1000 cycles de convergence (courbes bleues) pour des phases initiales tirées aléatoirement dans l'intervalle $[-\pi; \pi]$ et des phases cibles tirées aléatoirement dans différents intervalles bornés par $\pm b_\varphi$ [87].

Ce comportement a été compris à partir de l'étude de la matrice de transmission du système à contraste de phase. Cette dernière est diagonale en phase, quasi-diagonale en module, la dispersion des valeurs singulières est faible et son déterminant est nul¹⁴. La transformation induite par le système optique à contraste de phase est trop ordonnée pour être bijective. Un même champ de sortie du système de transcription phase – intensité peut être obtenu à partir de relations de phase différentes en entrée. Le cas du réseau de faisceaux en phase est particulier dans le sens où aucune ambiguïté de signe sur ce jeu de phases n'est possible.

Un premier point de développement a été alors axé autour de la matrice de transmission du système avec pour but de diversifier et augmenter les informations qu'elle transcrit. Le comportement bijectif peut être obtenu en utilisant des matrices complexes aléatoires. Il a en effet été montré qu'avec ces matrices l'encodage des informations de phases en intensité est optimal [114,115]. Par ailleurs, des études ont fourni des règles sur le nombre de données à mesurer : il doit être au moins quatre fois supérieur à celui échantillonnant le champ complexe à recouvrer [106,116]. Sur cette base, une nouvelle méthode a été proposée dans le cadre de la thèse de J. Saucourt.

Cette nouvelle méthode repose sur un système optique transcritteur de la phase en intensité décrit par une matrice de transmission aléatoire et un algorithme de recouvrement de phase inclus dans une boucle opto-numérique de correction de phase. Cette méthode baptisée PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) est illustrée en Figure 40.

¹⁴ J'invite les lecteurs désireux d'en savoir davantage à consulter l'annexe B de [87] sur les propriétés des matrices.

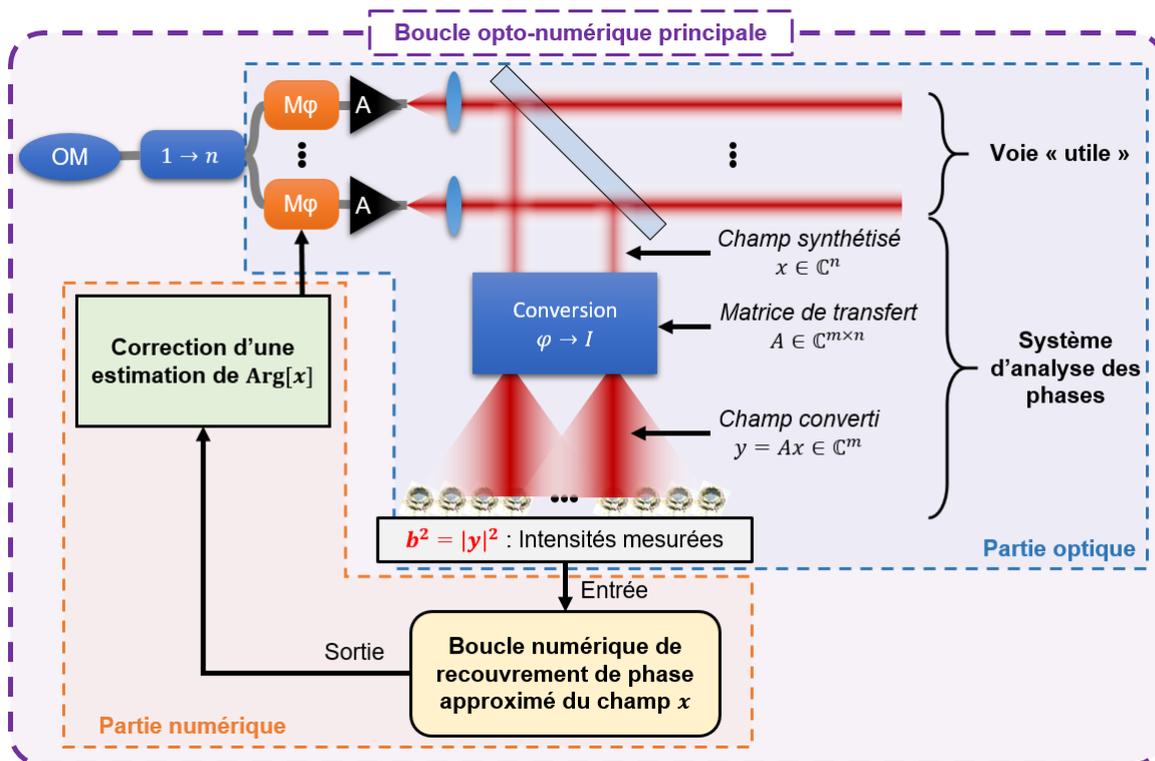


Figure 40 : Schéma de principe de la méthode de verrouillage des phases PIM-PR (Phase-Intensity Mapping with Phase-Retrieval). OM : oscillateur maître, $M\varphi$: modulateur de phase. A : amplificateur. Schéma modifié à partir de [87].

L'analyse des phases se fait sur la voie réfléchiée par la séparatrice de la Figure 40 qui prélève une fraction des champs du réseau de n faisceaux à analyser. Le module d'analyse des phases comprend le système optique de transcription phase – intensité et un ensemble de m de détecteurs. Une boucle numérique interne permet l'estimation des phases du réseau de faisceaux. Le système transcriteur phase – intensité intègre un diffuseur. Celui-ci permet une contribution de chacun des faisceaux à la figure d'interférence dans laquelle les détecteurs vont prélever les informations intensimétriques b^2 utilisées par l'algorithme d'estimation des phases. Le diffuseur assure le caractère aléatoire de la matrice de transmission rectangulaire $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$ ($m > n$) qui a pour données d'entrée le réseau de faisceaux (x) et pour données de sortie, le champ transformé (y), échantillonné par la position des détecteurs. Il est inutile de prélever toute la figure d'interférence du champ transformé pour alimenter l'algorithme de recouvrement de phase, un prélèvement parcellaire suffit. Dans sa thèse, Jérémy Saucourt a défini les grandes règles optimisant la distribution des détecteurs dans le champ d'interférence. Cette détection peut être réalisée par exemple par des pixels non adjacents de caméra. Dans la boucle numérique interne de la Figure 40 est inséré un algorithme itératif de recouvrement de phase effectuant des projections alternées dont le fonctionnement est décrit par la suite. A chaque nouvelle mesure b^2 du champ transformé, cet algorithme fournit une estimation du jeu de phases du réseau de faisceaux. Ces valeurs approchées servent à la correction des phases du réseau via les modulateurs de phases du système laser. Ces corrections produisent un nouveau jeu de mesures b^2 qui relance l'algorithme de recouvrement de phase et ainsi de suite. Aussi, à chaque itération de la boucle opto-numérique

principale, correspondant à un seul jeu de mesures intensimétriques b^2 , est associé plusieurs itérations internes d'une boucle numérique de recouvrement de phase¹⁵.

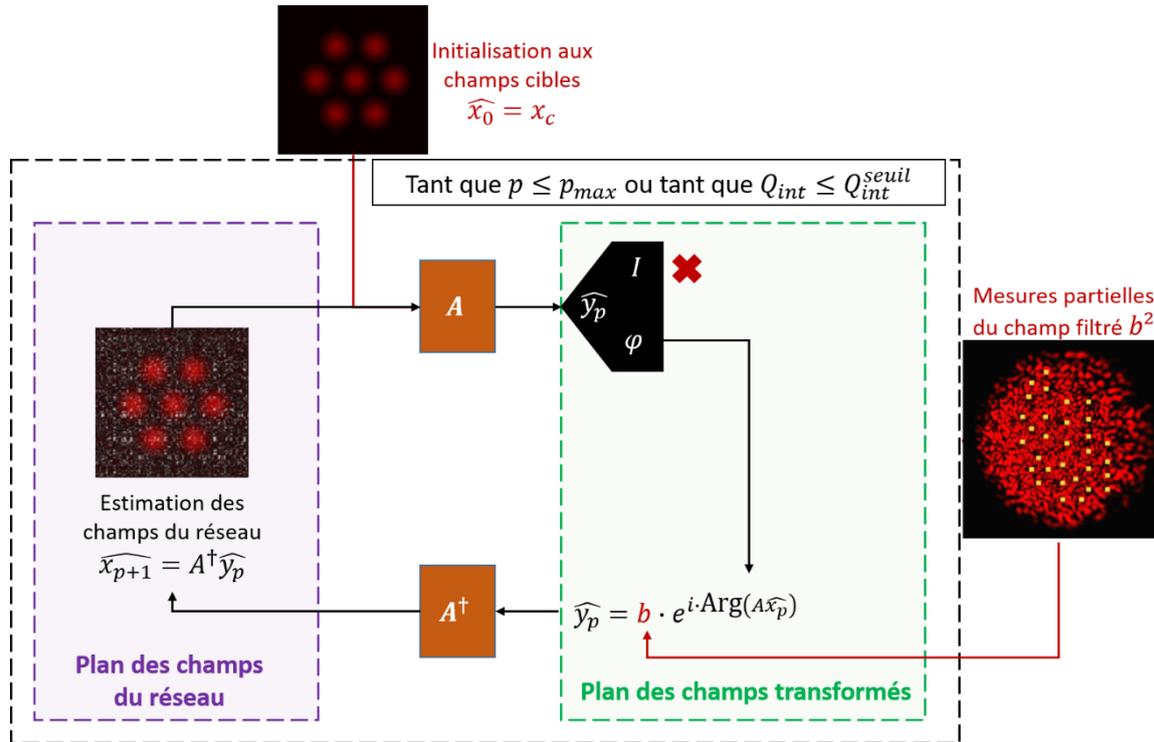


Figure 41 : Diagramme de la boucle interne numérique basée sur des projections alternées. A : matrice de transmission du système optique. A^\dagger : pseudo-inverse de Moore-Penrose de la matrice de transmission du système optique de transcription phase – intensité.

L'algorithme par projections alternées utilisé pour réaliser le recouvrement de phase est de même type que celui initialement proposé par Gerchberg et Saxton [83]. Pour ce dernier, les deux plans considérés étaient des plans conjugués au sens de Fourier. Ici ce sont d'une part le plan de sortie du système laser (le réseau de n faisceaux) et d'autre part le plan de détection (plan du champ transformé). Le principe de l'algorithme, illustré en Figure 41, est de passer numériquement d'un plan à l'autre en remplaçant dans chaque plan le module du champ calculé par celui connu ou mesuré, en l'occurrence ici le module de \widehat{x} et le module de \widehat{y} (I par b sur la Figure 41). Les phases calculées ($\varphi = \text{Arg}(A\widehat{x})$) sont conservées. L'opération est itérée jusqu'à ce que le processus converge. On peut noter que le cycle de recouvrement de phase est initié avec le champ cible. Cette initialisation est la plus pertinente pour minimiser le temps de convergence du processus. On définira plus tard le critère de convergence. L'objectif de cette boucle est d'estimer la correction de phase à apporter au réseau de faisceaux pour produire le champ cible $x_c \in \mathbb{C}^n$, ce dernier correspondant à un jeu de phases arbitrairement choisis.

Un prérequis pour calculer ces allers-retours entre les deux plans précités, est de connaître la matrice de transmission A et la transmission inverse. Or on ne peut inverser une matrice que si celle-ci est carrée. Comme la matrice $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$ ($m > n$) est rectangulaire, la transformation

¹⁵ Pour différencier les notations entre boucle principale et boucle interne, les grandeurs mathématiques qui concernent la boucle numérique interne sont surmontées d'un « chapeau » telle que \widehat{x}_p .

inverse est représentée par la matrice pseudo-inverse de Moore-Penrose A^\dagger . On décrira plus tard la façon dont la matrice A est mesurée.

L'arrêt des itérations est déclenché soit par un nombre d'itérations p fixé, soit lorsqu'un critère qui compare le champ y à chaque itération p avec ce même champ à l'itération précédente $p - 1$ dépasse un certain seuil. Ce critère s'exprime :

$$Q_{int} = \frac{|\langle \widehat{y}_p | \widehat{y}_{p-1} \rangle|^2}{|\widehat{y}_p|^2 |\widehat{y}_{p-1}|^2} \geq Q_{int}^{seuil} \quad (18)$$

L'optimisation est stoppée une fois le premier de ces critères atteint. Les intensités b^2 ne sont mesurées qu'une fois durant ce cycle d'optimisation purement numérique. La correction de phase n'est appliquée qu'à l'issue de cette optimisation, puis b^2 est de nouveau mesuré pour alimenter de nouveaux cycles d'optimisation et ainsi de suite. Dans le manuscrit, ces cycles numériques d'optimisation seront appelés cycles internes ou itérations internes (diagramme de la Figure 41) pour les différencier des itérations de la boucle opto-numérique qui sont cadencées par les corrections de phase (diagramme de la Figure 40). Lorsque le critère de convergence est atteint ($p = p_{max}$ ou $Q_{int} \geq Q_{int}^{seuil} \sim 1$), l'algorithme de recouvrement de phase donne une estimation à cet instant du champ x_{est} du réseau de faisceaux x . Finalement, la consigne de correction de phase appliquée aux modulateurs est :

$$\varphi = -\text{Arg}(x_{est}) + \text{Arg}(x_c) \quad (19)$$

pour tenir compte du jeu de phases ciblé $\text{Arg}(x_c)$.

L'achèvement de la boucle numérique interne correspond à une itération de la boucle opto-numérique principale. Une nouvelle itération principale est initiée et entraîne un nouveau cycle de la boucle numérique interne alimentée par une nouvelle mesure intensimétrique b^2 .

L'algorithme associé à la méthode PIM-PR peut être écrit sous la forme suivante [87] :

Méthode de phasage PIM-PR pour verrouiller un réseau d'émetteurs lasers sur un jeu de phases cibles arbitraire [87]

Entrées : Champ cible $x_c \in \mathbb{C}^n$, matrice de transfert du système de conversion phase-intensité $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$.

1. Initialisation

Compteur de boucle externe $k = 0$. Etat du réseau $x_k = x_0$ dont le module est fixé (même amplitudes pour les faisceaux en général) et les phases sont inconnues et aléatoires.

2. Conversion phase-intensité et mesure

Les mesures réalisées donnent un jeu d'amplitudes $b_k = |y_k|$ qui correspondent à des mesures ponctuelles du champ converti.

3. Algorithme interne de recouvrement de phase

Cet algorithme vise à calculer une solution approchée $\widehat{x}_k \in \mathbb{C}^n$ de l'équation $|Ax_k| = b_k$.

Entrées : le champ cible $x_c \in \mathbb{C}^n$, la matrice de transfert du système de conversion phase-intensité $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$, et les amplitudes mesurées à l'itération k de la boucle opto-numérique principale.

Sortie : L'estimation x_{est} du champ synthétique renvoyée après p itérations de recouvrement de phase.

i. *Initialisation* :

Compteur de boucle interne $p = 0$. $\widehat{x}_{k,0} = x_c$.

ii. *Pour* $p = 1, 2, \dots, P$, *faire* :

$$\widehat{x}_{k,p+1} = A^\dagger \left(b_k \cdot \frac{A\widehat{x}_{k,p}}{|A\widehat{x}_{k,p}|} \right)$$

$$p = p + 1$$

Fin pour

$$x_{est} = \widehat{x}_{k,p}$$

4. Correction de phase du réseau d'émetteurs

La correction de phase appliquée au champ x_k est :

$$\varphi_k = \text{Arg}[x_c] - \text{Arg}[x_{est}]$$

Le nouvel état du réseau s'écrit alors :

$$x_{k+1} = x_k \cdot e^{j\varphi_k}$$

5. Itération

Incrémentation du compteur de boucle opto-numérique $k = k + 1$ et redémarrage à l'étape 2.

Cette méthode développée pour réaliser la mise en phase d'un réseau de faisceaux sur n'importe quel état cible a dans un premier temps été qualifiée par une étude numérique détaillée qu'on retrouve dans la thèse de Jérémy Saucourt [87]. On résume par la suite quelques résultats importants obtenus avec une matrice de transmission A idéale parfaitement aléatoire.

- L'étude numérique montre que la mise en phase d'un réseau de faisceaux est efficace pour un nombre de détecteurs par faisceau m/n supérieur ou égal à 4, ce qui coïncide avec ce qu'on retrouve dans la littérature comme condition pour que les méthodes de projections alternées résolvent efficacement des problèmes de recouvrement de phase [116].
- Cette étude montre également que le nombre de corrections pour d'atteindre une bonne qualité de mise en phase est faiblement dépendant du nombre de faisceaux à contrôler. La qualité de mise en phase Q , comprise entre 0 et 1, où 1 représente un verrouillage des phases parfait, compare le champ corrigé x_k à chaque itération principale k avec le champ cible x_c et s'exprime :

$$Q = \frac{|\langle x_k | x_c \rangle|^2}{\langle |x_k| | |x_c| \rangle^2} \quad (20)$$

Afin de représenter des conditions réelles d'utilisation où les phases initiales des faisceaux sont inconnues, les courbes en Figure 42 ont été obtenues pour des phases

initiales aléatoires. Ces courbes pour lesquelles les phases cibles sont également tirées aléatoirement démontrent la capacité de la méthode PIM-PR à former un profil de phase discret quelconque. On observe qu'entre 16 et 100 faisceaux, il n'y a en moyenne que deux corrections de phase supplémentaires pour atteindre une qualité de phasage de 96%, soit une erreur résiduelle de phase de $\lambda/30$ (seuil référence attestant une combinaison cohérente très efficace). En complétant l'étude avec différentes tailles de pupille synthétique, il a été montré que l'évolution du nombre d'itérations de la boucle opto-numérique PIM-PR suit une loi logarithmique en fonction du nombre de faisceaux en jeu. En comparaison, on rappelle que cette loi est linéaire pour des algorithmes classiques de descente de gradient comme l'algorithme de SPGD, avec approximativement une dizaine d'itérations par faisceau à cophaser. Ce point peut avantager en terme de bande passante la méthode PIM-PR qui par exemple converge en quelques corrections seulement contre environ mille pour une méthode de type SPGD avec cent faisceaux à mettre en phase.

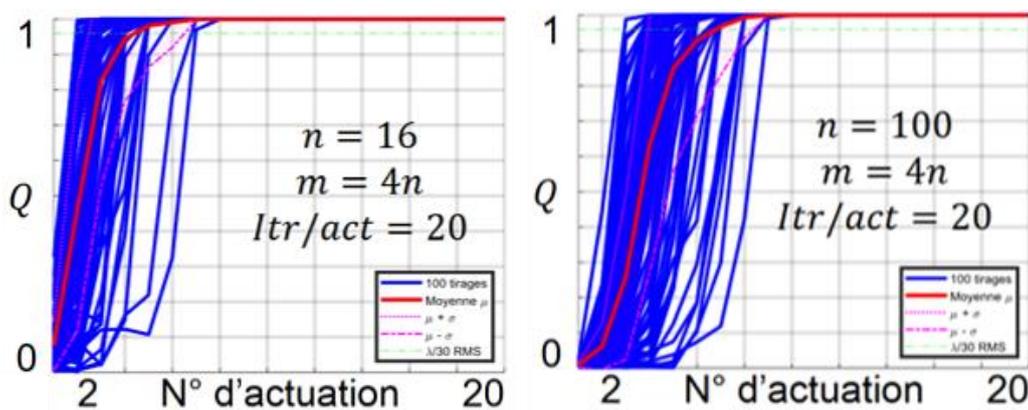


Figure 42 : Courbes numériques de la qualité de verrouillage des phases moyenne (courbes rouges) pour 100 tirages de phases initiales et cibles aléatoires (courbes bleues) pour 16 et 100 faisceaux [87]. Le nombre d'itérations internes est fixé à 20 pour ces résultats.

- L'étude numérique a également exploré l'impact de différents types de bruit sur la qualité de phasage et sur le nombre de corrections de phase. Ainsi, lors de la mise en phase de 36 faisceaux, l'algorithme démontre numériquement sa robustesse en maintenant une qualité de mise en phase d'au moins 96% pour des bruits présentant un écart-type jusqu'à 40% sur :
 - La mesure intensimétrique réalisée par les détecteurs.
 - Le niveau de puissance des émetteurs et leur fluctuation.
 - Les coefficients complexes de la matrice de transmission simulant des écarts entre les valeurs mesurées utilisées dans l'algorithme et celles de la matrice de transmission physique réalisant la transcription physique phase-intensité.
- De plus, la boucle opto-numérique PIM-PR maintient une haute qualité de mise en phase même si la moitié des émetteurs sont éteints.

En résumé, cette étude numérique a permis de valider des aspects importants quant au fonctionnement de la méthode PIM-PR. Cette dernière est une méthode robuste et peu sensible au nombre d'émetteurs à mettre en phase. Une qualité de mise en phase très élevée est atteinte en quelques itérations seulement, indépendamment de l'état de phase vers lequel on souhaite verrouiller le réseau de faisceaux. Cette méthode ayant été validée

numériquement, on s'intéresse maintenant à son utilisation dans des conditions expérimentales.

II.2.2. Mise en pratique et validation de la méthode sur une expérience de principe

Afin de valider la méthode PIM-PR dans le cadre d'une expérience de principe, Jérémy Saucourt a développé un banc « modèle ». Ce banc est un système dans lequel les relations de phase entre les faisceaux sont figées dans le temps et parfaitement connues. Bien que ce banc expérimental s'éloigne d'un système réel dans lequel les phases des faisceaux sont inconnues et évoluent de manière dynamique, cela représente une première étape de validation de la méthode PIM-PR et de ses performances à partir de vraies mesures expérimentales. En effet, les états de phase étant connus à chaque instant, il est possible d'estimer une qualité de phasage et donc une erreur résiduelle de phase pour tout état de phases cibles désiré. Une distribution aléatoire différente des phases initiales des faisceaux à chaque début de cycle de corrections est imposée pour explorer le plus large espace de possibilités qu'on puisse rencontrer avec un système laser réel.

Pour que le système optique de transcription phase – intensité ait une matrice de transmission parfaitement aléatoire, un élément optique diffusant¹⁶ a été utilisé (verre dépoli). Notre collègue mathématicien Paul Armand a proposé un nouvel algorithme que nous avons appelé PIM-TMR (Phase-Intensity Mapping for Transfer Matrix Retrieval) pour mesurer in situ la matrice de transmission du système d'analyse de phase de la Figure 40 incluant le milieu diffusant.

La Figure 43 illustre le principe de la méthode de mesure de la matrice de transmission du système d'analyse des phases. Elle nécessite une onde à front d'onde plan profilé par un modulateur spatial de lumière (SLM : Spatial Light Modulator). On affiche sur le SLM, des jeux de cartes de phase $x_i \in \mathbb{C}^n$. Les intensités $b_i^2 \in \mathbb{R}_+^m$ correspondantes sont collectées dans le plan de détection après transformation par le système optique (du SLM aux détecteurs) de matrice de transmission inconnue $A \in \mathbb{C}^{n \times m}$.

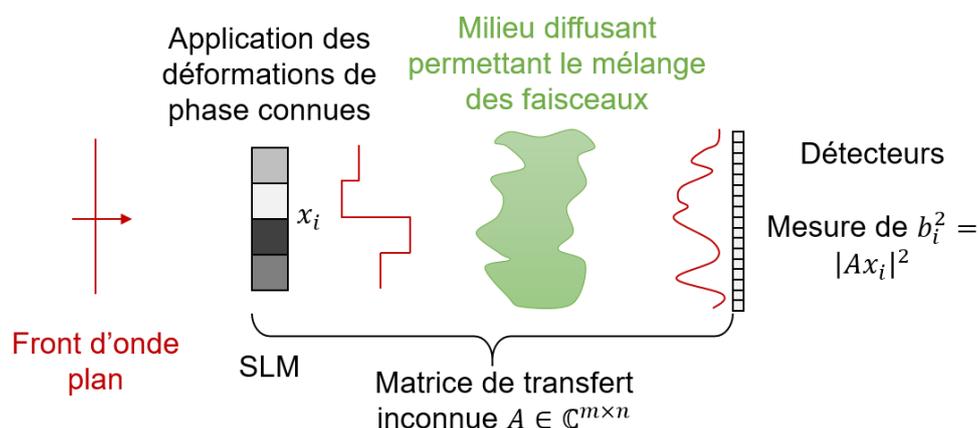


Figure 43 : Principe de la méthode de mesure de la matrice de transmission du système d'analyse des phases PIM-TMR (Phase-Intensity Mapping for Transfer Matrix Retrieval). Schéma modifié à partir de [90].

En appliquant N cartes de phases aléatoires connues, on obtient une matrice de phases tests $X \in \mathbb{C}^{N \times n}$ et une matrice d'amplitudes mesurées $B \in \mathbb{R}_+^{N \times m}$. Finalement, le calcul de la matrice

¹⁶ La théorie des matrices aléatoires en milieu diffusant ou multi-diffusant est explorée plus en détails dans [117,118].

de transmission complexe reste ici un problème de recouvrement de phase qui consiste à résoudre l'équation :

$$|AX| = B \quad (21)$$

Le recouvrement de la matrice A se fait par le même algorithme de projections alternées que celui présenté pour la méthode PIM-PR, à la différence que les données d'entrées (X) et données à retrouver (A) sont échangées. D'autre part, les données à retrouver (A) n'évoluent pas au cours du temps contrairement à la problématique précédente.

La méthode PIM-TMR a été validée expérimentalement sur le banc de preuve de concept avec un élément diffractant (plaque d'ouvertures circulaires de 300 μm de diamètre) dont la matrice de transmission est connue analytiquement, mais pas vraiment aléatoire. La Figure 44 (a) met en évidence de très fortes ressemblances entre la matrice calculée et la matrice mesurée. Les différences entre ces matrices peuvent provenir d'un alignement imparfait de l'élément diffractant et des aberrations du système optique qui ne sont pas prises en compte dans la version calculée. Par ailleurs, cela peut également être dû aux différents bruits expérimentaux lors de la mesure de la matrice. Cette matrice de transmission a ensuite été utilisée sur le banc modèle et a permis de verrouiller les phases de 16 faisceaux avec une qualité de mise en phase de 96% en 8 itérations (Figure 44 (b)), prouvant ainsi expérimentalement la fiabilité de la mesure de la matrice par PIM-TMR.

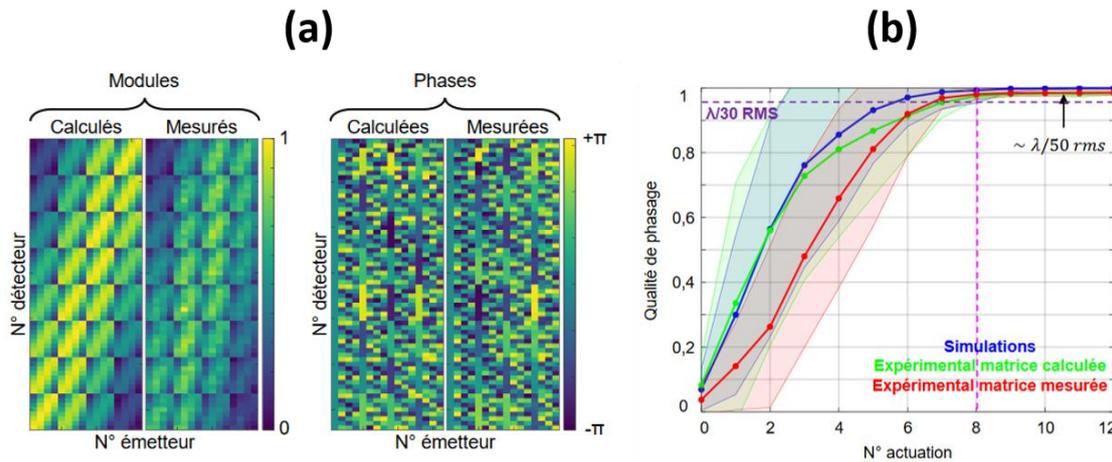


Figure 44 : (a) Comparaison de la matrice de transmission calculée analytiquement avec la matrice de transmission mesurée par méthode PIM-TMR (Phase-Intensity Mapping for Transfer Matrix Retrieval).

(b) Statistiques sur la qualité de phasage sur 20 tirages de phases initiales et cibles aléatoires pour des résultats de simulation, expérimentaux obtenus avec la matrice de transmission calculée et avec celle mesurée. Résultats à 16 faisceaux et 64 détecteurs pour un critère de convergence interne seuil de $Q_{int}^{seuil} = 0,999$ [87].

La méthode de mesure de la matrice de transmission complexe d'un élément quelconque ayant été validée, il est désormais possible d'utiliser un élément mélangeur qui rende la matrice de transmission aléatoire. La propagation de faisceaux lasers à travers un simple diffuseur de surface conduit à des interférences multiples qui peuvent être décrites par une matrice de transmission complexe parfaitement aléatoire. Cet élément optique peut être représenté comme une fonction d'épaisseur ou d'indice de réfraction variable. L'onde traversant un diffuseur de surface voit son profil transverse réparti suivant des fréquences spatiales aléatoires. Le champ interférométrique formé est constitué de tavelures, que l'on retrouve sous le nom de speckle dans la littérature, comme illustré en Figure 45.

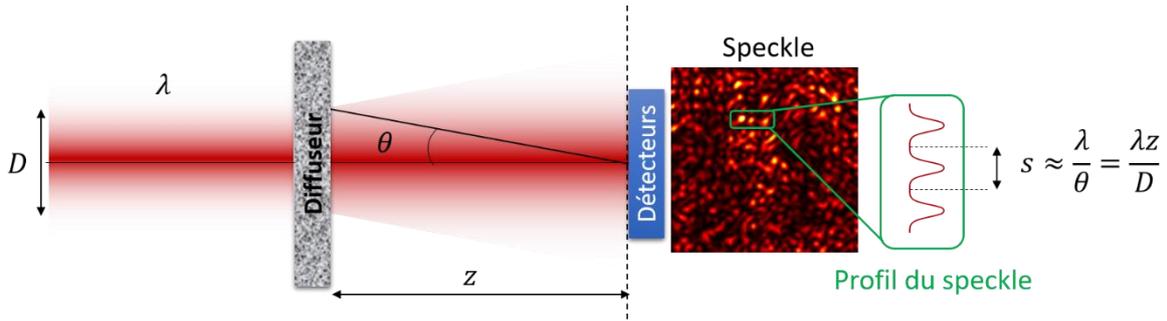


Figure 45 : Schéma de principe de la transformation d'un rayonnement de diamètre effectif D effectuée par le diffuseur de surface. z est la distance diffuseur – plan de détection et s est la taille moyenne d'un grain de speckle.

Les caractéristiques spatiales du speckle et son échantillonnage par les détecteurs régissent celles de la matrice de transmission du système optique de transcription phase – intensité. En effet, pour que le système soit décrit par une matrice de transmission aléatoire, il faut que les informations recueillies par les détecteurs soient issues de l'interférence de tous les faisceaux avec des jeux de phases variés selon la position du détecteur considéré. C'est pourquoi, l'arrangement des points de détection dans le speckle dépend de la taille des tavelures s . Leur dimension moyenne est inversement proportionnelle au diamètre global D des faisceaux sur le diffuseur et proportionnelle à la distance de propagation z entre le diffuseur et le plan de détection. Elle s'exprime de la façon suivante :

$$s \approx \frac{\lambda z}{D} \quad (22)$$

Pour minimiser la distance z entre le diffuseur et le plan de détection, il est nécessaire de diminuer drastiquement le diamètre global D des faisceaux sur le diffuseur. Aussi, le plus pertinent est de placer le diffuseur dans le plan de focalisation (ou à proximité) d'une optique de distance focale f (Figure 46).

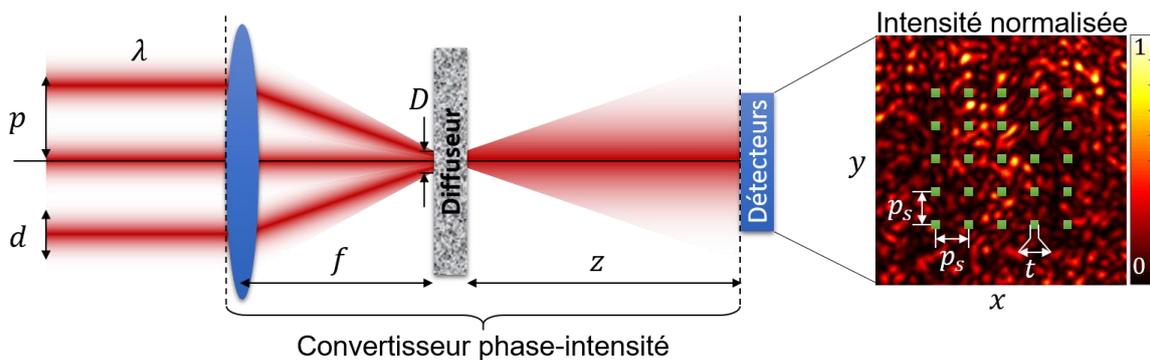


Figure 46 : Montage optique permettant de mesurer des informations intensimétriques issues du mélange de tous les faisceaux (gauche) par une détection parsemée dans le champ de speckle (droite). p est l'entraxe entre les faisceaux, d est le diamètre d'un faisceau élémentaire, f la distance focale de la lentille convergente, D la section synthétique des faisceaux focalisés sur le diffuseur et z la distance diffuseur – détecteurs. p_s est l'entraxe entre deux détecteurs et t la taille (diamètre) d'un détecteur.

Lorsque tous les faisceaux se superposent sur le diffuseur de surface, le diamètre D (mesuré à $1/e$ en champ) de la zone illuminée est celui de chacun des faisceaux de profil gaussien

dans le plan focal image de la lentille. Ce diamètre est donné par la relation ci-après où d est celui de chaque faisceau du réseau en amont de la lentille :

$$D = \frac{4\lambda f}{\pi d} \quad (23)$$

L'optique utilisée pour la focalisation n'a pas besoin d'être de bonne qualité, ou bien parfaitement alignée. Quelles que soient ses aberrations, elles seront prises en compte lors de la mesure de la matrice de transmission A du système d'analyse des phases. D'autre part, en accord avec les quantités exprimées sur la Figure 45 et la Figure 46, la focalisation des faisceaux par une optique convergente permet de réduire drastiquement la distance diffuseur – détecteurs.

L'arrangement des détecteurs doit être adapté à la taille moyenne des grains de speckle. On introduit le paramètre α qui est le rapport entre la taille d'un détecteur t et celle d'un grain de speckle s . Le paramètre β compare le pas de la matrice de détecteurs p_s avec la taille d'un grain de speckle s :

$$\begin{cases} \alpha = \frac{t}{s} \\ \beta = \frac{p_s}{s} \end{cases} \quad (24)$$

La taille d'un détecteur doit être bien inférieure à celle d'un grain de speckle pour éviter d'intégrer plusieurs informations élémentaires dans le champ d'interférence. Le paramètre α doit être approximativement inférieur à 20% selon une estimation basée sur une étude expérimentale. C'est-à-dire qu'un détecteur doit être au minimum cinq fois plus petit qu'un grain de speckle. Quant au paramètre β , moins critique, sa valeur doit être supérieure à 1 environ, de sorte à ce qu'au moins un grain de speckle sépare deux détecteurs. Autrement, les informations collectées par des détecteurs voisins seraient corrélées et la matrice traduirait une redondance d'informations. Ce cas peut être vu comme une réduction virtuelle du nombre de détecteurs, ce qui limiterait les performances de l'algorithme de projections alternées.

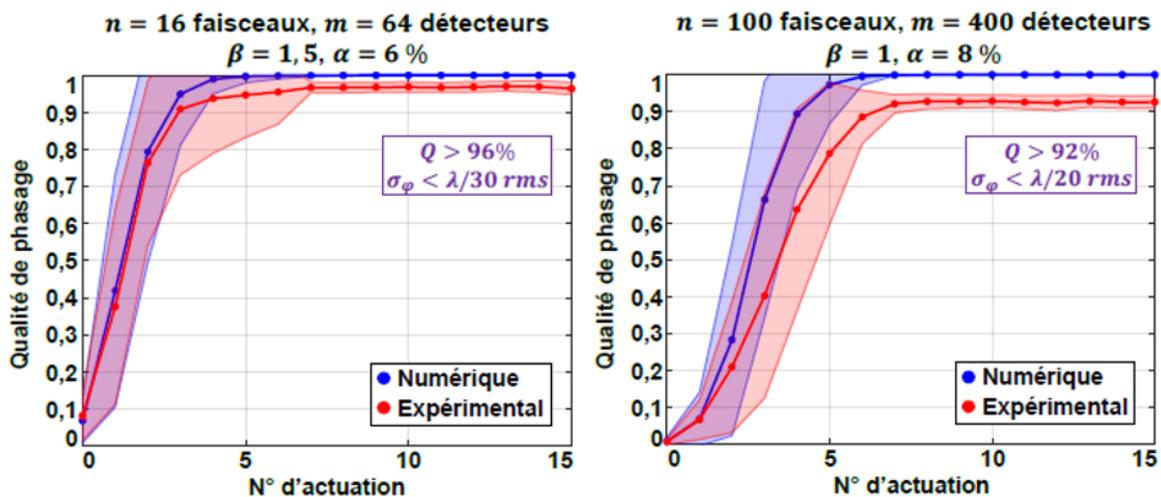


Figure 47 : Qualité de phasage moyenne sur 50 tirages de phases initiales et cibles aléatoires pour 16 faisceaux et 64 détecteurs (gauche) et pour 100 faisceaux et 400 détecteurs (droite) [87]. Les nappes colorées représentent l'écart-type sur les 50 tirages.

Lorsque ces critères sont respectés, la méthode PIM-PR s'avère très efficace en condition expérimentale. La Figure 47 montre des résultats obtenus avec 16 et 100 faisceaux sur banc

modèle. La qualité de mise en phase numérique et celle expérimentale moyenne et leur écart-type sont tracés à partir de 50 tirages de phases initiales et pour des cibles aléatoires. A 16 faisceaux, la qualité de phasage a atteint plus de 96% en 7 itérations environ ce qui est comparable aux résultats précédemment évoqués avec l'utilisation d'une matrice calculée. Cette expérience a été étendue à la mise en phase de 100 faisceaux. Elle a conduit à une qualité de phasage de 92%, soit une erreur résiduelle de $\lambda/20$ en 7 itérations. La dégradation de la mise en phase en augmentant le nombre de faisceaux de 16 à 100 était probablement liée à l'augmentation de la section de la pupille synthétique. Elle passait de 2,5 mm à 7 mm, soit environ une augmentation en surface d'un facteur 9. Le front d'onde est plus sensible aux mouvements de l'air dans le laboratoire. Ceci a pu entacher la mesure de la matrice de transmission, d'autant plus que le nombre de cartes de phases, et donc le temps de mesure, était 6 fois plus élevé. Pour autant, on remarque que comme dans le cas à 16 faisceaux, le processus convergeait toujours vers la même qualité de phasage, quelles que soient les phases initiales et les phases cibles, avec un très faible écart type.

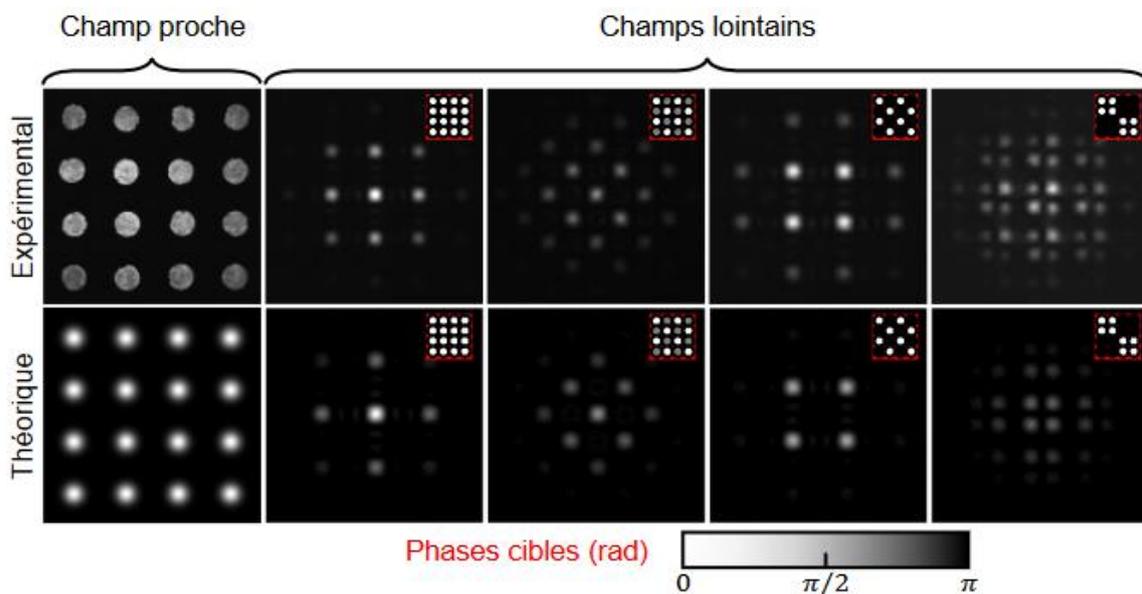


Figure 48 : Champ proche et champ lointain expérimentaux (haut) et théoriques (bas) pour un réseau de 16 faisceaux suivant une structuration de phase différente [87].

En conclusion, la méthode PIM-PR permet un verrouillage sur n'importe quel état de phase (Figure 48) d'un grand nombre d'émetteurs en moins de dix itérations. Les démonstrations expérimentales à 100 faisceaux sont rares dans la littérature, car les performances se dégradent en raison des défauts de phase apportés par le système d'analyse notamment avec les méthodes utilisant une onde de référence qui doit être parfaitement maîtrisée sur la section du réseau de lasers, ou encore en raison de la difficulté à maintenir une bande passante élevée avec des systèmes électroniques devenant plus complexes. L'étape de validation sur banc modèle avait permis à Jérémie Saucourt de montrer qu'il n'y avait pas d'obstacle majeur à phaser un grand nombre de faisceaux avec cette nouvelle approche PIM-PR. En particulier, la mesure de la matrice de transmission du système d'analyse relâche des contraintes fortes qui peuvent apparaître avec la montée en nombre sur la précision des alignements et la qualité optique des composants de ce système. La méthode PIM-PR est par ailleurs agile en offrant la possibilité de façonner le profil de phase de la pupille synthétique sur n'importe quelle structure.

Enfin, en vue de la description à venir des étapes de conception d'un dispositif réel, je résume dans le tableau ci-dessous les paramètres clefs et les conditions à respecter sur ces paramètres pour maximiser la qualité de mise en phase avec la méthode PIM-PR.

Tableau 2 : Paramètres essentiels pour obtenir une bonne qualité de verrouillage des phases par méthode PIM-PR.

Paramètre	Valeur
Nombre de détecteurs par émetteur	$\geq 4n$
Nombre de cartes de phase pour mesurer la matrice	$\geq 10n$
α : rapport entre la taille d'un détecteur et d'un grain de speckle	$\leq 0,2$
β : rapport entre l'entraxe des faisceaux et la taille d'un grain de speckle	≥ 1

Le principe de la méthode PIM-PR ayant été décrit et validé sur un premier banc expérimental statique et contrôlé, je l'ai implémentée sur un banc réel d'amplificateurs fibrés. Cette transposition fait apparaître de nouvelles contraintes pratiques qui sont discutées dans la section suivante. Les solutions envisagées pour y répondre sont étudiées tout d'abord expérimentalement sur un banc modèle.

II.3. Contraintes liées à un réel système laser à amplification parallèle

II.3.1. Etude des contraintes pour l'application à un véritable système laser par l'intermédiaire d'un banc modèle

Pour bien comprendre les différences entre un banc modèle et un système d'amplificateurs fibrés, je décris maintenant le banc modèle illustré en Figure 49 qui sera utilisé pour cette étude.

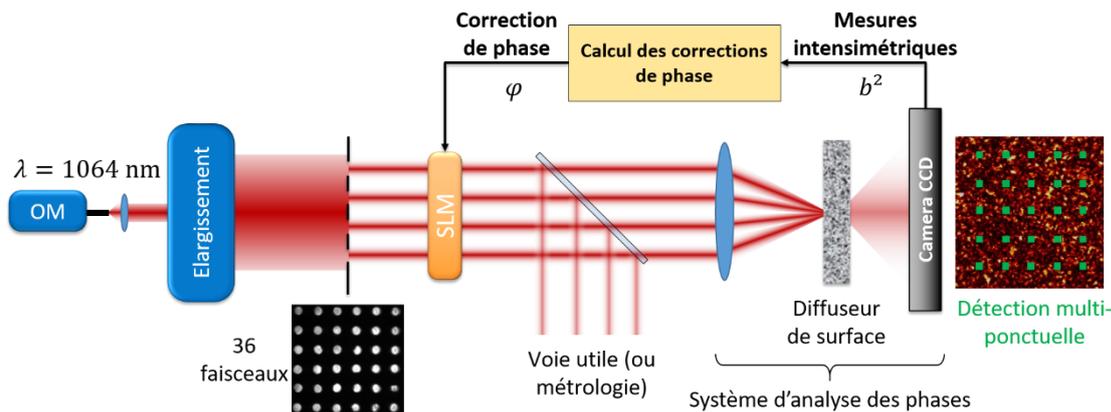


Figure 49 : Schéma du montage expérimental servant de preuve de concept. Les 36 faisceaux sont issus du rayonnement à 1064 nm de l'oscillateur maître (OM). Le SLM (Spatial Light Modulator) sert à la mesure de la matrice de transmission, à l'application d'un bruit de phase artificiel et à l'application des corrections des phases.

Dans un premier temps, le rayonnement d'une diode laser fibrée émettant à la longueur d'onde de 1064 nm est mis en forme afin de fabriquer un front d'onde plan de plusieurs centimètres de diamètre. Ce faisceau est filtré par une plaque métallique composée de 36 ouvertures circulaires de diamètre $d = 300 \mu\text{m}$ espacées de $600 \mu\text{m}$. On a alors un réseau de faisceaux

polarisés rectilignement, qui partagent la même phase, mais dont les amplitudes ne sont pas parfaitement identiques à cause de l'enveloppe gaussienne du faisceau incident. Le plan du filtre est imagé sur la surface d'un SLM (Spatial Light Modulator) à cristaux liquides (Hamamatsu, séries X10468). Dans la mise en œuvre de la boucle opto-numérique, ce composant sert à la fois à fournir un jeu de phase initial arbitraire et à ajuster à chaque itération les phases du réseau à partir de la donnée de correction de phase fournie par l'algorithme PIM-PR. En amont de la mise en phase, le SLM sert également à générer les N cartes de phase tests qui alimentent l'algorithme PIM-TMR pour la mesure de la matrice de transmission du système d'analyse des phases. A la suite du SLM, une lame séparatrice divise les faisceaux vers la voie d'analyse des phases et vers une voie de métrologie qui sert à imager le champ lointain du réseau de faisceaux. Sur la voie d'analyse, les faisceaux se propagent à travers le système de transcription phase – intensité. Il est constitué d'une lentille convergente de distance focale $f = 50$ mm qui focalise les faisceaux sur un diffuseur de surface (référence Thorlabs DG10-600-MD), dont la taille moyenne des grains diffusants est de $25,8 \mu\text{m}$. Une caméra (référence Thorlabs CS2100M-USB) mesure la figure d'interférence à une distance $z = 50$ mm du diffuseur. Seules les intensités relevées par quelques pixels, réparties sur le capteur de la caméra, sont fournies à l'algorithme de projections alternées. La taille moyenne des grains de speckle formés sur la caméra est de $150 \mu\text{m}$. Compte tenu de la taille d'un pixel ($5 \mu\text{m}$), les valeurs des paramètres α et β sont respectées en espaçant les détecteurs de 35 pixels.

Contrairement au montage de principe¹⁷, un système réel d'amplificateurs fibrés ne pourrait pas être contrôlé dans les mêmes conditions opérationnelles :

- Sur le banc modèle (Figure 49), le réseau de faisceaux est fabriqué par un réseau d'ouverture circulaires. Les phases des faisceaux, identiques et statiques (aucune variation de phase relative), sont contrôlées par un SLM. Cet ensemble forme ainsi un réseau de faisceaux à phases connues et ajustables qui est mis en œuvre aussi bien dans la boucle de correction des phases que dans la mesure de la matrice de transmission du système d'analyse des phases. Dans un système à amplification parallèle réel sans boucle de rétroaction, les relations des phases entre les faisceaux sont inconnues, indépendantes et évoluent rapidement au cours du temps. Il n'est donc plus possible d'utiliser ce même réseau de faisceaux dans une étape préalable pour mesurer la matrice du système d'analyse des phases. Une première solution pour palier à cette difficulté consiste à introduire une onde sonde reproduisant aussi fidèlement que possible le réseau de faisceaux cophasés auquel on applique dynamiquement des cartes de phases à l'aide d'un SLM. La matrice calculée à partir de ces données présente inévitablement des écarts avec celle réellement subie par le réseau de faisceaux comme il sera discuté dans le paragraphe II.3.2.
- La seconde différence concerne la bande passante du système de détection multipoints. Celle du banc modèle utilisé, bridée par le SLM, était très faible, de l'ordre de quelques Hertz. Dans un système réel à multiples voies amplificatrices, la modulation de phase est réalisée par des modulateurs électro-optiques très rapides. Aussi, la principale limitation serait imposée par le système de détection. La caméra

¹⁷ Le banc modèle utilisé par Jérémy Saucourt qui a permis d'obtenir les résultats précédents est légèrement différent de celui que j'ai réalisé et décrit en Figure 49. Notamment, il utilisait deux SLM, un pour former le réseau de faisceaux sur un état de phases cible initial, l'autre pour corriger les phases.

utilisée sur le banc modèle ne pourrait assurer les mesures multi-kilohertz nécessaires à la correction des fluctuations de phase d'un réseau d'amplificateurs lasers à fibre. Une solution consiste à utiliser une caméra unidimensionnelle (une ligne de pixels), plus rapide que les caméras bidimensionnelles standards.

L'impact des évolutions liées à la voie d'analyse des phases dont il est question dans cette sous-section va être étudié à travers l'évaluation des performances de la méthode PIM-PR sur le banc modèle décrit Figure 49. Le verrouillage des phases se fera depuis un état initial des phases et vers un jeu de phases cibles tous les deux tirés aléatoirement dans un intervalle $[-\pi ; \pi]$.

II.3.2. Contrainte liée à la mesure de la matrice

Pour mesurer la matrice de transmission du système de transcription phase – intensité, il est nécessaire de l'éclairer avec un réseau de faisceaux aux jeux de phases contrôlés et modulables dynamiquement. Pour cela, un dispositif, basé sur une onde sonde¹⁸, doit simuler ce réseau de faisceaux ajustables en phase. La difficulté vient du besoin d'une multitude d'ondelettes sondes, pour simuler les n faisceaux. Ces faisceaux sondes doivent avoir les mêmes caractéristiques que les faisceaux à verrouiller en phase, même champ proche et même champ lointain (disposition et pointé). En pratique, cette sonde multiple peut être réalisée de la même façon que celle du banc modèle : une onde plane, filtrée par un masque à multiples ouvertures et un SLM pour moduler les phases du réseau de faisceaux sondes. Une séparatrice complète le dispositif pour aligner faisceaux sondes et faisceaux à contrôler, se propageant vers le module de transcription phase – intensité. Cependant, l'alignement, la mise en forme et les différentes aberrations différentielles conduisent en pratique à des écarts entre la matrice de transmission obtenue avec les faisceaux sondes et celle « vue » par les faisceaux du système laser réel. L'étude expérimentale suivante, quantifie l'impact d'un tel écart sur la qualité de phasage, et met en évidence quel paramètre peut atténuer cet impact. Pour cela, je réalise la mise en phase expérimentale d'un réseau de faisceaux à partir d'une mesure de matrice de transmission biaisée.

On introduit la matrice de transmission A mesurée par la méthode PIM-TMR représentant le système d'analyse des phases du banc modèle. On considère que cette matrice, mesurée avec les mêmes faisceaux et dans les mêmes conditions que ceux devant être corrigés par la méthode PIM-PR, est la matrice référence, très proche de la matrice réelle du banc expérimental. Des écarts avec cette matrice de transmission mesurée sont implémentés artificiellement en introduisant numériquement un bruit sur l'amplitude et la phase de ses coefficients complexes, pour définir une nouvelle matrice bruitée A_b . Le bruit choisi suit une loi normale $\mathcal{N}(\mu ; \sigma)$ de moyenne μ et d'écart-type σ . L'erreur sur les coefficients de la matrice est injectée simultanément sur le module et l'argument de chaque coefficient complexe de la manière suivante :

¹⁸ On différencie l'appellation « onde sonde » de l'appellation plus traditionnelle « onde de référence ». Les méthodes interférométriques emploient en permanence une onde qui interfère (cohérence mutuelle) avec les faisceaux à mettre en phase en se référant à la phase de cette onde (« onde de référence »). Dans notre cas, on utilise une onde (aucun besoin de cohérence mutuelle avec le réseau de faisceaux) qui sert à réaliser une mesure en amont du processus de mise en phase, sans aucune interaction avec les faisceaux (« onde sonde »).

$$\begin{cases} |A_b| \rightarrow |A| \times [1 + \mathcal{N}(0; \sigma)] \\ \angle A_b \rightarrow \angle A \times [1 + \mathcal{N}(0; \sigma)] \end{cases} \quad (25)$$

La boucle de rétroaction opto-numérique du banc modèle comprendra le système physique de transcription phase-intensité dont la matrice de transmission est très proche de celle référence A et l'algorithme de projections alternées utilisera la nouvelle matrice de transmission A_b .

Le bruit aléatoire affecté aux coefficients de la matrice de transmission n'a pas une signification physique directe. Cela peut être la traduction de différences entre faisceaux sondes et réels (trajets optiques, fronts d'ondes, amplitudes, etc.) en plus du bruit sur le modulateur de phase et sur les détecteurs servant à la mesure de la matrice de transmission. Il est difficile de relier une valeur de bruit artificielle à celui qu'on pourrait rencontrer expérimentalement. C'est pourquoi dans un premier temps on cherche à estimer l'erreur que la matrice de transmission induit sur la transcription phase-intensité du système réel. La matrice de transmission référence A est calculée à partir des intensités mesurées I_{mes} . On peut estimer la précision des matrices calculées A et A_b en comparant les intensités mesurées I_{mes} avec les intensités calculées I_{calc} à partir des mêmes cartes de phases mais par les différentes matrices de transmission A_b . On estime l'erreur de transcription phase-intensité $\varepsilon_{\varphi-I}$ des matrices de transmission A et A_b à partir du calcul suivant :

$$\varepsilon_{\varphi-I} = \frac{\|I_{calc} - I_{mes}\|}{\|I_{mes}\|} \quad (26)$$

L'erreur $\varepsilon_{\varphi-I}$ est comprise entre 0 et 1, où 0 traduit une matrice de transmission qui représente parfaitement le système optique modélisé.

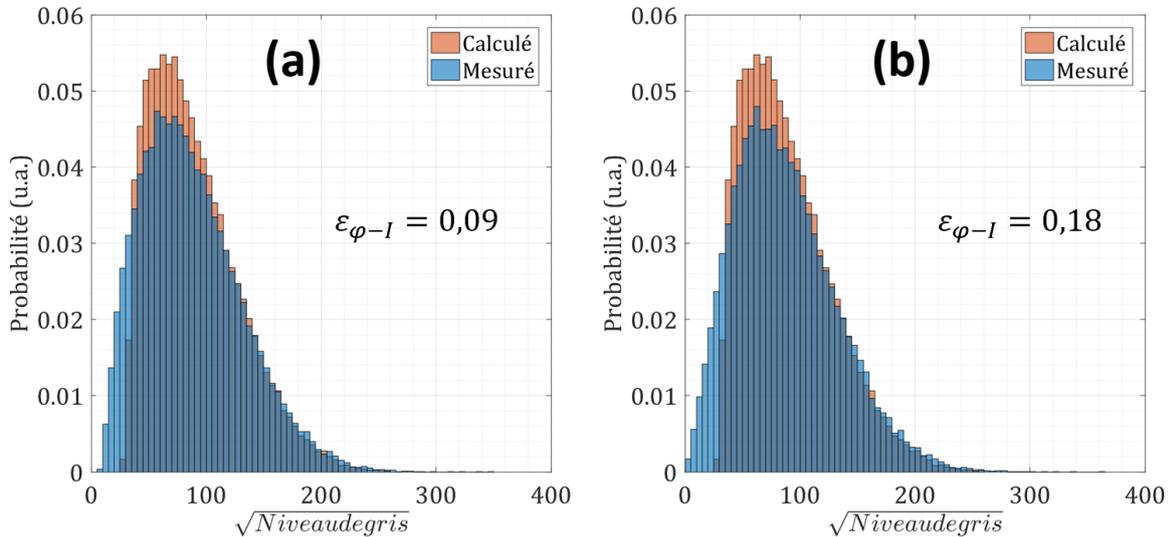


Figure 50 : Histogramme des distributions d'intensité dans le champ de speckle pour un bruit sur la matrice de transmission d'écart type de (a) $\sigma = 0$, (b) $\sigma = 0,12$. Cela correspond, respectivement, à une erreur $\varepsilon_{\varphi-I}$ sur la transcription phase-intensité de 9% et 18% réalisée par la matrice de transmission mesurée.

La matrice de transmission du système est mesurée avec quatre détecteurs par faisceau, soit 144 détecteurs pour 36 faisceaux. Le bruit est ajouté numériquement sur la matrice et on calcule les intensités I_{calc} comme précisé plus haut. Afin de les comparer aux intensités mesurées I_{mes} , on trace les histogrammes en Figure 50. Ils traduisent la distribution

d'intensité¹⁹ effectuée par la matrice depuis les cartes de phases (orange) par rapport à la distribution des intensités mesurées expérimentalement (bleu). Dans le cas (a), aucun bruit n'est ajouté à la matrice. On aperçoit tout de même un écart entre les distributions qui correspond à une erreur $\varepsilon_{\varphi-I} = 0,09$. En accord avec les distributions, une hypothèse est que l'erreur sur la mesure de la matrice de transmission provient de la détection. Il est probable que la réponse de la caméra présente une non linéarité dans les bas niveaux de gris. Dans le cas (b), un bruit d'écart-type $\sigma = 0,12$ est appliqué sur les coefficients de la matrice. L'écart entre les distributions permet de mesurer $\varepsilon_{\varphi-I} = 0,18$ avec une différence qui s'accroît dans les bas niveaux de gris. L'objet de cette sous-section étant d'analyser l'impact d'une matrice de transmission erronée sur la mise en phase, ces matrices vont être injectées dans l'algorithme de projections alternées.

Les performances de la méthode PIM-PR avec des matrices artificiellement bruitées ou non sont montrées Figure 51. Elles sont évaluées expérimentalement avec 25 tirages de phases initiales et phases cibles aléatoires entre $[-\pi ; \pi]$, pour des matrices de transmission bruitées aux différents écart-types σ .

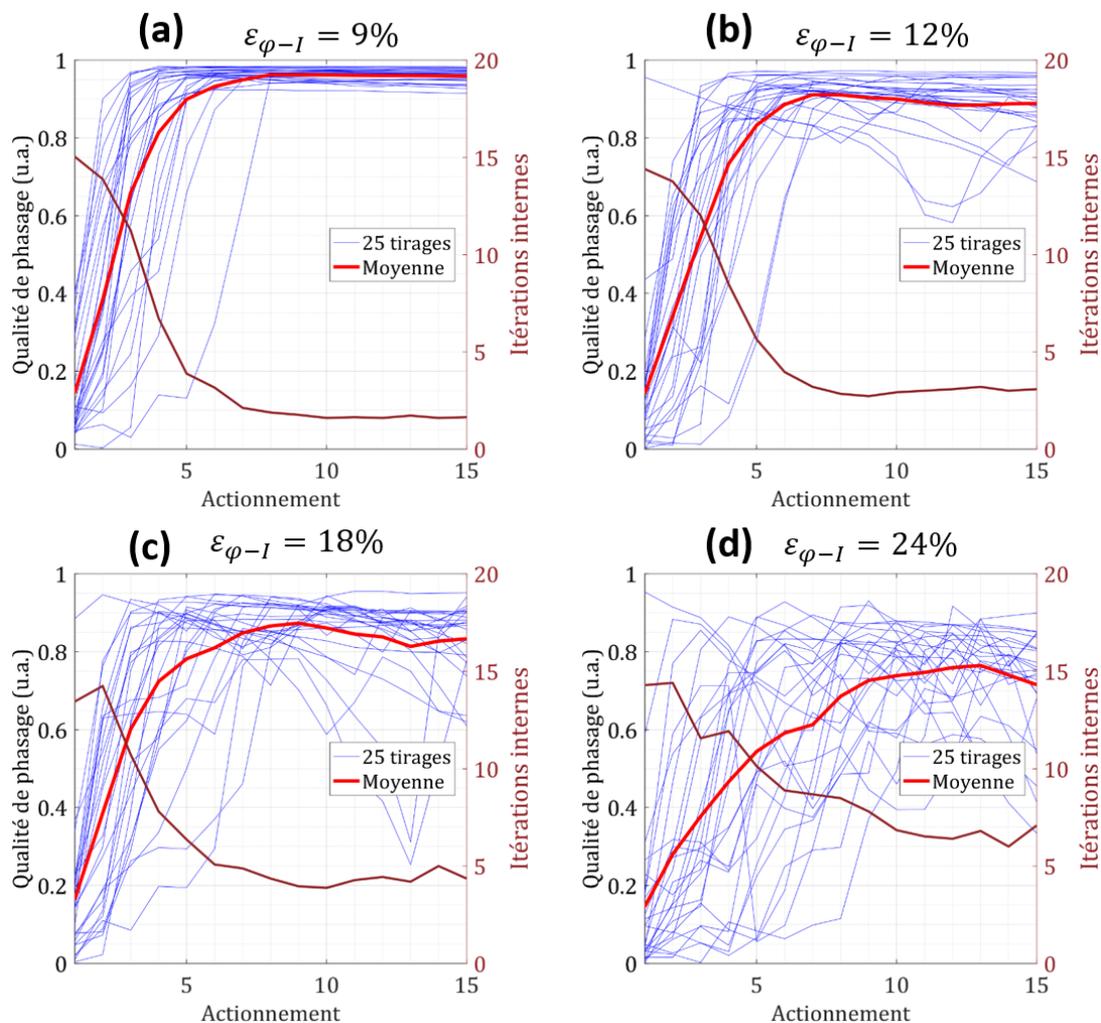


Figure 51 : Courbes expérimentales de qualité de phasage moyenne (courbes rouges) sur 25 tirages de phases initiales et cibles aléatoires (courbes bleues) pour un bruit sur la matrice de transmission

¹⁹ Racine carrée des niveaux de gris de la caméra 2D sur la Figure 50.

d'écart type de (a) $\sigma = 0$, (b) $\sigma = 0,06$, (c) $\sigma = 0,12$ et (d) $\sigma = 0,17$. Cela correspond, respectivement, à une erreur $\varepsilon_{\varphi-I}$ sur la transcription phase-intensité de 9%, 12%, 18% et 24% réalisée par la matrice de transmission mesurée. La courbe marron (axe de droite) est le nombre moyen d'itérations internes sur ces 25 tirages. Les résultats sont obtenus avec 4 détecteurs par faisceau.

Dans le cas de la matrice de transmission non bruitée (dont l'histogramme est représenté Figure 50 (a)), la qualité de mise en phase moyenne est de 96% comme le montre la Figure 51 (a). On observe que dès qu'on implémente numériquement du bruit supplémentaire à la matrice de transmission, la qualité de mise en phase moyenne se dégrade. Les figures 51 (a), 51 (b), 51 (c) et 51 (d) ont été obtenues avec des matrices de transmission bruitées réalisant une erreur $\varepsilon_{\varphi-I}$ respective de 9%, 12%, 18% (histogramme en Figure 50 (b)) et 24% sur la transcription phase-intensité. L'ajout de bruit numérique amène rapidement des instabilités sur tout ou partie des 25 tirages aléatoires de phases initiales et phases cibles. On notera également l'évolution du nombre d'itérations internes. En régime établi, l'algorithme interne n'effectue qu'une itération interne dans la majorité des cas pour la matrice de transmission non bruitée. En revanche, lorsque l'on ajoute du bruit sur la matrice, le nombre d'itérations internes augmente logiquement. La valeur moyenne (courbe marron) révèle que lorsque la matrice est erronée, l'algorithme interne converge après un nombre d'itérations qui fluctue suivant l'état de phase cible. Cette différence de comportement suivant les phases cibles considérées est en adéquation avec l'apparition des instabilités sur la qualité de phasage. C'est cette observation qu'il faut retenir plutôt que le nombre d'itérations internes effectuées. En effet, ce nombre dépend de la valeur seuil du critère interne qui ici est défini arbitrairement à $Q_{int}^{seuil} = 0,999$. C'est la « stabilité » de la valeur moyenne du nombre d'itérations internes en régime établi qui traduit le bon verrouillage des phases vers toutes cibles.

Avec $4n$ détecteurs, la boucle d'optimisation PIM-PR ne permet pas une mise en phase stable et robuste à partir d'une matrice de transmission erronée. Afin de chercher à rendre plus robuste la méthode, j'ai augmenté le nombre de détecteurs. Pour le même montage expérimental, on mesure une matrice de transmission en utilisant $10n$ détecteurs dont l'entraxe et la taille restent les mêmes. Les performances de mise en phase pour des phases initiales et cibles tirées aléatoirement sur l'intervalle $[-\pi ; \pi]$ sont affichées en Figure 52.

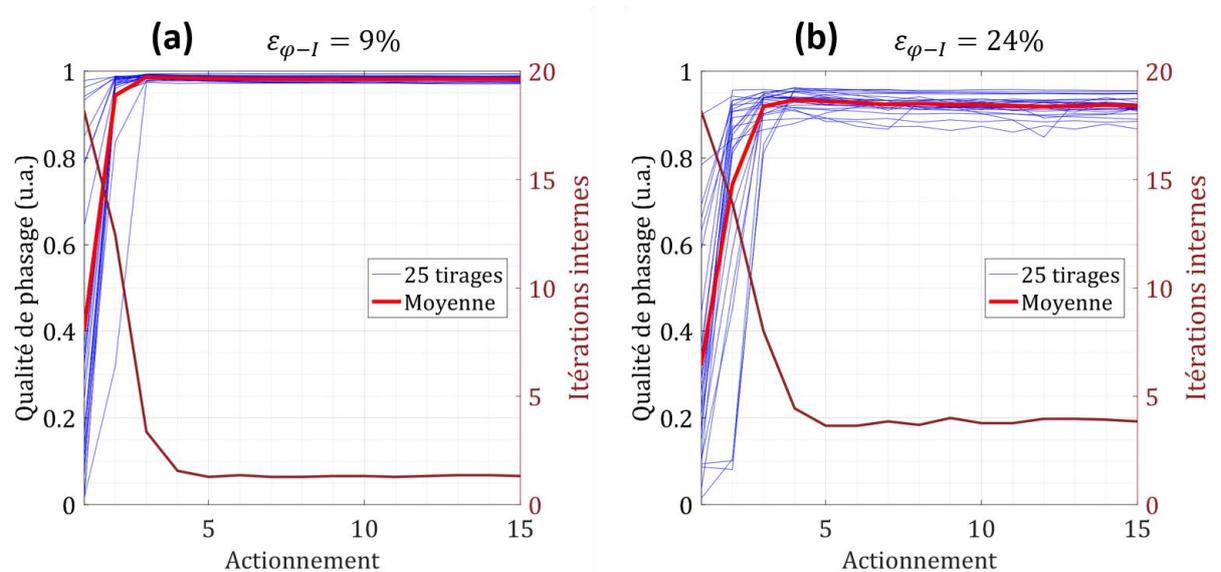


Figure 52 : Courbes expérimentales de qualité de phasage moyenne (courbes rouges) sur 25 tirages de phases initiales et cibles aléatoires (courbes bleues) pour un bruit sur la matrice de transmission

d'écart type de (a) $\sigma = 0$ et (b) $\sigma = 0,17$. Cela correspond, respectivement, à une erreur $\varepsilon_{\varphi-1}$ sur la transcription phase-intensité de 9% et de 24% réalisée par la matrice de transmission mesurée. La courbe marron (axe de droite) est le nombre moyen d'itérations internes sur ces 25 tirages. Les résultats sont obtenus avec 10 détecteurs par faisceau.

On observe différents bénéfices à l'accroissement du ratio m/n . Avec 10 détecteurs par faisceau et dans le cas de la matrice de transmission non bruitée (Figure 52 (a)), on obtient une meilleure qualité de phasage moyenne à 98% qui traduit une meilleure représentation du système optique d'analyse des phases que dans le cas à quatre détecteurs par faisceau. De plus, la convergence est atteinte en deux fois moins d'itérations. Lorsque la matrice de transcription phase-intensité est fortement erronée ($\varepsilon_{\varphi-1} = 24\%$, Figure 52 (b)), aucune instabilité n'est observée, contrairement au cas où la matrice de transmission est mesurée avec $4n$ détecteurs. Cette absence d'instabilité est en accord avec le nombre moyen d'itérations internes en régime établi. Bien qu'il soit plus élevé que dans le cas de la matrice non bruitée, il reste constant. Cela traduit un comportement similaire de l'algorithme interne pour tout état de phases cibles. Il converge à chaque fois, mais vers une qualité de mise en phase moyenne de 93%. Au-delà d'environ $\varepsilon_{\varphi-1} = 30\%$, la mise en phase devient instable sur certains jeux de phases cibles et la qualité de phasage se dégrade rendant l'utilisation de $10n$ détecteurs insuffisante pour un verrouillage des phases efficace.

Dans le cas d'un système réel à base d'amplificateurs fibrés, l'utilisation d'une onde sonde pour la mesure de la matrice de transmission amènera des écarts entre cette dernière et celle réellement « vue » par le réseau de faisceaux. On a montré que les conséquences de l'erreur de transcription phase – intensité de la matrice de transmission sont réduites par l'augmentation du nombre de détecteurs. C'est un degré de liberté sur lequel on peut agir si nécessaire pour un verrouillage efficace des phases d'un réseau d'amplificateurs fibrés.

II.3.3. Contrainte liée à la bande passante de la boucle d'optimisation des phases

Un autre aspect à prendre en compte qui présenterait un frein à l'utilisation de la méthode PIM-PR sur un système réel concerne la rapidité des corrections de phases. En effet, le banc modèle démontre une combinaison cohérente à partir des intensités prélevées par une caméra 2D qui a une faible bande passante. Les caméras 2D ont pour la plupart des taux de rafraîchissement inférieurs ou proches des fréquences maximales (~ 1 kHz) des fluctuations de phases à corriger. Comme il faut plusieurs itérations (< 10) à la boucle opto-numérique PIM-PR pour converger, il faut une caméra dont la bande passante est de 10 kHz au minimum. On comprend la difficulté, sur un laser multi-amplificateurs, à utiliser le même type de caméra que celui du banc modèle, dont la fréquence d'acquisition est de 60 Hz sur toute l'image, voire quelques centaines de Hertz sur une zone d'intérêt plus petite. Il est possible d'utiliser des photodiodes indépendantes selon un arrangement 2D. Cependant, l'électronique à mettre en place pour la collecte et la synchronisation des informations peut être complexe. Une alternative plus simple est l'utilisation d'une caméra dont les pixels sont arrangés en ligne. Ces caméras 1D présentent l'avantage d'être simples d'utilisation et possèdent une bande passante pouvant aller jusqu'à plusieurs dizaines de kHz. L'utilisation d'une caméra 1D est une piste privilégiée pour la combinaison cohérente par méthode PIM-PR. La question qui se pose est de savoir si cet arrangement particulier de pixels permet de mesurer une diversité d'informations suffisante pour la mise en phase efficace de faisceaux. Pour y répondre, j'ai mis en place cette détection sur le banc modèle présenté précédemment.

Dans les mêmes conditions d'utilisation du banc modèle, on dispose les $10n$ détecteurs suivant un arrangement linéaire comme montré Figure 53 (a). La qualité de mise en phase mesurée sur des jeux de phases cibles aléatoires est illustrée Figure 53 (b).

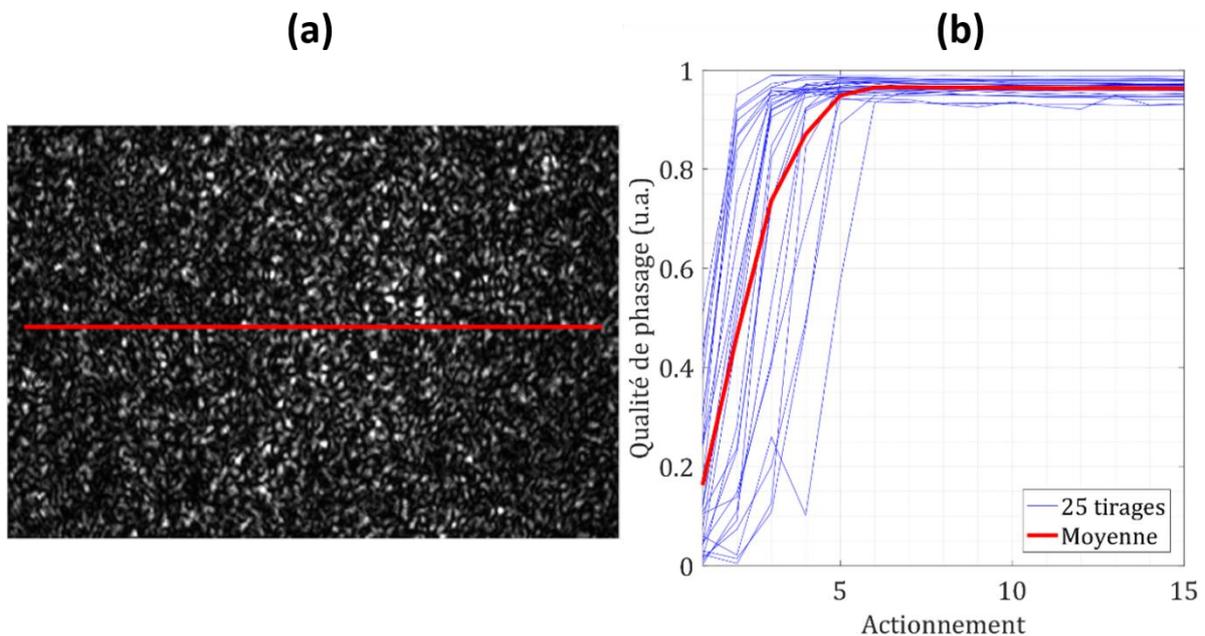


Figure 53 : (a) 360 détecteurs arrangés en ligne (points rouges) dans le champ de speckle et (b) qualité de phasage moyenne (courbe rouge) sur 25 tirages de phases initiales et cibles aléatoires (courbes bleues) à 36 faisceaux.

L'arrangement en ligne des détecteurs permet la mise en phase des 36 faisceaux avec une qualité de phasage supérieure à 96%, soit une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/30$. On peut noter une baisse de la qualité de phasage comparé à celle obtenue à partir d'un arrangement 2D des détecteurs (Figure 52 (a)). Il s'agit en réalité d'une limite spécifique à cette configuration du banc modèle. En effet, le grand nombre de faisceaux à mettre en phase implique un grand nombre de détecteurs (360) à répartir sur la section limitée de la caméra 1D (1920 pixels). La condition sur le paramètre β (qui doit être supérieur à 1 et est $\sim 0,2$ ici) n'est plus respectée pour l'arrangement linéaire des détecteurs, contrairement à l'expérience avec la maille bidimensionnelle de détecteurs. Néanmoins, la mise en phase reste d'une très bonne efficacité. Dans des conditions optimales, j'ai pu vérifier que la qualité de mise en phase est rigoureusement identique entre une détection suivant un arrangement linéaire et un arrangement carré²⁰. Cette efficacité préservée est à mettre au bénéfice du diffuseur qui assure un recouvrement de l'ensemble des faisceaux sur toute la surface du champ d'interférences.

Finalement, j'ai validé expérimentalement que la mise en phase d'un grand nombre de faisceaux pouvait très bien se faire avec une répartition en ligne des détecteurs. Il est alors envisageable d'utiliser des caméras rapides dont les pixels sont répartis sur une seule dimension pour atteindre des bandes passantes d'asservissement qui permettent de compenser les fluctuations de phase d'amplificateurs à fibre d'un système laser multi-bras.

²⁰ A 16 faisceaux et 64 détecteurs, l'arrangement linéaire des détecteurs permet d'obtenir un coefficient $\beta \sim 1$. La qualité de phasage atteinte est la même que pour un arrangement en maille carrée des détecteurs.

La section II.3 a apporté des réponses quant à l'utilisation de la PIM-PR en condition expérimentale réelle. Elle a montré que la mesure entachée d'erreur d'une matrice de transmission, liée à l'utilisation d'une onde sonde, peut malgré tout conduire à un verrouillage des phases efficace stable en augmentant le nombre de détecteurs utilisés. Cette section a également mis en évidence que la méthode PIM-PR est capable d'assurer une correction des phases efficace en utilisant une détection multipoints alignés (unidimensionnelle), ces composants étant plus rapides que leurs équivalents 2D. Plus largement, elle se distingue d'autres méthodes dans la littérature par sa flexibilité de détection. En effet, n'importe quel arrangement des détecteurs est imaginable alors que d'autres méthodes ne peuvent réaliser la détection que d'une façon particulière (détecteur unique en champ lointain, analyse de franges d'interférences suivant une maille structurée, ...).

La section suivante va détailler la mise en place d'un banc expérimental à multiple voies amplificatrices, ainsi que la caractérisation des performances de la méthode PIM-PR en condition réelle d'utilisation.

II.4. Verrouillage des phases d'un réseau d'amplificateurs à fibre par la méthode PIM-PR

II.4.1. Dispositif expérimental

Le principe de la méthode PIM-PR a été validé par une première réalisation expérimentale sur un banc modèle aux déphasages à corriger statiques. Les résultats obtenus sont à confirmer avec un système laser à multiple bras amplificateurs pour lequel les déphasages (inconnus) à corriger ont une dynamique rapide de l'ordre du kiloHertz.

Le banc expérimental mis en place pour le verrouillage des phases d'un réseau d'amplificateurs à fibre est décrit sur la Figure 54. La Figure 54 (a) montre le montage optique utilisé pour la mesure de la matrice de transmission avec la méthode PIM-TMR détaillée précédemment. On va se contenter de décrire le montage servant au verrouillage des phases des amplificateurs fibrés illustré en Figure 54 (b). Une architecture classique MOPA est employée ici. C'est un système laser à fibre monomode à maintien de polarisation. L'oscillateur maître de longueur d'onde 1064 nm est une diode laser, préamplifiée, dont le rayonnement est réparti par un coupleur à fibre vers sept voies amplificatrices. Chaque voie est constituée d'un préamplificateur et d'un amplificateur à fibre dopée ytterbium. En sortie, les sept voies sont regroupées en fagot (bundle) pour délivrer sept faisceaux de directions de propagation parallèles, polarisés rectilignement dont la puissance maximale de chacun atteint 5 W. Les chaînes amplificatrices ont été développées par CILAS et garantissent une largeur spectrale sur chaque voie de quelques MHz, soit une longueur de cohérence multimétrique. Sans difficulté, les différences de marche entre les différentes voies fibrées sont en-dessous de la longueur de cohérence afin de garantir des interférences contrastées entre les faisceaux combinés.

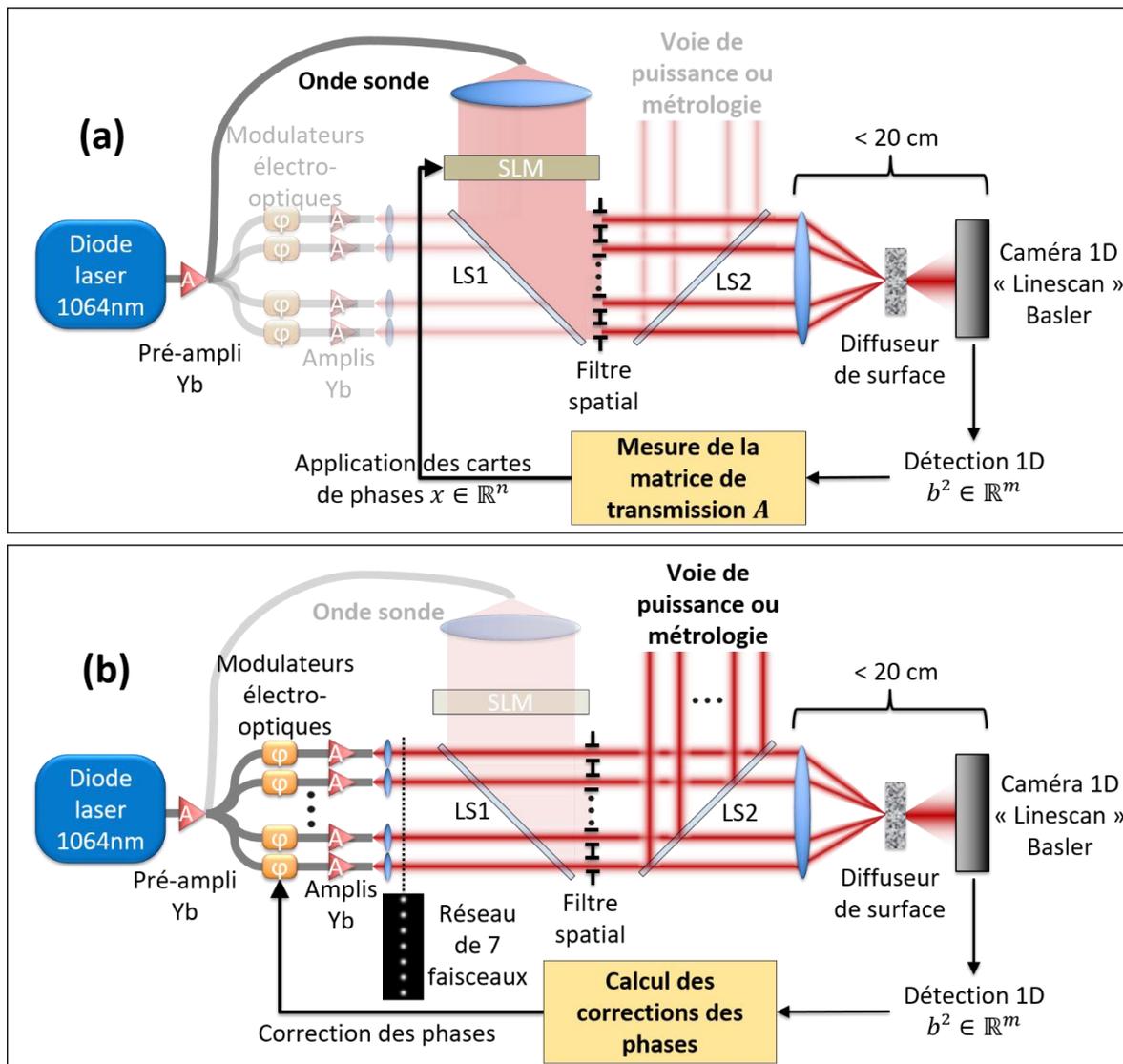


Figure 54 : Schéma du montage expérimental avec les amplificateurs fibrés. Une étape préliminaire est la mesure de la matrice de transmission du système à partir du montage (a). La deuxième étape est celle du verrouillage des phases du réseau des 7 faisceaux avec le montage (b). Les éléments en transparence sur les schémas ne sont pas sollicités lors des étapes respectives. SLM : Spatial Light Modulator. LS : lame séparatrice.

On rappelle que les fluctuations de phase différentielles sont rapides entre voies amplificatrices et seront mesurées par la suite dans notre cas. Les déphasages sont corrigés par des modulateurs de phase électro-optiques intégrés à chaque voie amplificatrice. Ces composants (GHz) très rapides ne sont pas limitants dans le processus de correction de phase. En sortie des voies amplificatrices, les fibres sont rassemblées, alignées, chacune de leur extrémité étant soudée à un bout de fibre à gradient d'indice (souvent appelée fibre GRIN ou lentille GRIN). En sortie du réseau de lentilles GRIN, les faisceaux de 250 μm de diamètre sont espacés de 500 μm et partagent donc les mêmes propriétés spectrales et de polarisation. Pour une combinaison cohérente efficace, il ne reste qu'à verrouiller leurs relations de phases sur le jeu de phases souhaité. C'est le rôle de la boucle opto-numérique PIM-PR dont le fonctionnement repose sur la voie d'analyse des phases que je vais décrire maintenant. Sur cette voie d'analyse, un grandissement $\times 2$ des faisceaux est réalisé par un système afocal (non représenté sur le schéma). La lame séparatrice LS1 dirige l'onde sonde, durant l'étape

de mesure de la matrice de transmission A (Figure 54 (a)), issue d'un huitième amplificateur²¹, vers un filtre spatial. Cette étape de filtrage présente deux intérêts. Le premier est de rendre semblable les faisceaux issus du bundle avec ceux issus de l'onde sonde (réseau d'ondes sondes). Un alignement du pointé des faisceaux signaux et sondes est également nécessaire pour confondre leurs trajets. Le second intérêt est de filtrer spatialement les faisceaux qui présentent des aberrations en sortie du réseau de lentilles GRIN, comme on peut le voir sur la Figure 55 (a). Ces aberrations sont atténuées à l'aide d'un premier filtrage en champ lointain (Figure 55 (b)), non représenté sur le schéma du montage expérimental. Les faisceaux sont filtrés spatialement de façon à sélectionner la partie centrale de chacun des faisceaux (exemple à 300 μm , Figure 55 (c)) en champ proche.

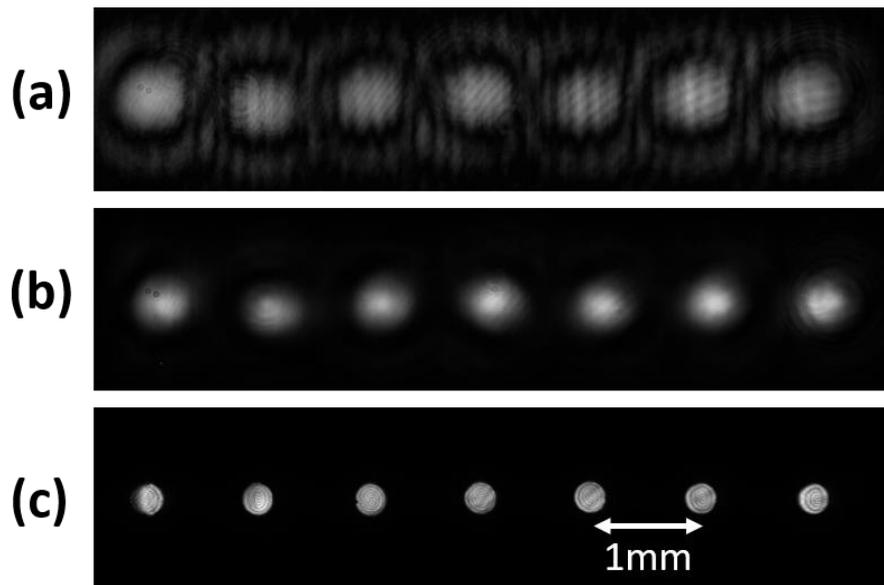


Figure 55 : (a) Champ proche expérimental sans aucun filtrage. Les faisceaux présentent des anneaux et interfèrent entre voisins. (b) Champ proche après un premier filtrage réalisé en champ lointain visant à supprimer les anneaux et les interférences. (c) Exemple d'un champ proche après filtrage par des ouvertures circulaires de 300 μm de diamètre.

Un SLM va servir à moduler le jeu de phases attribué aux faisceaux sondes pour la mesure de la matrice de transmission du système de transcription phase – intensité. Pendant le processus de correction (Figure 54 (b)), la source sonde et le SLM sont éteints et la lame séparatrice LS1 transmet le réseau de faisceaux lasers à analyser. Le module de conversion phase – intensité de la voie d'analyse des phases emploie une lentille convergente qui focalise les faisceaux (signaux ou sondes) sur un diffuseur de surface qui produit un champ d'interférences aléatoire, notamment sur une caméra unidimensionnelle. Comme mentionné plus tôt, le choix de l'arrangement linéaire des pixels est justifié par la grande bande passante de ces caméras 1D. Dans notre cas, elle est de la marque Basler, constituée de 2048 pixels carrés de 7 μm de côté et sa fréquence d'acquisition peut atteindre 80 kHz. L'encombrement de ce module de conversion phase – intensité est inférieur à la vingtaine de centimètres. C'est le besoin de créer une onde sonde qui complexifie et encombre le système d'analyse des phases. Enfin, il y a la possibilité de former une voie de métrologie à partir de la lame séparatrice LS2 (formation d'un champ lointain non représentée sur le schéma). Cette voie

²¹ L'onde sonde est formée à partir du rayonnement d'un amplificateur pour un aspect pratique. Il est tout à fait possible d'utiliser une diode laser externe. Puisque la sonde intervient en amont de la mise en phase, il n'y a aucun besoin de cohérence entre la sonde et les faisceaux à combiner.

permettra d'analyser les performances de la mise en phase des sept amplificateurs fibrés par des mesures simultanées sur caméra 2D et photodiode. Le banc ayant été décrit, on s'intéresse à présent aux étapes de mise en place de la boucle d'optimisation PIM-PR.

La première étape est la mesure de la matrice de transmission (Figure 54 (a)) du système de transcription phase-intensité qui s'étend du plan de filtrage spatial des faisceaux jusqu'à la caméra 1D. La mesure se fait à partir de la méthode PIM-TMR décrite précédemment. La taille moyenne des grains de speckle formés sur la caméra étant de 70 μm , les détecteurs de 7 μm de côté sont espacés d'au moins 10 pixels. Le montage optique respecte ainsi les conditions énoncées dans le Tableau 2 avec $m \geq 4n$ détecteurs par faisceau élémentaire, un nombre de cartes de phase pour mesurer la matrice de transmission du système optique $> 10n$, et avec les paramètres $\alpha < 10\%$ et $\beta \geq 1$. A la fin de cette étape, le faisceau sonde et le SLM sont éteints.

La seconde étape consiste donc à verrouiller en phase les rayonnements issus des amplificateurs fibrés (Figure 54 (b)). L'algorithme de projection alternée de la boucle d'optimisation PIM-PR est implémenté dans un ordinateur National Instrument (référence NI-PXIe 1071) qui reçoit pour données d'entrée celles de la caméra 1D et fournit pour données de sortie les consignes envoyées aux modulateurs de phase électro-optiques. Une interface homme-machine permet de contrôler différents paramètres tels que le positionnement des détecteurs, leur nombre, le temps d'intégration de la caméra, ..., jusqu'aux phases cibles ajustables en temps réel. Les performances du verrouillage des phases de $n = 6$ faisceaux²² par la méthode PIM-PR sont détaillées dans la sous-section suivante.

II.4.2. Caractérisation des performances de la PIM-PR en système laser à six voies amplificatrices

La qualification des performances de mise en phase sur un banc expérimental réel d'amplificateurs fibrés est plus compliquée que dans le cas d'un banc modèle. La qualité de phasage peut se calculer directement en comparant l'état du champ recouvert à chaque itération par rapport au champ cible. S'il est possible de procéder ainsi pour le banc modèle, ce n'est pas le cas pour un système réel parce que les relations de phases des faisceaux combinés sont inconnues. Néanmoins, il reste possible de mesurer ces performances expérimentalement lorsque le verrouillage se fait sur l'état en phase en champ lointain. C'est ce que j'ai fait notamment pour mesurer les densités spectrales de puissance (DSP) des signaux combinés afin de les comparer en boucle d'asservissement ouverte puis fermée. J'ai estimé ainsi la bande passante de la boucle d'optimisation PIM-PR, correspondant ici à l'intersection de ces deux courbes. Cette mesure est réalisée par une photodiode placée sur l'axe optique de la voie de métrologie, là où doit se positionner le lobe central de la figure d'interférence des faisceaux synchronisés en phase. De cette mesure, on en déduira la qualité de phasage ainsi que l'erreur résiduelle des phases. On rappelle que dans notre cas, la qualité de phasage Q compare la puissance crête combinée du lobe central P_{comb} à celle théoriquement attendue par la mise en phase idéale des n faisceaux. Expérimentalement, on mesure en un point (sur l'axe optique) du champ lointain la puissance P_{comb} ainsi que la puissance individuelle P_i de chaque faisceau i . Cela nous permet de comparer la puissance P_{comb} lorsque la boucle d'optimisation est fermée à celle théoriquement attendue lorsque les

²² A ce moment, les mesures n'ont pu être effectuées qu'à six émetteurs parce que l'un des sept était en panne.

n faisceaux sont rigoureusement en phase, donnée par $(\sum_i^n \sqrt{P_i})^2$. La qualité de phasage Q que l'on mesure expérimentalement dans le champ lointain s'exprime alors :

$$Q = \frac{P_{comb}}{(\sum_i^n \sqrt{P_i})^2} \quad (27)$$

Considérons maintenant le cas d'un verrouillage en phase de six faisceaux avec quatre fois plus de détecteurs que de faisceaux. Ceux-ci sont périodiquement espacés de 1 mm et filtrés par des ouvertures circulaires de 500 μm , soit un facteur de remplissage de 50%. La convergence dans la boucle numérique interne est limitée par un critère empiriquement optimisé à $Q_{int} = 0,995$. Après quoi une correction des phases est appliquée aux modulateurs électro-optiques puis, un nouveau jeu de mesures intensimétriques collecté par la caméra 1D est injecté dans cette boucle interne. Cette première réalisation expérimentale permet de valider que la méthode PIM-PR permet bel et bien la combinaison cohérente d'un réseau d'amplificateurs à fibre. On observe d'une part une stabilisation de la figure d'interférence en champ lointain, correspondant à un verrouillage des phases, et d'autre part un lobe central intense apparaît, caractéristique de rayonnements en phase (Figure 56). On précise que la figure d'interférence n'est modulée que selon une dimension à cause de l'arrangement linéaire des faisceaux en champ proche.

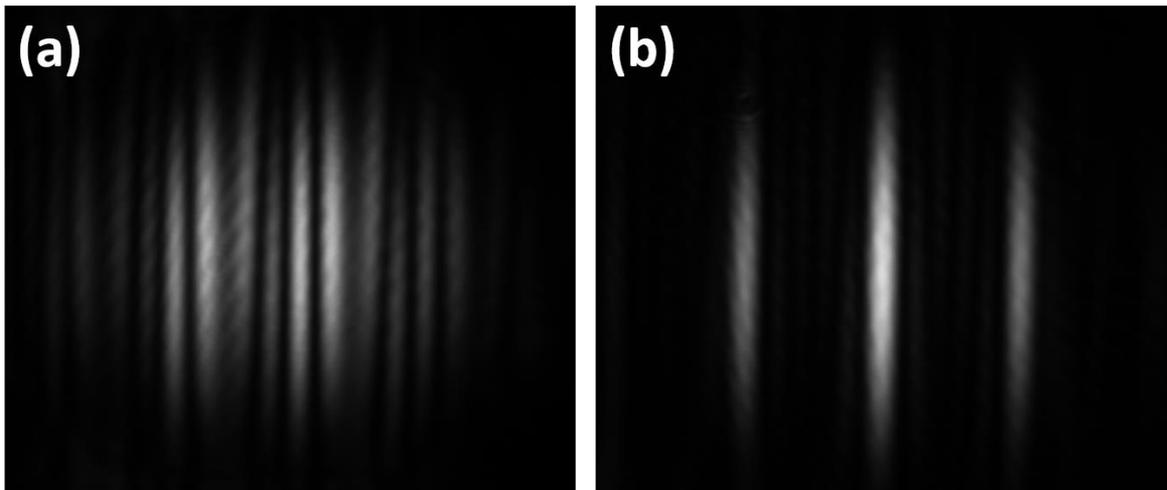


Figure 56 : Champs lointains expérimentaux du réseau de 6 faisceaux alignés en (a) boucle ouverte et (b) boucle fermée. Les corrections de phases calculées par l'algorithme de la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) permettent de mettre les faisceaux en phase, augmentant ainsi la brillance du lobe central.

La photodiode collecte une fraction de la puissance relevée en champ lointain sur une section environ neuf fois inférieure à celui du lobe principal lorsque les faisceaux sont en phase. Les données collectées sur quelques secondes, en boucle ouverte et fermée, sont rapportées sous forme d'un histogramme en Figure 57 (a). A partir de ces données, on peut mesurer une valeur de PIB (Power In the Bucket) normalisée à sa valeur maximale afin d'observer la stabilité de la figure en champ lointain. Le « bucket » est la surface de la photodiode (1 mm^2). La valeur moyenne normalisée du PIB est $\langle PIB \rangle_{norm} = 0,19$ pour un écart-type $\sigma_{\langle PIB \rangle_{norm}} = 0,13$ en régime non asservi contre $\langle PIB \rangle_{norm} = 0,94$ pour un écart-type $\sigma_{\langle PIB \rangle_{norm}} = 0,02$ en régime asservi. La variation autour de la moyenne, soit l'écart-type relatif $\frac{\sigma_{\langle PIB \rangle_{norm}}}{\langle PIB \rangle_{norm}}$, est de 72% sans asservissement contre 2,4% avec asservissement. Ces données traduisent une importante correction du bruit de phase et une stabilisation de la puissance contenue dans le lobe central.

Le croisement des courbes de densité spectrale de puissance correspondantes permet d'estimer une bande passante d'environ 1,2 kHz (Figure 57 (b)).

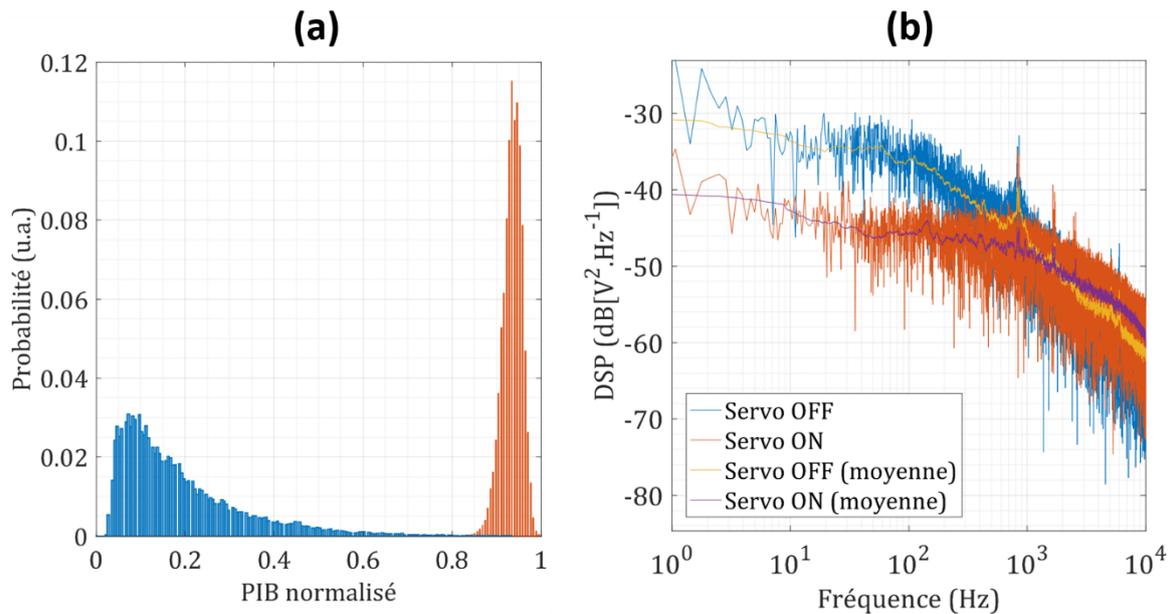


Figure 57 : (a) Histogramme à partir du signal temporel mesuré par une photodiode sur l'axe optique du faisceau combiné en champ lointain sans asservissement (courbe bleue) et avec asservissement (courbe orange). L'asservissement permet de maximiser et de stabiliser l'intensité dans le lobe central. (b) Densités spectrales de puissance correspondantes et leur moyenne mobile.

L'évolution du temps caractéristique d'un tour de boucle de correction des phases a pu être défini²³ par la fonction affine $t(m) = 1,1m + 85$ exprimée en μs . Dans ces conditions ($m/n = 4$), le temps caractéristique d'une étape de correction dans la boucle d'asservissement est d'environ $90 \mu\text{s}$ (11 kHz). La bande passante mesurée en Figure 57 (b) étant de 1,2 kHz environ, on en a déduit que la boucle d'optimisation PIM-PR effectuait 9 corrections. Ce nombre est bien supérieur à celui que l'on a lorsque la matrice de transmission utilisée dans l'algorithme de projections alternées est fidèle à la matrice physique.

De plus, on s'est aperçu très rapidement que, dans cet environnement exigeant, l'utilisation de $4n$ détecteurs ne permettait pas un verrouillage efficace vers n'importe quel jeu de phases. En effet, la stabilité de la figure se dégradait selon le jeu de phases ciblé, ce qui est un inconvénient pour l'application visée. On a vu précédemment qu'un tel comportement pouvait être expliqué par l'utilisation d'une matrice de transmission qui s'écarte trop de la matrice réelle du système optique employé.

Afin de préciser sur quels jeux de phases cibles ces écarts avaient un impact, avec le soutien de Geoffrey Maulion, chercheur post doctorant dans l'équipe, j'ai mis en place une mesure automatisée qui effectuait des cycles de verrouillage sur des états de phases cibles aléatoires. 20 000 tirages aléatoires de phases cibles étaient répartis sur les intervalles $[0 ; 0]$, $[-\pi/4 ; \pi/4]$, $[-\pi/2 ; \pi/2]$ et $[-\pi ; \pi]$. La boucle de correction principale effectuait 40 itérations avant qu'un nouveau tirage de phases cibles ne soit initié. La boucle numérique

²³ La mesure du temps caractéristique d'une correction est effectuée à partir de la mesure du nombre de corrections appliquées dans un temps imparti. Par exemple, on a défini un minuteur au bout duquel l'asservissement s'arrête et on mesure le nombre de corrections effectuées grâce à un compteur dans la boucle principale de l'algorithme de projections alternées.

interne effectuait au maximum 20 itérations internes à moins d'atteindre le critère interne seuil de $Q_{int}^{seuil} = 0,995$. Cette mesure automatisée a pour but de renseigner sur le nombre d'itérations internes effectuées en fonction des intervalles de tirage des phases cibles. Les mesures, sous forme d'histogramme en Figure 58 (a), révèlent que plus l'intervalle des tirages des phases cibles était large, plus le nombre d'itérations de la boucle numérique interne augmentait. Cette différence de comportement suivant les intervalles, traduit par une variation du nombre moyen d'itérations internes plus importante, a été observée numériquement en II.3.2 avec des instabilités dues à une erreur sur la représentation du système d'analyse des phases par la matrice de transmission mesurée.

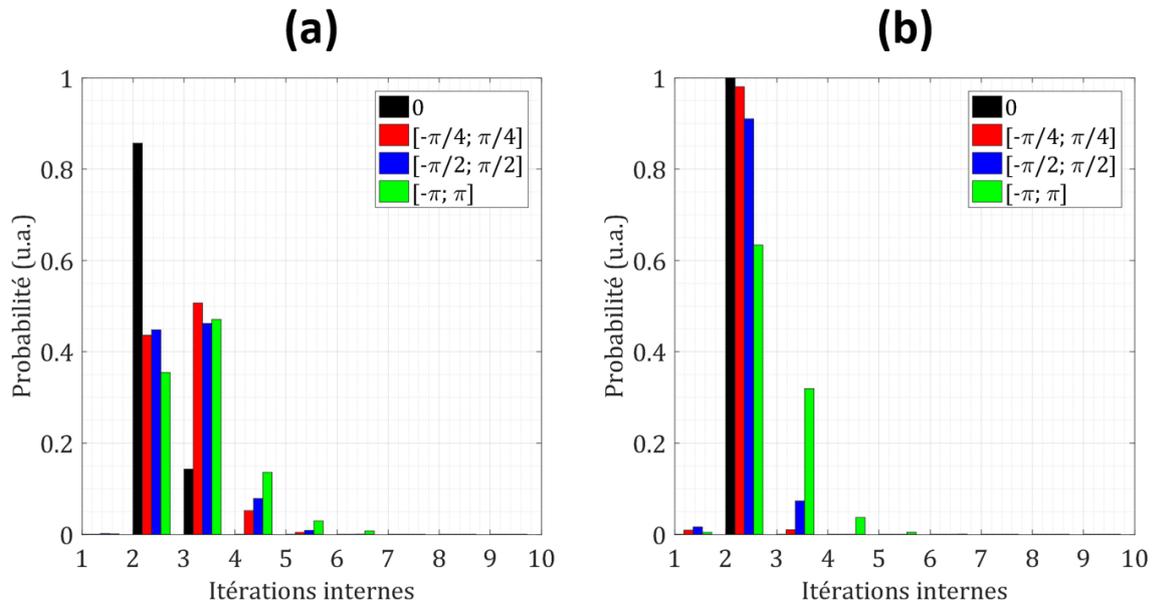


Figure 58 : Histogramme du nombre d'itérations dans la boucle d'optimisation interne suivant différents intervalles dans lesquels sont tirées les phases cibles pour le verrouillage des phases de 6 faisceaux avec (a) 24 détecteurs et (b) 60 détecteurs.

A la suite de ces résultats, j'ai cherché à rendre la boucle interne plus robuste sur la plage $[-\pi; \pi]$. S'il n'est pas possible de mesurer directement cette erreur, puisque la matrice de transmission est mesurée avec des faisceaux sondes différents de ceux à mettre en phase, on sait comme vu dans la partie II.3.2 qu'il est possible d'améliorer la qualité de mise en phase en augmentant le nombre de détecteurs.

J'ai ainsi essayé plusieurs nombres de détecteurs pour trouver une valeur optimale qui améliore la stabilité du processus de verrouillage des phases sans en dégrader la bande passante. En effet, si la diversité d'informations recherchée est améliorée avec l'augmentation du nombre de détecteurs m , cela implique des temps de calcul plus longs. Le nombre optimal de détecteurs par faisceau a été estimé à dix, correspondant à un temps de correction toujours inférieur à 100 μ s. Au-delà de ce nombre, aucune amélioration notable n'a été observée sur la qualité de phasage. En réalisant les mêmes tests statistiques qu'à quatre détecteurs par faisceau, on obtient le nouvel histogramme du nombre d'itérations internes montré sur la Figure 58 (b). La distribution révèle un comportement du processus de verrouillage moins sensible aux phases cibles aléatoires que dans le cas à quatre détecteurs par faisceau. Pourtant la matrice de transmission mesurée reste erronée puisque le système d'analyse des phases et la méthode de mesure n'ont pas été modifiés. Avec ce nombre de détecteurs, aucune instabilité n'a été remarquée lors de l'application de phases cibles aléatoires sur la plage

$[-\pi; \pi]$, ce qui est en accord avec l'étude menée en II.3.2. L'augmentation du nombre de détecteurs permet donc de limiter l'impact de cette erreur et mène à un verrouillage des phases plus stable. Cette affirmation est renforcée par la mesure de bande passante qui s'élève maintenant à environ 2 kHz (Figure 59 (b)), soit un verrouillage des phases en cinq corrections. L'augmentation de la bande passante se traduit par un signal temporel en boucle fermée moins bruité qu'à $4n$ détecteurs, rehaussant ainsi la puissance contenue dans le lobe central de la figure en champ lointain. La qualité de phasage moyenne mesurée en Figure 59 (a) sur 25 cycles de mise en phase est de 86%, soit une erreur résiduelle de phase de $\lambda/15$, avec un écart-type de 2%.

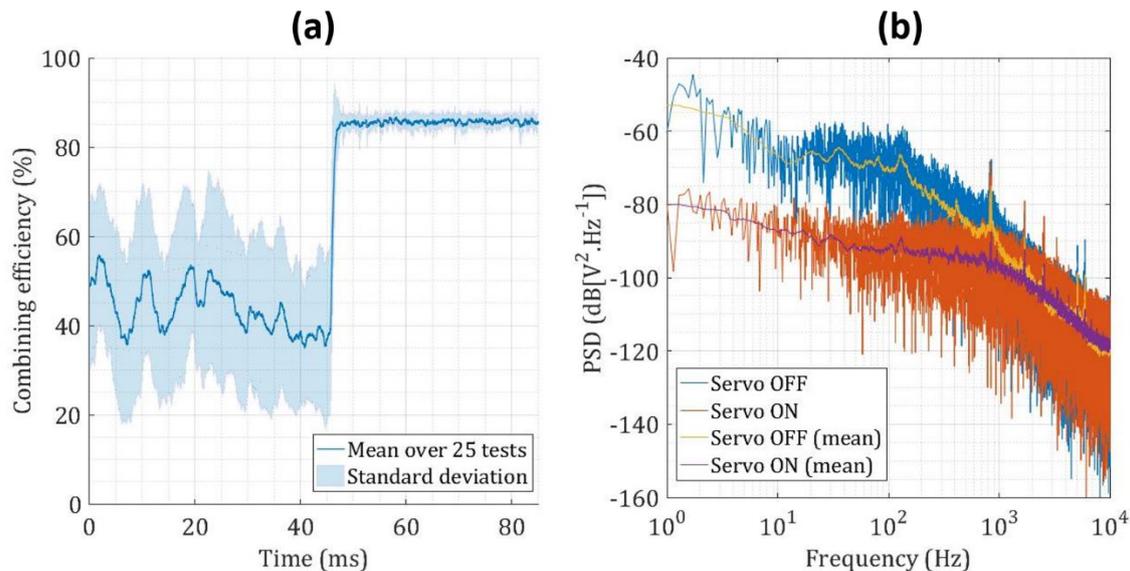


Figure 59 : Comportement dynamique de l'asservissement par la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval). (a) Qualité de phasage moyenne mesurée sur 25 cycles de mise en phase et (b) DSP correspondantes en boucle ouverte et fermée et leur moyenne mobile. Les courbes se croisent à environ 2 kHz. Résultats présentés dans [119].

Si on a mentionné que la qualité de phasage ne pouvait être mesurée expérimentalement que pour un état cophasé, il reste possible d'adapter cette mesure à des états de phases aléatoires dans le cas spécifique de la méthode PIM-PR. Pour mesurer la qualité de phasage, on effectue la mesure sur la figure d'interférence en champ lointain lorsque tous les faisceaux sont en phase dans ce plan. La matrice de transmission étant mesurée à partir d'une onde sonde plane, c'est vers un front d'onde plan que la boucle d'optimisation PIM-PR va converger. Il est alors possible d'appliquer des biais de phases φ sur les colonnes (correspondant aux faisceaux) de la matrice de transmission et d'imposer le verrouillage vers des phases cibles qui sont les conjugués $\tilde{\varphi}$ de ces biais. Ainsi, la boucle d'optimisation PIM-PR a pour consigne de verrouiller les phases des faisceaux vers un état différent de celui en phase tandis qu'en champ lointain, les faisceaux seront synchronisés en phase comme représenté sur la Figure 60.

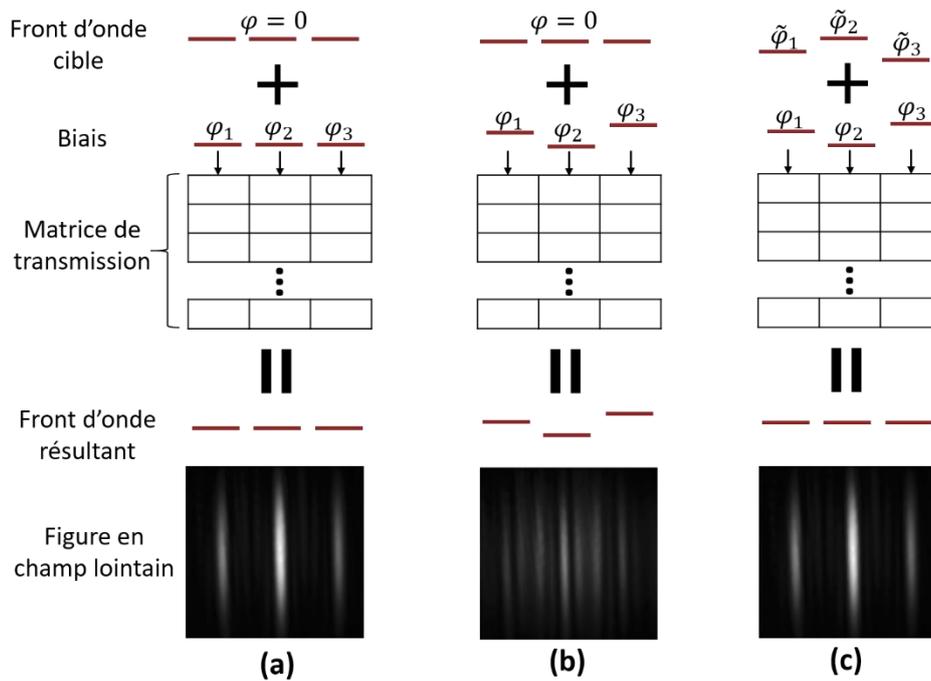


Figure 60 : Principe de la mesure de la qualité de phasage pour des jeux de phases arbitraires. (a) Etat des phases lors d'une mesure classique de qualité de phasage dans un état cophasé. (b) L'application de biais φ_1, φ_2 et φ_3 sur la matrice de transmission en conservant des relations de phases nulles entre faisceaux ne permet pas de réaliser une mesure de qualité de phasage. (c) En appliquant le conjugué $\tilde{\varphi}_1, \tilde{\varphi}_2$ et $\tilde{\varphi}_3$ des biais de la matrice de transmission, on retrouve en champ lointain un faisceau combiné avec un lobe central intense, une mesure de qualité de phasage est alors possible.

Avec cette méthode, j'ai mesuré pour plusieurs phases cibles aléatoires tirées dans l'intervalle $[-\pi; \pi]$ la même valeur de qualité de phasage que celle obtenue pour le cophasage. La possibilité de verrouiller, par la méthode PIM-PR, un réseau de faisceaux vers n'importe quel état de phase est donc fiable. Au final, cette qualité de phasage de 86% traduit une erreur résiduelle de phase de $\lambda/15$ pour tout état de phases cibles des faisceaux.

Apporter des améliorations au système afin de rendre la mesure de la matrice de transmission plus fidèle au système d'analyse des phases réel permettrait une meilleure mise en phase. On peut mentionner, comme amélioration possible, une meilleure qualité de faisceau en sortie de la matrice des optiques de collimation. En effet, les faisceaux présentant des aberrations qui les éloignent d'une forme gaussienne idéale, il est difficile de certifier que leur front d'onde soit totalement plan sur la section filtrée. Une autre amélioration envisageable est de développer une méthode de mesure de la matrice qui ne nécessite pas d'onde sonde externe. La matrice de transmission serait mesurée à partir des faisceaux à mettre en phase, ce qui libérerait des contraintes liées à l'onde sonde. C'est la solution que je développe dans la partie suivante.

II.4.3. Amélioration de la méthode sans système annexe de mesure de la matrice de transmission

Une des difficultés discutées précédemment est celle d'avoir besoin d'une onde sonde externe pour la mesure de la matrice de transmission du système de transcription phase-intensité. La matrice mesurée présente forcément des biais car les faisceaux sondes ne partagent pas strictement le même trajet que les faisceaux réels. On peut ajouter que la forme, l'amplitude

et le front d'onde des faisceaux sondes et amplifiés peuvent être différents. Ces défauts sont certainement ceux qui brident le plus les performances de la boucle opto-numérique PIM-PR. De plus, les différents filtrages imposés par la mauvaise qualité des faisceaux et la mise en place de la méthode PIM-TMR (onde sonde, SLM, reprises d'images) encombrant le système d'analyse des phases sur plus de deux mètres. L'idéal serait de pouvoir mesurer la matrice de transmission directement à partir des faisceaux amplifiés afin de se rapprocher au maximum de la matrice réelle du système. Les coefficients de la matrice mesurée intégreraient alors les défauts des faisceaux et seraient représentatifs des transformations réellement subies par ces faisceaux lors de leur propagation dans le système d'analyse. Un moyen pour s'affranchir de l'onde sonde a été imaginé et est décrit dans le paragraphe suivant.

Le recouvrement de la matrice de transmission A est basé sur la génération de couples phases-intensités qui alimentent l'algorithme de recouvrement PIM-TMR. Ce sont les rayonnements issus des amplificateurs fibrés qui vont jouer le rôle d'ondes sondes et qui seront modulés par des cartes de phases appliquées non pas à un SLM mais aux modulateurs électro-optiques. Le système présente alors des faisceaux et des modulateurs de phases communs pour la mesure de la matrice de transmission et pour la mise en phase. Puisque la mesure de la matrice utilise les vrais faisceaux et prend donc en compte leurs défauts, aucun filtrage spatial n'est nécessaire.

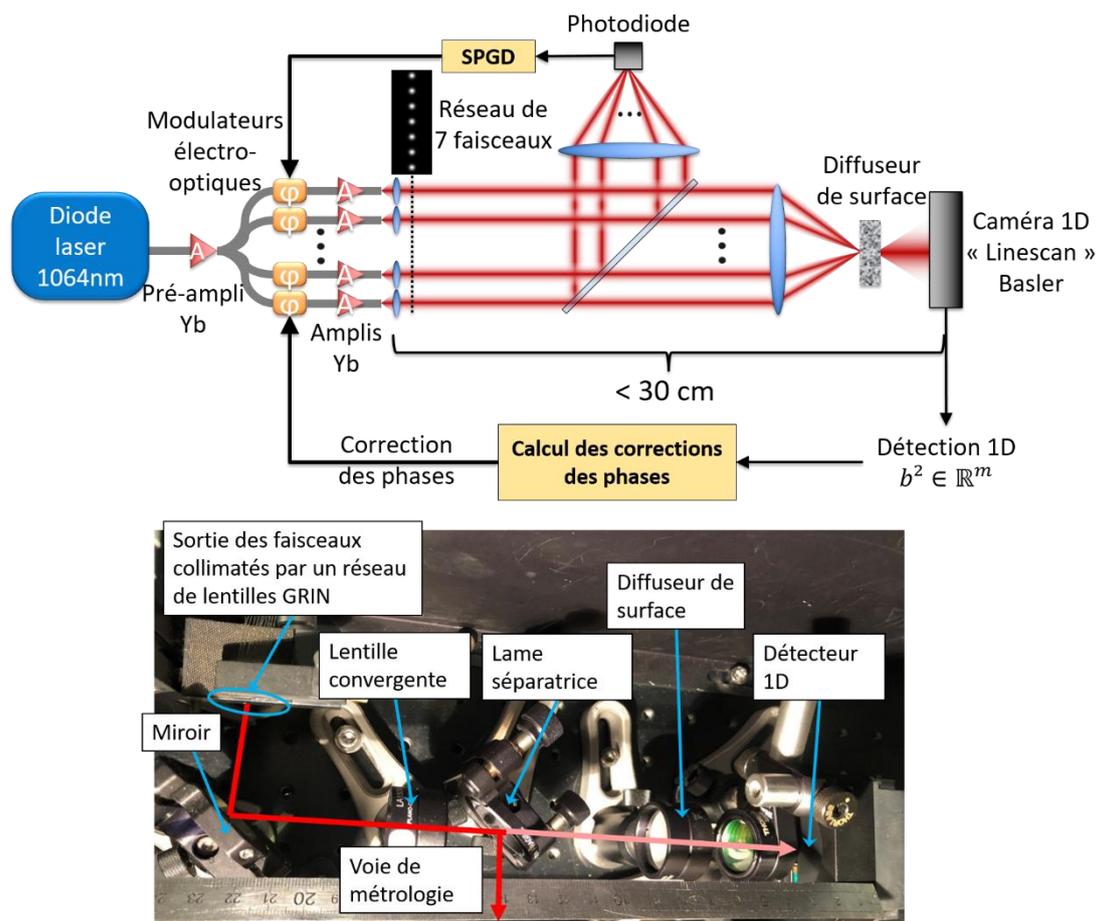


Figure 61 : En haut : schéma du montage expérimental d'analyse et de correction des phases sans onde sonde annexe. La mesure de la matrice de transmission se fait en amont de la mise en phase à partir des amplificateurs fibrés et de la photodiode avec un algorithme de SPGD (stochastic parallel gradient descent). Lors de l'étape de verrouillage des faisceaux, la photodiode sert à la caractérisation des performances. En bas : photographie du montage expérimental d'une vingtaine de centimètres.

Le montage expérimental de la voie d'analyse est fortement simplifié et se retrouve sous sa forme la plus simple constituée d'une séparatrice, d'une lentille convergente de courte focale ($f = 100$ mm), du diffuseur et de la caméra 1D (Figure 61). L'encombrement de cette voie d'analyse des phases a significativement été réduit. Cela correspond environ à la dimension du module de transcription phase – intensité, soit une vingtaine de centimètres dans l'expérience présentée, contre plusieurs mètres précédemment. Il peut être encore plus compact (focale plus courte, possibilité de supprimer miroir et lame séparatrice). L'élément nouveau ici est une photodiode positionnée sur l'axe optique de la voie de métrologie (réflexion de la lame séparatrice de la Figure 61) au foyer de la lentille convergente. C'est à partir de cette photodiode couplée à un algorithme de SPGD que l'onde sonde est générée. Le principe de la génération des couples phases-intensités est illustré Figure 62.

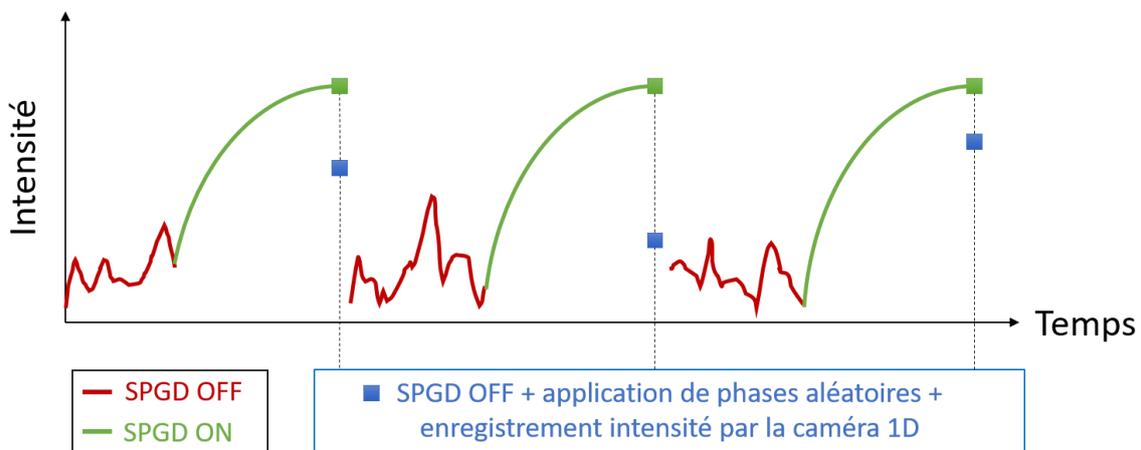


Figure 62 : Synoptique de la génération des couples phases-intensités, par SPGD (stochastic parallel gradient descent) et sans onde sonde externe, pour la mesure de la matrice de transmission du système optique. Un cycle est composé de plusieurs étapes : aucun asservissement (rouge), asservissement SPGD jusqu'à convergence (vert) puis arrêt de l'asservissement et application de phases aléatoires et enregistrement du profil intensimétrique sur la caméra 1D (bleu).

La mesure de la matrice de transmission du système se fait à partir d'ondes dont les relations de phase sont connues. Pour cela, dans la méthode proposée, des étapes successives sont mises en œuvre. Une première étape consiste à mettre en phase les n faisceaux par un algorithme de SPGD couplé aux modulateurs électro-optiques et alimenté en signal par la photodiode positionnée en champ lointain. Ainsi, tous les faisceaux partagent les mêmes relations de phase aux erreurs d'alignement et d'asservissement près. La seconde étape consiste à simultanément stopper la boucle d'asservissement SPGD et à appliquer aux modulateurs de phase un jeu de phases arbitraires choisi aléatoirement. La transcription en intensité correspondante produite par le diffuseur est mesurée sur la caméra unidimensionnelle et un premier couple phase-intensité est alors collecté. Ces étapes sont répétées plusieurs fois (Figure 62) afin de former au moins $10n$ couples de données pour recouvrir la matrice à l'aide de l'algorithme PIM-TMR. Pour le bon fonctionnement de cette méthode il faut, d'une part, que la boucle d'asservissement SPGD converge et, d'autre part, qu'entre l'application du jeu de phases aléatoires et la mesure intensimétrique, les phases des faisceaux amplifiés n'aient pas varié. Ce cycle de mesures est essentiellement bridé en vitesse par la boucle SPGD. En effet, la période entre deux mesures opérées par la caméra est de $100 \mu\text{s}$, soit $300 \mu\text{s}$ pour une correction SPGD (cycle complet : perturbation positive, perturbation négative, correction). Pour réaliser la mise en phase des sept faisceaux, on

optimise la convergence par l'application de perturbations de phase de 0,20 radians, soit $\lambda/30$. Pour s'assurer que l'algorithme de SPGD a convergé, on fixe le nombre de corrections (cycle complet) à 200 avant d'appliquer un jeu de phases arbitraires sur les modulateurs de phase. Au final, la bande passante du processus d'optimisation SPGD est limitée dans notre montage expérimental à une dizaine de Hz. Dans ces conditions, on est obligé d'éteindre les ventilateurs des amplificateurs fibrés pour réduire la fréquence et l'amplitude du bruit de phase. Cette précaution à prendre vient de nos ressources matérielles en puissance de calcul car avec un ordinateur plus rapide, la boucle d'optimisation SPGD asservirait suffisamment rapidement pour conserver la ventilation des amplificateurs allumée. En éteignant temporairement la ventilation, la puissance de sortie des amplificateurs de notre système commence à dériver au-delà de l'ordre de la minute de fonctionnement. Ce temps est suffisant pour générer jusqu'à mille couples de phases-intensités qui dépendent cependant de la qualité de mise en phase des faisceaux par SPGD. Au moment où l'on applique la carte de phase, il se peut que la boucle d'optimisation SPGD n'ait pas convergé ou qu'elle ait subi un décrochage. Les faisceaux correspondants ne sont plus en phase et le couple phase-intensité est erroné. C'est pourquoi nous effectuons un tri des données collectées par la photodiode en fin de convergence SPGD afin de ne sélectionner que celles qui ne sont que très peu dispersées, c'est-à-dire qui correspondent sensiblement au même état de phase. Un intervalle de dispersion est défini, dans lequel la sélection des données est faite en partant de la valeur maximale de la tension mesurée par une photodiode. Cet intervalle doit être optimisé afin de sélectionner un nombre suffisant de données (au moins $10n$) sans trop s'éloigner d'une mise en phase optimale. La Figure 63 montre la tension délivrée par la photodiode à chacune de ces fins de cycle de convergence SPGD. Seuls les couples phases-intensités dont les indices correspondent aux données sélectionnées (en rouge sur graphe de la Figure 63) sont conservés pour le calcul du recouvrement de la matrice de transmission par PIM-TMR. On note que les données sélectionnées ne correspondent pas à celles maximales car elles ne sont pas assez nombreuses ou alors trop dispersées. Le plus important est d'avoir un nombre suffisant de données peu dispersées (correspondent sensiblement au même état de phase).

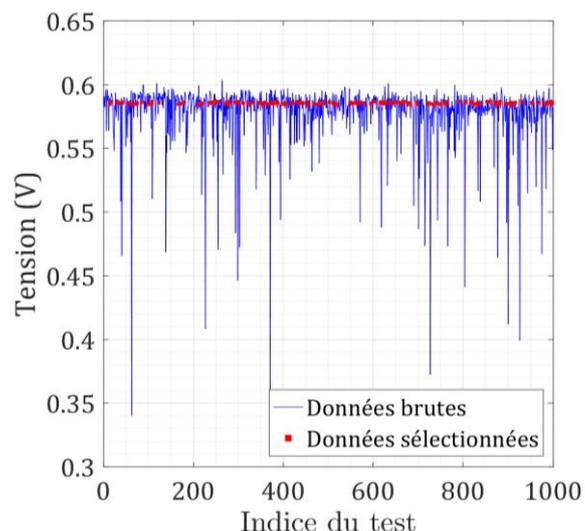


Figure 63 : Sélection des couples phases-intensités à partir de la dispersion des tensions mesurées par la photodiode lors de la dernière itération de l'asservissement SPGD (stochastic parallel gradient descent), avant l'application de la carte de phase aléatoire. Seuls les tests marqués par un point

rouge sont conservés pour la mesure de la matrice de transmission. Dans ce cas précis, 142 couples de phases-intensités sont conservés soit vingt fois plus que le nombre de faisceaux qui est ici de sept.

La ventilation pour le refroidissement des amplificateurs est par la suite rétablie. On rappelle que la méthode SPGD utilise des perturbations de phases qui limitent intrinsèquement la qualité du front d'onde synthétique fabriqué avec les éléments du réseau devant servir de sonde. Dans notre cas, pour que la boucle d'optimisation SPGD converge vers un maximum, pour construire suffisamment de données avant que les amplificateurs ne s'éloignent de leur fonctionnement nominal, la valeur optimale de cette perturbation a été définie empiriquement à 0,2 radians. On s'attend donc à ce que la matrice mesurée dans ces conditions permette au mieux une erreur résiduelle de phase de $\lambda/30$ lors de la mise en phase des émetteurs lasers. Une fois que les couples phases-intensités ont été générés et triés, ils alimentent l'algorithme de recouvrement de la matrice de transmission qui va servir dans une seconde étape au verrouillage des phases des faisceaux amplifiés.

Les résultats qui sont présentés par la suite concernent la mise en phase de sept faisceaux amplifiés, soit un de plus que précédemment²⁴, avec dix détecteurs par faisceau. Si la qualité de phasage maximale que l'on peut atteindre est limitée à 96% par l'application de perturbations des phases de la SPGD de $\lambda/30$ lors de la mesure de la matrice de transmission, on atteint en pratique 93% (mesuré avec l'équation (27)) avec un écart type de 1,2%. L'erreur résiduelle de phase correspondante est de $\lambda/21$. On précise que bien que la qualité de combinaison obtenue est élevée, la mesure de cette matrice de transmission réalise tout de même une erreur sur la transcription phase-intensité d'environ 19% (Figure 64), ce qui prouve une fois de plus la robustesse de cette méthode de mise en phase au bruit expérimental.

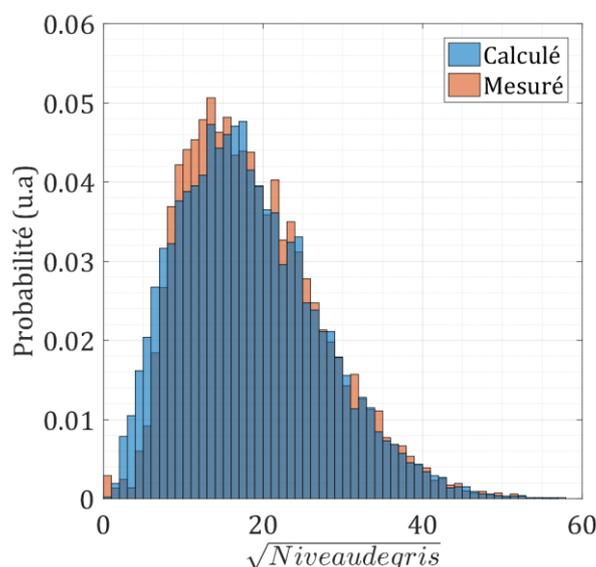


Figure 64 : Histogramme représentant la distribution des intensités mesurées par la matrice unidimensionnelle de 70 détecteurs (orange) et calculées à partir de la matrice de transmission (bleu). L'écart correspond à une erreur $\varepsilon_{\varphi-I}$ sur la transcription phase-intensité de 19% réalisée par la

²⁴ La panne du septième faisceau rencontrée précédemment a été résolue lors des expériences présentées ici.

matrice de transmission mesurée. Environ $20n$ cartes de phases ont été utilisés pour le recouvrement de la matrice de transmission.

La valeur de la qualité de phasage obtenue avec le système laser à 7 voies amplificatrices est en accord avec celle mesurée sur le banc modèle pour le même taux d'erreur sur la matrice de transmission. Les erreurs commises sur la mesure de la matrice peuvent provenir de plusieurs sources ici. Cela peut provenir du bruit sur la détection, sur l'application des jeux de phase arbitraires via les électro-optiques et des couples phases-intensités obtenus avec la convergence de l'algorithme SPGD (sélection de données qui ne correspondent pas strictement à un front d'onde plan). Néanmoins, dans ces conditions, la nouvelle méthode de mesure de matrice améliore la qualité de mise en phase des faisceaux, ce qui explique la ressemblance entre profils expérimental et théorique présentés Figure 65 (a). La bande passante mesurée correspondante est du même ordre de grandeur que précédemment (2 kHz environ) comme observé sur la Figure 65 (b). Il est à noter que les faisceaux n'ont pas un pointé parfaitement identique, non pris en compte dans le calcul du profil théorique.

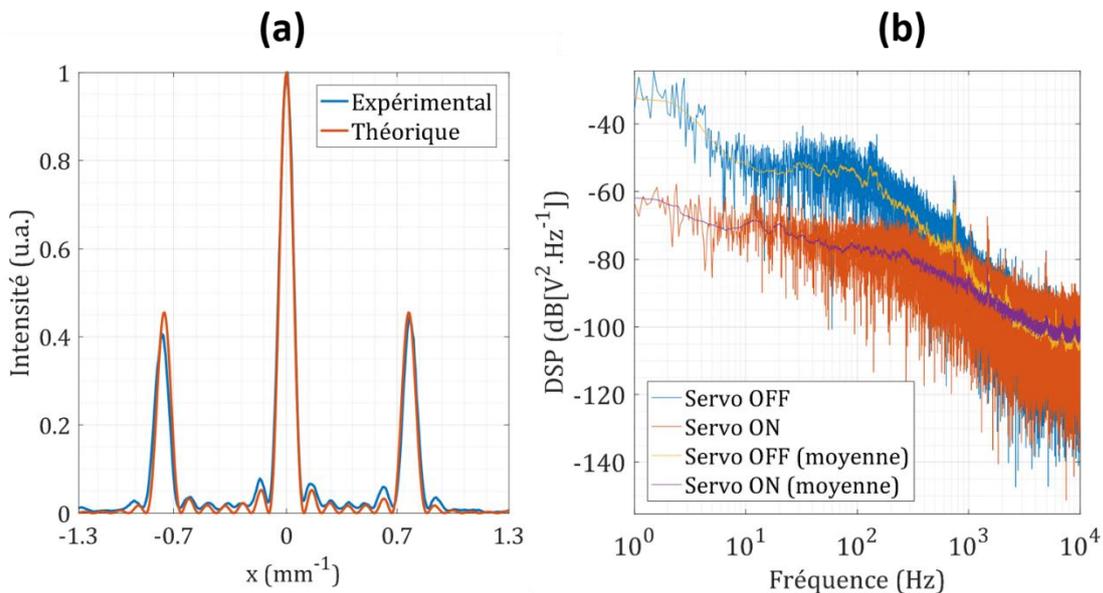


Figure 65 : (a) Profil théorique (orange) et expérimental (bleu) au centre de la figure d'interférence en champ lointain lors de la mise en phase des faisceaux. (b) Densités spectrales de puissance correspondantes en boucle ouverte (bleue) et fermée (orange) et leurs moyennes mobiles. Les courbes se croisent à environ 2 kHz.

Les résultats présentés montrent que la méthode PIM-PR dans un système laser à multiples voies amplificatrices atteint des performances du verrouillage des phases similaires à celles obtenues en simulation numérique ou sur un banc de démonstration de principe. Cette réalisation est la première démonstration de mise en phase en situation réelle avec l'approche PIM-PR qui a été imaginée pour être agile en ciblant des fronts d'onde discrets que l'on peut reconfigurer à la demande. Nous avons ainsi validé qu'elle permet la mise en phase d'amplificateurs fibrés suivant n'importe quel état de phases cibles de manière efficace en très peu de corrections de phase. De plus, nous avons travaillé sur l'architecture de la voie d'analyse des phases et en particulier sur la fabrication de l'onde sonde pour la mesure de la matrice de transmission. Cette voie possède désormais un faible encombrement d'une vingtaine de centimètres contre plusieurs mètres dans les premières réalisations (formation de l'onde sonde externe, reprises d'images, systèmes afocaux, filtrage spatial, ...) ce qui la rend notamment plus robuste aux perturbations environnementales. Par ailleurs, elle ne

demande que des éléments optiques très communs dont l'alignement est trivial. Sur la base de ces premières conclusions, elle est retenue pour être implémentée sur une maquette dans le cadre du projet TALOS. Cette maquette va employer une pupille synthétique de grande dimension. La sous-section suivante s'intéresse à l'implémentation de la méthode PIM-PR sur une maquette expérimentale de grande dimension avec la mise en phase de six amplificateurs fibrés²⁵.

II.5. Déploiement de la méthode PIM-PR sur une pupille de grande dimension

II.5.1. Montage expérimental avec un bras de report de phase

Le besoin de concevoir une pupille synthétique de grande dimension est discuté dans ce paragraphe dans un cas général. Il s'agit d'une matrice comprenant autant de sous-pupilles que de faisceaux, chaque sous-pupille réalisant une collimation des faisceaux issus des fibres amplificatrices. On parle de matrice de collimation, dont le développement peut dépendre de spécificités optiques, thermiques et encore mécaniques. Différents paramètres, tels que l'arrangement des faisceaux, leur taille, celle des optiques, ..., dépendent de critères sur cible en fonction de l'application visée. Pour répondre à un besoin de densité de puissance sur cible, les données d'entrée qui fixent les paramètres de la matrice de collimation sont notamment le diamètre de la tâche sur cible (lobe central) et la distance de la cible. Le diamètre du lobe central est fixé par le diamètre de la pupille globale. Par exemple, si on veut un lobe central de 2 cm de diamètre sur une cible distante de 3 km, il faut une pupille globale d'environ 300 mm de diamètre ("grande dimension"). L'espacement entre faisceaux régit la densité de puissance sur cible (par le taux de remplissage) mais est souvent dépendant de contraintes opto-mécaniques. A haute puissance, des contraintes thermomécaniques sur la matrice de collimation limiteraient également le diamètre des sous-pupilles. Le diamètre à $1/e^2$ en intensité, mesuré en champ proche, est quant à lui optimisé pour atteindre le maximum de qualité de phasage théorique. L'optimisation se fait sur le taux de remplissage de la pupille globale et sur la diaphragmation des faisceaux par les lentilles. Finalement, dans l'ensemble, ce besoin de former une pupille de grande dimension implique des contraintes de mise en œuvre des méthodes de combinaison cohérente.

Les méthodes qui analysent les écarts de phase en champ proche sont difficilement utilisables car elles requièrent des optiques de grande section et des bras d'analyse long pour réduire le champ d'analyse à celui des systèmes de détection. La plupart des méthodes interférométriques utilisent une onde de référence qui doit maintenir de faibles défauts de phase sur toute la section de la pupille, ce qui constitue un véritable challenge notamment dans un environnement qui peut être soumis à des perturbations environnementales même faibles. Les montages expérimentaux de combinaison cohérente avec une grande section pupillaire effectuent souvent une mesure ponctuelle en champ lointain. On peut mentionner la technique LOCSET qui a été utilisée avec une largeur pupillaire de 80 mm dans [94] ou encore la technique SPGD pour des largeurs pupillaires allant de 100 mm à 250 mm [35,101,103]. Ces deux méthodes sont perturbatives et le nombre d'itérations de l'algorithme SPGD augmente significativement avec le nombre de faisceaux en jeu comme vu dans le chapitre 1. De plus, les grandes dimensions des optiques (miroirs, lentilles, ...) servant à l'analyse des phases amènent des difficultés pratiques. Pour s'affranchir de cette dernière limite, des méthodes d'analyse des phases dites « internes » ont été explorées [120-122]. Elles

²⁵ Une nouvelle panne s'est manifestée sur un des sept émetteurs.

consistent à réaliser l'analyse des phases en amont de la pupille de grande dimension, et non directement à sa sortie, depuis une architecture entièrement fibrée. Cependant, elle limite les capacités de ces systèmes à traiter de très fortes puissances à cause des composants optiques utilisés tels que les coupleurs fibrés. Le montage expérimental développé pendant mes travaux de thèse pour traiter une grande dimension pupillaire est très proche de celui des méthodes d'analyse des phases interne mais présente deux différences notables. Notre voie d'analyse ne se fait pas en amont de la pupille de grande dimension, mais sur une voie annexe réduite qui prélève une partie du rayonnement émis par la pupille de grande dimension. Seule une faible proportion de puissance est prélevée sur la voie d'analyse. Cela permet de ne pas rencontrer de limitations en puissance à cause des composants optiques et de conserver un maximum de puissance sur la voie utile. De plus, contrairement aux références [120-122], la correction des phases ne repose pas sur une méthode perturbative mais sur la méthode PIM-PR. Je vais maintenant présenter le montage expérimental développé à XLIM qui constitue une nouvelle approche au traitement de grandes sections pupillaires pour la combinaison cohérente de faisceaux.

Le système de combinaison cohérente d'amplificateurs lasers employant une pupille de grande dimension est schématisé sur la Figure 66. Les amplificateurs fibrés et les éléments électroniques de l'expérience précédente sont conservés. Six faisceaux de 15 mm de diamètre à $1/e^2$ en intensité sont périodiquement répartis sur un cercle de 110 mm de diamètre, soit un taux de remplissage de 13,6%. Ce faible taux de remplissage est contraint par l'utilisation d'optiques de collimation réglables encombrantes mais n'influe pas sur la qualité de mise en phase. Cela conduit toutefois à un champ lointain avec un très grand nombre de lobes de réseau (ou de motifs élémentaires dans le cas de faisceaux à déphasage non nul). Une lame séparatrice permet de prélever une partie du rayonnement vers une voie de puissance et une autre partie vers la voie d'analyse des phases. La voie de puissance est celle où sont combinés les faisceaux sur cible. Dans cette expérience de validation en laboratoire, la « cible » sera au foyer d'une lentille convergente de 1,5 m de focale. L'objectif ici est de garantir qu'en sortie du système, les faisceaux sont synchronisés en phase et que seules les consignes de compensation des biais atmosphériques restent à appliquer. Ce dernier aspect est réalisé par la boucle opto-numérique PIM-PR tandis que la méthode de mesure de l'atmosphère et le montage optique associés sont développés par un des partenaires du projet.

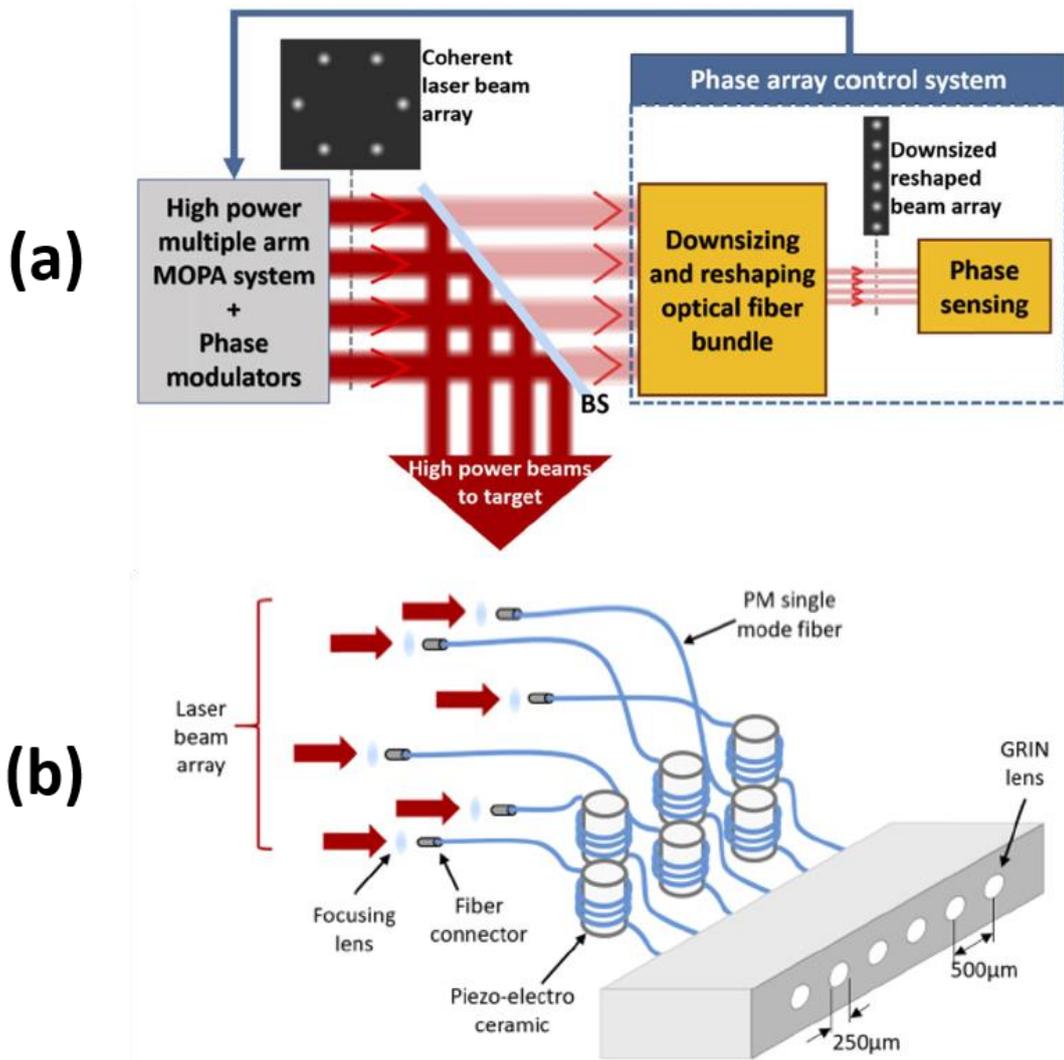


Figure 66 : (a) Représentation schématique du montage expérimental pour le contrôle des phases d'une matrice de faisceaux lasers de grande dimension. La voie de contrôle des phases est composée d'une réduction pupillaire et du système d'analyse des phases. BS : beam splitter (lame séparatrice). (b) Représentation schématique du bundle de fibres permettant la réduction pupillaire. Schémas présentés dans [119].

Les faisceaux dans le module d'analyse des phases sont injectés dans un bundle de fibres à maintien de polarisation qui va avoir pour fonction la réduction pupillaire du réseau de faisceaux et son réarrangement en ligne. En sortie du bundle de fibres, les faisceaux sont collimatés par des lentilles GRIN de 250 μm d'ouverture et sont espacés de 500 μm (Figure 66). Cette réduction pupillaire d'un facteur 40 nous permet de travailler rigoureusement avec le montage optique d'analyse des phases présenté en II.4.3.

L'évolution des relations de phase entre faisceaux dans ce bundle de fibres est sensiblement dépendante des perturbations extérieures. Les perturbations sont principalement d'origines thermique et mécanique et évoluent lentement (quelques Hz, voir Figure 68) en comparaison des fluctuations de phase des amplificateurs fibrés. Une boucle d'asservissement indépendante supplémentaire est donc implémentée pour figer les fluctuations de phase générées par le bundle. Un modulateur de phase piézo-électrique dont la bande passante est de 1 kHz est ajouté à chaque bras du bundle. Les fibres du bundle enroulées autour de cylindres en céramique (Figure 66 (b)) subissent des retards optiques contrôlés par contraction

des modulateurs lors de l'asservissement. Ce dispositif est abusivement appelé « report de phase », car en réalité les relations de phase entre faisceaux ne sont pas strictement « reportés » de l'entrée à la sortie du bundle. Le dispositif de report ajoute un biais inconnu à ces relations de phase. En revanche, la stabilisation du bundle fait que ce biais est figé. Les faisceaux de la voie de puissance ne traversent pas le bundle de fibres, contrairement à ceux qui servent à la mise en phase par PIM-PR. Aussi, les relations de phase entre faisceaux de puissance sont affectées de ce biais. Ce biais est à quantifier une fois lors de la mise en route de l'ensemble du système laser, mais il n'a pas d'incidence sur le processus de verrouillage réalisé par la PIM-PR.

Afin de verrouiller le bundle de fibres et de le rendre insensible aux perturbations extérieures, la méthode PIM est déployée avec un rayonnement dédié, à la longueur d'onde de 980 nm, comme observé sur la Figure 67. Le faisceau est mis en forme par une succession de lentilles sphériques et cylindriques de sorte à optimiser le couplage dans le bundle de fibres. Le rayonnement fait un aller-retour dans chaque fibre grâce à un revêtement réfléchissant à 980 nm à leur extrémité (côté « grande dimension »). Après propagation à travers le bundle de fibres, les faisceaux de sortie aux longueurs d'onde de 980 nm et 1064 nm sont séparés par un miroir dichroïque. Le rayonnement à 980 nm est analysé par un dispositif de filtrage à contraste de phase dont le principe a été expliqué dans la partie bibliographique de ce manuscrit. Les intensités mesurées par une matrice de photodiodes alimentent l'algorithme de recouvrement de phase de la méthode PIM dont les corrections sont appliquées sur les modulateurs piézo-électriques.

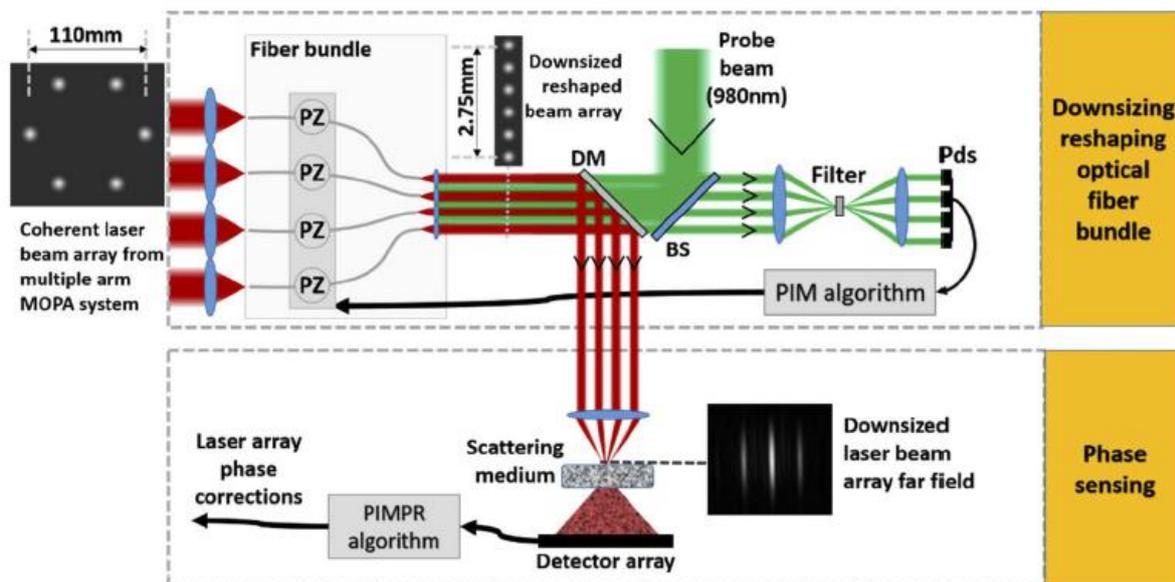


Figure 67 : Représentation schématique du montage expérimental complet. Une partie du montage est dédié au report de phase avec la stabilisation du bundle de fibres par méthode PIM (Phase Intensity Mapping) à la longueur d'onde de 980 nm (rayonnement vert sur le schéma). L'autre partie est dédié à l'asservissement du bruit de phases des amplificateurs fibrés à la longueur d'onde de 1064 nm (rayonnement rouge sur le schéma) à partir de la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval). DM : dichroic mirror (miroir dichroïque). BS : beam splitter (lame séparatrice). Pds : photodétecteurs. Schéma présenté dans [119].

Une voie de métrologie, non représentée sur la Figure 67, est ajoutée afin de caractériser la stabilisation du bundle de fibres par la méthode PIM. Une photodiode mesure le rayonnement à la longueur d'onde de 980 nm en champ lointain en boucle ouverte puis fermée. La valeur

délivrée par la photodiode est convertie en qualité de phasage en supposant que le maximum corresponde à une mise en phase parfaite.

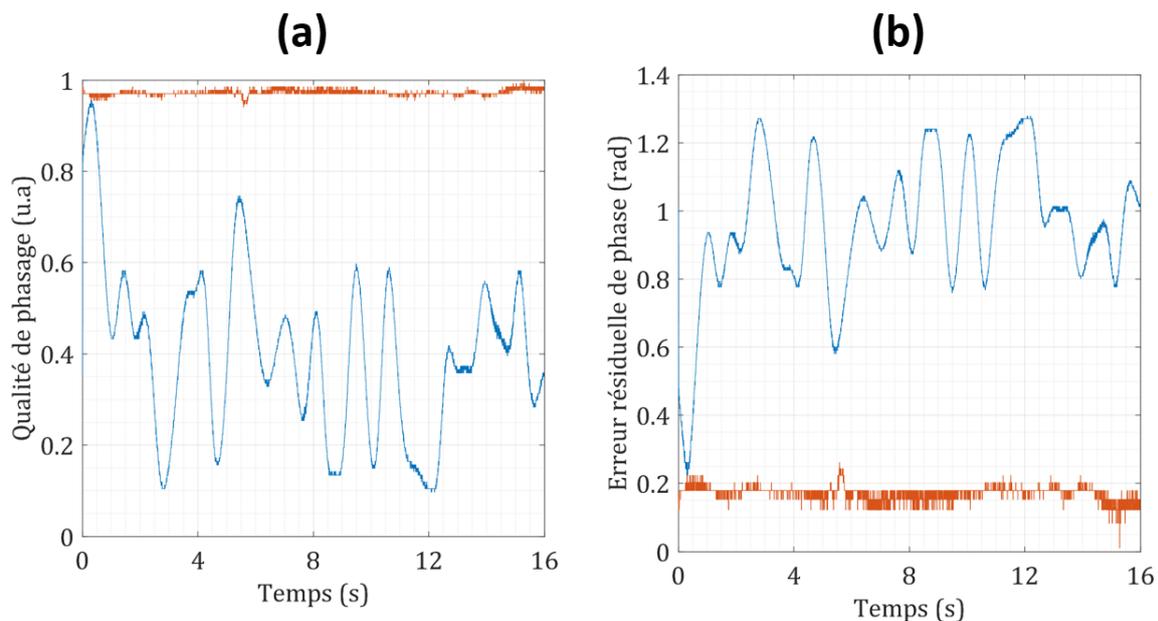


Figure 68 : (a) Qualité de phasage mesurée à l'aide d'une photodiode placée en champ lointain du rayonnement sortant du bundle de fibres à la longueur d'onde de 980 nm sans (courbe bleue) et avec (courbe orange) asservissement PIM (Phase Intensity Mapping). (b) L'amplitude des modulations est convertie en erreur résiduelle de phase.

La Figure 68 (a) montre une qualité de phasage supérieure à 97%. L'erreur de phase peut être extraite de cette trace temporelle en réalisant la conversion qualité de phasage – erreur résiduelle de phase à partir de l'abaque du chapitre 1 (Figure 8). Ainsi, l'évolution temporelle de l'erreur résiduelle de phase en Figure 68 (b) montre que l'asservissement par la technique PIM atténue fortement les fluctuations de phase jusqu'à moins de 0,2 radians. La boucle PIM assure une stabilisation du bundle de fibres avec une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/30$.

On précise que s'il est mention de la méthode PIM pour l'asservissement du bundle de fibres, il est tout à fait possible d'employer d'autres méthodes. En effet, un asservissement par la méthode PIM-PR est en développement pour la maquette finale du projet TALOS. Elle permettra de réduire considérablement l'encombrement à une vingtaine de centimètres. En comparaison, le montage optique de la méthode PIM s'étend sur environ trois mètres. Le bundle de fibres étant stabilisé, il s'agit maintenant de mettre en phase les amplificateurs fibrés par la méthode PIM-PR.

II.5.2. Mise en phase et calibration de la pupille de grande dimension

On rappelle que le montage optique d'analyse des phases dédié à la méthode PIM-PR, représenté en Figure 67, focalise les faisceaux sur un diffuseur de surface qui « transcrit » aléatoirement les relations de phase des faisceaux en un jeu d'intensités mesurées par une caméra 1D. Intéressons-nous d'abord à la mise en phase des faisceaux à la sortie du bundle de fibres. La stabilisation de ce dernier est maintenue dans le temps par un asservissement continu à l'aide de la méthode PIM. Lorsque la boucle PIM-PR n'asservit pas les amplificateurs fibrés à 1064 nm, les fluctuations rapides de phase forment une figure d'interférences en

champ lointain évolutive. Son image capturée par une caméra est donc peu contrastée, comme on peut le noter sur la Figure 69 (a), car elle est intégrée dans le temps. Lorsque la boucle d'optimisation PIM-PR est activée, on retrouve la figure structurée avec un lobe central intense (Figure 69 (b)), correspondant au cophasage des faisceaux en sortie du bundle.

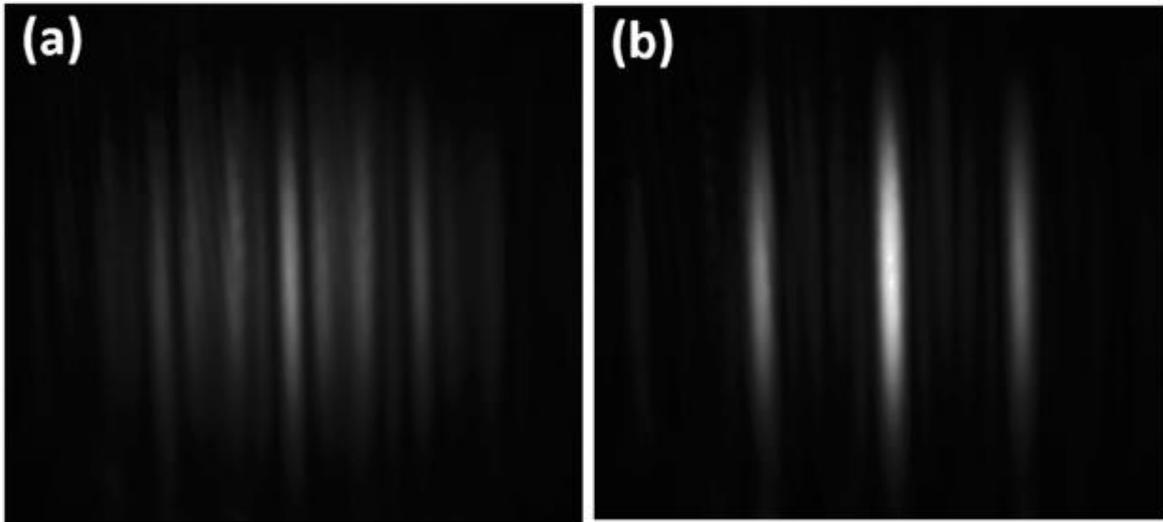


Figure 69 : Champ lointain expérimental du réseau de faisceaux en sortie du bundle de fibres en (a) boucle ouverte et (b) boucle fermée. Les corrections de phase calculées par l'algorithme de la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) permettent de mettre les faisceaux en phase, augmentant ainsi la brillance du lobe central.

Le verrouillage des phases des faisceaux amplifiés ayant déjà été présentée dans ces conditions, on va s'intéresser à la mise en phase des faisceaux sur la voie de puissance, de grande dimension pupillaire. La combinaison des faisceaux en champ lointain est imagée sur une caméra 2D (Figure 70).

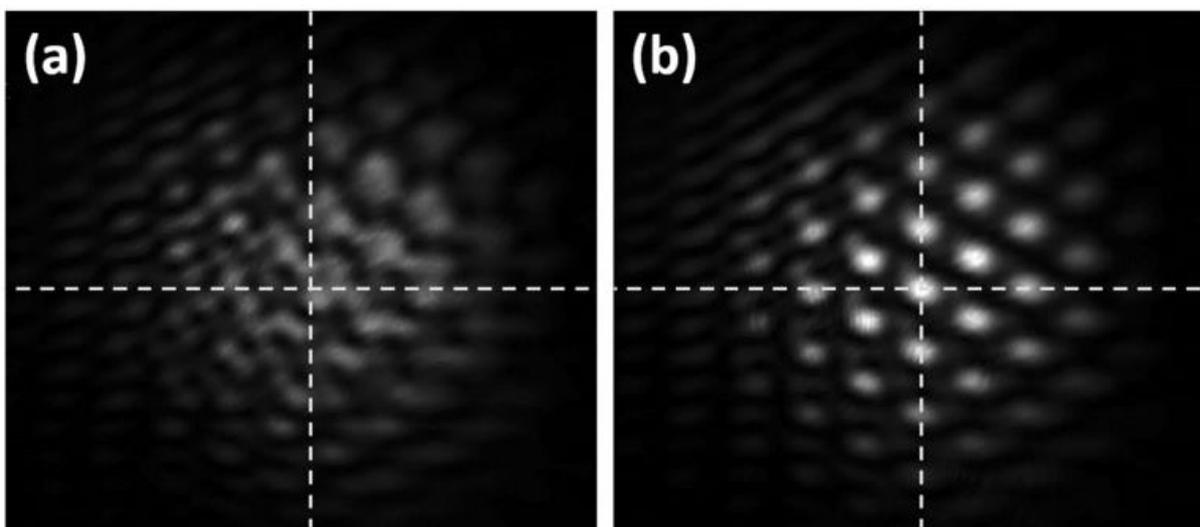


Figure 70 : Champ lointain expérimental du réseau de faisceaux de grande dimension en boucle fermée. (a) Figure interférométrique traduisant un biais de phase lié au verrouillage du bundle par la méthode PIM (Phase Intensity Mapping). (b) Figure interférométrique lorsque ce biais a été compensé en ajustant les phases cibles via la boucle d'optimisation PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval).

On remarque dans un premier temps que l'enveloppe des faisceaux combinés n'est pas symétrique, car les faisceaux ne pointent pas tous exactement dans la même direction en sortie des amplificateurs. On remarque également dans cette enveloppe le grand nombre de lobes qui est dû au faible taux de remplissage du réseau de faisceaux. La Figure 70 montre deux champs lointains obtenus avec asservissement (PIM-PR + PIM). La Figure 70 (a) témoigne un biais sur l'état des phases des faisceaux en champ lointain alors que la PIM-PR a pour consigne de réaliser du cophasage comme en témoigne la Figure 69 (b). Cette différence de phases entre la sortie des amplificateurs (coté pupille de grande dimension) et la sortie de bundle (module d'analyse des phases) est intrinsèque au système de stabilisation du bundle de fibres qui est réalisé avec un rayonnement à une autre longueur d'onde que celle des faisceaux amplifiés et sur un aller-retour du rayonnement sonde dans le dispositif. Compte tenu de ces différences, le verrouillage du bundle de fibres entraîne des biais de phases sur les faisceaux à 1064 nm qui dépendent de l'état initial du bundle de fibres et donc des perturbations extérieures à ce moment-là. Ces biais de phases, totalement inconnus, sont compensés en sortie du bundle de fibres par la boucle d'optimisation PIM-PR, d'où le cophasage des faisceaux en champ lointain sur cette voie. A l'inverse, les faisceaux combinés sur la grande dimension n'ont pas traversé le bundle de fibres. La combinaison des faisceaux en champ lointain se fait donc sur un état de phase qui correspond au conjugué des biais du bundle de fibres. Ces biais seront différents à chaque redémarrage de l'asservissement du bras de report. Une étape de calibration doit être réalisée afin de garantir un cophasage en champ lointain sur la voie de puissance (voie réfléchiée par la lame séparatrice en Figure 71).

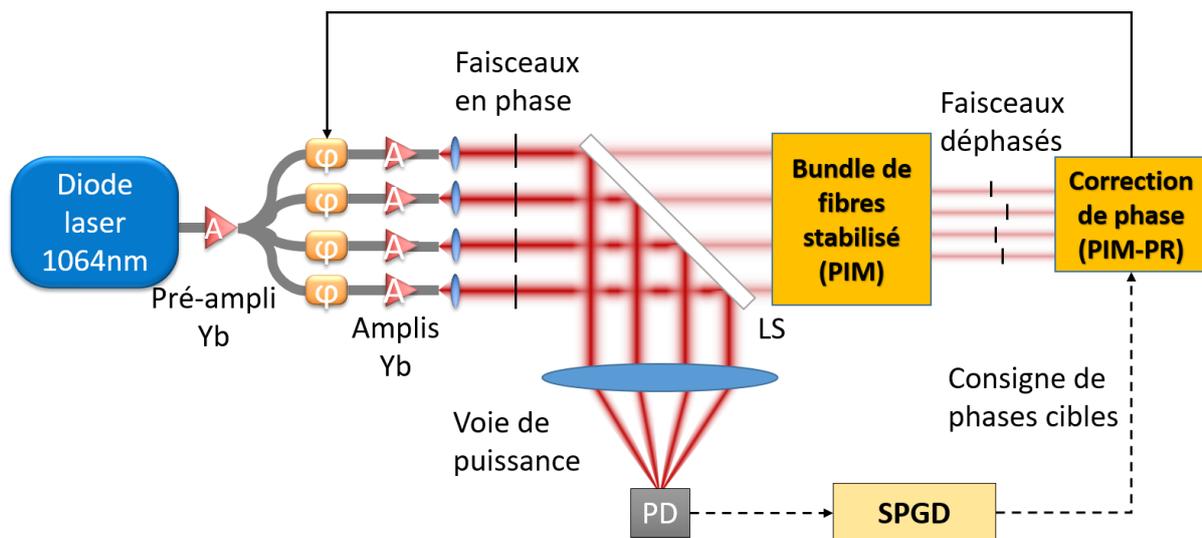


Figure 71 : Schéma expérimental décrivant le principe de la calibration pour mettre les faisceaux en phase sur la voie de puissance de grande dimension pupillaire (réflexion de la lame séparatrice LS). Le verrouillage des phases est effectué par la méthode PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) en sortie du bundle de fibres, qui est stabilisé par la méthode PIM (Phase Intensity Mapping). L'algorithme de la méthode PIM-PR prend en entrée des phases cibles qui correspondent aux phases issues de la boucle d'optimisation SPGD (stochastic parallel gradient descent) qui permet de maximiser le signal mesuré par la photodiode PD. Ce jeu de phases cibles permet le cophasage sur la voie de grande dimension pupillaire (lobe central brillant) et correspond au conjugué des biais expérimentaux entre la voie réduite et la voie de puissance (bundle de fibres, alignement, atmosphère, etc.). Une fois cette calibration réalisée, la boucle d'optimisation par SPGD peut être arrêtée.

La maximisation de la puissance contenue dans le lobe central de la figure d'interférences se fait en modulant les phases cibles injectées dans l'algorithme de recouvrement de phase de la PIM-PR. S'il est possible de moduler les phases cibles à la main, il est plus confortable d'automatiser cette étape. Ainsi nous avons ajouté une photodiode en champ lointain qui mesure l'intensité sur l'axe optique (voie de puissance, Figure 71). Le signal de cette photodiode alimente un algorithme de SPGD qui rétroagit sur les valeurs de phases cibles pour maximiser la puissance sur l'axe optique de la voie utile. Cet ajustement des phases cibles par SPGD conduit à mettre en phase les faisceaux comme observé en Figure 70 (b). Cette optimisation n'a pas de contrainte de rapidité, car réalisée sur les phases cibles lorsque la boucle PIM-PR est en fonctionnement. Elle ne prend toutefois qu'une fraction de seconde. A la fin de l'optimisation, les phases cibles obtenues sont conservées pour être utilisées après cette étape de calibration, lors du verrouillage des phases du système laser multifaisceaux. On ajoute ces valeurs à la consigne de phases cibles pour compenser les biais produit par le verrouillage du bundle et ainsi obtenir un cophasage en champ lointain sur la voie de puissance.

Cette étape de calibration a deux intérêts. D'abord, elle est essentielle pour que le faisceau combiné présente un lobe central intense comme décrit par le paragraphe ci-dessus. Ensuite, le réglage des phases cibles par SPGD permet de compenser tout autre biais en plus de ceux introduits par le bras de report, à la précision de l'asservissement près. En effet, cette calibration effectuée en sortie du système laser compense l'ensemble des aberrations du module d'analyse des phases (qui se reportent sur la voie réduite comme observé Figure 71). Plus spécifiquement, dans notre montage expérimental en laboratoire, le volume d'air que traversent le réseau de faisceaux de pupille synthétique de grande dimension compromet la stabilité des relations de phases entre faisceaux. C'est effectivement ce que révèle la Figure 72.

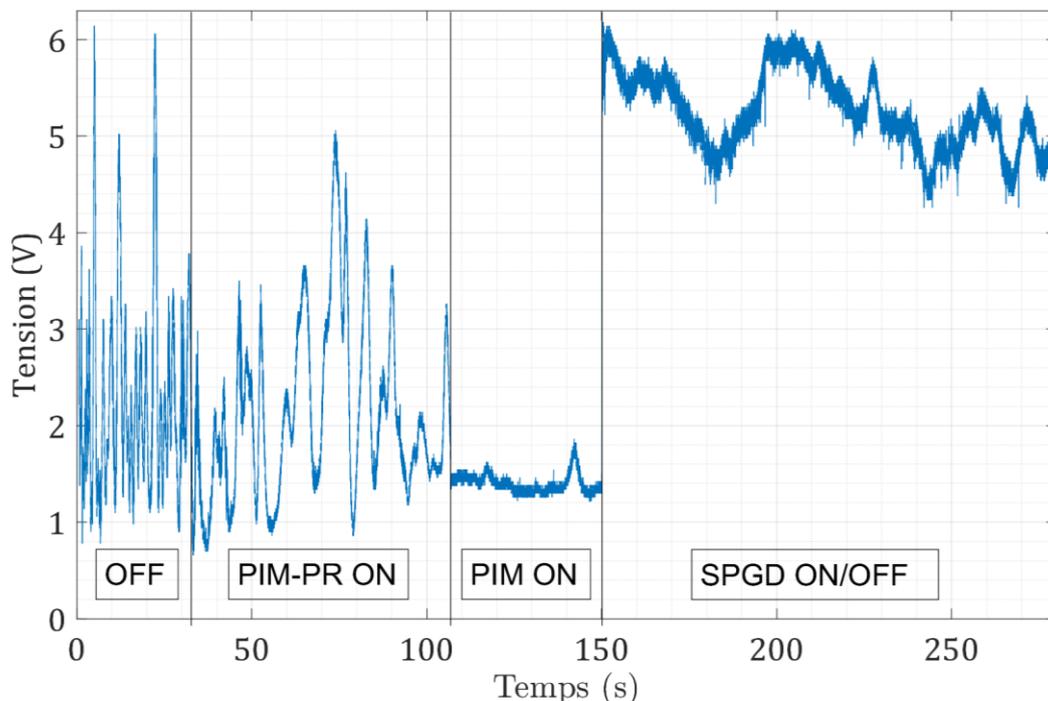


Figure 72 : Evolution temporelle de la puissance combinée sur l'axe optique sur la voie utile, détectée par une photodiode, en activant les différentes

boucles d'asservissement (repérées par les lignes verticales). L'algorithme SPGD (stochastic parallel gradient descent) est activé afin de maximiser la puissance puis aussitôt désactivé. La combinaison reste sensible aux perturbations de l'environnement.

La Figure 72 montre les différentes étapes de l'asservissement complet pour obtenir une forte densité de puissance sur cible (photodiode au foyer d'une lentille de focale 1,5 m). Le bruit de phase rapide (jusqu'au kHz environ) est atténué par la boucle d'optimisation PIM-PR. Les fluctuations lentes restantes (quelques Hz) issues des perturbations subies par le bras de report de phase fibré sont ensuite atténuées par mise en route de la boucle PIM (matérialisée Figure 67). La calibration par SPGD est alors activée et communique les phases cibles à l'algorithme de la PIM-PR (Figure 71). Dans le cas de la Figure 72, dès que la puissance combinée est maximisée, l'algorithme SPGD est aussitôt désactivé. On voit ici que la puissance contenue dans le lobe central se dégrade dans le temps. Cela est la conséquence des perturbations environnementales sur la voie utile qui modifient les phases relatives entre faisceaux. Ce comportement est lié à la pupille de grande dimension où les flux d'air rencontrés par les faisceaux éloignés ne sont pas les mêmes. Cela correspond à la traversée d'un milieu aberrant, tel que l'atmosphère, avec des perturbations relativement lentes ici. Il est donc nécessaire de modifier en temps réel les phases cibles. Dans le projet TALOS, des partenaires sont en charge de réaliser la cartographie de l'atmosphère jusqu'à la cible pour fournir à l'algorithme de la méthode PIM-PR les commandes de phases cibles qui récompensent les aberrations rencontrées. Sur l'expérience de laboratoire que nous avons développée, c'est l'asservissement par SPGD qui fournit les consignes de phases cibles à l'algorithme de la méthode PIM-PR. Cela permet ainsi de compenser ces biais dynamiques et maintenir un maximum de puissance dans le lobe central en quelques itérations seulement. La puissance mesurée dans le lobe central par une photodiode est convertie en qualité de phasage en supposant que la valeur maximale corresponde à une mise en phase parfaite (Figure 73). La qualité de phasage est de 93%, ce qui correspond à une erreur résiduelle de phase de $\lambda/21$.

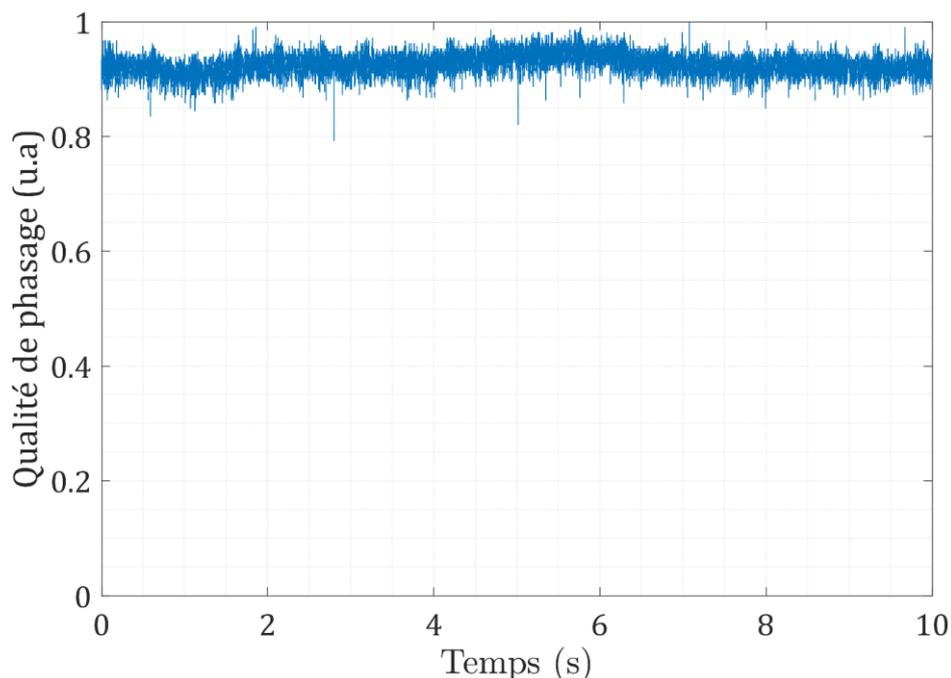


Figure 73 : Evolution temporelle de la qualité de phasage sur la voie utile, détectée par une photodiode, en champ lointain lorsque toutes les boucles d'asservissement sont activées.

La puissance combinée est alors maximisée (Figure 72) et stabilisée (Figure 73). Sans aucun asservissement (Figure 72, partie « OFF »), la puissance varie selon un écart-type d'environ 50%. Avec asservissement, en plus de l'augmentation d'un facteur 6 environ de la puissance moyenne (Figure 72), elle ne varie plus que d'un écart-type de 2% (Figure 73).

Au final, en sortie du système de combinaison cohérente de pupille synthétique de grande dimension, on obtient des faisceaux dont les phases sont synchronisées et stabilisées. Ce cophasage, d'erreur résiduelle de $\lambda/21$, permet d'avoir un faisceau de synthèse brillant.

Cette dernière sous-section a introduit une approche originale pour la combinaison cohérente d'une matrice de faisceaux de grande dimension. Elle s'inspire des méthodes d'analyse « internes » [120-122] mais ne présente pas de limites à l'augmentation en puissance. En parallèle de mes travaux de thèse, une méthode d'analyse interne, avec une architecture en espace libre, a été explorée pour la combinaison cohérente de sept amplificateurs fibrés et a été très récemment publiée dans [123]. Les performances en terme d'erreur résiduelle de phase sont similaires aux nôtres mais les auteurs obtiennent une bande passante inférieure d'un ordre de grandeur sur la dimension réduite. Alors que nous utilisons un bras de report fibré en sortie de la pupille de grande dimension, leur architecture en espace libre se fait en amont. Aussi bien que nous, ils doivent réaliser un asservissement supplémentaire pour contrôler l'écart résiduel de phase entre la « petite » dimension et la « grande » dimension. Cependant, ils utilisent un algorithme SPGD pour verrouiller les phases des amplificateurs fibrés qui ne permet que le cophasage des faisceaux sur la dimension réduite. Ils ne peuvent pas modifier à la volée les phases cibles appliquées sur les modulateurs de phase électro-optiques comme le fit notre méthode PIM-PR. Leur montage expérimental présente donc des modulateurs de phases supplémentaires (spatiaux, à cristaux liquides) pour corriger le biais de phase résiduel sur la grande dimension. Cela complexifie le montage optique et ne permet pas une reconfiguration des phases en temps réel à cause des faibles bandes passantes des modulateurs spatiaux de phase à cristaux liquides.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, j'ai rapporté les travaux que j'ai menés sur une récente technique itérative de verrouillage des phases d'un réseau de faisceaux lasers développée à XLIM. Cette méthode, baptisée PIM-PR, avait été proposée dans une précédente thèse pour répondre à la problématique de la mise en phase sur cible distante après propagation dans l'atmosphère. En verrouillant les phases sur des états cibles arbitraires, elle permettrait de pré compenser la déformation du front d'onde de synthèse par la traversée d'un milieu aberrant afin de produire un faisceau intense sur cible.

La thèse de Jérémie Saucourt avait eu pour objectif de démontrer le principe de la mise en phase avec la méthode PIM-PR et d'établir les éléments et paramètres clés de la méthode PIM-PR. Des simulations numériques avaient avant tout révélé que l'algorithme de projections alternées utilisé dans la méthode PIM-PR était robuste et qu'il était plus efficace lorsque le système d'analyse des phases pouvait être décrit par une matrice de transmission complexe aléatoire rectangulaire. Une telle matrice de transmission est obtenue grâce à un diffuseur de surface qui réalise un « mélange » aléatoire des rayonnements pour produire un champ d'interférences dont la structure dépend des phases relatives des faisceaux à combiner. Seuls quelques échantillons, au moins quatre fois le nombre de faisceaux à combiner, sont prélevés dans toute la figure d'interférences. L'information fournie alimente l'algorithme de projections alternées qui restitue les corrections de phase à apporter aux modulateurs. Cet algorithme

nécessite la connaissance ou mesure de la matrice de transmission du système d'analyse des phases. Une première expérience de principe avait permis de développer et valider une méthode de mesure de cette matrice de transmission aléatoire inconnue, utilisant également un algorithme de projections alternées. Sur la base de ces étapes de conception, la méthode PIM-PR avait été mise en œuvre sur une expérience de principe et démontré le verrouillage des phases jusqu'à 100 faisceaux avec une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/20$ en sept itérations seulement [87]. Cette performance sur le nombre de faisceaux a mis en lumière un atout de la méthode PIM-PR car très peu de techniques de mise en phase permettent le verrouillage d'un aussi grand nombre de faisceaux sans complexification du montage optique ou sans dégradation des performances.

La première partie de mes travaux de thèse a en grande partie consisté à valider, sur un réseau d'amplificateurs à fibre, le verrouillage des phases par méthode PIM-PR. Cette expérience où le bruit de phases des faisceaux évolue de manière inconnue au kHz est éloignée d'une expérience de principe comme celle réalisée précédemment. Elle impose la prise en compte de contraintes spécifiques pour un verrouillage des phases efficace. J'ai montré que l'augmentation du nombre de détecteurs par faisceau peut compenser les erreurs inéluctables faites sur la mesure de la matrice de transmission du système de transcription phase-intensité. J'ai également montré qu'une détection en ligne est compatible avec la méthode PIM-PR pour corriger les phases d'un réseau de faisceaux distribués selon un arrangement bidimensionnel. Ce dernier point a permis de s'affranchir des contraintes liées aux relativement faibles fréquences d'acquisition de caméra standard avec un capteur bidimensionnel. J'ai présenté un moyen de mesure de la matrice de transmission du système de transcription phase-intensité sans onde sonde externe. Ce nouveau développement offre de multiples avantages. Il réduit considérablement la complexité et l'encombrement du module d'analyse des phases, il diminue significativement (44%) le nombre de corrections de phase nécessaires à la convergence de la boucle d'optimisation PIM-PR (de 9 itérations à 5 itérations) et enfin il améliore la précision sur les phases des faisceaux verrouillés. J'ai ainsi démontré le verrouillage des phases de sept amplificateurs fibrés avec une erreur résiduelle de $\lambda/21$ en cinq itérations, avec une bande passante allant jusqu'à 2 kHz [119].

Le système d'analyse des phases développé pour la méthode PIM-PR a ensuite été implémenté sur une maquette d'un système laser dont les faisceaux sont arrangés sur une pupille globale de grande dimension, supérieure à 10 cm. Une réduction pupillaire est effectuée par un bundle de fibre stabilisé afin de réaliser l'analyse des phases sur une voie de dimension réduite. La stabilisation du bundle de fibre se fait par la méthode PIM où l'erreur résiduelle de phase est inférieure à $\lambda/30$. L'asservissement PIM-PR est réalisé sur la voie de petite dimension, laissant un biais de phase statique sur les faisceaux de la grande dimension qui n'ont pas traversé le bundle de fibre. Une calibration sur cette voie est alors nécessaire afin de garantir le cophasage des faisceaux en champ lointain. Elle permet également de compenser les aberrations (dynamiques) du milieu traversé en transmettant les consignes de phases à l'algorithme de la méthode PIM-PR. Il a été démontré qu'elle peut répondre aux besoins de production d'énergie laser dirigée en maximisant la puissance contenue dans le lobe central (cophasage) de manière stable (écart-type de 2%) afin de garantir une erreur résiduelle de phase de $\lambda/21$. Le module de report des phases à réduction pupillaire pourrait tout à fait être adapté à d'autres méthodes que l'on retrouve dans la littérature pour adresser des pupilles synthétiques de grande dimension.

Ce chapitre a montré que la méthode PIM-PR est efficace, robuste, rapide et adaptée aux besoins des applications d'énergie dirigée. Le montage optique de la voie d'analyse des phases est composé d'éléments optiques simples (lentille convergente, diffuseur, caméra). L'alignement est trivial car, pour l'asservissement, un modèle est mesuré expérimentalement et intègre les aberrations liées au montage. Très récemment, des études sur la thématique de la combinaison cohérente ont recensées dans la littérature qu'elle peut être adressée à partir de formalismes mathématiques non conventionnels. Ces nouvelles méthodes de combinaison cohérente emploient des techniques d'apprentissage automatique, avec notamment des réseaux de neurones. Ces nouvelles méthodes font l'objet du chapitre suivant. Je réaliserai d'abord un état de l'art avant de détailler le réseau de neurones qui a été développé à XLIM afin de réaliser la combinaison cohérente de faisceaux lasers.

Partie III. Verrouillage des phases par une approche neuronale

III.1. Introduction

Ces dernières années, les techniques d'apprentissage automatique ont investi le domaine de la photonique et en particulier quelques récents travaux (depuis 2019) se sont intéressés à la problématique de la combinaison cohérente. L'objectif de cette deuxième partie de thèse est d'explorer une nouvelle classe d'algorithmes de type réseaux de neurones pour réaliser l'estimation de la phase à partir des données intensimétriques prises dans le champ de speckle du module transcripteur phase-intensité exploité dans le chapitre 2. Comme dans l'approche PIM-PR, les valeurs de sortie du réseau de neurones ont vocation à donner une commande de correction de phase aux modulateurs placés en amont du réseaux d'amplificateurs fibrés.

Les algorithmes de type réseaux de neurones ont un lien de parenté avec le cerveau humain dans leur structure. En effet, ces réseaux artificiels sont souvent basés sur des couches successives composées de réseaux de « nœuds » (neurones) interconnectés. Ils ont besoin d'une phase d'apprentissage, qui nécessite un grand nombre de données avant de les utiliser pour résoudre automatiquement différents types de problèmes : classification, reconnaissance d'images, d'écritures, de sons, etc. Dans le domaine de la combinaison cohérente, les quelques recherches se sont donc focalisées sur le recouvrement des phases relatives du réseau de faisceaux (les pistons de phase). Dans notre cas, l'objectif à terme est de verrouiller en tip/tilt et piston de phase un réseau de faisceaux lasers. Toutefois, dans le cadre de cette thèse, seule la maîtrise des pistons de phase des rayonnements a été étudiée, comme les autres recherches rapportées jusqu'à présent dans la littérature. C'est une étape préalable au traitement de données incluant le tip/tilt des faisceaux. Ce chapitre visera également à comparer les performances obtenues avec l'approche neuronale à celles de la méthode PIM-PR.

Dans un premier temps, je rappellerai quelques notions sur l'apprentissage automatique. Les avantages et les difficultés de mise en œuvre de cette approche seront mises en évidence à travers un état de l'art des méthodes dédiées à la combinaison cohérente.

Dans un deuxième temps, je présenterai l'approche originale proposée par des mathématiciens du laboratoire (Maksym Shpakovych et Paul Armand), qui consiste à apprendre à un réseau de neurones à faire de la correction de phase plutôt que du recouvrement de phase. L'objectif est que ce réseau de neurones puisse corriger rapidement les phases des faisceaux lasers de façon itérative pour les verrouiller sur un état de phases cibles particulier défini lors de son apprentissage. Je décrirai les expériences de validation de cette approche sur un banc modèle de même type que celui présenté dans le chapitre 2, en verrouillant en phase jusqu'à 100 faisceaux lasers.

Dans une dernière partie, je rapporterai une évolution de la technique de correction des phases, imbriquant deux réseaux de neurones, afin de permettre la reconfiguration des phases cibles en temps réel. C'est un aspect essentiel dans la combinaison cohérente de faisceaux lasers sur une cible distante à travers un milieu aberrant tel que l'atmosphère. Je terminerai par présenter les premières démonstrations menées à XLIM de verrouillage des phases d'un réseaux d'amplificateurs fibrés par approche neuronale. En particulier, je m'attacherai à analyser les performances de mise en phase avec des conditions de mise en œuvre qui sont les mêmes que celles décrites dans le chapitre précédent lors de l'utilisation de la méthode PIM-PR.

III.2. Etat de l'art sur les méthodes d'apprentissage automatique dédiées à la combinaison cohérente

III.2.1. Introduction à l'apprentissage automatique

De nos jours, des méthodes d'intelligence artificielle sont employées dans de nombreux secteurs d'activité et sont omniprésentes dans notre quotidien. En effet, sans forcément s'en apercevoir, on est confronté à l'intelligence artificielle tous les jours à travers les moteurs de recherche, nos smartphones, nos appareils connectés (télévisions, enceintes, etc.) et bien d'autres objets technologiques. On retrouve également des méthodes d'intelligence artificielle dans des domaines cruciaux tels que la santé [124], la finance [125] et l'automobile [126] par exemple.

Pour comprendre le principe de ces méthodes, on va s'intéresser à l'apprentissage automatique ou machine learning qui est une branche de l'intelligence artificielle. Comme son nom le laisse deviner, la « machine » n'est pas programmée mais suit un apprentissage à partir d'un ensemble de données dans le but d'optimiser un critère de performance lié à la tâche à exécuter. Parmi ces tâches, on peut citer la classification [127-130], la régression [131,132], la reconnaissance et la transcription de données (audio, images, ...) en texte [133,134], des traducteurs [135,136], etc. De manière générale, l'apprentissage peut être qualifié suivant trois grandes classes qui sont l'apprentissage non supervisé, l'apprentissage supervisé et l'apprentissage par renforcement.

L'apprentissage non supervisé se fait à partir de données d'entrée seulement. Elles ne sont pas associées à une quelconque sortie et la machine doit apprendre par elle-même ce qui caractérise ces données. L'objectif de cet apprentissage est de modifier la structure ou la distribution des données d'entrée afin d'en apprendre plus à leur sujet. Il n'y a pas de comparaison possible avec un objectif quelconque, l'algorithme s'organise par lui-même afin de distribuer les données d'entrée suivant des critères qu'elles peuvent partager. L'utilisation la plus fréquente d'un tel apprentissage est de rassembler les données qui partagent des similitudes dans des groupes. On peut notamment mentionner le regroupement d'informations. Par exemple, à partir d'un ensemble de formes géométriques, l'algorithme regroupera les données qui partagent les mêmes formes. Une autre utilisation fréquente dans de très grandes bases de données est l'association qui permet de découvrir et d'établir des règles selon lesquelles certaines données sont connectées. On peut mentionner comme exemple la définition de recommandations et de stratégies marketing. Si une personne achète en ligne des chaussures de sport, la boutique pourra lui proposer d'ajouter à son panier un short de sport par exemple parce que l'algorithme aura déterminé que ces articles sont souvent achetés ensemble, d'après les commandes passées par d'autres clients.

A l'inverse, l'apprentissage supervisé dispose de données connues en entrée et des données correspondantes en sortie. La plupart des apprentissages sont supervisés car cela permet d'apprendre la fonction qui relie une donnée d'entrée à celle de sortie. L'objectif est d'avoir un modèle qui décrit la relation entrée-sortie pour pouvoir prédire les variables de sortie correspondantes à de nouvelles données d'entrée. Afin de considérer si ce modèle est juste, il est possible d'évaluer ses performances lors de l'apprentissage. En effet, à partir des données d'entrée d'apprentissage et connaissant les données de sortie correspondantes, on peut évaluer la précision des valeurs de sortie prédites par le réseau de neurones. L'apprentissage supervisé est généralement utilisé pour effectuer des tâches de classification et de régression. En plus de l'apprentissage, une étape de validation peut intervenir à partir

de nouvelles données d'entrée et de sortie qui sont différentes de celles utilisées lors de l'apprentissage. A partir des données d'entrée, l'algorithme calcule la sortie qui peut être comparée à sa vraie valeur. Cela permet de valider le bon fonctionnement de l'algorithme. Cette étape demande un faible nombre de données comparé à la phase d'apprentissage.

Une autre catégorie d'apprentissage est celle dite par renforcement [137] dont le principe est décrit en Figure 74.

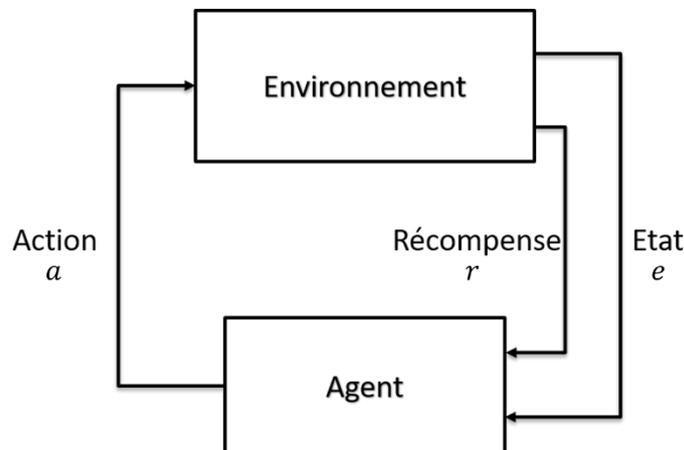


Figure 74 : Schéma de principe de l'apprentissage par renforcement.

L'apprentissage par renforcement permet à un agent d'apprendre une politique ou stratégie, c'est-à-dire quelle action choisir pour effectuer une tâche particulière. Il apprend en interagissant avec son environnement. Contrairement aux apprentissages supervisé et non supervisé, les données d'entraînement ne sont pas générées en amont du processus d'apprentissage, mais pendant l'apprentissage par renforcement. L'objectif est de maximiser une fonction récompense r déduite de son interaction avec l'environnement suite à l'action a effectuée par l'agent dans l'état e actuel. Cette fonction récompense permet d'évaluer les performances de l'agent suite à l'action effectuée. L'agent apprend ainsi à effectuer une tâche en réalisant des actions et en apprenant de ses erreurs et de ses succès. Il s'agit d'un processus d'apprentissage itératif où est formé un triplet $\{(a_t, e_t, r_t)\}_{t=0}^T$ à chaque itération t . A la suite d'une succession d'actions, les triplets sont exploités afin d'optimiser les paramètres de l'agent. L'apprentissage se termine quand l'agent réussit à réaliser la tâche qui lui est demandée, c'est-à-dire lorsque sa politique a été optimisée afin de maximiser la récompense. Ne connaissant pas l'action exacte à effectuer dans l'état actuel, cet apprentissage demande énormément de données à produire. Ce type d'apprentissage est adapté à la réalisation de séquences d'actions pour des applications diverses : performance dans les jeux (échecs, jeux vidéo, etc.), conduite autonome de voitures, finance, robotique, industrie, santé, ingénierie, etc.

Concept de neurone artificiel

On va s'intéresser plus particulièrement aux réseaux de neurones, qui sont au centre des méthodes employées pour la combinaison cohérente de faisceaux par machine learning. A l'origine, il s'agit de simples modèles linéaires qui gèrent un jeu de n entrées x_1, \dots, x_n associé à une sortie y [138]. Souvent, est ajouté un biais β qui est une constante. A partir des variables d'entrées et des poids associés w_1, \dots, w_n , ce modèle peut être décrit par :

$$y = \sum_{i=1}^n w_i x_i + \beta = w_1 x_1 + \dots + w_n x_n + \beta \quad (28)$$

Le concept de neurone artificiel a été proposé pour la première fois en 1943 par McCulloch et Pitts [139] dans le but de modéliser un neurone biologique pour lequel les poids du neurone étaient définis par l'opérateur. Ce modèle, schématisé en Figure 75, applique des poids sur les variables d'entrée afin de produire une somme qui déclenche l'activation du neurone si elle dépasse un seuil. La fonction d'activation est l'équivalent biologique du potentiel d'activation qui entraîne une réponse du neurone si un seuil de stimulation est atteint.

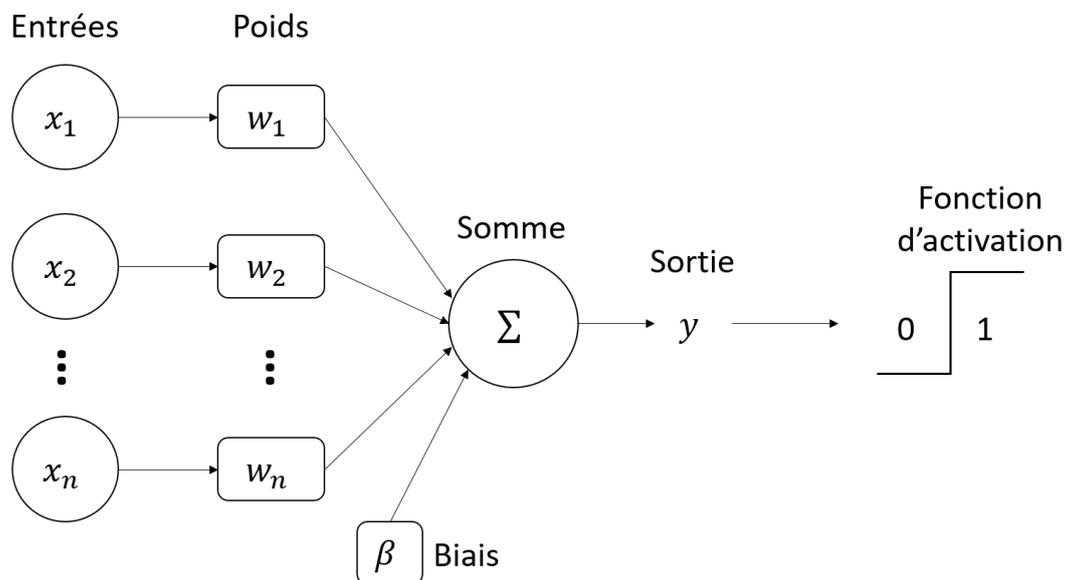


Figure 75 : Schéma d'un neurone artificiel à activation binaire.

Modèle multicouches

En 1957, le perceptron devient le premier modèle de réseau de neurones associé à un mécanisme d'apprentissage à partir d'un jeu de données d'entrée [140]. Ce modèle peut être étendu à un réseau de neurones multicouches qui est représenté sur la Figure 76.

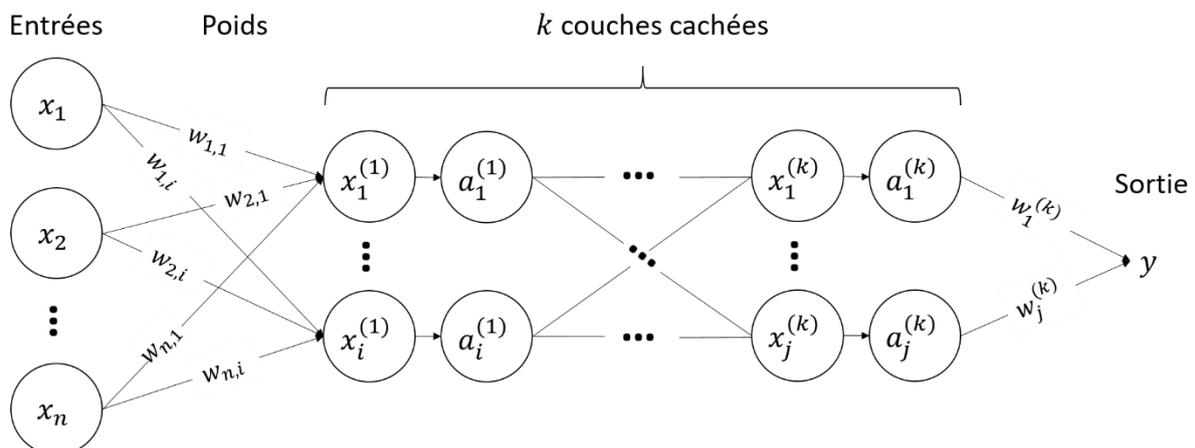


Figure 76 : Synoptique d'un réseau de neurones multicouches. $a^{(k)}$ sont les fonctions d'activation des k couches cachées. Les couches cachées peuvent être de différentes longueurs (i, j, \dots).

Ce modèle multicouche connecte les neurones d'une couche k à tous les neurones d'une couche supérieure $k + 1$. Ce modèle de réseau de neurones est qualifié de « fully connected » car tous les éléments d'une couche sont reliés à tous les éléments de la couche supérieure. Il est constitué de trois blocs. Le premier est une couche de n entrées sous la forme d'un vecteur x . Aucun calcul n'est opéré ici, les entrées sont simplement transmises au deuxième bloc. Ce

dernier est en réalité constituée d'une ou plusieurs couches « cachées » dont les neurones prennent en entrée les données de la couche précédente. Ces neurones i sont reliés aux neurones j des couches cachées supérieures par des connexions dont les poids w_{ij}^k diffèrent. Dans la majorité des cas, une fonction d'activation est appliquée à la sortie de chaque neurone pour que le réseau ne représente pas une fonction linéaire. En effet, la composition de plusieurs fonctions linéaires se traduit par une fonction linéaire elle-même. Avec une fonction d'activation, l'entrée est transformée de manière non-linéaire et rend le réseau de neurones capable d'apprendre et d'effectuer des tâches plus complexes. Il a été prouvé qu'un réseau de neurones multicouches, avec suffisamment de neurones et des fonctions d'activation non linéaires, peut approximer n'importe quelle fonction continue [141]. Parmi les fonctions d'activation f connues, on peut mentionner la fonction sigmoïde qui répartie les données d'entrée sur un intervalle compris entre 0 et 1 à partir de la formule :

$$f(x) = \sigma(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (29)$$

Cette fonction d'activation dont la courbe est tracée en Figure 77 (a) est souvent utilisée pour réaliser une classification où le résultat est soit 0 ou 1²⁶. On peut également mentionner la fonction d'action ReLU (Rectified Linear Unit) qui renvoie x si x est positif et 0 sinon, comme on l'observe en Figure 77 (b). La fonction ReLU s'exprime :

$$f(x) = \text{ReLU}(x) = \max(0, x) \quad (30)$$

C'est la plus utilisée dans les réseaux multicouches car elle implique des opérations mathématiques simples et permet ainsi d'accélérer les temps de calcul.

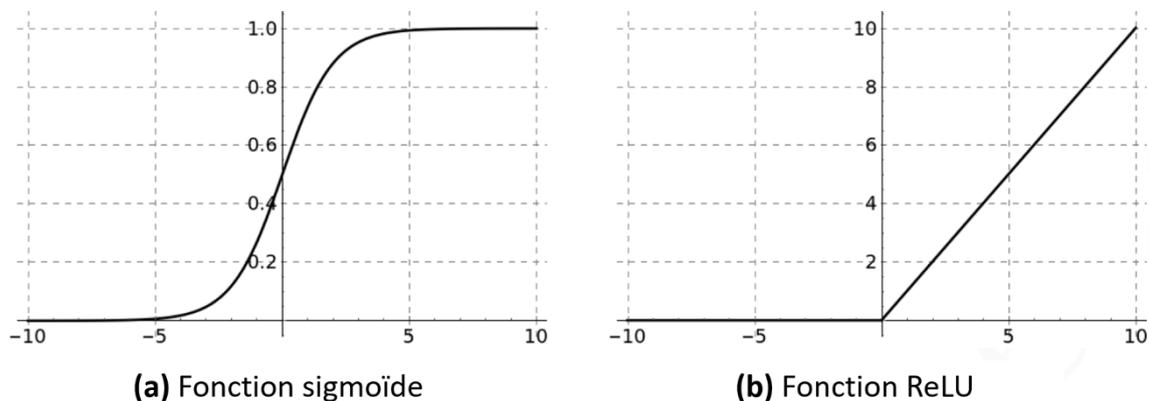


Figure 77 : Courbes représentant les fonctions d'activation (a) sigmoïde et (b) ReLU (Rectified Linear Unit). Les données d'entrée sont réparties en abscisses et les valeurs de sortie correspondantes sont en ordonnées.

Le résultat a^k des fonctions d'activation de la couche k sont ensuite transmis aux neurones de la couche supérieure $k + 1$. Finalement, le troisième et dernier bloc est une couche de sortie et constitue la réponse du réseau de neurones souvent sous la forme d'un vecteur y ou d'une sortie unique (Figure 76).

Pour un réseau de neurones contenant L couches, la couche k ($2 \leq k \leq L$) contient N_k neurones représentés par la matrice de poids W^k et le vecteur de biais B^k . Dans la matrice W^k , w_{ij}^k est le poids de la connexion entre le neurone i de la couche $k - 1$ vers le neurone j

²⁶ Le résultat est prédit comme 1 si la valeur est supérieure à 0,5, sinon 0.

de la couche supérieure k , de même pour la matrice B^k avec les biais β_j^k . On peut ainsi calculer à chaque couche k le résultat a^k de la fonction d'activation f à partir de W^k et de B^k :

$$a^k = f(W^k a^{k-1} + B^k) \quad (31)$$

Apprentissage du réseau de neurones

La phase d'apprentissage consiste à adapter les poids des connexions à partir des erreurs réalisées par le réseau de neurones suivant la tâche considérée. L'objectif de l'optimisation des poids lors de l'apprentissage est de former le réseau de neurones afin qu'il minimise une fonction d'erreur réalisée sur les données d'apprentissage. De manière générale, pour un jeu de données d'apprentissage, si on connaît la sortie attendue y_{ref} (apprentissage supervisé par exemple) et la sortie prédite y , on cherche à réduire une fonction de perte (loss function dans la littérature) dont la complexité va dépendre du problème à résoudre. A titre d'exemple, on va considérer une fonction de perte qui est employée dans la majorité des problèmes. Il s'agit de la moyenne des erreurs quadratiques commises sur chaque neurone de sortie i en considérant un total de N neurones de sortie :

$$E = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_{ref,i} - y_i)^2 \quad (32)$$

Afin de minimiser cette erreur pour des réseaux de neurones multicouches, la majorité des apprentissages se fait par une descente de gradient. C'est une méthode d'optimisation utilisée pour trouver le minimum (ou maximum) d'une fonction. Le gradient de la fonction E mesure sa variation à partir de la variation de son argument w ou β . Il s'agit d'adapter les valeurs des poids des connexions afin d'atteindre le minimum de la fonction d'erreur. La minimisation de E se fait dans la direction opposée du gradient :

$$\begin{aligned} \Delta w_{ij}^k &= -\frac{\partial E}{\partial w_{ij}^k} \\ \Delta \beta_j^k &= -\frac{\partial E}{\partial \beta_j^k} \end{aligned} \quad (33)$$

A partir du calcul du gradient, la mise à jour des paramètres se fait de la manière suivante :

$$\begin{aligned} w_{ij}^k &= w_{ij}^k + \alpha \Delta w_{ij}^k \\ \beta_j^k &= \beta_j^k + \alpha \Delta \beta_j^k \end{aligned} \quad (34)$$

Où α est le taux d'apprentissage (learning rate en anglais) qui contrôle le degré de modification du modèle en fonction de l'erreur estimée chaque fois que les pondérations du modèle sont mises à jour. Une valeur du taux d'apprentissage trop petite peut allonger le processus d'apprentissage et conduire à sa stagnation. A l'inverse, si la valeur est trop élevée, le processus d'entraînement peut devenir instable ou encore trop rapide et l'ensemble des poids serait alors mal optimisé.

Un problème récurrent lors de l'apprentissage par descente de gradient, lié au très grand jeu de données d'apprentissage, est le temps de calcul important. En effet, la mise à jour des paramètres se fait seulement après avoir exploré toutes les données d'apprentissage, étape souvent qualifiée de « batch » dans la littérature. Cela va être répété à travers plusieurs séries, qualifiées de « epochs », réalisées avec de nouveaux batches. C'est pourquoi la descente de gradient stochastique, où le jeu d'entraînement est découpé en un ou plusieurs échantillons

(ou « minibatch ») [142], peut être employée. L'optimisation par descente de gradient stochastique va être plus rapide parce que les paramètres sont adaptés directement à chaque minibatch. Des méthodes permettent d'accélérer davantage l'apprentissage telle que la rétropropagation du gradient [143], une méthode répandue qui consiste à calculer les gradients à chaque couche en partant de la dernière.

Les méthodes de machine learning, notamment par réseaux de neurones, sont de plus en plus utilisées dans le domaine scientifique, y compris dans les thématiques liées à la photonique. On peut mentionner le traitement du signal [144], l'imagerie optique [145], l'optique adaptative en astronomie [146], l'optique ultra-rapide [147], la mesure de front d'onde [148], ..., et très récemment, la combinaison cohérente comme on va le voir dans la sous-section suivante.

III.2.2. Le machine learning dans le contexte de la combinaison cohérente

Le chapitre 1 a mis en lumière les méthodes de combinaison cohérente les plus répandues. Dans le panel d'approches proposées, on peut noter un certain nombre d'inconvénients liés au moyen d'analyse et de calcul des corrections de phase comme l'utilisation de perturbations additionnelles, l'impossibilité de produire d'autres état de phase que l'état cophasé, la nécessité de connaître la transformation physique opérée par le système d'analyse des phases. Les réseaux de neurones qui peuvent modéliser un système « comme il est observé par les données » pourraient lever certains de ces inconvénients. C'est probablement une des raisons pour lesquelles on voit apparaître dans la littérature, depuis 2019, des articles scientifiques sur le sujet de la combinaison cohérente réalisée par approches neuronales. Naturellement, on retrouve des approches précédemment décrites dans le chapitre 1, dites de recouvrement de phase où la correction de phase se fait en une seule étape, approche la plus répandue, et des processus itératifs de correction de phase.

Réseau de neurones pour le recouvrement de phase

Des architectures de réseaux de neurones qu'on retrouve dans d'autres domaines d'application ont été explorées pour la combinaison cohérente de faisceaux lasers. Un des premiers réseaux de neurones appliqué à la combinaison cohérente en 2019 est un réseau de neurones convolutionnel dont le schéma de principe est illustré en Figure 78 [149]. Comme son nom l'indique, ce type de réseau de neurones effectue des opérations de convolution, ce qui en fait une architecture adaptée à la reconnaissance d'images.

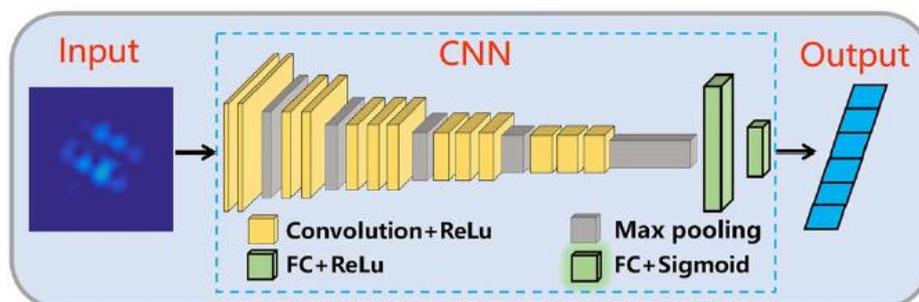


Figure 78 : Diagramme du réseau de neurones convolutionnel employé dans [149]. FC = fully connected, CNN : Convolutional Neural Network.

Le réseau de neurones convolutionnel utilisé ici est alimenté par des images 2D du profil intensimétrique des faisceaux après une lentille convergente, à la fois pour la phase d'apprentissage supervisé en amont et pour la phase de corrections. Les images sont prélevées en dehors du plan focal pour privilégier des transformations phase-intensité

bijectives (un profil intensimétrique pour un jeu de phases du réseau de faisceaux). Le réseau de neurones utilisé ici est une modification d'une architecture existante (VGG-16) [150], qui est très connue pour la reconnaissance d'images. Dans la version modifiée présentée par les auteurs de [149], la fonction ReLU est sélectionnée en tant que fonction d'activation non linéaire après chaque couche convolutionnelle et est suivie d'une couche de max pooling²⁷. Derrière la dernière couche fully connected, il y a une fonction sigmoïde. Chacune de ces couches a sa propre fonction :

- La couche convolutionnelle extrait certaines informations de l'image d'entrée.
- La couche max pooling supprime les informations redondantes pour réduire le coût de calcul.
- Les couches fully connected convertissent la sortie de la couche précédente en un vecteur unidimensionnel.
- La dernière couche permet d'extraire le vecteur de phase à partir de la fonction sigmoïde dont la réponse comprise entre $[0, 1]$ est multipliée par 2π .

Cette architecture multicouche complexe apprend à estimer les phases relatives du réseau de faisceaux à partir d'une seule image intensimétrique. Les images intensimétriques sont avant tout produites à partir de la modulation aléatoire des phases des faisceaux pour réaliser la phase d'apprentissage. Il s'agit d'un apprentissage supervisé où le vecteur de phases est connu pour chaque image intensimétrique. La fonction d'erreur est une erreur quadratique moyenne entre la sortie calculée par le réseau de neurones et le vecteur de phase correspondant à l'image d'entrée. Les paramètres du réseau de neurones sont ensuite mis à jour en utilisant la méthode de rétropropagation du gradient mentionnée plus haut. Trois millions de couples phases-intensités connus sont utilisés pour l'entraînement du réseau de neurones en considérant une maille hexagonale de 7 puis 19 faisceaux de longueur d'onde $1,06 \mu\text{m}$ dans un environnement simulé numériquement.

La Figure 79 montre les performances du réseau de neurones à 7 et 19 faisceaux obtenues dans le cadre de l'étude numérique. La mise en phase des 7 faisceaux par le réseau de neurones est très efficace avec un PIB très proche de celui théorique. On notera qu'avec cette méthode de mesure directe de la phase, il est possible d'ajouter un offset de phase afin de verrouiller les phases sur un état quelconque. On remarque sur la Figure 79 une dégradation des performances d'après une diminution de la valeur du PIB lorsqu'on augmente le nombre de faisceaux (de 7 à 19 faisceaux).

²⁷ Cette couche permet de sous-échantillonner une image afin de réduire sa taille en conservant les informations importantes.

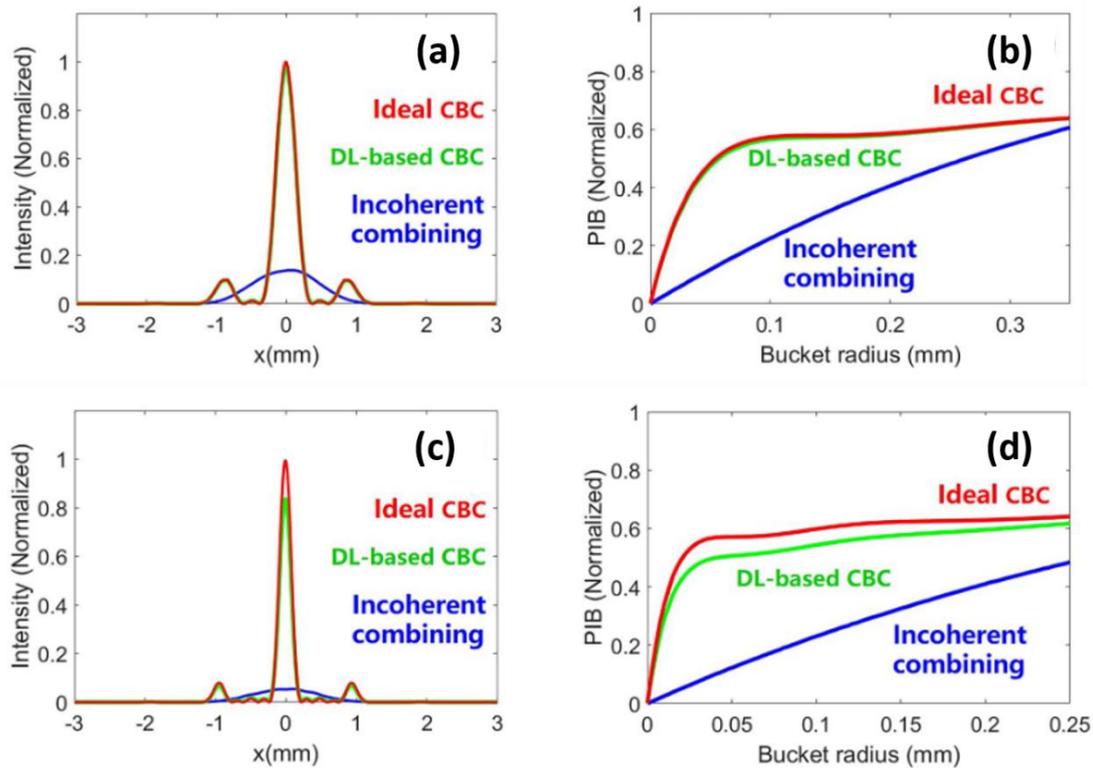


Figure 79 : Résultats de simulations numériques montrant l'intensité du champ combiné à (a) 7 faisceaux et (c) 19 faisceaux ; et le PIB (Power In the Bucket) du champ combiné à (b) 7 faisceaux et (d) 19 faisceaux. Les courbes bleues considèrent une combinaison incohérente, les rouges une combinaison cohérente théorique et les vertes une combinaison cohérente obtenue par la méthode proposée dans [149].

C'est pourquoi les auteurs ont ensuite étudié numériquement ce réseau de neurones convolutionnel couplé à un algorithme SPGD classique [151]. La première correction de phase est réalisée par le réseau de neurones et les suivantes sont réalisées, plus conventionnellement, par un algorithme SPGD. Les performances de cette architecture hybride sont affichées Figure 80. A 7 faisceaux, le réseau de neurones convolutionnel parvient pratiquement à une mise en phase parfaite avec un PIB normalisé de 0,97. Par contre, comme montré lors de l'étude numérique précédente, les performances se dégradent à 19 faisceaux avec un PIB normalisé de 0,83 (en une seule correction de phase) et l'algorithme SPGD est alors indispensable pour atteindre une meilleure mise en phase. Cette approche semble donc perdre de son efficacité avec la montée en nombre de faisceaux combinés. Elle peut cependant être couplée à un algorithme d'optimisation afin d'accélérer sa convergence, comme ici avec l'algorithme SPGD. Toutefois, le nombre de corrections de phase reste conséquent pour converger jusqu'au cophasage : 40 corrections pour 19 faisceaux. D'autre part, cette technique qui utilise une boucle d'optimisation SPGD ne peut converger que vers l'état en phase.

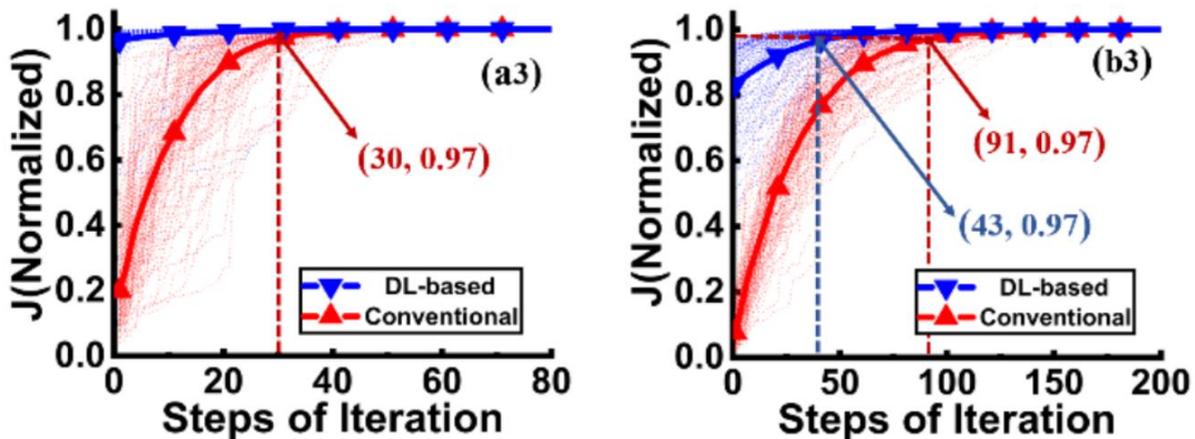


Figure 80 : Performances numériques du réseau de neurones combiné à un algorithme de SPGD (stochastic parallel gradient descent) à (a) 7 faisceaux et (b) 19 faisceaux. Les courbes rouges sont obtenues par une optimisation conventionnelle via une boucle d'optimisation SPGD. Les courbes bleues sont celles obtenues avec cette boucle SPGD couplée au réseau de neurones développé dans [151] qui fournit une estimation des phases pour l'initialisation de la boucle SPGD.

En 2022, Mills et al. ont pris en considération le problème de non-unicité de la solution (au moins deux jeux de phase donnant une même image intensimétrique), problème de toute méthode de recouvrement de phase, notamment lorsque les mesures intensimétriques servant à retrouver la phase sont collectées dans un plan de Fourier. Ces auteurs prélèvent malgré tout l'information dans un plan focal du réseau de faisceaux. Le réseau de neurones utilisé, interprète une image intensimétrique (plan focal) en une image de phase du réseau de faisceaux correspondant [152]. A partir de la connaissance de la position des faisceaux via la cartographie en phase et en définissant le faisceau central sur une phase nulle, les auteurs garantissent une réduction de la complexité de ce problème de non-unicité. L'architecture du réseau de neurones visant à recouvrir la phase en une seule étape utilise un « conditional generative adversarial network » connu également sous l'appellation « pix2pix » dans la littérature et emploie plusieurs couches de convolution, de normalisation et de fonctions ReLU [153]. La Figure 81 montre un exemple d'images servant à apprendre le réseau de neurones « pix2pix » de la référence [152].

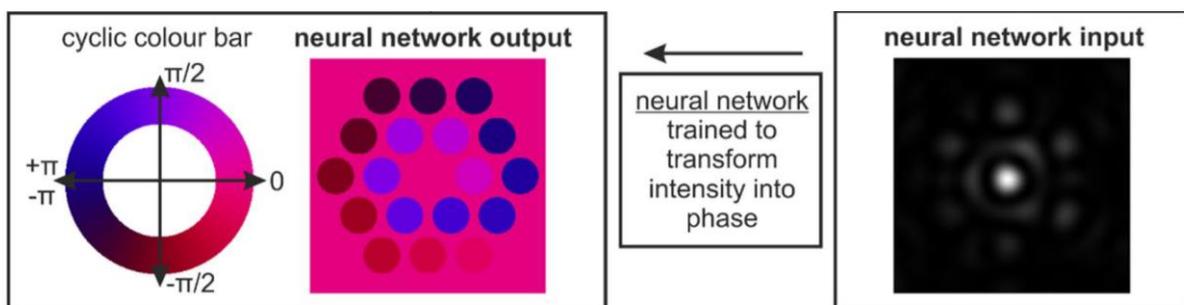


Figure 81 : Exemples d'images servant à apprendre le réseau de neurones « pix2pix » de la référence [152]. A gauche, le jeu de phases de 19 faisceaux transcrit en image, à droite, champ lointain du réseau de faisceaux capturé par un détecteur 2D.

L'entraînement (supervisé) de ce réseau de neurones se fait avec 300 000 paires d'images (champ proche, champ lointain) connues. L'étude numérique rapportée par les auteurs a montré une bonne qualité de mise en phase avec une erreur résiduelle de phase de $\lambda/26$ sur

la couronne intérieure (7 premiers faisceaux depuis le centre) et de $\lambda/15$ sur la couronne extérieure. Une limitation de cette architecture « pix2pix » provient du format des données qui rend l'apprentissage très long. Cela demande environ 36 heures pour apprendre le réseau de neurones à partir des 300 000 paires d'images 2D. Il faut être conscient qu'expérimentalement, à ce temps d'entraînement (étape numérique) s'ajoutera le temps de génération des données d'entraînement. Si l'apprentissage n'est que numérique, un biais entre données expérimentales et numériques peut dégrader fortement les performances du réseau.

En 2022, une étude expérimentale exploitant un réseau de neurones convolutionnel a été mise en place afin de répondre au problème de la non-unicité de la solution en prélevant les données intensimétriques dans un plan focal [154]. Il s'agit d'une des rares démonstrations expérimentales de combinaison cohérente avec un réseau de neurones (Figure 82). La subtilité ici, afin d'éviter le problème de non-unicité de la solution, est de produire deux jeux de phases (diversité de phase) à la fois pour l'apprentissage du réseau de neurones. Pour un jeu arbitraire et aléatoire de phases on enregistre la figure d'interférence intensimétrique en champ lointain. Dans un second temps, à ce même jeu de phases est ajouté une phase globale en spirale, et le champ lointain est à nouveau enregistré. C'est avec cette approche²⁸ que le réseau de neurones est appris, nécessitant 2 fois plus de données que dans un schéma classique.

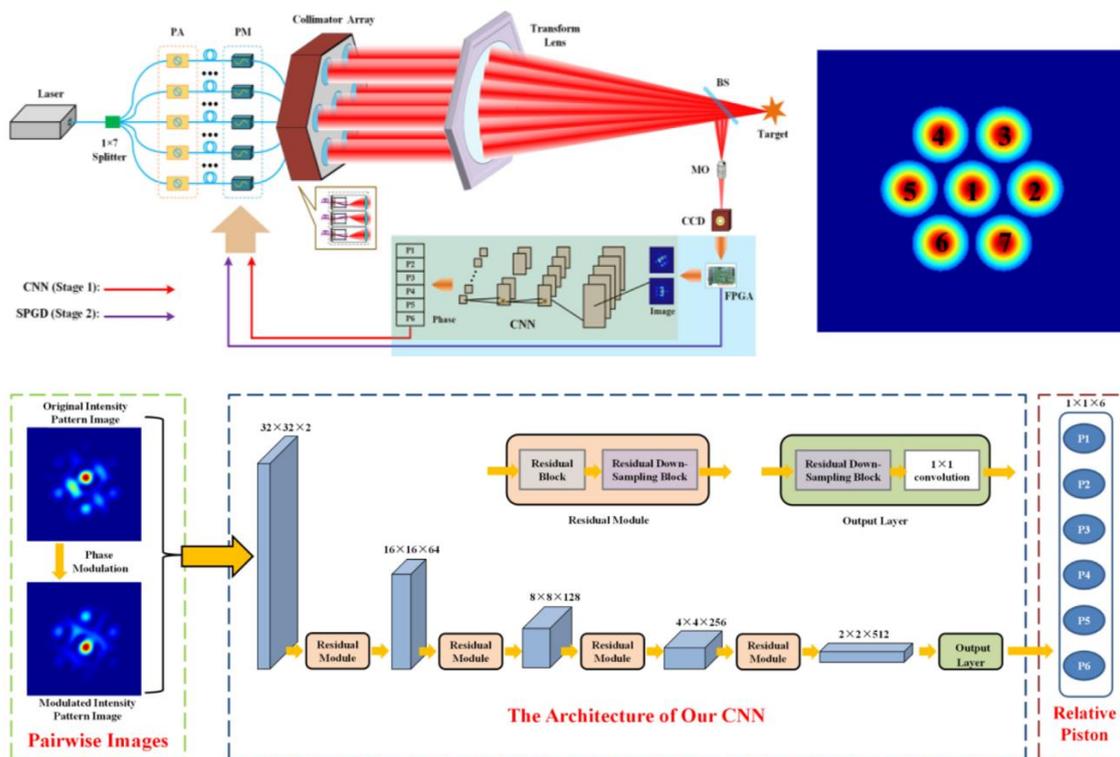


Figure 82 : Montage expérimental à sept émetteurs lasers (haut) et l'architecture du réseau de neurones convolutionnel (bas) employé dans [154].

Le réseau de neurones a des couches effectuant des opérations de convolution, de normalisation et utilise la fonction d'activation de Mish qui s'exprime $f(x) = x \cdot \tanh[\log(1 + \exp(x))]$ qui présente une meilleure stabilité et précision que la fonction ReLU. La sortie est

²⁸ L'ajout d'une phase globale en spirale permet d'éviter le problème de non-unicité de la solution en captant l'image dans un plan focal. La démonstration mathématique est détaillée dans [154].

un vecteur de phase dont les éléments sont compris entre 0 et 2π . L'apprentissage se fait en minimisant une fonction de distance normalisée utilisant le cosinus des phases testées (normalized phase cosine distance), dont l'expression mathématique est détaillée dans [154]. L'apprentissage nécessite 30 000 groupes d'images ainsi que les phases connues des faisceaux correspondantes. Chaque groupe est constitué d'une image initiale et de celle modulée par les perturbations de phase en spirale. Ces images sont générées non pas expérimentalement mais numériquement.

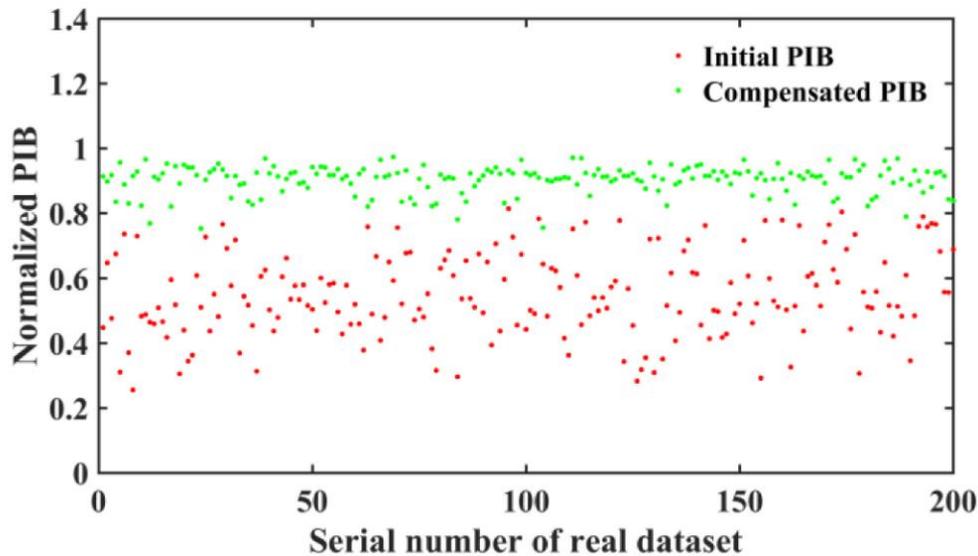


Figure 83 : Distribution de la valeur de PIB (Power In the Bucket) sur 200 essais expérimentaux sans asservissement (rouge) et avec asservissement (vert) [154].

Le montage expérimental emploie une diode laser émettant à la longueur d'onde de 980 nm dont le rayonnement est divisé, mais non amplifié, en 7 voies fibrées. Le fait d'utiliser des voies en parallèle non amplifiées n'entraîne que des perturbations de phase évoluant à environ 4 Hz d'après les auteurs, ce qui correspond aux fluctuations lentes de l'environnement de leur laboratoire. Bien qu'il ne s'agisse pas d'un environnement statique, on est tout de même loin des niveaux de perturbation de plusieurs kHz d'une amplification parallèle fibrée. Dans ces conditions, le réseau de neurones convolutionnel utilisé ici permet de cophaser les faisceaux en atteignant une valeur de PIB rapportée à la valeur maximale de 93% en moyenne comme observé sur la Figure 83. De plus, il met 3,6 ms à calculer la correction de phase, soit une bande passante de 280 Hz environ contre 200 Hz pour une boucle d'optimisation SPGD qui demande 50 itérations à 10 kHz à partir du même calculateur. Cependant, une limite majeure à cette démonstration est le besoin d'appliquer une perturbation de phase en spirale afin d'obtenir les deux images intensimétriques pour que le réseau de neurones applique une unique correction. A la suite de cette dernière, le système dérivera à moins de capturer à nouveau deux images dont une à laquelle il faut appliquer les perturbations de phase. Il est difficilement envisageable d'employer ce réseau de neurones sur un système où les phases des lasers évoluent très rapidement, rendant au final le faisceau combiné instable par la présence des perturbations qui évoluent de 0 à 2π entre chaque correction. Les auteurs mentionnent qu'il faut alors ajouter une boucle de type SPGD à la suite de la correction appliquée par le réseau de neurones afin de maintenir l'état cophasé, ce qui rend alors impossible la reconfiguration des phases cibles en temps réel qui est, on le rappelle, un prérequis essentiel pour les applications d'énergie dirigée.

Une autre architecture neuronale multicouche, de type fully connected, a été explorée, en 2021, lors d'une étude numérique sur la combinaison cohérente de 81 faisceaux [155]. Sa structure qui présente plusieurs couches constituées de centaines de neurones est illustrée en Figure 84. Ces nombres de couches et de neurones ont été choisis empiriquement par les auteurs et n'ont pas davantage été optimisés.

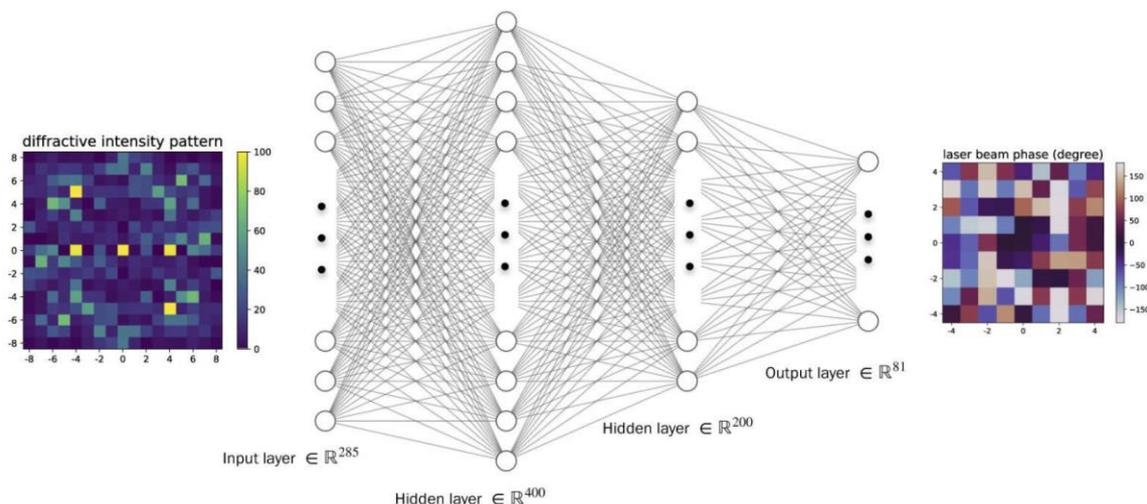


Figure 84 : Architecture du réseau de neurones « fully connected » qui relie en entrée une mesure interférométrique (17×17 détecteurs) aux 81 (9×9) faisceaux de sortie [155].

Le réseau de neurones est alimenté en entrée par des détections intensimétriques multipoints (289 points de mesure) effectuées dans un champ d'interférence créé par un élément d'optique diffractive dont la fonction de transmittance est connue en amplitude et en phase. A partir d'une mesure intensimétrique, le réseau de neurones prédit en sortie les phases relatives des 81 faisceaux correspondantes sous la forme d'un vecteur sur la plage angulaire $[-180, +180]$ en degrés. Pour y parvenir, la phase d'apprentissage est réalisée à partir de figures intensimétriques associées aux perturbations de phase correspondantes connues. L'optimisation des paramètres du réseau de neurones se fait à travers la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne entre la prédiction des phases et les phases réelles. Les auteurs mentionnent un problème de non-unicité de la solution dans la plage angulaire de 360° . La Figure 85 montre les prédictions de phase du réseau de neurones pour seulement deux faisceaux.

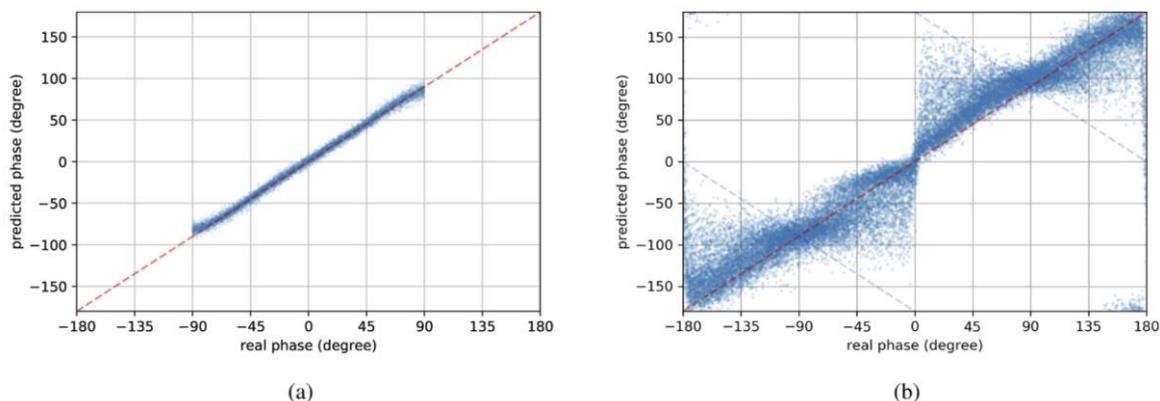


Figure 85 : Les courbes représentent la phase prédite (ordonnée) par rapport à la phase réelle (abscisse) pour un entraînement se faisant sur l'intervalle (a) $[-90, 90]^\circ$ et (b) $[-180, 180]^\circ$ [155].

On voit clairement que le réseau de neurones ici ne parvient à des prédictions fiables que lorsqu'il est entraîné sur une plage angulaire restreinte de $[-90, +90]$ degrés. A l'inverse, lorsqu'il est appris sur un intervalle de 360° , ce réseau de neurones ne parvient pas à réaliser des prédictions justes. Cette non-unicité de la solution mise en évidence dans le cas de combinaison cohérente de deux faisceaux reste présente à plus grand nombre et en particulier dans le cas de l'étude à 81 faisceaux. Fort de ces constatations, des simulations de mise en phase ont été menées pour une plage réduite de phases explorées lors de l'apprentissage, du test et de la combinaison cohérente de $\pm 40^\circ$. 500 000 couples phases – intensités aléatoires connus ont été utilisés pour l'étape d'apprentissage. Le réseau de neurones ainsi construit a permis de recouvrir la phase du réseau de lasers avec une erreur résiduelle de phase de $\lambda/78$ (racine carrée de l'erreur quadratique moyenne de $4,6^\circ$ sur la phase).

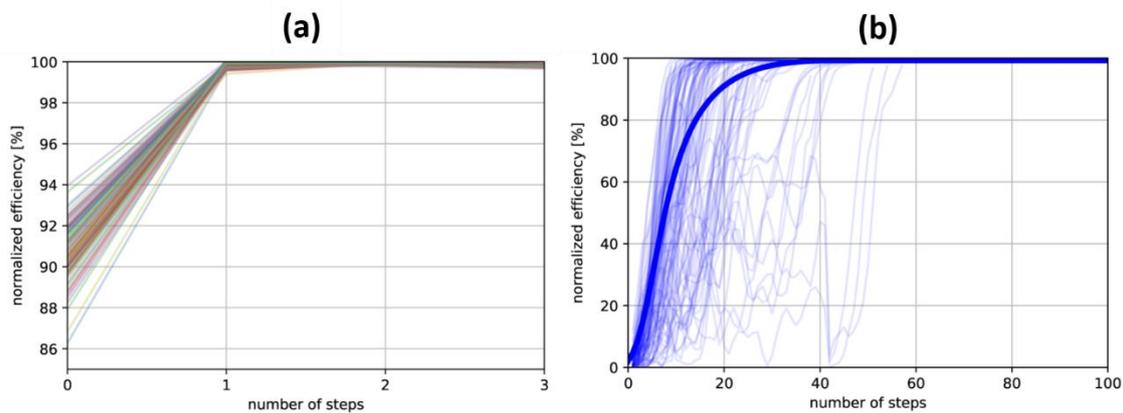


Figure 86 : Qualité de phasage en fonction du nombre de corrections (a) lorsque l'apprentissage du réseau de neurones est réalisé sur une plage de phases faibles ($\pm 40^\circ$) et (b) lorsque l'apprentissage est réalisé sur une pleine échelle des phases ($\pm 180^\circ$) [155]. Les courbes représentent 100 essais avec des perturbations de phases aléatoires et la courbe épaisse en (b) représente la moyenne de ces 100 essais.

Ce réseau de neurones, ne pouvant prédire les phases que si les écarts entre faisceaux sont dans l'intervalle $[-40, +40]$ degrés, est inclus dans une boucle itérative afin de corriger des perturbations plus importantes. La Figure 86 montre que si les perturbations restent dans l'intervalle d'entraînement, la correction peut se faire en une seule étape. A l'inverse, une quarantaine d'itérations est nécessaire pour corriger les phases des 81 faisceaux sur un intervalle de 360° et atteindre une qualité de mise en phase de 99%. Bien que l'on soit loin d'un algorithme de recouvrement de phase, c'est-à-dire de correction de phase en une étape, les auteurs insistent sur la rapidité de ce réseau de neurones avec 40 itérations contre plus de 800 avec un asservissement SPGD classique.

Une des problématiques concernant l'apprentissage d'un réseau de neurones est le grand nombre de données d'apprentissage à produire. Dans un système expérimental où les phases des faisceaux évoluent de manière dynamique au kHz de manière inconnue, la génération des données d'apprentissage devient difficile. C'est pourquoi les auteurs qui ont développé le

réseau de neurones présenté dans le paragraphe précédent [155] ont ensuite, en 2022, étudié une méthode permettant l'apprentissage dans un montage expérimental de 8 lasers [156].

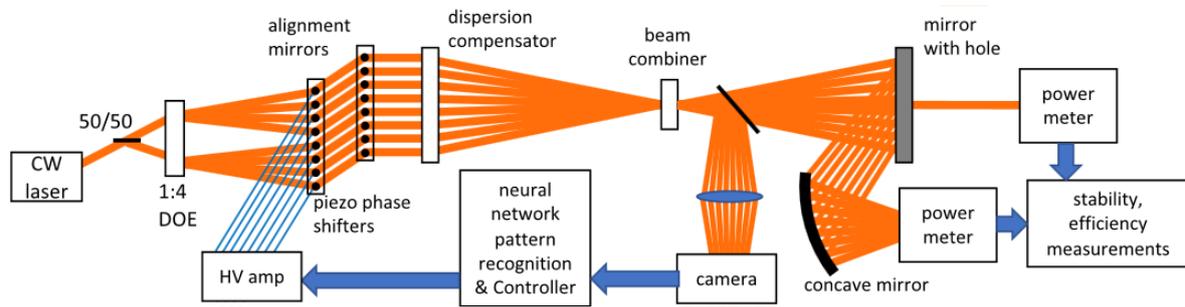


Figure 87 : Schéma du montage expérimental utilisé dans [156] pour la mise en phase par réseau de neurones.

Le système en question est composé d'une source laser dont le rayonnement est divisé en 8 faisceaux parallèles mais non amplifiés comme illustré en Figure 87. Les bruits de phase évoluant à quelques Hz sont donc bien plus lents que l'évolution kHz d'un système d'amplification parallèle par fibres optiques. Les auteurs utilisent une méthode très similaire à celle qu'on utilise pour la mesure de la matrice de transmission sans onde de référence détaillée en II.4.3. En effet, ils réalisent une stabilisation des phases par SPGD, c'est-à-dire qu'ils obtiennent le cophasage des faisceaux, et appliquent une perturbation de phase dans un intervalle restreint afin de construire les données d'apprentissage phases-intensités. Cet entraînement nécessite 8000 couples de données au total mais l'amplitude de la perturbation n'est pas renseignée par les auteurs, il s'agit sûrement de la plage angulaire $\pm 40^\circ$ utilisée en [155]. Les résultats de mise en phase et la comparaison à ceux obtenus avec un asservissement par SPGD classique sont illustrés en Figure 88.

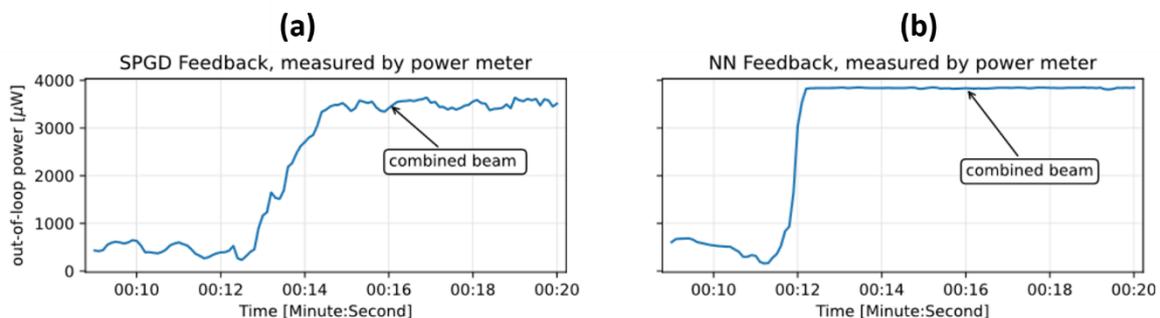


Figure 88 : Comparaison de la puissance combinée obtenue lors de l'asservissement (a) par SPGD (stochastic parallel gradient descent) et (b) par réseau de neurones [156].

Le réseau de neurones demande 35 itérations pour atteindre l'état cophasé et est dix fois plus rapide que la boucle d'optimisation SPGD (0,3 s contre 3 s). La qualité de phasage expérimentalement mesurée est de 95% avec une stabilité de 1%. Bien que les conditions de démonstration de cette méthode soient éloignées de celles d'un système de faisceaux amplifiés parallèlement, il s'agit d'une des rares démonstrations expérimentales de combinaison cohérente par réseau de neurones.

Dans l'ensemble de ces méthodes de correction de phases en une étape par réseau de neurones, il apparaît que l'augmentation du nombre de faisceaux devient problématique. En effet, les efficacités de combinaison obtenues diminuent et les réseaux de neurones entraînés pour faire du recouvrement de phases sont alors inclus dans des boucles itératives où l'aspect

« correction en une étape » perd tout son sens. En parallèle de ces méthodes de recouvrement de phase, des réseaux de neurones ont été étudiés pour faire de la correction de phase de manière itérative.

Apprentissage par renforcement dédiée à la combinaison cohérente de faisceaux lasers

Comme expliqué précédemment, lors de l'apprentissage par renforcement, le réseau de neurones apprend en interagissant de façon séquentielle avec son environnement. Comme l'exploration de cet environnement est faite sans à priori, donc « à l'aveugle », cet apprentissage requiert beaucoup de données pour aboutir.

L'apprentissage par renforcement a été exploré à la fois expérimentalement et numériquement. Dès 2019, une expérience avec un système laser simple à deux voies amplificatrices fibrées est rapportée par H. Tünnermann et A. Shirakawa [157] en utilisant cette approche. Le schéma expérimental correspondant est décrit Figure 89. L'architecture du système laser émettant à la longueur d'onde de $1,55 \mu\text{m}$ est de type interféromètre de Mach-Zehnder. La combinaison des faisceaux est réalisée sur une séparatrice qui est le coupleur de sortie du système laser. Un miroir sur cale piézoélectrique est positionné sur un des bras de l'interféromètre pour contrôler la phase relative des deux faisceaux. La tension appliquée à la cale piézoélectrique est gérée par le réseau de neurones appris par renforcement afin de maximiser la puissance extraite sur une des voies du coupleur de sortie.

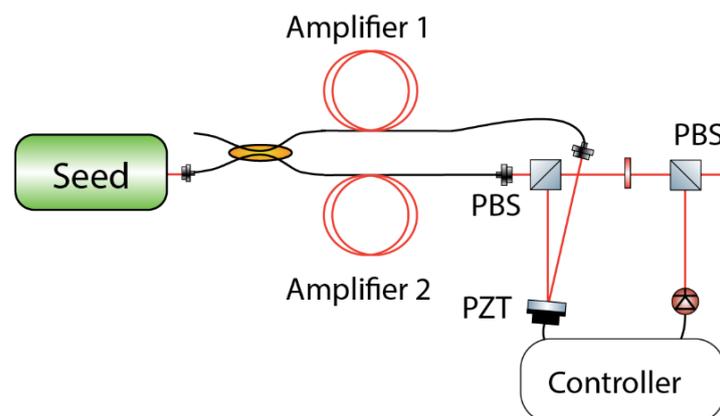


Figure 89 : Schéma expérimental du système de combinaison cohérente de deux amplificateurs fibrés utilisant un réseau de neurones appris par renforcement [157].

Le réseau de neurones utilisé ici est le Deep-Q Network dont l'architecture est détaillée en [158]. Les données d'apprentissage sont divisées en plusieurs batches contenant 500 triplets état – action – récompense. L'état est décrit par des mesures de puissance, l'action correspond à la correction de phases appliquée et la récompense est simplement la puissance combinée qui est maximisée. L'apprentissage pour deux faisceaux demande dans ce cas plus de 4000 epochs (ou « épisodes » comme défini en [157]) comme on le voit en Figure 90 (a), soit 2 millions de triplets. Cela demande environ 4 heures avec les équipements d'acquisition et de calcul du montage utilisé (PC + convertisseur analogique/numérique). Cet entraînement prendrait jusqu'à 2 jours si un système de 4 faisceaux était considéré, d'après des simulations numériques de la référence [157]. Les performances sont observables en Figure 90 à travers une mesure de densité spectrale de puissance. Les auteurs montrent que les performances du réseau de neurones et celles obtenues avec un asservissement PID (Proportionnel, Intégrale, Dérivée) classique sont comparables.

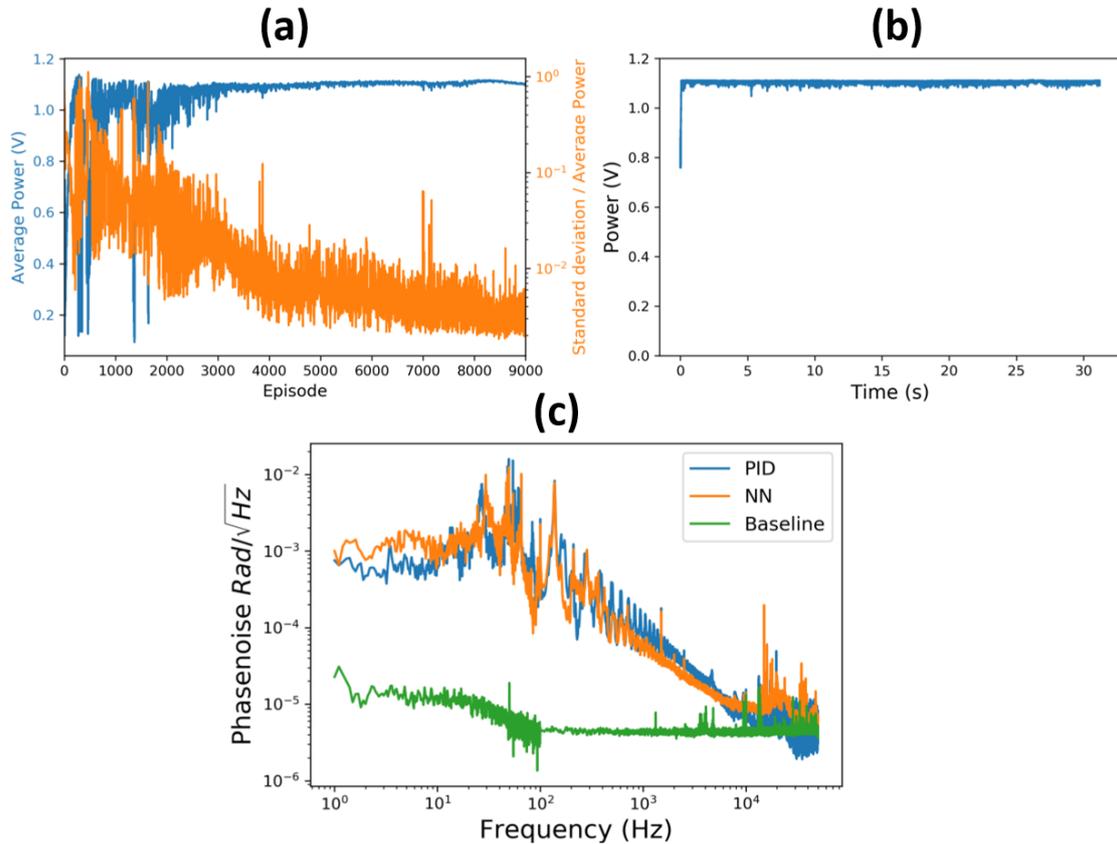


Figure 90 : (a) Apprentissage du réseau de neurones par renforcement avec la puissance moyenne sur la voie combinée (courbe bleue) et l'écart type par rapport à la puissance moyenne combinée (courbe orange) en fonction du nombre d'épisodes (ou epochs). (b) Puissance combinée lors de l'asservissement par le réseau de neurones après son entraînement. (c) Comparaison du bruit de phase résiduelle entre un asservissement par un PID (Proportionnel, Intégrale, Dérivée) (bleu), par le réseau de neurones (orange) et sans asservissement pour un émetteur laser (vert) [157].

Plus récemment, en 2021, les auteurs ont étudié plus en détails la combinaison cohérente d'un réseau de faisceau à partir d'un apprentissage par renforcement dans un environnement simulé numériquement [159]. Cette fois-ci, les données d'entrée sont des images de 64×64 pixels en champ lointain et la fonction de récompense est non pas la puissance combinée mais la différence de phase entre les émetteurs $R = -\sum_{i=1}^{n-1}(\phi_i - \phi_0)^2$. On remarque sur la Figure 91 que l'entraînement demande davantage de données avec l'augmentation du nombre de faisceaux. Bien que ce nombre de données n'est « que » de 60 000 jusqu'à 7 faisceaux considérés, les auteurs mentionnent qu'il devient compromettant à 19 faisceaux, sans en détailler la valeur exacte. On notera que ce nombre de données est bien plus faible que les 2 millions pour 2 faisceaux lors de leur précédente démonstration expérimentale. Cela provient certainement de l'architecture différente du réseau de neurones qui est alimenté par des entrées au format plus lourd ainsi qu'une fonction récompense directement reliée à l'erreur de phase entre émetteurs. En effet, une mesure de puissance combinée peut être de même valeur pour différents états de phase alors que la différence de phase entre émetteurs est une récompense bien plus discriminante.

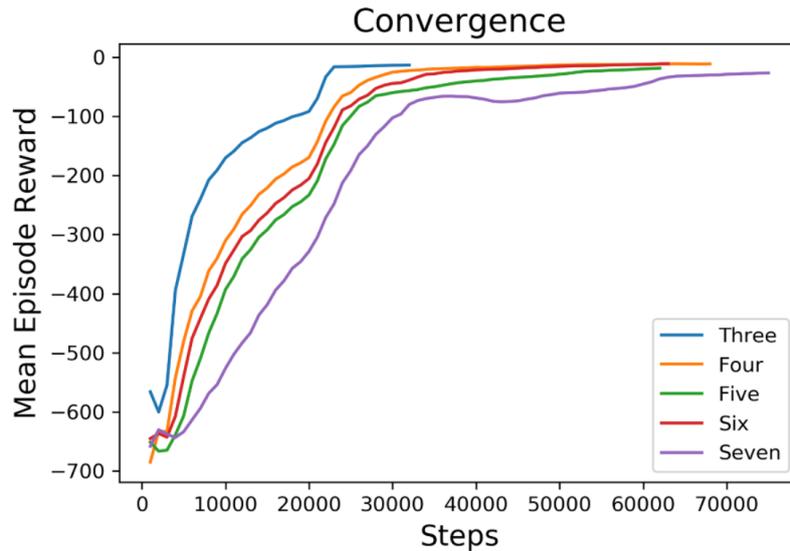


Figure 91 : Evolution de la fonction récompense en fonction des pas, dans le cas d'un apprentissage par renforcement dans un environnement simulé numériquement (une epoch correspond à 200 pas) [159].

Les performances associées sont affichées en Figure 92 pour la mise en phase de 7 émetteurs. A partir de l'application d'un bruit de phase gaussien aléatoire de variance σ , les auteurs ont montré que le réseau de neurones est relativement robuste. La convergence vers l'état de phase cible nécessite 6 corrections de phase et permet d'atteindre une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/30$. Il est à noter que le réseau de neurones est appris pour un jeu de phases cibles donné, par exemple le cophasage, mais qu'un nouvel apprentissage est nécessaire, si le jeu de phase cible évolue.

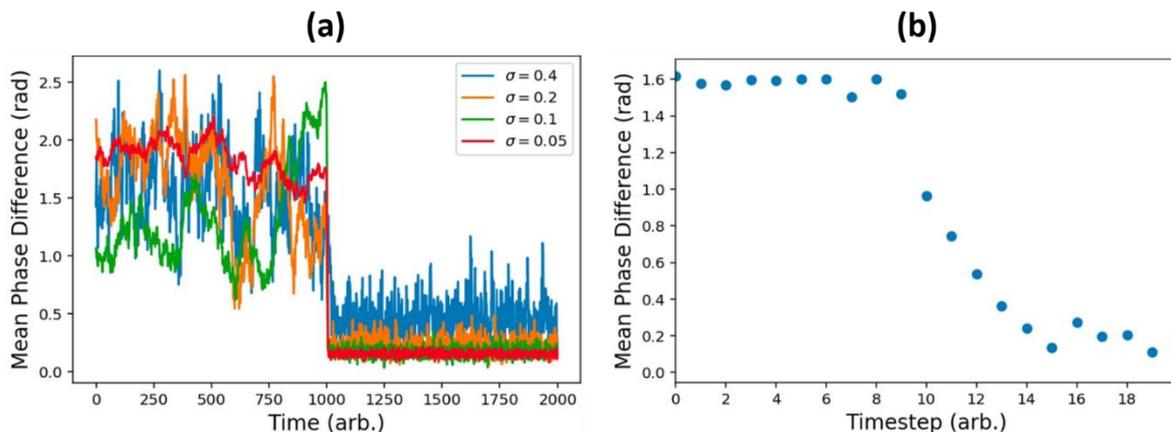


Figure 92 : Etude numérique d'un apprentissage par renforcement pour combiner 7 faisceaux. (a) Différences de phases moyennes entre émetteurs pour différentes valeurs de bruit σ . (b) Performances de la combinaison de 7 faisceaux sans bruit : on voit que la convergence demande environ 6 itérations. [159]

Une autre architecture a été explorée expérimentalement sur un système de 2 lasers à partir d'un apprentissage par renforcement en 2021 [160]. La méthode repose sur l'algorithme Q-learning qui n'est pas un réseau de neurones [161]. Il s'agit de construire un tableau qui stocke la fonction de valeur $Q(s, a)$, où s représente l'état et a l'action, et de l'optimiser. Dans le Q-learning, l'agent observe l'état s_t au temps réel t , puis sélectionne une action a_t basée sur le tableau (« Q-table ») et exécute cette action. Après cela, l'état de l'environnement passe à s_{t+1}

et l'agent obtient la récompense immédiate r_t . La fonction récompense ici renvoie soit une valeur positive, soit une valeur négative afin de renseigner l'agent s'il effectue la bonne action ou non. Cette récompense est directement liée à la maximisation de la puissance combinée. La récompense est positive lorsque la puissance combinée augmente et inversement, elle est négative lorsque la puissance combinée diminue. A chaque étape, les paramètres de $Q(s, a)$ sont mis à jour à partir de la récompense et de la différence entre $Q(s_{t+1}, a_{t+1})$ et $Q(s_t, a_t)$. Cet algorithme de machine learning a été exploité sur un banc expérimental avec un laser émettant à la longueur d'onde de 1064 nm dont le rayonnement était divisé en deux voies parallèles fibrées non amplifiées.

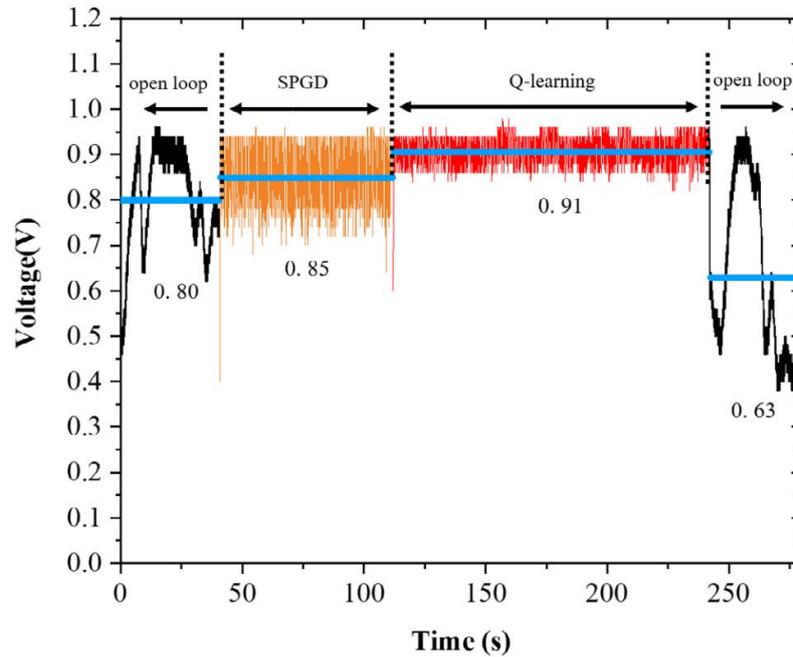


Figure 93 : Résultats expérimentaux (mesure de la puissance combinée par une photodiode) qui comparent les performances d'un algorithme de SPGD et de Q-learning [160].

Si aucun détail n'est apporté sur la durée et le nombre de données d'apprentissage, les performances peuvent être observées et comparées à celles obtenues avec une optimisation SPGD en Figure 93. Elle montre que l'algorithme Q-learning est plus efficace que celui de type SPGD sur une longue période.

Les auteurs ont exploré en simulation numérique la combinaison cohérente de 13 faisceaux à partir de la méthode Q-learning. La Figure 94 montre l'évolution du rapport de Strehl qui est défini comme l'intensité crête normalisée (par la valeur d'intensité maximale mesurée) du faisceau combiné au cours du temps pour les deux types de mise en phase : optimisation SPGD et algorithme de machine learning. On voit que le temps de montée et la stabilité sont similaires pour les deux méthodes. L'intérêt de l'algorithme de Q-learning ici provient de l'apprentissage automatique qui permet d'atteindre plus facilement les paramètres optimaux alors que pour la méthode SPGD l'ajustement des paramètres de l'algorithme doit être fait manuellement.

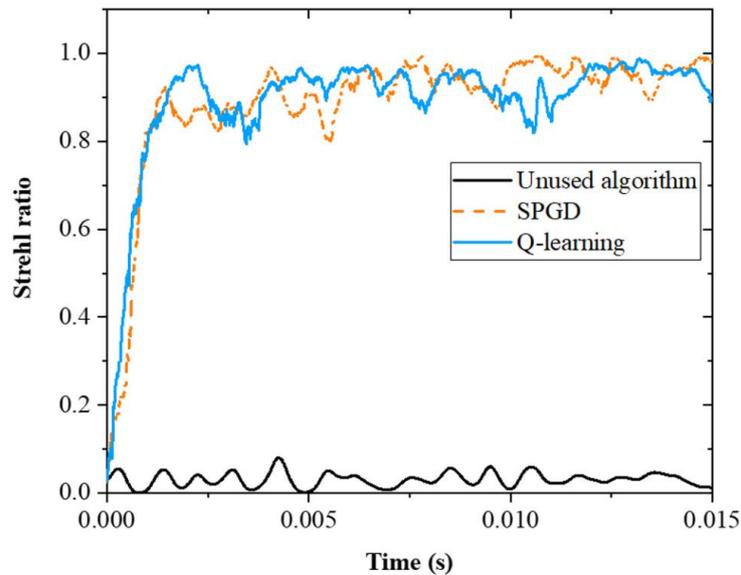


Figure 94 : Simulation numérique de la combinaison de 13 faisceaux lasers sans asservissement (courbe noire), avec un algorithme de SPGD (stochastic parallel gradient descent) (courbe orange pointillée) et par Q-learning (courbe bleue) [160].

Pour conclure sur les architectures de combinaison cohérente développées jusqu'à maintenant dans la littérature, on identifie plusieurs défis autour du machine learning et des réseaux de neurones qui portent sur les données d'apprentissage. Si leur format et le plan dans lequel elles sont prélevées régissent l'architecture du réseau de neurones, c'est la production de ces données qui présente la plus grande difficulté. En effet, il est nécessaire de produire un très grand volume de données, ce qui peut prendre beaucoup de temps. Cette contrainte est d'autant plus limitante dans un système de plusieurs lasers dont les phases vont évoluer de manière dynamique. On a vu que le recouvrement de phase par un réseau de neurones limite intrinsèquement les performances de mise en phase lorsque le nombre de faisceaux augmente. Des méthodes hybrides ont alors été développées mais nécessitent tout de même un nombre assez important de corrections de phase pour converger. En parallèle, les méthodes par apprentissage renforcé sont très vite limitées par le grand nombre de données à produire. Elles n'ont d'ailleurs pas été explorées dans le cas de la mise en phase d'un très grand nombre de faisceaux. Puisqu'on s'intéresse à une méthode permettant, idéalement, la mise en phase d'un grand nombre de faisceaux et que les méthodes de recouvrement de phase ne le permettent pas, on va chercher à développer une méthode itérative dérivée de l'apprentissage automatique par renforcement. La spécificité de l'algorithme imaginé est d'apprendre le réseau à corriger les phases plutôt qu'à faire du recouvrement de phase. Le premier objectif est de démontrer que cette approche peut être appliquée au verrouillage des phases d'un grand nombre de faisceaux sur un état cible arbitraire. Le second objectif sera de pouvoir changer à la volée cet état cible sans avoir à réapprendre le réseau de neurones. Ces algorithmes seront validés en les intégrant à des bancs expérimentaux. On précise que les architectures des réseaux de neurones qui vont être présentées par la suite ont été conçues par Maksym Shpakovych, doctorant de l'axe mathématiques à XLIM, dont les travaux sont détaillés dans son manuscrit de thèse [162]. Nous avons donc travaillé en étroite collaboration avec lui pour affiner l'approche neuronale par le biais de simulations numériques et par l'implémentation de la méthode sur des bancs expérimentaux.

III.3. Développement d'un algorithme d'apprentissage automatique dédié à la correction de phase dans le contexte de la combinaison cohérente de faisceaux

III.3.1. Principe et validation numérique

Considérons comme précédemment un système qui réalise une transformation physique $\mathcal{P} : \mathbb{C}^n \rightarrow \mathbb{R}^m$ correspondant à la transcription du champ du réseau de n faisceaux $x \in \mathbb{C}^n$ en intensités $b^2 \in \mathbb{R}^m$, mesurées par m détecteurs. L'opérateur \mathcal{P} peut être approché par un modèle que l'on notera $\tilde{\mathcal{P}}$ tel que :

$$b = \tilde{\mathcal{P}}(x) \quad (35)$$

Ici, $\tilde{\mathcal{P}}$ modélise le système d'analyse des phases qui est le même que présenté en chapitre 2. Il s'agit d'une lentille convergente qui focalise approximativement (pas forcément dans le plan du foyer de la lentille) les faisceaux disjoints en champ proche à la surface d'un diffuseur (Figure 95). Les grains de speckle du champ d'interférence formé sur le détecteur résultent de la somme cohérente de tous les faisceaux à combiner. La transformation physique est donc aléatoire mais déterministe et fixe.

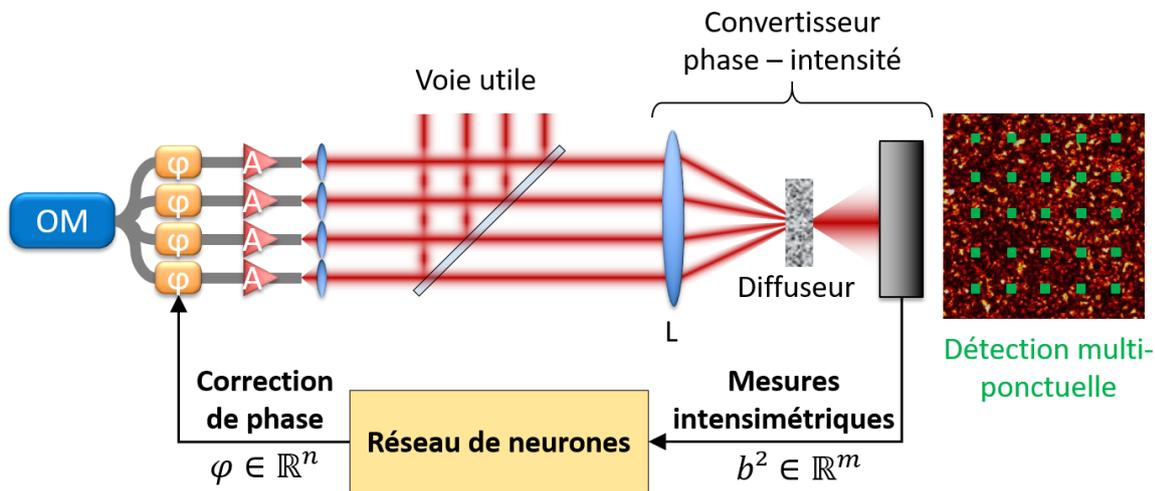


Figure 95 : Schéma de principe de la méthode de verrouillage des phases par réseau de neurones développée à XLIM. OM : oscillateur maître. φ : modulateurs de phase. A : amplificateurs. L : lentille convergente.

On rappelle que l'on cherche à verrouiller les phases d'un réseau de faisceaux vers un champ cible x_c à partir des mesures intensimétriques b^2 . Les corrections de phases $\varphi \in \mathbb{R}^n$ s'expriment selon l'équation (19) : $\varphi = -\text{Arg}(x_{est}) + \text{Arg}(x_c)$. $x_{est} \in \mathbb{C}^n$ est tel que $x_{est} = \mathcal{P}^{-1}(b)$ où $\mathcal{P}^{-1} : \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{C}^n$, représente l'opérateur physique inverse de \mathcal{P} (des amplitudes vers les phases). Dans le chapitre précédent, l'opérateur \mathcal{P} est modélisé par une matrice de transmission et sa transcription inverse est réalisée par un algorithme de projections alternées. Cette transcription de l'espace des intensités (ou amplitude) vers l'espace des phases peut également être représentée à partir d'un formalisme mathématique non conventionnel qu'est le machine learning. En effet, on a vu que les algorithmes de machine learning, dont les réseaux de neurones, permettent de relier un espace d'entrée à un espace de sortie et donc permettraient ici de modéliser l'opérateur \mathcal{P}^{-1} .

Dans un premier temps, différents réseaux de neurones ont été développés par Maksym Shpakovych dans le but de faire du recouvrement de phase, c'est-à-dire de la correction de phase en une seule étape. Les conclusions faites en III.2.2 sont retrouvées ici : la précision du

recouvrement de phase diminue avec l'augmentation du nombre de faisceaux. Plus de détails avec les résultats de simulations sont détaillés en Annexe A. Il a alors proposé un réseau de neurones appris dans un processus itératif de correction de phase, pour faire de la correction de phase. L'apprentissage de ce réseau de neurones est inspiré de l'apprentissage par renforcement. L'inconvénient de ce type d'apprentissage est qu'il demande un très grand nombre de données et que dans certains cas, la mise à jour des paramètres du réseau de neurones ne se fait qu'après avoir parcouru un batch entier de données. Pour s'affranchir de ces limites, l'apprentissage proposé présente une spécificité. Cet apprentissage dit par « quasi-renforcement » est illustré en Figure 96.

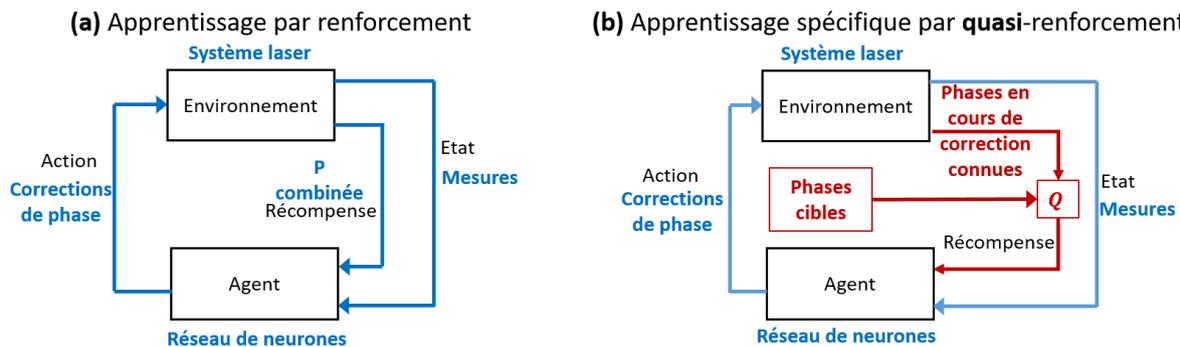


Figure 96 : Synoptiques de l'apprentissage (a) par renforcement et (b) par quasi-renforcement. Q : qualité de phasage.

Dans un apprentissage par renforcement classique, l'agent interagit directement avec son environnement. Il apprend à optimiser sa politique afin d'effectuer une tâche à partir du triplet action – état – récompense. Dans le contexte de la combinaison cohérente, l'environnement correspond au système laser (lasers et système optique d'analyse des phases) dont l'analyse des phases va se faire par des mesures intensimétriques dans un état particulier de l'environnement. A partir de ces mesures intensimétriques, le réseau de neurones va appliquer des corrections de phase avec pour objectif d'effectuer la mise en phase des faisceaux. La mise à jour des paramètres se fait à partir de la fonction récompense qui doit pouvoir être calculée expérimentalement. La récompense est par exemple, dans le contexte de la combinaison cohérente, une mesure de puissance combinée et n'est pas directement reliée à une mesure de phase. Pour une même valeur de puissance combinée, il peut exister un très grand nombre de jeux de phases correspondants. C'est pourquoi le nombre de données nécessaires à l'apprentissage du réseau de neurones pour atteindre une puissance combinée maximale est très grand. Aussi, pendant la phase d'apprentissage, pour réduire ce nombre de données le calcul de la récompense proposé est réalisé en comparant directement le jeu de phases en cours de correction avec celui attendu (jeu de phases cibles). On remarque que c'est le chemin emprunté par Tünnermann et Shirakawa dans la référence [159] en calculant la récompense à partir de l'écart entre les phases des 7 émetteurs considérés dans un environnement simulé (voir la partie bibliographique de ce chapitre). Notre apprentissage original par quasi-renforcement, qui sera valable aussi bien dans un environnement simulé qu'expérimental, emploie la qualité de mise en phase comme fonction récompense. Elle est directement liée à l'écart entre les phases des émetteurs et, pour rappel, s'exprime selon l'équation (20).

Expérimentalement, on ne peut pas mesurer Q à partir des phases des émetteurs qui sont normalement inconnues. C'est pourquoi l'utilisation de faisceaux lasers contrôlés et connus

en phases est nécessaire pendant et seulement pendant la phase d'apprentissage. Le schéma expérimental de l'apprentissage par quasi-renforcement est détaillé en Figure 97.

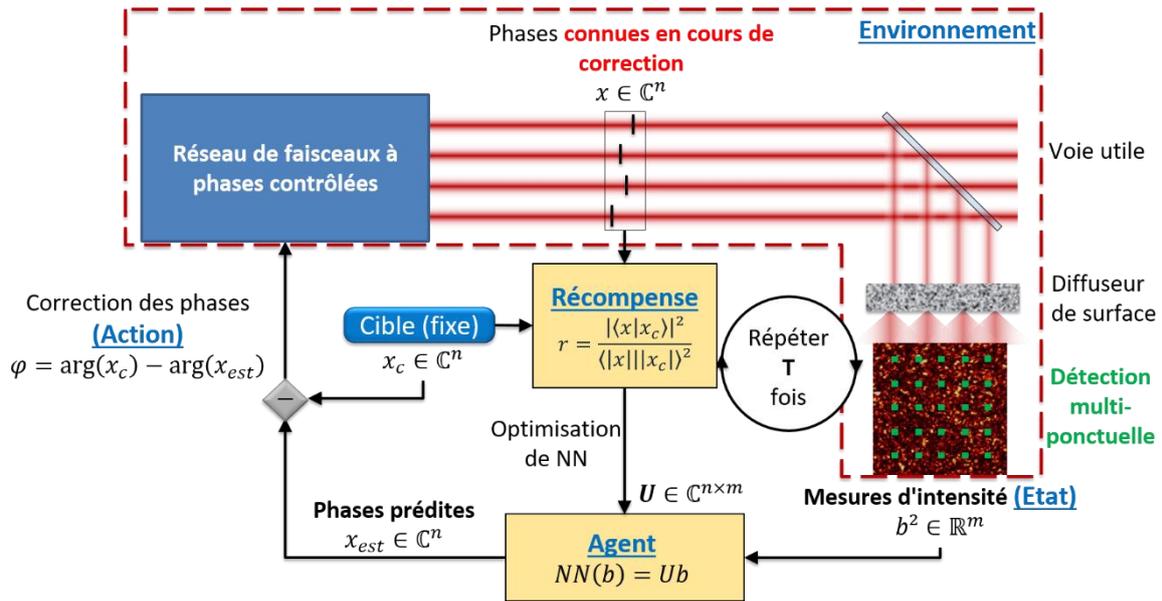


Figure 97 : Schéma de principe d'un banc expérimental lors d'un cycle (une epoch) d'apprentissage par quasi-renforcement. Ces étapes (mesure d'intensité, prédiction de phase, application d'une correction de phase, calcul de la récompense et optimisation de NN) sont répétées T fois par cycle. Ce cycle est ensuite répété un grand nombre de fois jusqu'à ce que la politique de l'agent soit optimisée.

Comme précisé plus tôt, la phase d'apprentissage nécessite l'utilisation d'un réseau de faisceaux à phases contrôlées, c'est-à-dire une onde sonde. Cette dernière est divisée en autant de faisceaux à verrouiller sur un état de phases donné (phases cibles). Les faisceaux sondes, simulant les faisceaux du système laser multi-bras, sont modulés pour produire des faisceaux aux relations de phase contrôlées. Ces faisceaux sont utilisés dans la phase d'apprentissage tel que décrit sur le schéma de la Figure 97. Le module d'analyse des phases est le même que celui précédemment dans le chapitre 2. Il est constitué d'un diffuseur de surface qui va produire un champ d'interférences résultant du mélange de tous les faisceaux dans un plan de détection. La détection intensimétrique $b^2 \in \mathbb{R}^m$ par m détecteurs dans ce speckle alimente l'agent NN ²⁹ dont l'opération mathématique s'exprime :

$$NN(b) = Ub = x_{est} \quad (36)$$

A partir des m mesures intensimétriques, l'agent permet de réaliser la transcription $U \in \mathbb{C}^{n \times m}$ qui connecte les modules des champs prélevés dans le champ de speckle du système d'analyse des phases aux champs des n faisceaux dans le plan de la pupille synthétique. Il effectue donc une prédiction des phases du réseaux de lasers $\arg(x_{est})$, avec $x_{est} \in \mathbb{C}^n$, qui va servir à la correction. On note que la forme de ce réseau est très simple. Suivant les conventions et le lexique encore flou associé aux méthodes de machine learning, cette transformation que réalise NN peut être vue comme une fonction paramétrique ou encore comme un réseau de neurones où U représente le poids des connexions entre les neurones d'entrée et de sortie. La non-linéarité ou la fonction d'activation du réseau vient de l'extraction de la phase (argument de la fonction x_{est}). Nous choisissons donc pour la suite de conserver

²⁹ On a l'habitude d'utiliser NN pour désigner le réseau de neurones (Neural Network en anglais).

la terminologie « réseau de neurones » pour l'agent développé ici. Si d'autres architectures neuronales plus complexes, avec des réseaux de neurones multicouches et fonctions d'activations, ont été explorées par Maksym Shpakovych (Annexe B), c'est cette architecture « simple » qui a permis d'obtenir les meilleurs résultats. Ils seront présentés par la suite.

Finalement, le réseau de neurones renvoie la prédiction des phases $\arg(x_{est})$ qui vont être soustraites aux phases cibles $\arg(x_c)$ avant d'appliquer la correction de phases φ . Cette correction de phases est appliquée aux modulateurs de phase des faisceaux sondes et les étapes précédentes sont répétées un nombre T de fois. Connaissant à chaque itération l'état de phase des faisceaux lors de l'apprentissage, il est possible de calculer l'écart entre les phases à partir de la qualité de mise en phase. C'est cette dernière qui va constituer la fonction récompense r afin d'optimiser les coefficients de la matrice U . Cette optimisation se fait à chaque itération à partir de la méthode Adam [163]. Il s'agit d'une version améliorée d'une optimisation par descente de gradient stochastique détaillée en III.2.1. Les auteurs décrivent Adam comme combinant les avantages de deux autres extensions de la descente de gradient stochastique. Le premier est l'algorithme de gradient adaptatif (AdaGrad), qui maintient un taux d'apprentissage par paramètre qui améliore les performances des problèmes de gradient dispersé. Le deuxième est la propagation par racine carrée moyenne (RMSProp) qui maintient également les taux d'apprentissage pour chaque paramètre qui sont adaptés en fonction de la moyenne des amplitudes des gradients récents. Quelques spécificités détaillées en 163 sont ajoutées et rendent l'optimisation robuste à des problèmes bruités, efficace en termes de calculs et de mémoire requise, facile à implémenter et à ajuster. En effet, les paramètres par défaut permettent de couvrir la majorité des problèmes, dont le nôtre.

Il est important de préciser que toutes les étapes mentionnées jusqu'à maintenant représente un seul cycle d'apprentissage de T itérations, autrement appelé epoch. Ces étapes sont donc répétées un grand nombre de fois jusqu'à ce que la récompense, c'est-à-dire la qualité de mise en phase ici, soit maximisée. Une fois la récompense maximisée, la phase d'apprentissage est achevée et le réseau de neurones a appris à réaliser de la correction de phase de manière itérative par quasi-renforcement. La phase d'apprentissage peut également être décrite par l'algorithme ci-dessous qui résume ce qui a été écrit plus haut.

Apprentissage du réseau de neurones NN par quasi-renforcement

1. Initialisation

On définit le nombre d'itérations T par epoch. $U \in \mathbb{C}^{n \times m}$ est le jeu de paramètres entraînaibles du réseau de neurones NN . r_{seuil} est défini comme la valeur seuil de récompense que l'on souhaite atteindre lors de l'apprentissage pour verrouiller les faisceaux vers un état de champ cible fixe $x_c \in \mathbb{C}^n$.

2. Tant que $r < r_{seuil}$

Répéter les étapes qui suivent.

3. Génération des données d'entrée

Génération d'un vecteur aléatoire du champ $x \in \mathbb{C}^n$.

4. Répéter T fois

- a) Conversion phase-intensité par le module d'analyse des phases et mesures ponctuelles b^2 réalisées dans le champ de speckle.

- b) Application d'une correction de phase $\varphi = -\text{Arg}(x_{est}) + \text{Arg}(x_c)$ où $x_{est} = Ub$. Le champ des faisceaux devient $x = x \cdot e^{j\varphi}$.
- c) Calcul de la récompense (qualité de phasage) $r(x, x_c) = Q(x, x_c)$.
- d) Mise à jour des paramètres de NN (matrice U) par descente de gradient (optimisation Adam) pour maximiser r .

5. Fin si $r > r_{seuil}$

Fin de l'apprentissage du réseau de neurones NN .

Le réseau de neurones peut alors être implémenté dans le schéma de corrections de phase illustré en Figure 98.

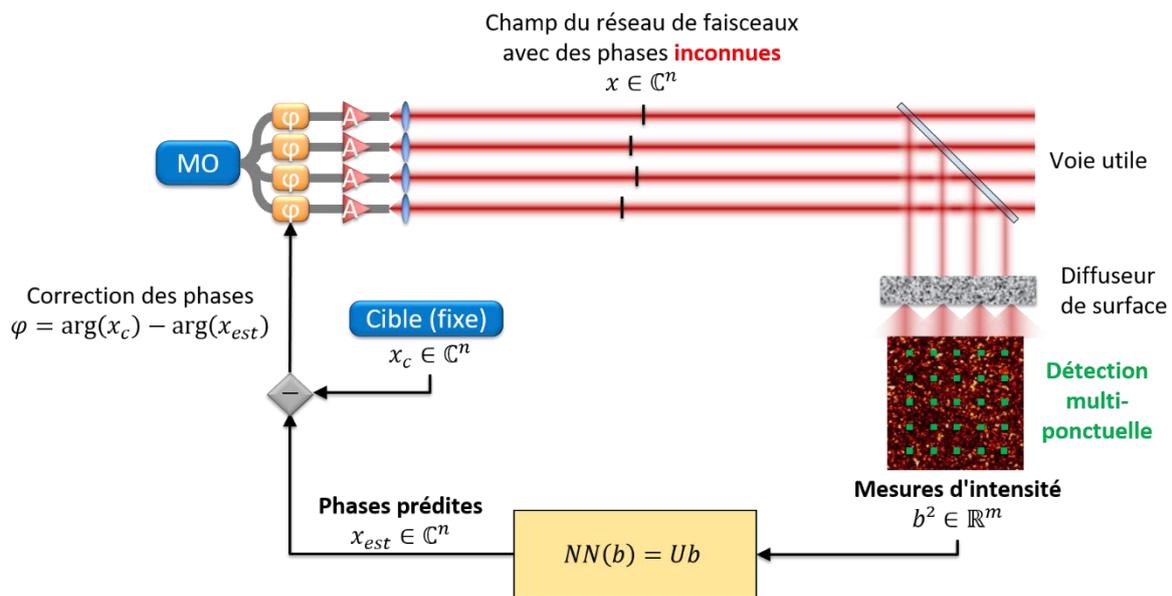


Figure 98 : Schéma de principe d'un banc expérimental lors de l'asservissement par le réseau de neurones développé à XLIM. L'onde sonde utilisée pour la phase d'apprentissage est retirée.

Le réseau de neurones étant appris, l'onde sonde est supprimée et les corrections se font directement sur les modulateurs de phase des faisceaux à verrouiller. Le champ du réseau de faisceaux est inconnu à tout moment mais le réseau de neurones associe un speckle dans le plan de détection à un état de phases des faisceaux et parvient à verrouiller les faisceaux sur un état de phases cibles en quelques itérations.

Le principe de la méthode d'apprentissage dite par quasi-renforcement ayant été décrit, le sous chapitre qui suit montre les résultats numériques obtenus pour l'étape d'apprentissage du réseau de neurones développé et l'étape de correction des phases.

III.3.2. Validation numérique

La première étape est la phase d'apprentissage du réseau de neurones NN . Elle est constituée de quelques centaines à deux mille epochs constituées elles-mêmes de 1024 échantillons aléatoires représentant le champ laser x^{30} et les mesures intensimétriques correspondantes b dans le champ de speckle. Ces batchs de 1024 échantillons sont divisés en deux : la première moitié est utilisée pour l'apprentissage du réseau alors que la deuxième moitié correspond aux

³⁰ Les champs x sont générés comme un vecteur complexe avec des phases uniformément distribuées de manière aléatoire sur $[-\pi, \pi]$ et d'amplitude unitaire.

données de validation permettant de vérifier son fonctionnement. Pour cela, les données d'apprentissage et de validation sont différentes. Pour ces simulations, on choisit de représenter le système de transcription phase – intensité par un modèle qui est une matrice de transmission aléatoire purement numérique sans lien avec des données expérimentales (matrice A). Elle simule le module d'analyse des phases incluant le diffuseur de surface. Les couples de données phases – intensités sont alors générés aléatoirement à partir de cette matrice de transmission et sont utilisés pour l'apprentissage du réseau de neurones. Les calculs sont effectués sur un ordinateur fonctionnant sous le système d'exploitation Ubuntu 18.04 avec un processeur Intel Core i7-8750H, 16GB de RAM DDR4 et une carte graphique NVIDIA GTX 1050.

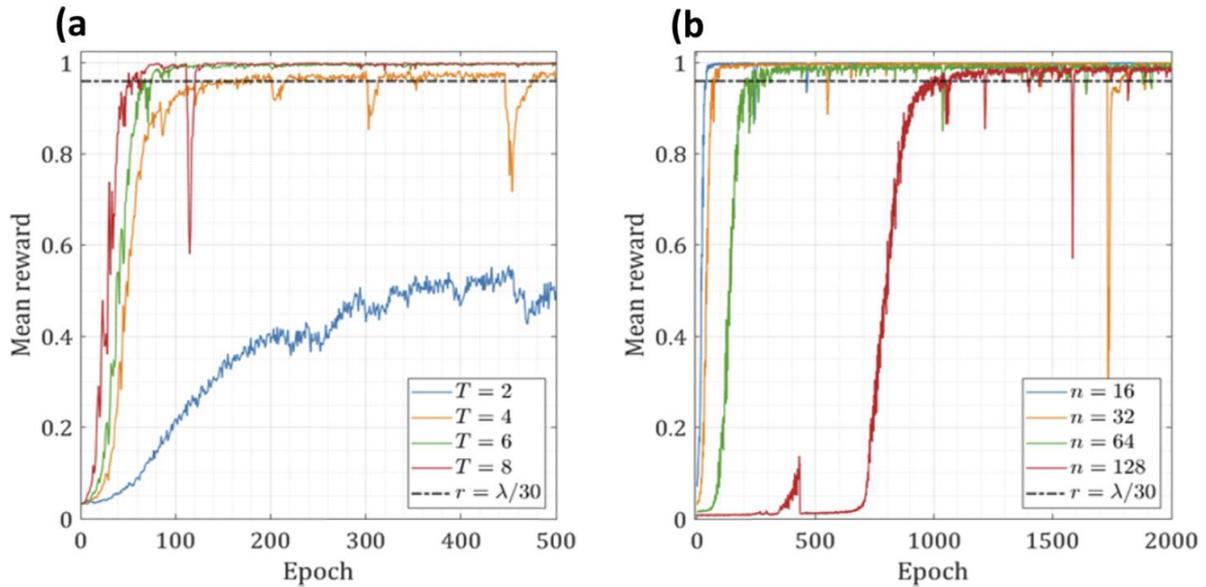


Figure 99 : Evolution de la récompense lors de la phase d'apprentissage avec 6 détecteurs par faisceaux pour (a) 32 faisceaux et différents nombre T de corrections et pour (b) un nombre n de faisceaux différents avec $T = 6$ corrections [164]. Les courbes noires pointillées représentent le seuil au-dessus duquel l'erreur résiduelle de phase est inférieure à $\lambda/30$.

Des premières simulations ont été réalisées, pour un ratio $m/n = 6$, afin de déterminer le nombre T d'itérations optimal pour un apprentissage efficace du réseau de neurones dans un cas à 32 faisceaux. Le seuil de la récompense à atteindre est de 0,96, soit une erreur résiduelle de phase de $\lambda/30$. La Figure 99 (a) montre des résultats de simulations présentés dans [164] où la valeur optimale de T est de 6, valeur identifiée empiriquement. En effet, lorsque $T = 4$, on repère des instabilités et une récompense à la limite du seuil fixé à 0,96, et lorsque $T = 8$, aucune amélioration n'est apportée par rapport à $T = 6$. La Figure 99 (b) montre l'apprentissage avec $T = 6$ pour un nombre n de faisceaux de 16, 32, 64 et enfin 128. Pour les trois premiers cas, le nombre d'epochs nécessaires pour atteindre une récompense de 96% va de 50 à 300, ce qui correspond environ de 25 000 à 150 000 couples phases – intensités. Dans le cas à 128 faisceaux, environ 1000 epochs sont nécessaires, ce qui correspond à légèrement plus de 500 000 couples phases – intensités. En comparaison, l'apprentissage par renforcement classique avec comme récompense une mesure de puissance combinée demandait expérimentalement 2 millions de données pour 2 faisceaux [157]. L'apprentissage par quasi-renforcement permet de réduire considérablement le nombre de données nécessaires. Il y a en effet 4 fois moins de couples phases – intensités à produire pour 64 fois plus de faisceaux considérés. Il est bon de noter que cette phase d'apprentissage qui se fait entièrement

numériquement dure environ 2 secondes à 16 faisceaux et 44 secondes à 128 faisceaux. L'apprentissage de notre réseau de neurones est donc très rapide en comparaison à d'autres apprentissages plus classiques qui demandent des données plus lourdes tel que dans la référence [152] (format type images 2D). Cette publication fait état de 36 heures d'apprentissage pour 19 faisceaux.

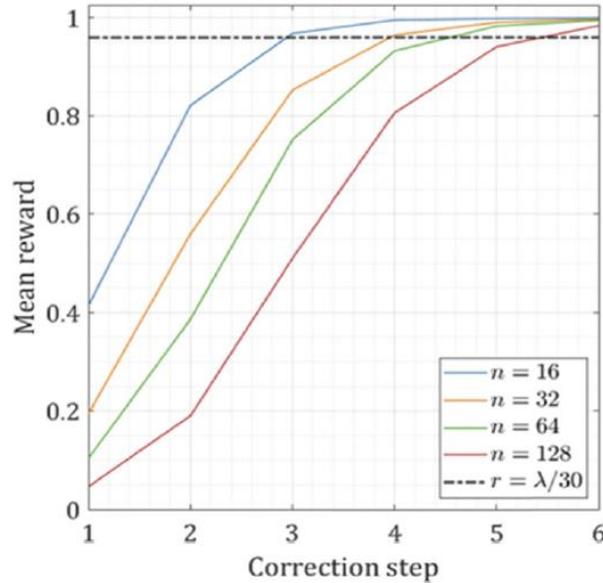


Figure 100 : Evolution de la récompense lors de la boucle de correction de phases pour un nombre n de faisceaux [164]. La ligne pointillée noire correspond à un seuil de précision du contrôle des phases de $\lambda/30$.

Une fois le réseau de neurones appris, nous effectuons la mise en phase avec celui-ci (Figure 100). On remarque que le réseau de neurones permet d'atteindre une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/30$ en seulement 6 corrections de phase pour 128 faisceaux. Nous ne sommes pas allés plus loin en termes de nombre de faisceaux considérés, 128 étant déjà un très grand nombre, mais rien numériquement ne semble limiter ce nombre.

Les résultats précédents représentent un cas théorique, où aucun bruit n'est pris en compte. C'est pourquoi, nous avons réalisé des simulations avec l'ajout de biais sur différents paramètres à partir d'une loi normale \mathcal{N} de moyenne nulle et d'écart type σ :

- Le bruit correspondant aux fluctuations des amplitudes des faisceaux qui évoluerait potentiellement dans le temps. Les amplitudes $|x|$ sont donc modifiées à chaque correction de la manière suivante :

$$|x| \rightarrow \sqrt{||x|^2 \times [1 + \mathcal{N}(0; \sigma)]|} \quad (37)$$

- La disparité en amplitude des faisceaux alors que l'algorithme considère que les amplitudes des faisceaux sont toutes les mêmes ($= 1$). Elles sont alors modifiées de la manière suivante :

$$|x| \rightarrow [1 + \mathcal{N}(0; \sigma)] \quad (38)$$

- Le bruit de mesure sur les détecteurs placés dans le champ de speckle derrière le diffuseur. Les mesures intensimétriques b^2 sont modifiées de la manière suivante :

$$b \rightarrow \sqrt{|b^2 \times [1 + \mathcal{N}(0; \sigma)]|} \quad (39)$$

- Du bruit sur la transcription physique opérée par le système d'analyse des phases (modélisé ici par la matrice de transmission A). De la même manière que précédemment, on l'exprime à partir du jeu d'équations (25). Cela permet de simuler une transcription phase – intensité dégradée réalisée par les faisceaux sondes pour la génération des données d'apprentissage en comparaison à celle que l'on a dans la boucle opto-numérique de mise en phase.
- L'extinction de certains faisceaux (amplitude nulle) lors de la correction de phase qui sont choisis de manière aléatoire.

Pour l'ensemble de ces simulations, les différents essais en fonction du nombre de faisceaux, allant de quelques-uns à la centaine, ont révélé des résultats sensiblement similaires. C'est pour ça que j'ai choisi de présenter seulement les résultats pour un nombre fixé de faisceaux de 36 avec 144 détecteurs. De la même manière, je ne présente que les résultats correspondant à un écart-type de $\sigma = 0,3$ qui représente une valeur déjà très élevée pour un bruit sur la détection, l'amplitude des faisceaux et sur le modèle servant à générer les données d'apprentissage. Pour ce dernier point, on utilisera une matrice de transmission qui réalise une erreur de transcription phase – intensité, entre celle réalisée par les faisceaux sondes pour la génération des données et celle réalisée par les faisceaux à verrouiller en phase, proche de 19%, ce qui correspond à un écart-type d'environ $\sigma = 0,12$. L'ensemble de ces résultats est comparé à ceux de la méthode PIM-PR. Ils sont montrés sur les figures ci-dessous.

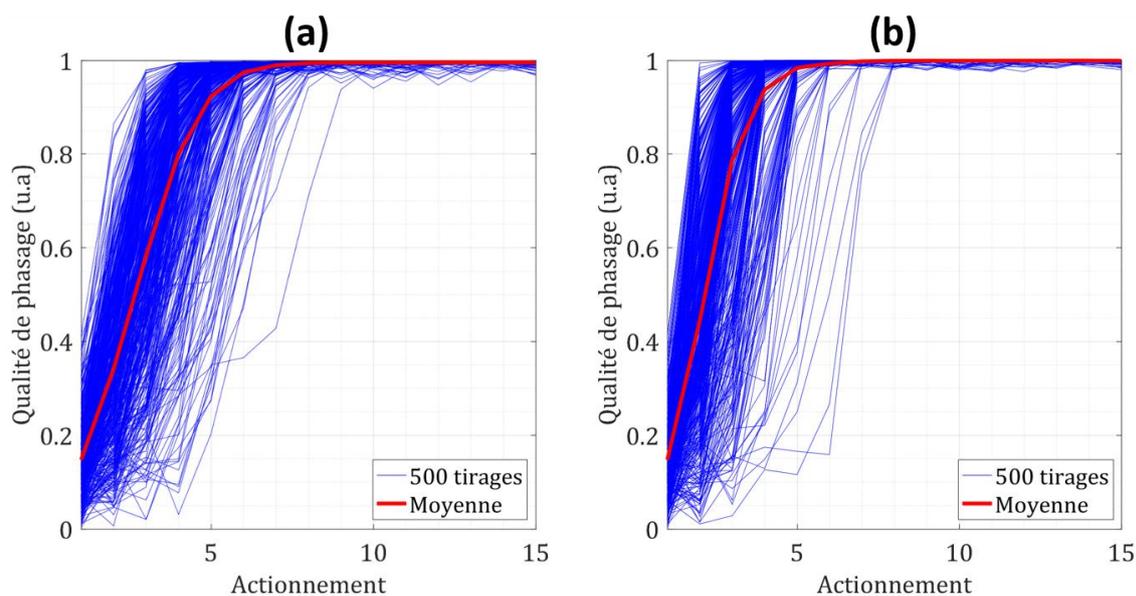


Figure 101 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, en présence de fluctuations de l'amplitude des faisceaux à chaque correction. L'écart-type du bruit ajouté est de $\sigma = 0,3$. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

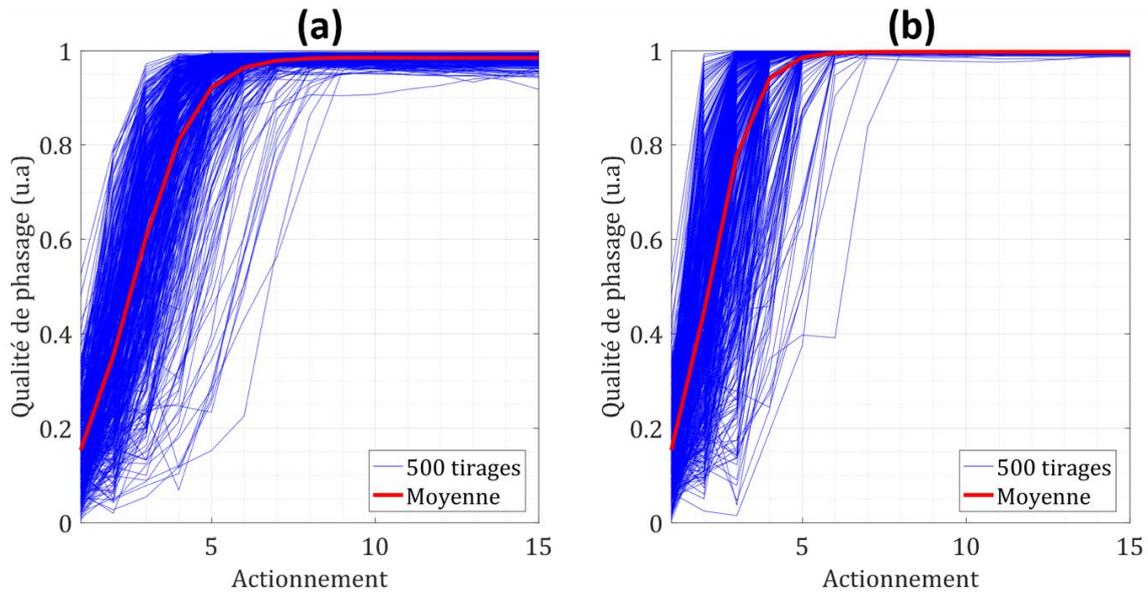


Figure 102 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, en présence de disparités sur l'amplitude des faisceaux. L'écart-type de ces disparités est de $\sigma = 0,3$. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

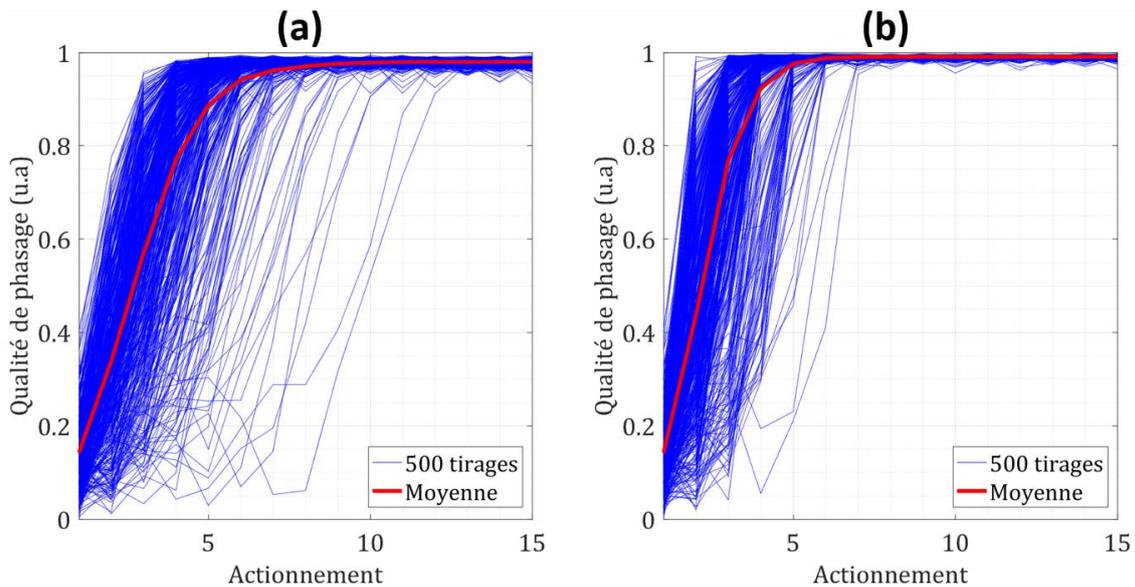


Figure 103 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, en présence de bruit sur les détecteurs. L'écart-type du bruit ajouté est de $\sigma = 0,3$. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

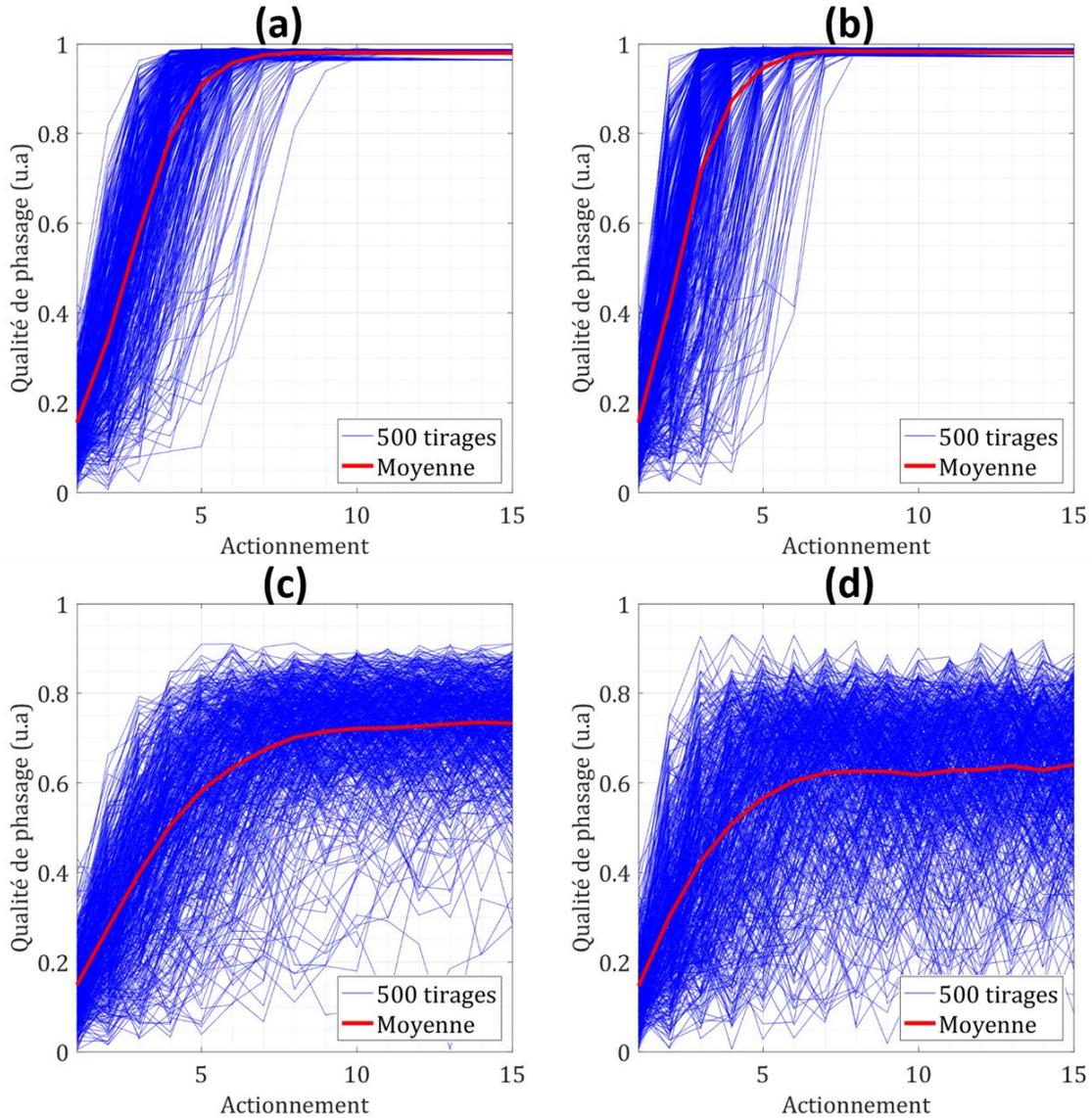


Figure 104 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a,c) le réseau de neurones développé à XLIM, (b,d) l'algorithme de projections alternées, en présence de bruit en amplitude et phase sur la matrice de transmission décrivant la conversion phase-intensité par les faisceaux sondes. L'écart-type du bruit ajouté est de $\sigma = 0,12$ (a,b) et de $\sigma = 0,3$ (c,d). (a) et (b) sont représentatif du bruit que l'on trouve sur un cas expérimental alors que (c) et (d) représentent un cas extrême. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

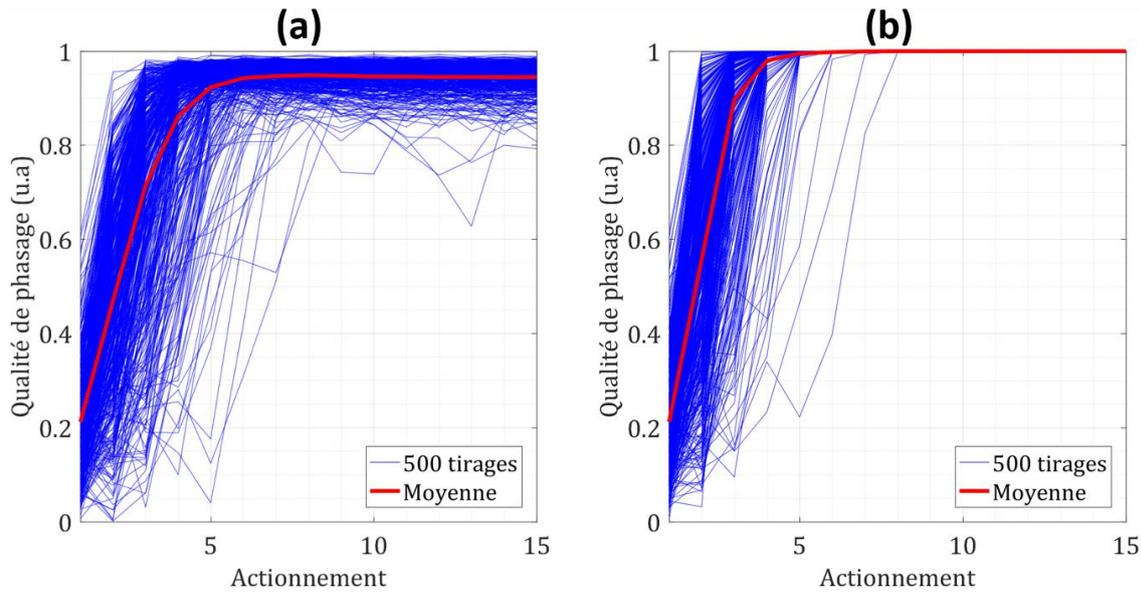


Figure 105 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 36 faisceaux par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, lors de la panne de 18 émetteurs. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

De la Figure 101 à la Figure 105, les performances des boucles de mise en phase par réseau de neurones et par projections alternées sont très proches à la fois en termes de nombre de corrections et en termes de qualité de mise en phase. On aperçoit tout de même que les performances des projections alternées sont plus robustes à la présence du bruit que le réseau de neurones, en gardant à l'esprit que les niveaux de bruit appliqués sont relativement forts. Malgré ces niveaux de bruit élevés, le réseau de neurones conserve une qualité de mise en phase moyenne supérieure à 96%. Seule l'extinction de la moitié des émetteurs lasers montre une chute de performance du réseau de neurones alors que la méthode utilisant les projections alternées y est insensible. Le point important à souligner est l'écart entre la transcription des phases en intensités servant à générer les données d'apprentissage avec les faisceaux sondes et la transcription avec les faisceaux à verrouiller en phase (cet écart est simulé ici par un bruit ajouté sur les coefficients de la matrice de transmission modélisant cette transcription). Comme on l'a vu au chapitre 2, cela peut dégrader la qualité de phasage de l'asservissement. La méthode PIM-PR est robuste vis-à-vis de ce type d'erreur. Il est rassurant de constater le même comportement de la part du réseau de neurones avec une très bonne qualité de phasage proche de 98% malgré un bruit d'écart-type $\sigma = 0,12$, valeur proche du cas expérimental. De plus, l'apparition de la dégradation des performances intervient à partir du même seuil de bruit pour les deux méthodes.

L'architecture neuronale développée ayant été validée par le biais de simulations avec présence de bruit sur différents paramètres, on va à présent chercher à valider la méthode de manière expérimentale sur un banc modèle dont les phases initiales des faisceaux sont statiques, connues et contrôlées.

III.3.3. Validation sur une expérience de principe

Le montage expérimental est schématisé en Figure 106. L'expérience de principe considérée ici repose sur le même banc modèle que précédemment détaillé en II.3.1. La seule différence

provient, évidemment, du réseau de neurones qui remplace l'algorithme de projections alternées pour alimenter le dispositif de correction de phases (SLM).

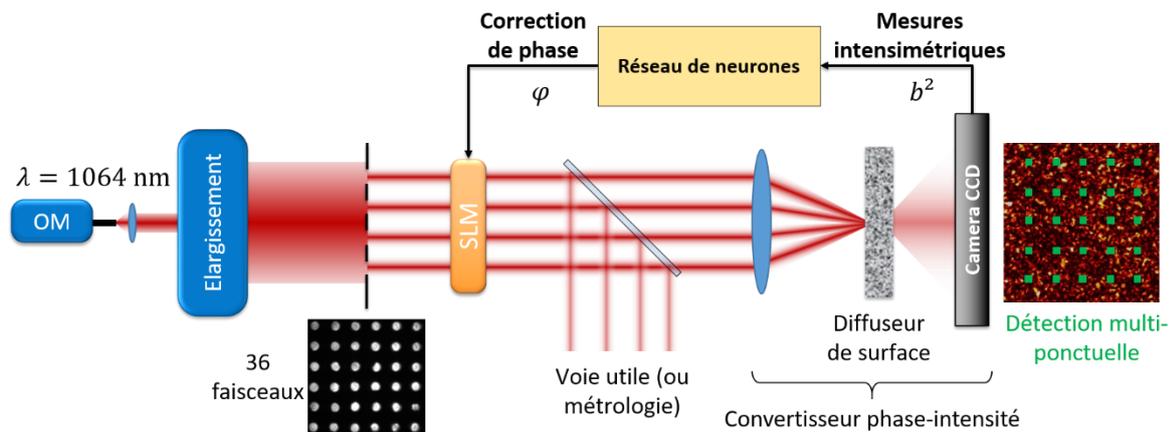


Figure 106 : Schéma de l'expérience de principe avec le réseau de neurones pour le calcul de correction des phases de 36 faisceaux. OM : oscillateur maître. SLM : Spatial Light Modulator.

Comme précédemment, des mesures intensimétriques clairsemées alimentent l'algorithme de correction de phase qui est cette fois-ci le réseau de neurones. Le principe de ce dernier a été décrit précédemment avec notamment le besoin d'une onde sonde pour la phase d'apprentissage. Dans le cas du banc modèle, les faisceaux à mettre en phase sont tous issus du même rayonnement et leurs phases sont donc connues à tout moment et contrôlées. Il n'est donc pas nécessaire ici d'ajouter une onde sonde supplémentaire au montage. Cependant, la mise en œuvre expérimentale implique une limite qui doit être discutée. La phase d'apprentissage nécessite jusqu'à des centaines de milliers de données pour optimiser la politique du réseau de neurones. Or, un SLM à cristaux liquides est utilisé sur le banc expérimental et, dans notre configuration particulière, ne permet de générer approximativement que deux couples phases – intensités par seconde. Générer le nombre suffisant de données d'apprentissage serait alors bien trop long. On a alors décidé dans un premier temps d'exploiter un modèle, telle qu'une matrice de transmission, pour laquelle une méthode de mesure a déjà été développée et validée dans le chapitre précédent. Pour n faisceaux, on rappelle que $10n$ à $20n$ couples phases – intensités suffisent pour recouvrir la matrice de transmission, ce qui demande seulement quelques minutes sur le banc modèle. A partir de cette matrice de transmission, il est possible alors de générer les données d'apprentissage de manière entièrement numérique et rapide.

Différents essais expérimentaux ont été réalisés avec différents nombres de faisceaux, arrangés suivant une maille carrée et les performances ont été sensiblement les mêmes. J'ai choisi de montrer seulement ici les résultats obtenus à 36 faisceaux et 144 détecteurs. Les faisceaux à profil intensimétrique quasi plat faisaient $300\ \mu\text{m}$ de diamètre et étaient périodiquement espacés de $600\ \mu\text{m}$. L'arrangement des détecteurs, suivant une maille carrée, respectait les critères d'espacement dans le champ d'interférences décrits en II.2.2. Comme pour l'étude numérique, on a comparé les performances du réseau de neurones sur le banc expérimental à celles de l'algorithme de projections alternées utilisé dans la méthode PIM-PR. La phase d'apprentissage débutait par la mesure expérimentale de la matrice de transmission. Elle était suivie de l'apprentissage automatique via les données générées numériquement à partir de cette matrice. Pour 36 faisceaux, on compte environ 700 couples phases – intensités à enregistrer, l'opération demandait environ 6 minutes. L'apprentissage visant à optimiser les

pois du réseau de neurones se faisant numériquement, cela ne demandait que quelques secondes supplémentaires. Cet apprentissage est représenté Figure 107.

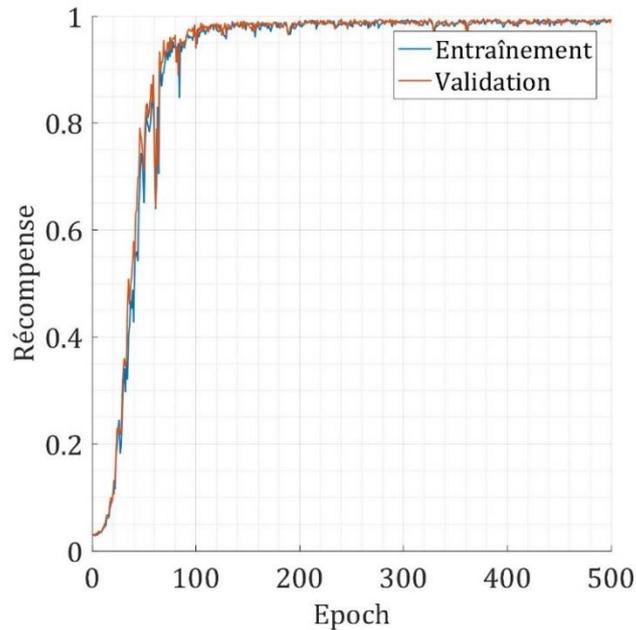


Figure 107 : Evolution de la récompense lors de la phase d'apprentissage pour 36 faisceaux, 144 détecteurs et $T = 6$. Les courbes bleue et rouge sont respectivement les récompenses calculées sur les données d'entraînement et sur les données de validation (nouvelles données différentes par rapport à celles d'entraînement).

La récompense, qui est la qualité de phasage, dépassait les 98% en moins de 200 epochs, ce qui représente moins de 100 000 couples phases – intensités, en accord avec les simulations de la Figure 99. Les performances du réseau de neurones ainsi entraîné sont observables sur la Figure 108. On précise que pour le réseau de neurones ou pour les projections alternées, l'état initial des phases est aléatoire à chaque tirage et les phases cibles sont nulles, correspondant à un état cophasé.

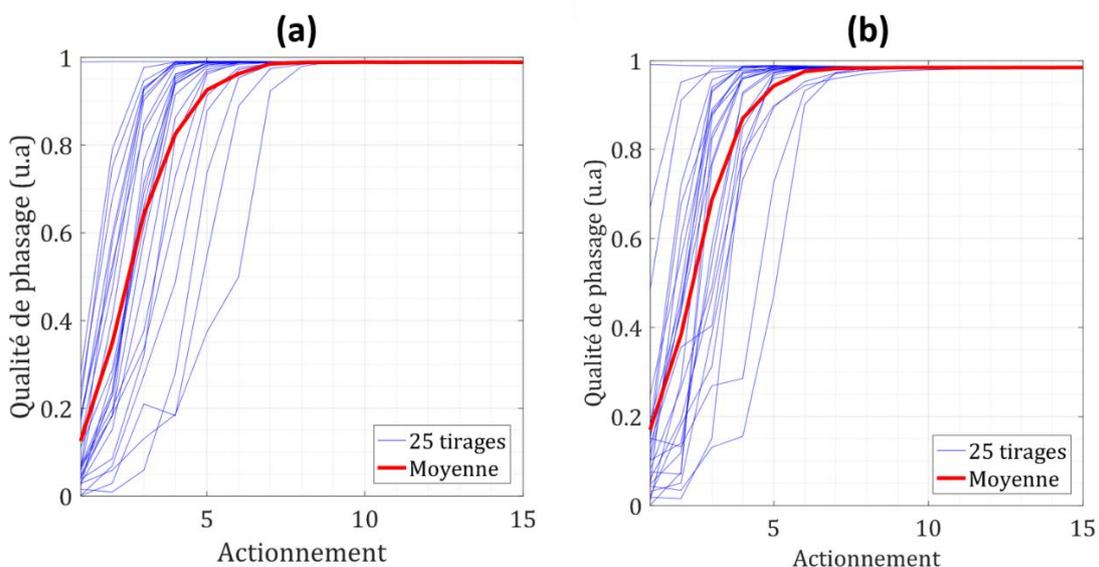


Figure 108 : Qualité de phasage expérimentale lors de la correction de phase de 36 faisceaux sur un état cible nul (cophasage) par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de

projections alternées. La courbe rouge est la moyenne des 25 essais (courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

Lors de cette expérience de principe, avec des performances similaires à celles obtenues avec l’algorithme de projections alternées, on a validé le bon fonctionnement du réseau de neurones proposé pour faire de la correction de phase. La qualité de phasage dépasse les 98% comme c’était le cas lors de la phase d’apprentissage. La même expérience a été réalisée en modifiant les phases cibles vers lesquelles on veut verrouiller les faisceaux. Il a donc fallu réaliser un nouvel apprentissage du réseau de neurones en spécifiant les phases cibles. La matrice de transmission ayant déjà été mesurée, la nouvelle phase d’apprentissage n’a demandé que quelques dizaines de secondes. Le nombre de données nécessaires est resté le même que dans le cas précédent (Figure 107). La Figure 109 représente les performances issues de la même expérience mais avec des phases cibles tirées aléatoirement dans l’intervalle $[-\pi; +\pi]$.

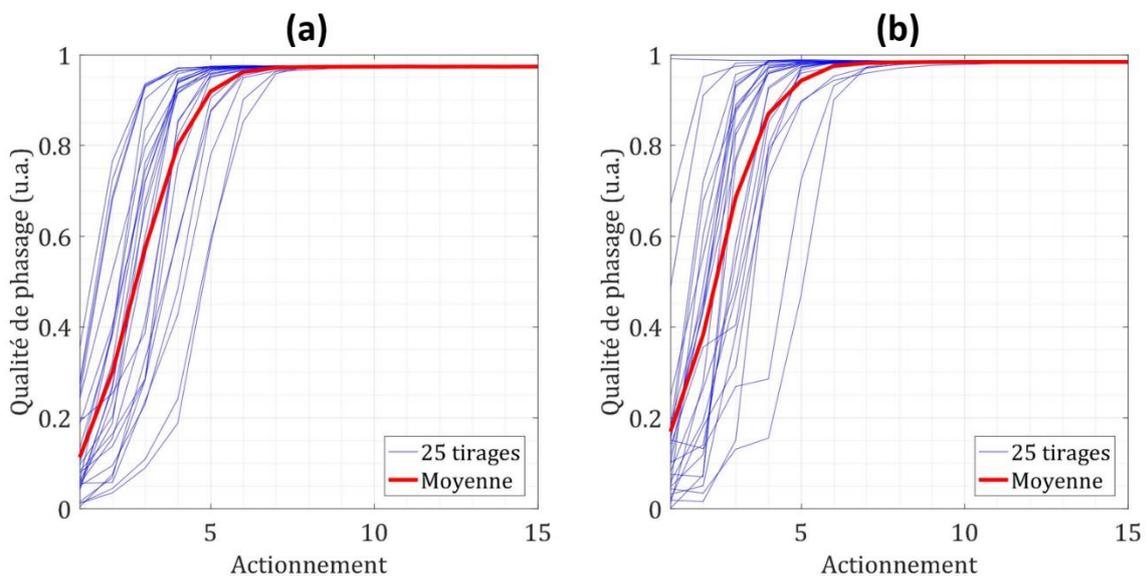


Figure 109 : Qualité de phasage expérimentale lors de la correction de phase de 36 faisceaux sur un état cible aléatoire par (a) le réseau de neurones développé à XLIM, (b) l’algorithme de projections alternées. La courbe rouge est la moyenne des 25 essais (courbes bleues) où les phases initiales et les phases cibles sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

On remarque à nouveau que les performances sont similaires avec une qualité de phasage qui dépasse les 97% pour un état de phase cible totalement aléatoire. Cette expérience a été répétée pour d’autres jeux de phases cibles et la valeur de qualité de phasage moyenne reste supérieure à 97% en 6 corrections.

L’expérience de principe de mise en phase a été reproduite pour un nombre de faisceaux plus élevé, jusqu’à 100 faisceaux. Les résultats de cette expérience avec un très grand nombre de faisceaux ont été publiés dans [164]. Le grand nombre de faisceaux considérés ici a rendu la mesure de transmission plus sensible au bruit environnant. En effet, il était nécessaire de mesurer jusqu’à environ 2000 couples phases – intensités, ce qui demande environ 16 minutes au SLM à cristaux liquides pour parcourir toutes les cartes de phase. Pendant ce temps d’acquisition des données, le montage subissait les bruits d’environnement du laboratoire et la matrice de transmission déduite a vu sa précision dégradée. Les performances de mise en phase sont plus faibles lorsque le nombre de détecteurs par faisceau est limité à sa valeur seuil de 4 ($m = 4n$). Pour réduire le temps de mesure de la matrice de transmission, nous avons décidé d’utiliser 625 détecteurs arrangés suivant une maille carrée, soit un ratio

augmenté à $m/n = 6$. Cela nous a permis de réduire le nombre de mesures à environ 1000 cartes de phases aléatoires, ce qui demandait seulement 8 minutes et rendait la mesure plus fiable que dans le cas où $m/n = 4$. A partir de cette matrice de transmission mesurée, les données générées numériquement ont servi à réaliser l'apprentissage illustré en Figure 110.

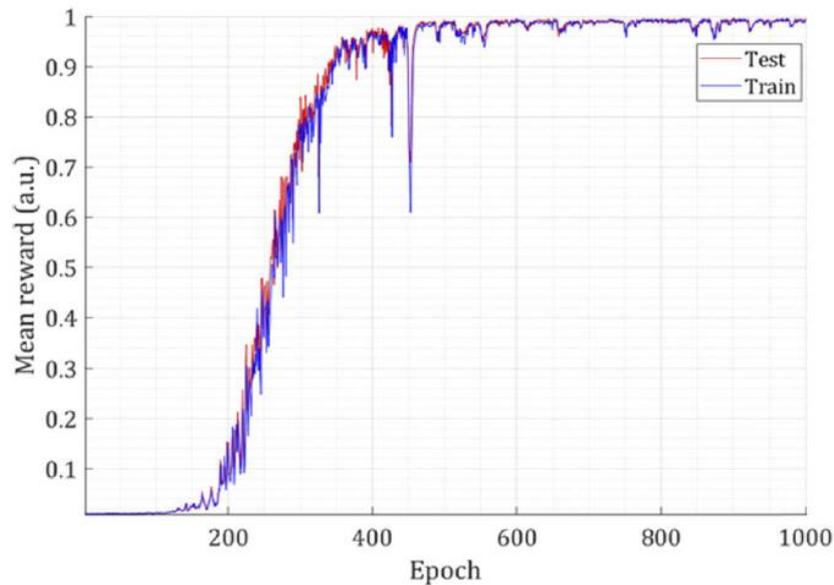


Figure 110 : Evolution de la récompense lors de la phase d'apprentissage pour 100 faisceaux, 625 détecteurs et $T = 6$. Les courbes bleue et rouge sont respectivement les récompenses calculées sur les données d'entraînement et sur les données de validation [164].

On observe que le nombre d'epochs nécessaire est ici d'environ 600, ce qui demande un total d'environ 300 000 couples phases – intensités pour l'apprentissage du réseau de neurones en accord avec les simulations numériques. Le réseau de neurones était alors capable de réaliser la mise en phase expérimentale des 100 faisceaux dont les performances sont reproduites en Figure 111.

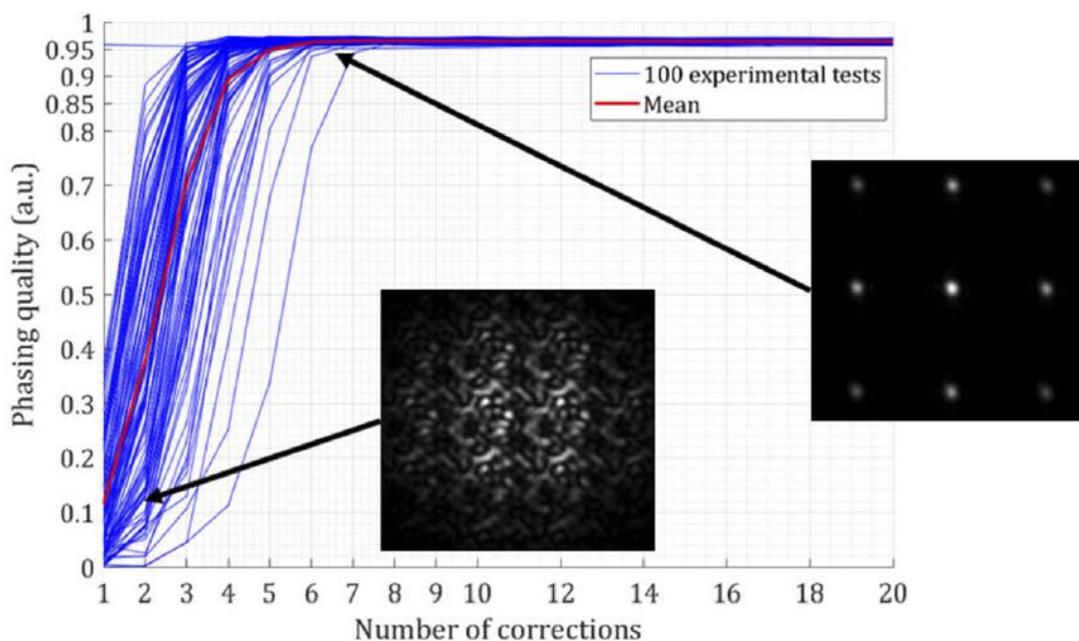


Figure 111 : Qualité de phasage expérimentale lors de la correction de phase de 100 faisceaux sur un état cible nul (cophasage) par réseau de neurones. La courbe rouge est la moyenne des 100 essais

(courbes bleues) où les phases initiales sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$. Résultats présentés dans [164]. Les images en insert correspondent à gauche au champ lointain des 100 faisceaux pour un état initial de phases aléatoires, celle de droite correspond à un exemple obtenu de champ lointain des 100 faisceaux une fois les phases corrigées.

Cent essais expérimentaux ont été réalisés pour lesquels les phases initiales du réseau de 100 faisceaux ont été tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; +\pi]$. Le champ lointain correspondant (insert sur la Figure 111) montrait en effet une figure d'interférence complexe de faisceaux dont les phases sont très dispersées. Après 6 corrections seulement, le champ lointain observé avait bien évolué vers la figure d'un réseau cophasé avec la présence d'un lobe central brillant et de lobes satellites. La qualité de mise en phase correspondante avait atteint les 96% ce qui signifie que l'erreur résiduelle de phase réalisée par le réseau de neurones était inférieure à $\lambda/30$ dans ces conditions expérimentales. A notre connaissance, il s'agit du plus grand nombre de faisceaux combinés de manière cohérente par une approche de machine learning.

En conclusion de cette expérience de principe, nous avons pour la première fois à XLIM démontré la mise en phase par réseau de neurones. J'ai pu expérimenter une approche innovante d'apprentissage dans une boucle de mise en phase issue de travaux collaboratifs avec des mathématiciens du laboratoire. En particulier, à ce stade, j'ai validé le bon fonctionnement et les bonnes performances du réseau de neurones développé dans la thèse de Maksym Shpakovych. La phase d'apprentissage demandant un très grand nombre de données, on ne pouvait envisager une génération de données purement expérimentales sur notre banc modèle qui ne peut appliquer que deux cartes de phases par seconde. C'est pourquoi une matrice de transmission a été mesurée, à partir de quelques centaines de données couples phases – intensités seulement, afin de modéliser le module d'analyse des phases. Ce modèle nous a permis de générer numériquement les dizaines, voire les centaines de milliers de données demandées pour l'apprentissage. Cette approche a limité à moins de dix minutes la durée de la phase d'apprentissage. En réalité, c'est la mesure de la matrice de transmission qui demande quelques minutes alors que la phase d'apprentissage, qui se fait numériquement, demande moins d'une minute. Lorsque la matrice de transmission a été mesurée, il est possible de réaliser de nouveaux apprentissages (modification des phases cibles par exemple) qui se font alors en moins d'une minute. Les expériences réalisées avec différents nombres de faisceaux montrent que le réseau de neurones permet le verrouillage des phases sur un état cophasé ou quelconque en un maximum de 6 itérations. La qualité de verrouillage des phases dépasse 96%, correspondant à une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/30$, pour un nombre de faisceaux allant jusqu'à 100. Ces résultats étant en accord avec ceux obtenus par simulations numériques, on ne doute pas des performances de mise en phase d'un nombre encore plus grand de faisceaux.

On souligne qu'une limite du réseau de neurones présenté jusqu'à maintenant est qu'il n'est pas possible de reconfigurer les phases cibles en temps réel. Un nouvel apprentissage doit être réalisé pour apprendre au réseau de neurones à verrouiller les faisceaux sur un nouvel état de phases cibles. Si cet apprentissage dure environ une minute, on ne peut donc pas parler de reconfiguration de front d'onde en temps réel. Le réseau de neurones développé n'est alors pas adapté à des applications nécessitant une reconfiguration rapide du front d'onde. En particulier, il n'est donc pas totalement adapté aux applications d'énergie dirigée en lien avec les travaux de CILAS. C'est pourquoi une amélioration va être apportée à ce réseau de neurones afin de permettre cette reconfiguration des phases cibles en temps réel

sans avoir besoin d'un nouvel apprentissage. Le sous-chapitre suivant présente le principe du réseau de neurones amélioré ainsi que sa validation numérique et expérimentale sur le banc optique employant les amplificateurs fibrés.

III.4. Développement d'un réseau de neurones adaptatif pour la reconfiguration des phases cibles en temps réel

III.4.1. Evolution du réseau de neurones appris par quasi-renforcement

L'objectif est de pouvoir changer les phases cibles vers lesquelles verrouiller le réseau de faisceaux, en cours de correction, à la volée, sans avoir à réapprendre le réseau de neurones. Maksym Shpakovych a proposé une évolution de l'apprentissage précédent intégrant un second réseau de neurones. Celui-ci a pour objectif de changer les paramètres du premier réseau pour l'adapter aux phases cibles demandées. Le nouveau schéma de correction de phase est illustré Figure 112.

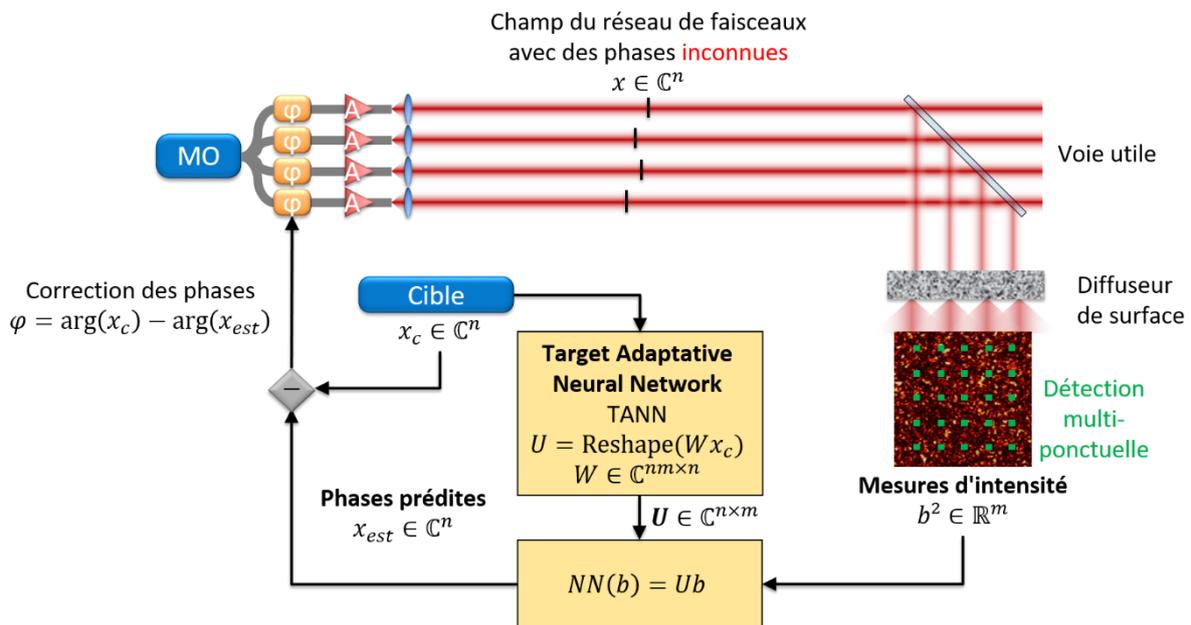


Figure 112 : Schéma de principe de l'asservissement par le réseau de neurones principal NN (Neural Network), couplé au réseau de neurones TANN (Target Adaptive Neural Network).

Le principe de fonctionnement peut être décrit de la manière suivante. Le réseau de neurones qui sert à corriger les phases est le même que précédemment. Il réalise l'opération $NN(b) = Ub = x_{est}$, où $U \in \mathbb{C}^{n \times m}$ est la matrice qui connecte les modules des champs prélevés dans le champ de speckle du système d'analyse des phases aux champs des faisceaux dans le plan de la pupille synthétique. Le second réseau appelé TANN (Target Adaptive Neural Network) adapte les coefficients complexes de la matrice U en fonction des phases cibles de consigne. Lors de la correction de phase, le réseau TANN prend en entrée un vecteur complexe représentant le champ cible $x_c \in \mathbb{C}^n$ et calcule les nouveaux coefficients de la matrice U du réseau de neurones principal à partir du simple produit matriciel suivant :

$$U(x_c) = \text{Reshape}(Wx_c) \quad (40)$$

Où $W \in \mathbb{C}^{m \times n}$ est la matrice du réseau de neurones TANN et l'opération Reshape réalise la transformation $\mathbb{C}^{m \times n} \rightarrow \mathbb{C}^{n \times m}$. Finalement, ce simple produit matriciel permet de modifier les coefficients de la matrice U afin de profiler les phases du réseau en temps réel sur n'importe

quel champ cible x_c désiré. Un seul apprentissage est nécessaire qui suit le processus par quasi-renforcement et qui est sensiblement le même que celui présenté précédemment. La seule différence provient du fait que l'apprentissage du réseau de neurones TANN prend en entrée N vecteurs de champ cible $x_c \in \mathbb{C}^n$ avec des phases tirées aléatoirement dans l'intervalle $[-\pi; +\pi]$.

L'algorithme ci-dessous détaille les étapes de l'apprentissage du réseau de neurones TANN par quasi-renforcement. Les étapes sont en effet les mêmes que pour le réseau de neurones précédemment discuté. Toutefois, lors de l'apprentissage, des jeux de N vecteurs de phases cibles sont à prendre en compte cette fois-ci. Aussi, la taille des batchs de données d'apprentissage augmente sensiblement. Si on considère P le nombre de champs d'entraînements, chaque batch d'entraînement du réseau de neurones TANN a une dimension $n \times P \times N$ alors que pour l'entraînement du réseau de neurones précédent, la dimension était seulement de $n \times P$. L'apprentissage demande logiquement un volume plus important de données.

Apprentissage du réseau de neurones TANN par quasi-renforcement

1. Initialisation

On définit le nombre d'itérations T par epoch. $W \in \mathbb{C}^{mn \times n}$ est le jeu de paramètres entraînaibles du réseau de neurones TANN. $U \in \mathbb{C}^{n \times m}$ est le jeu de paramètres entraînaibles du réseau de neurones NN. r_{seuil} est défini comme la valeur seuil de récompense que l'on souhaite atteindre lors de l'apprentissage pour verrouiller les faisceaux vers N différents états de champs cibles $x_c \in \mathbb{C}^n$.

2. Tant que $r < r_{seuil}$

Répéter les étapes qui suivent.

3. Génération de données d'entrées

Génération d'un vecteur aléatoire du champ $x \in \mathbb{C}^n$ des faisceaux et génération de N vecteurs du champ cible $x_c \in \mathbb{C}^n$.

4. Répéter T fois

1. Mesures intensimétriques dans le champ de speckle b^2 .
2. Calcul de U pour un champ cible x_c à partir du réseau de neurones TANN : $U = \text{Reshape}(Wx_c)$
3. Application d'une correction de phase $\varphi = -\text{Arg}(x_{est}) + \text{Arg}(x_c)$ où $x_{est} = Ub$. Le champ des faisceaux devient $x = x \cdot e^{j\varphi}$.
4. Calcul de la récompense (qualité de phasage) $r(x, x_c) = Q(x, x_c)$.
5. Mise à jour des paramètres du réseau de neurones TANN (matrice W) par descente de gradient (optimisation Adam) pour maximiser r .
6. Retour à l'étape a) pour un nouveau vecteur de champ cible x_c .

5. Fin si $r > r_{seuil}$

Fin de l'apprentissage du réseau de neurones TANN.

Les simulations numériques présentées dans la sous-section suivante montrent les performances de cette nouvelle architecture neuronale.

III.4.2. Validation numérique

La première étape des simulations numériques est la phase d'apprentissage. Elle a été réalisée pour des batchs de taille $P = 256$ couples phases – intensités, $N = 1024$ états de champ cible, $T = 8$ corrections par cycle d'apprentissage et pour un maximum de 5000 epochs. Les valeurs initiales de la matrice de poids W sont choisies aléatoires et distribuées suivant un loi normale, les champs x initiaux sont tirés de manière aléatoire sur un intervalle de phase $[-\pi; +\pi]$ de distribution uniforme. Les champs cibles sont tirés de la même manière. On rappelle que les champs sont tous considérés d'amplitude unitaire. Le système d'analyse des phases est modélisé numériquement par une matrice de transmission complexe de taille $n \times m$ totalement aléatoire. L'apprentissage se fait sur un ordinateur sous Windows 10 avec un processeur AMD Ryzen 5 3600X 6 cœurs, une carte graphique NVIDIA GTX 1660Ti et 32 GB de mémoire RAM. Il se fait sous Python 3.7 en employant la librairie TensorFlow 2.5.0 qui permet de paralléliser les calculs sur la carte graphique et donc de gagner en temps. Le réseau de neurones TANN a été appris avec différents nombres de faisceaux $n \in \{3, 6, 9, 16, 36\}$ pour $m = 4n$ détecteurs et $m = 10n$ détecteurs comme illustré en Figure 113.

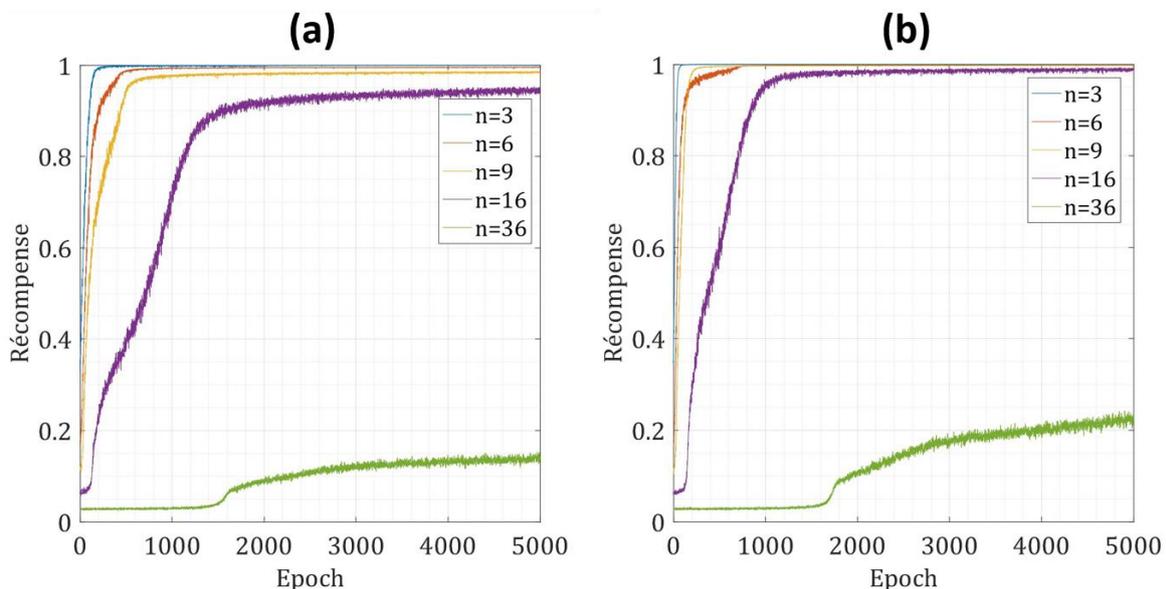


Figure 113 : Evolution de la fonction récompense lors de l'apprentissage du réseau de neurones TANN pour n faisceaux et (a) $m = 4n$ détecteurs et (b) $m = 10n$ détecteurs.

A faibles nombres de faisceaux ($n \leq 9$) et à $m = 4n$ détecteurs, l'apprentissage permet d'atteindre une récompense, donc une qualité de phasage, supérieure à 96% en moins de 600 epochs. Si cela semble faible, il faut garder en tête que ces 600 epochs sont constituées de 256 batchs de données qui explorent 1024 vecteurs de champ cible différents, ce qui donne un total de plus de 150 millions de données. On voit tout de suite l'impact des phases cibles dans l'apprentissage par rapport au réseau de neurones présentés en III.3 (phases cibles fixes lors de l'apprentissage) qui ne demandait que 300 000 données pour 100 faisceaux. Malgré ces centaines de millions de données, l'apprentissage étant entièrement numérique et les calculs se faisant en parallèle, il demande moins d'une minute à 9 faisceaux et quelques minutes à 16 faisceaux. Ce temps d'apprentissage reste négligeable comparé à ce qu'on retrouve dans la littérature. Cependant, on voit que pour $m = 4n$ détecteurs, la récompense peine à atteindre les 94% en 5000 epochs à 16 faisceaux, tandis qu'à 36 faisceaux la récompense est très insuffisante. Si le fait d'augmenter le nombre de détecteurs à $m = 10n$

n'est pas suffisant à 36 faisceaux, cela permet d'améliorer la récompense tout en réduisant le nombre d'époques à $n = \{3, 9, 16\}$ faisceaux. L'apprentissage à 9 faisceaux demande environ quatre fois moins d'époques qu'à $m = 4n$ détecteurs et la récompense atteint 96% en 1000 epochs à 16 faisceaux.

Une fois le réseau de neurones TANN appris, on procède aux simulations de correction des phases dont les performances sont affichées en Figure 114.

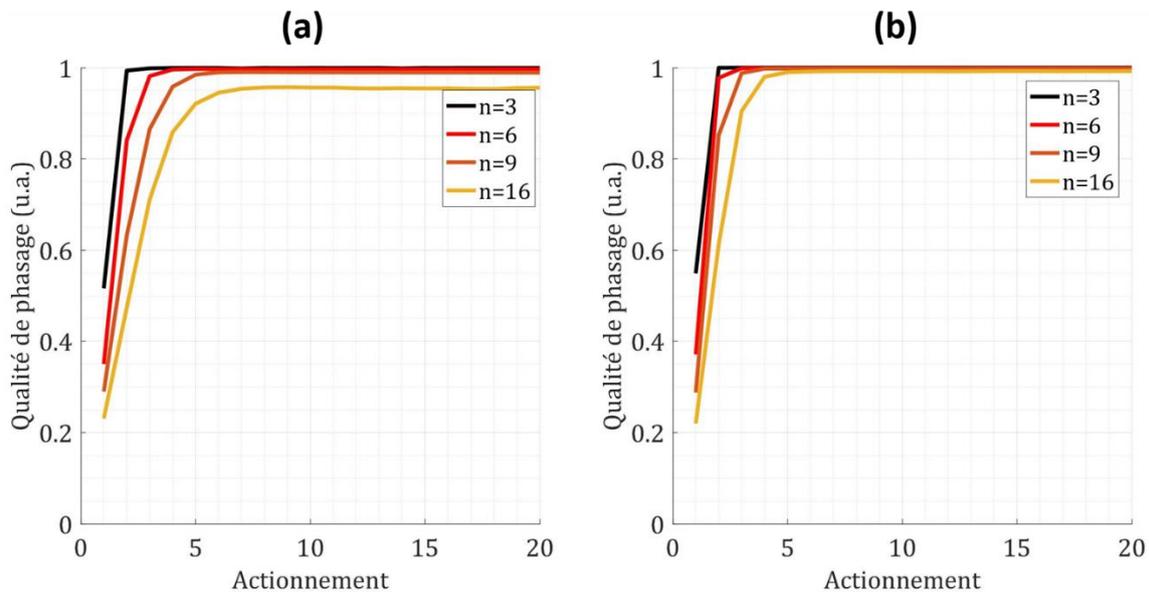


Figure 114 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de verrouillage des phases par le double réseau de neurones à (a) $m = 4n$ détecteurs et (b) $m = 10n$ détecteurs. Les courbes représentent la valeur moyenne sur 500 essais où les phases initiales et phases cibles sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; +\pi]$.

La qualité de phasage atteint une valeur supérieure à 98% dans tous les cas de figure présentés sur la Figure 114 en cinq actionnements maximum, excepté pour le cas à 16 faisceaux et $4n$ détecteurs qui atteint tout de même 95% en six actionnements, ce qui est en accord avec la récompense atteinte lors de l'apprentissage. Ces valeurs moyennes sont issues de 500 cycles de correction de phase où chaque tirage des phases initiales et phases cibles se fait aléatoirement dans l'intervalle $[-\pi; +\pi]$. Ces résultats valident le bon fonctionnement de cette architecture à double réseau de neurones et de son apprentissage spécifique par quasi-renforcement.

Si cette méthode originale développée à XLIM permet finalement de verrouiller des faisceaux lasers vers n'importe quel jeu de phases cibles en moins de cinq corrections, il apparaît que le nombre de faisceaux à contrôler risque d'être limité. Les résultats de simulations ont montré une difficulté dans l'apprentissage du TANN pour un nombre de faisceaux supérieur à environ 20 malgré l'augmentation du nombre de détecteurs à $10n$. Sans modifier la taille des batchs d'apprentissage, des simulations ont été réalisées par Maksym Shpakovych afin de déterminer l'évolution du nombre de détecteurs nécessaires à l'apprentissage du TANN en fonction du nombre de faisceaux [165].

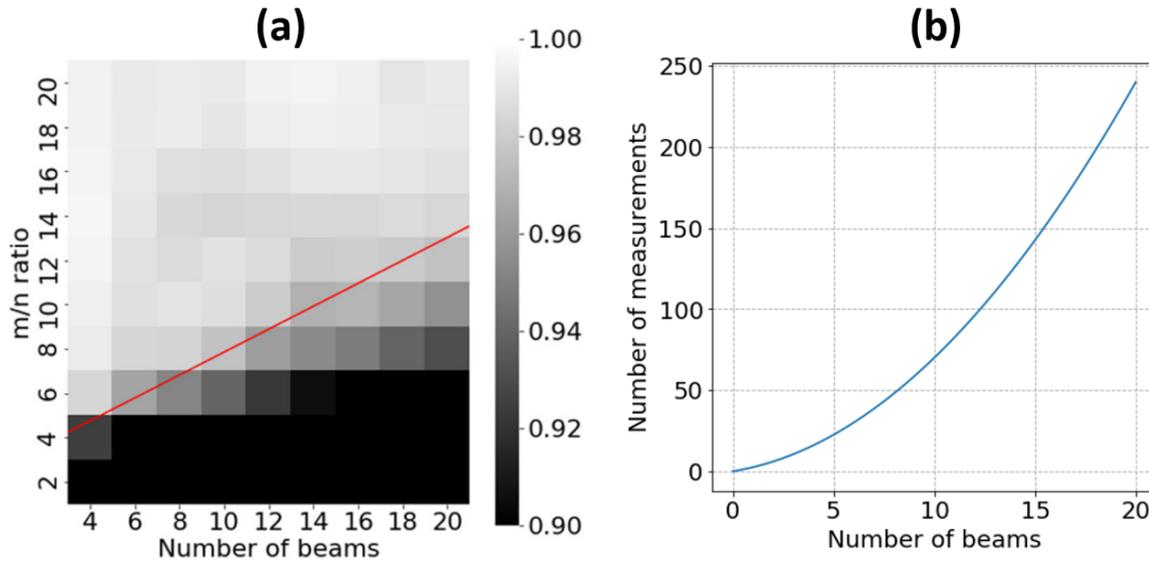


Figure 115 : (a) Cartographie de la récompense obtenue lors de l'apprentissage en niveau de gris en fonction du nombre n de faisceaux et m de détecteurs. La ligne rouge correspond approximativement à la ligne de séparation pour laquelle l'erreur est inférieure à 0,04, soit une qualité de phasage $Q = 0,96$. (b) Evolution du nombre de détecteurs nécessaire en fonction du nombre de faisceaux pour obtenir une qualité de phasage supérieure à 96% lors de l'apprentissage. [165]

Les graphiques de la Figure 115 révèlent que le nombre de détecteurs n'évolue pas de manière linéaire en fonction du nombre de faisceaux considérés dans l'apprentissage. En effet, pour atteindre une récompense de 96%, le nombre de détecteurs nécessaire doit respecter la loi suivante :

$$m = \frac{n^2}{2} + n \quad (41)$$

S'il reste tout à fait possible d'augmenter le nombre de détecteurs, il faut être conscient que cela augmentera la taille des données d'apprentissage mais surtout la taille de la matrice de poids $W \in \mathbb{C}^{m \times n}$ du TANN. Sa taille augmente quadratiquement avec le nombre de faisceaux, sachant qu'il faut considérer à présent un nombre de détecteurs qui lui aussi évolue quadratiquement avec le nombre de faisceaux. Au final, le nombre de coefficients de la matrice W évolue en puissance quatre par rapport au nombre de faisceaux. Dans ces conditions de détection, il faut allouer environ 6 GB de mémoire vive de la carte graphique pour l'écriture de la matrice W à 20 faisceaux. Au-delà d'environ 20 faisceaux, l'utilisation d'une ou plusieurs cartes graphiques avec davantage de mémoire vive permettrait l'apprentissage du réseau de neurones TANN.

Les résultats précédents correspondent à un cas théorique idéal, où aucun bruit ne vient perturber le système. Exactement de la même manière qu'en III.3.2, nous avons réalisé des simulations avec l'ajout de biais sur différents paramètres (amplitude des faisceaux, détection, ...) à partir d'une loi normale de moyenne nulle et d'écart type σ . Ces essais ont été réalisés à 6 faisceaux avec 60 détecteurs pour se positionner dans des conditions semblables à celle du banc d'amplificateurs fibrés, sur lequel sera implémenté ce réseau de neurones par la suite. Les résultats sont semblables à ceux obtenus en III.3.2, sauf par rapport à la robustesse face à une panne d'émetteurs. Aussi, on ne montre par la suite que des simulations sur ce dernier point et sur l'impact du bruit en amplitude et phase sur la matrice de transmission décrivant la transcription phase-intensité par les faisceaux sondes. On a vu précédemment que la

transcription réalisée par les faisceaux à verrouiller peut être éloignée de celle réalisée par les faisceaux sondes. C'est pour cette raison qu'on expose ci-dessous les résultats obtenus avec une matrice de transmission entachée d'erreurs pour générer les données d'apprentissage. Comme précédemment, j'ai essayé une matrice de transmission à laquelle j'ai ajouté du bruit avec un écart-type d'environ $\sigma = 0,12$ (ce qui correspond au cas expérimental) et un cas extrême avec un écart-type d'environ $\sigma = 0,3$. L'ensemble de ces résultats sont à nouveau comparées avec ceux de la méthode PIM-PR. Cette fois-ci, chaque nouveau cycle de corrections se fait vers des phases cibles tirées de manière aléatoire dans l'intervalle $[-\pi; \pi]$. Les résultats sont montrés sur les figures ci-dessous.

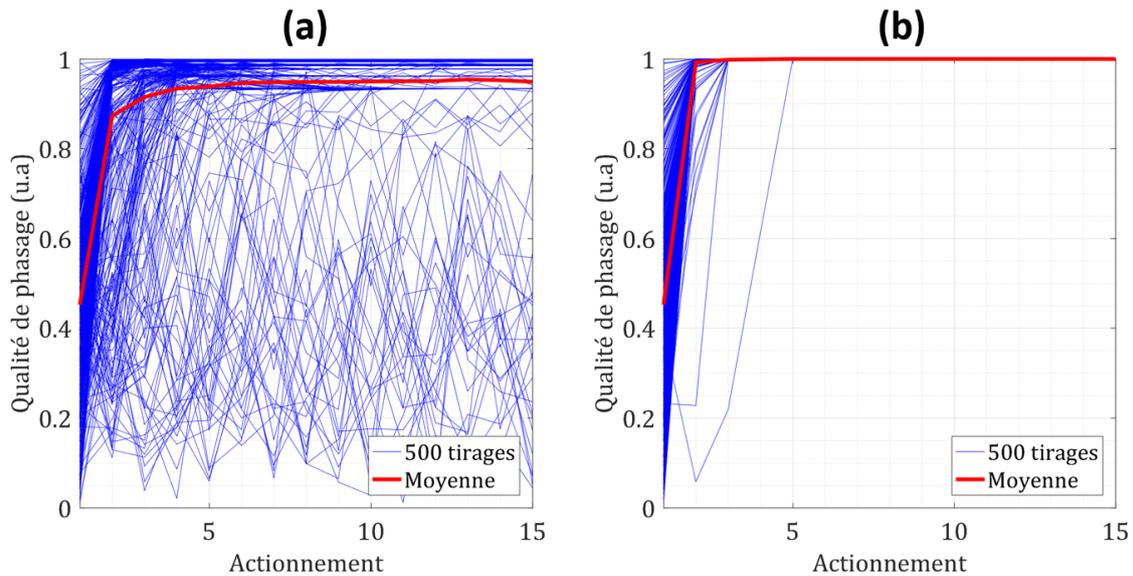


Figure 116 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 6 faisceaux par (a) le double réseau de neurones développé à XLIM, (b) l'algorithme de projections alternées, lors de l'extinction de 2 émetteurs. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales et phases cibles sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

On aperçoit sur la Figure 116 une sensibilité accrue à l'extinction d'émetteurs pour la mise en phase par réseau de neurones. En effet, lorsque deux faisceaux sur six n'émettent plus, certains cas ne convergent pas, même si on voit, par la qualité moyenne de phasage qui atteint 95%, que cela ne représente qu'une faible proportion.

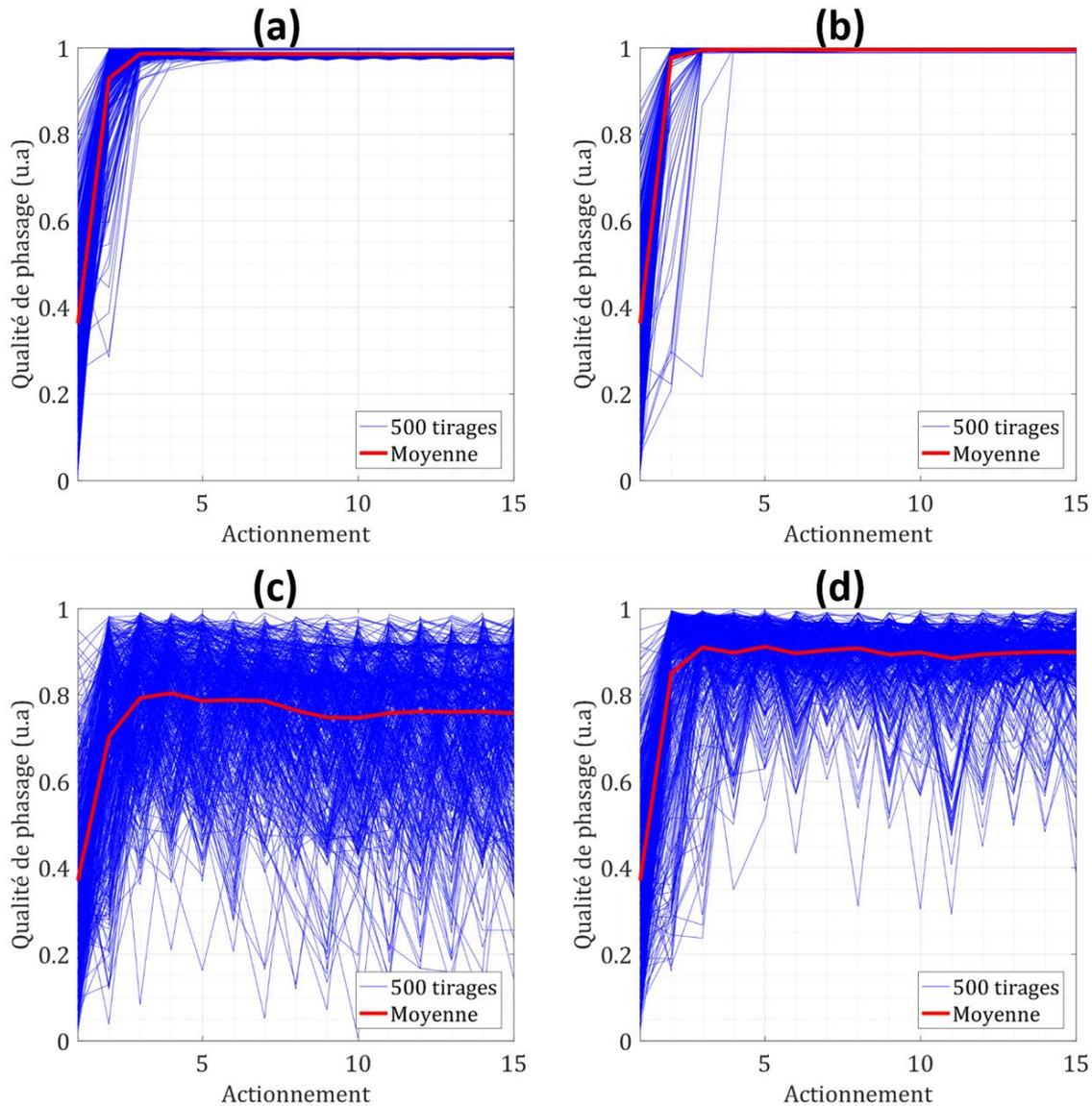


Figure 117 : Qualité de phasage lors des simulations numériques de correction de phase de 6 faisceaux par (a,c) le double réseau de neurones développé à XLIM, (b,d) l’algorithme de projections alternées, en présence de bruit en amplitude et phase sur la matrice de transmission décrivant la conversion phase-intensité par les faisceaux sondes. L’écart-type du bruit ajouté est de $\sigma = 0,12$ (a,b) et de $\sigma = 0,3$ (c,d). (a) et (b) sont représentatifs du bruit que l’on trouve sur un cas expérimental alors que (c) et (d) représentent un cas extrême. La courbe rouge est la moyenne des 500 essais (courbes bleues) où les phases initiales et phases cibles sont tirées aléatoirement dans un intervalle $[-\pi; \pi]$.

La Figure 117 révèle que l’impact d’un écart entre la transcription phase – intensité réalisée par les faisceaux sondes et celle réalisée par les faisceaux dont les phases sont à verrouiller (cet écart est simulé ici par un bruit ajouté sur les coefficients de la matrice de transmission modélisant cette transcription) est sensiblement le même entre le réseau de neurones et les projections alternées, avec tout de même une robustesse légèrement supérieure pour ces dernières. Les performances restent très bonnes pour les deux méthodes avec une qualité de phasage supérieure à 98% pour un bruit d’écart-type $\sigma = 0,12$ en seulement trois corrections. Les seuils de bruit qui causent la dégradation des performances sont quasiment les mêmes pour les deux méthodes mais restent éloignés du bruit caractéristique rencontré expérimentalement.

L'étude numérique valide le bon fonctionnement de ce double réseau de neurones. L'ajout du réseau de neurones TANN au réseau principal, qui calcule les corrections de phase, permet de reconfigurer les phases cibles en temps réel pendant l'asservissement. De plus, la méthode neuronale permet d'atteindre les mêmes performances que la méthode PIM-PR en terme de qualité de phasage et de vitesse (nombre de corrections) tout en étant aussi robuste au bruit. La dernière étape de validation sera d'implémenter ce double réseau de neurones sur le banc expérimental d'amplificateurs fibrés dans des conditions réelles de combinaison cohérente.

III.4.3. Verrouillage des phases des amplificateurs fibrés dans un système dynamique

Le montage expérimental utilisé est strictement le même que celui détaillé dans II.4.3. Il est représenté en Figure 118 dans le cas de l'implémentation du réseau de neurones à la place de l'algorithme de projections alternés de la méthode PIM-PR.

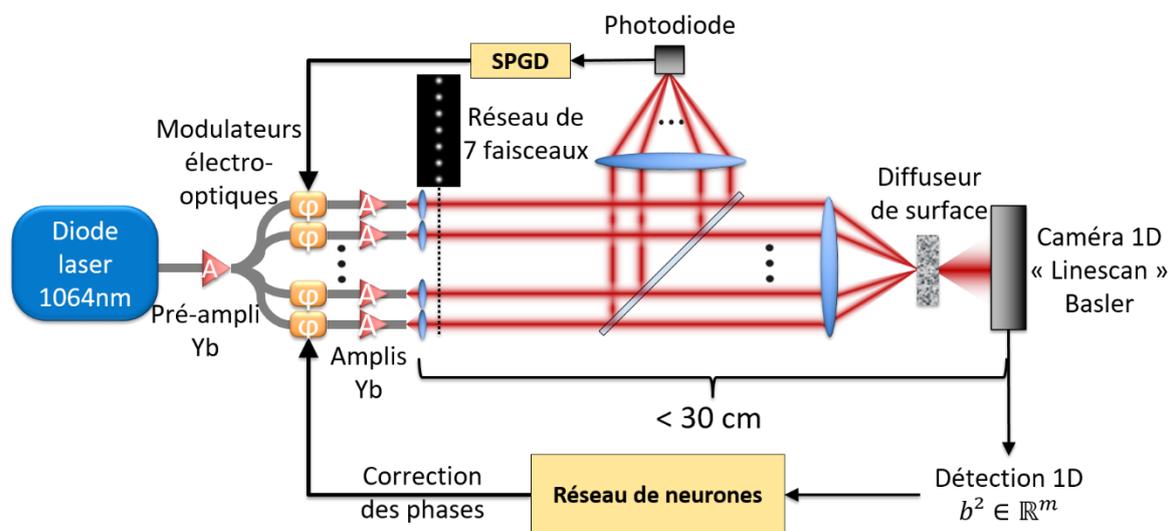


Figure 118 : Montage expérimental de combinaison cohérente avec sept amplificateurs fibrés. Le réseau de neurones permet d'appliquer des corrections de phase aux modulateurs électro-optiques à partir des mesures intensimétriques dans un champ de speckle produit par un diffuseur de surface. La photodiode et la boucle SPGD (stochastic parallel gradient descent) permettent de mesurer la matrice de transmission servant à générer les données d'apprentissage. Pendant l'étape de corrections de phase, seule la photodiode est utilisée pour caractériser les performances de la méthode.

Le rayonnement de l'oscillateur maître émettant à la longueur d'onde de 1064 nm est divisé en sept voies amplifiées de manière parallèle par des fibres dopées ytterbium. Le système d'analyse des phases est sous sa forme la plus simple avec une lentille convergente qui focalise les faisceaux sur un diffuseur de surface. La propagation des faisceaux mélangés produit un champ d'interférences dans lequel les intensités sont prélevées par 70 pixels espacés de manière périodique selon une dimension (caméra 1D) en respectant les conditions décrites en II.2.2. Ces données alimentent alors le réseau de neurones qui permet d'appliquer les corrections de phase aux modulateurs électro-optiques placés sur chaque voie fibrée amplifiée. Les composants optiques, lasers, électroniques et informatiques sont exactement les mêmes qu'en II.4.3.

La première étape est l'apprentissage du réseau de neurones TANN afin de mettre à jour les poids du réseau de neurones principal lors de l'asservissement. De la même manière que pour la méthode PIM-PR, on va mesurer un modèle à partir d'une centaine de couples phases – intensités qui sont produits directement avec les faisceaux du système laser, sans onde sonde.

Pour cela, comme précédemment décrit en II.4.3, le réseau de faisceaux est stabilisé en phase par une boucle d'optimisation SPGD. Pour minimiser les fluctuations de phase du système laser, les ventilateurs des amplificateurs sont coupés le temps de la mesure (< 1 minute). Une séquence de jeux de phases aléatoires est ajoutée à la consigne des modulateurs pour produire les quelques centaines de données phases – intensités qui servent au calcul de la matrice de transmission A avec l'algorithme PIM-TMR. Les données d'apprentissage sont ensuite générées numériquement à partir de cette matrice de transmission mesurée. Lors de la phase d'apprentissage, le réseau TANN converge vers une récompense proche de 99% en quelques epochs, correspondant à une dizaine de millions de données, comme on l'observe en Figure 119.

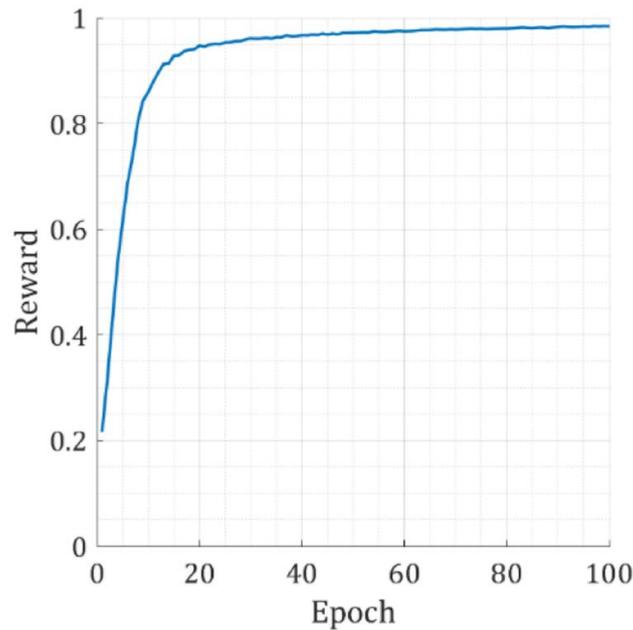


Figure 119 : Evolution de la récompense lors de l'apprentissage du réseau TANN pour un ensemble de sept faisceaux avec $T = 8$ itérations par cycle d'apprentissage (epoch), des batchs de 256 couples phases - intensités et 1024 champs cibles [166].

Dans la phase d'asservissement du système laser, la ventilation des amplificateurs est rétablie et la boucle d'optimisation SPGD arrêtée. A partir des mesures intensimétriques b^2 dans le champ de speckle, le réseau de neurones calcule les corrections de phase à appliquer sur les différentes voies amplificatrices pour verrouiller les phases des faisceaux lasers. La Figure 120 montre le champ lointain expérimental et son profil correspondant à un état cible cophasé. Ce profil s'avère très proche de celui attendu théoriquement. On démontre ainsi la capacité du réseau de neurones à réaliser la combinaison cohérente de plusieurs faisceaux lasers issus d'autant de lignes d'amplification parallèles, dans un environnement dynamique et bruité réaliste.

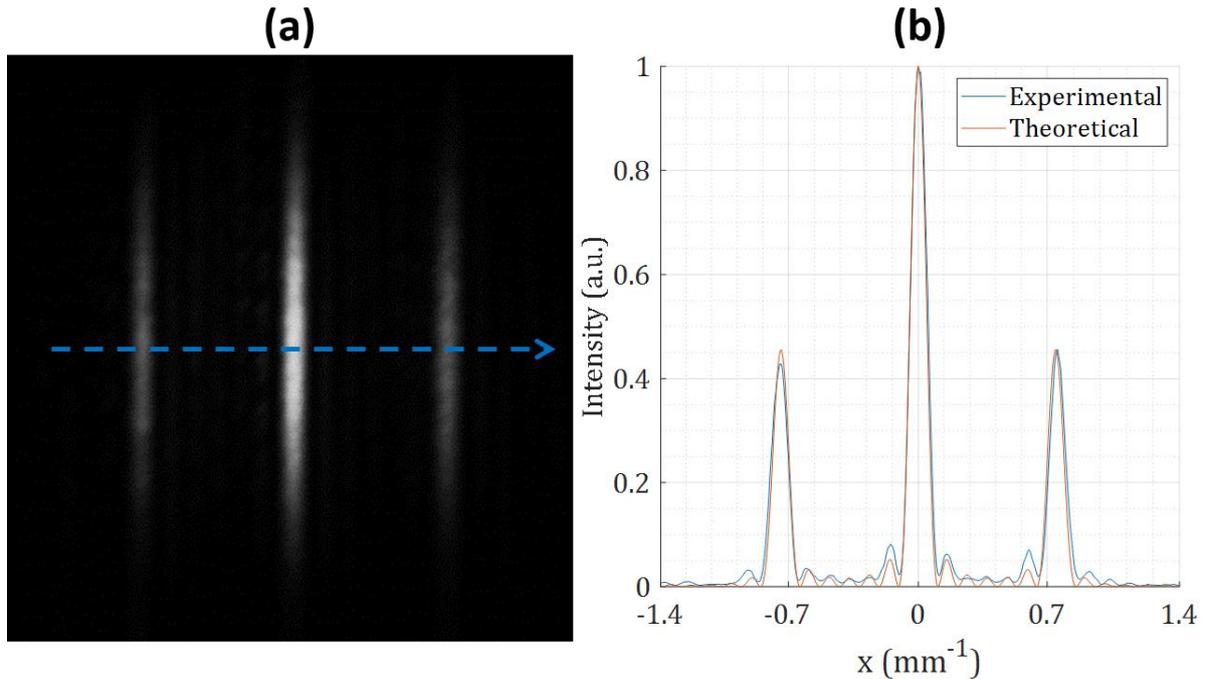


Figure 120 : (a) Image du champ lointain des sept faisceaux verrouillés en phase par le double réseau de neurones. (b) Profil expérimental, correspondant à une coupe selon la ligne en pointillés bleus sur l'image 2D, et profil théorique en champ lointain lorsque les faisceaux sont en phase. Résultats publiés dans [166].

Au centre de la figure d'interférences, sur le lobe central, est placée une photodiode afin de mesurer la qualité de phasage expérimentale à partir de la puissance individuelle de chaque faisceau et de la puissance combinée. Les résultats montrés en Figure 120 correspondent à une qualité de phasage de 93%, ce qui correspond à une erreur résiduelle de phase de $\lambda/21$.

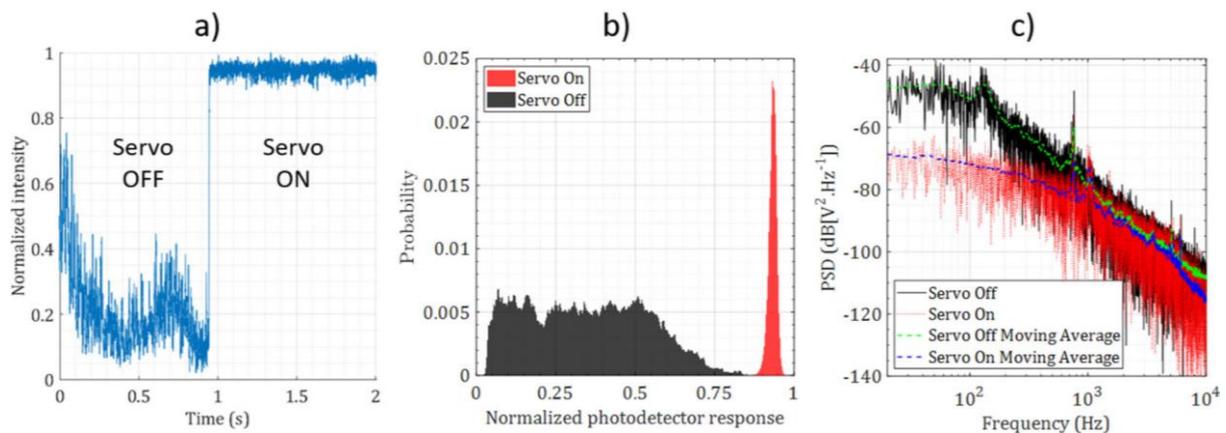


Figure 121 : a) Evolution de l'intensité normalisée du faisceau combiné par une photodiode placée sur le lobe central de la figure d'interférences en champ lointain sans et avec asservissement. b) Histogramme de la puissance combinée en champ lointain sans asservissement (noir) et avec asservissement (rouge). c) Densité spectrale de puissance sans asservissement (noir), avec asservissement (rouge) et leur moyenne mobile sur cinquante points (respectivement vert et bleu). Résultats publiés dans [166].

La Figure 121 présente trois graphes tous issus de la même mesure réalisée par une photodiode sur le lobe central du faisceau combiné en champ lointain. Le graphe a) montre l'intensité mesurée par la photodiode en régime asservi et non asservi. On observe clairement

la transition abrupte (échelle de temps longue) avant d'atteindre le régime établi suite au démarrage de l'asservissement. L'histogramme b) permet de révéler la densité de puissance sans asservissement et lors de l'asservissement. Sans asservissement, le plateau que forme l'histogramme est significatif des variations rapides de phase qui se produisent dans les amplificateurs fibrés. Avec l'asservissement activé, les variations sont largement atténuées et le signal sur la photodiode est maximisé comme le montre la fine enveloppe rouge. Cette dernière permet de mesurer un écart type de la puissance de 1,2% ce qui démontre une combinaison cohérente stable. Le graphe c) permet d'estimer la bande passante du système de correction de phase offerte par le réseau de neurones. D'après le croisement des courbes de densités spectrales de puissance, on estime la bande passante entre 1,5 kHz et 2 kHz.

Ces premiers résultats ont été obtenus pour l'état de phases cibles particulier qu'est le cophasage. Le but de ce double réseau de neurones est de pouvoir réaliser le verrouillage des phases sur n'importe quel état cible et à tout moment. Dans un premier temps, j'ai réalisé le verrouillage des phases sur des états cibles dont la figure en champ lointain est identifiable. La Figure 122 montre quelques exemples de phases cibles « structurées » et en regard les figures en champ lointain correspondantes sont bien celles attendues. Le dernier cas est un exemple de phases cibles totalement quelconques.

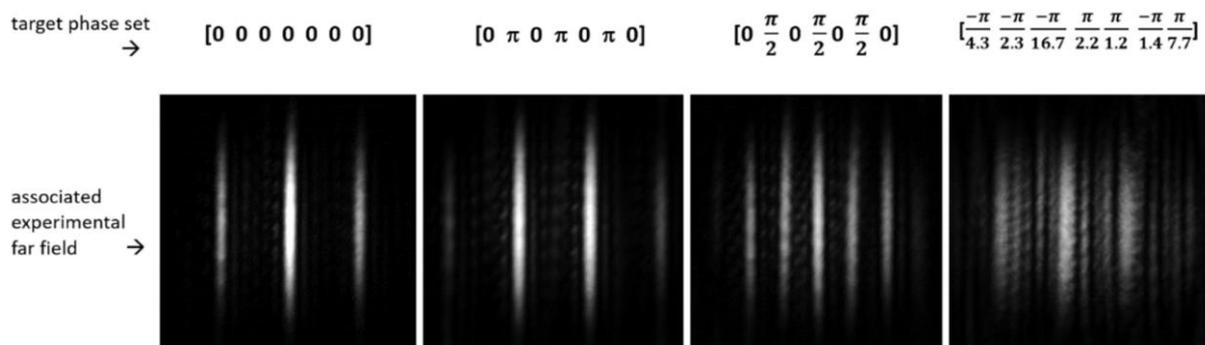


Figure 122 : Exemples de jeux de phases cibles différents (partie supérieure de la figure) sur lesquels converge le réseau de neurones et leurs figures en champ lointain correspondantes (partie inférieure de la figure) [166].

Afin de quantifier les performances du réseau de neurones sur une multitude de phases cibles aléatoires, avec l'aide de Geoffrey Maulion, j'ai réalisé une mesure automatisée qui permet une structuration dynamique des phases tirées de manière aléatoire dans un intervalle $[-\pi, +\pi]$. La Figure 123 a) montre une succession périodique de changements de phases cibles tout en maintenant la boucle d'asservissement opérationnelle. Les pointillés rouges indiquent à quel moment la nouvelle consigne de phase est donnée au système laser. Ce sont des consignes de phases cibles arbitraires et aléatoires. Le système est momentanément déstabilisé avant d'être corrigé par le réseau de neurones en quelques itérations. La convergence de l'asservissement est observée avec une mesure de corrélation qui compare le profil intensimétrique mesuré par la caméra 1D dans le champ de speckle à un temps donné avec celui obtenu en dernier dans le cycle, avant le changement du jeu de phases cibles. Pour un jeu de phases cibles considéré, si le résultat de la corrélation vaut 1, cela traduit une parfaite correspondance des profils intensimétriques mesurés et donc une parfaite stabilisation. Le graphe a) montre quelques exemples, qui témoignent d'une bonne robustesse du processus de correction. Le signal revient rapidement en régime établi ce qui traduit le verrouillage des faisceaux vers ces nouvelles cibles. Le graphe b) quant à lui permet une visualisation statistique sur 1000 reconfigurations de phases cibles différentes.

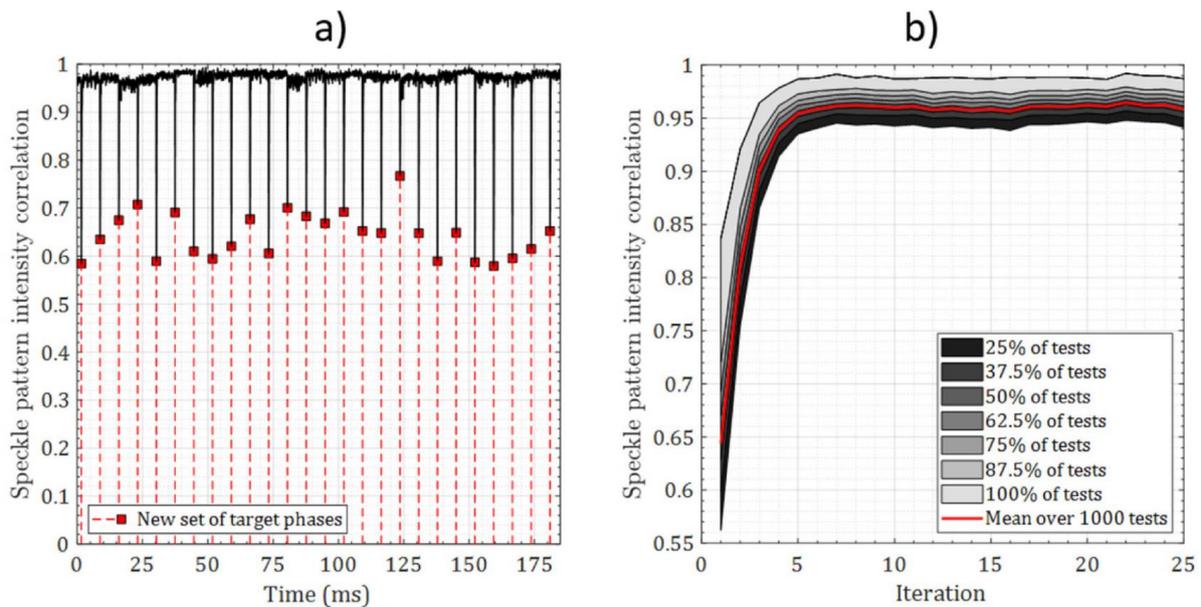


Figure 123 : a) Reconfiguration dynamique et périodique des phases cibles montrant l'évolution de la corrélation de l'intensité dans le champ de speckle entre deux corrections. Les lignes verticales en pointillés identifient le changement aléatoire des phases cibles. b) Courbe statistique de 1000 reconfigurations des phases cibles lors de l'asservissement qui dévoile le nombre de corrections afin d'atteindre un régime établi. La courbe rouge est la moyenne de ces 1000 tests et les nappes en nuance de gris représentent la proportion de test se trouvant dans ces intervalles. Résultats publiés dans [166].

Il permet de représenter la valeur moyenne (courbe rouge) de la corrélation pour 1000 jeux de phases cibles différents et totalement aléatoires. Cette vue statistique affiche des nappes en nuances de gris qui situent la proportion d'essais qui se trouvent dans les intervalles définis par les nappes. La limite basse des intervalles est commune à chaque nappe et est celle la plus basse sur le graphique (en-dessous de la nappe noire), tandis que la limite haute est propre à chaque nappe suivant leur niveau de gris. Cette représentation révèle un fort taux de corrélation supérieur à 95%, synonyme d'une forte stabilité, et permet également de déduire le nombre de corrections nécessaires pour atteindre ce régime stabilisé. Le réseau de neurones verrouille donc les faisceaux vers n'importe quel jeu de phases cibles en 6 corrections en moyenne. Connaissant la fréquence d'échantillonnage de 11 kHz, on en déduit un temps de correction caractéristique d'environ 550 μ s, ce qui est en accord avec les mesures de DSP de la Figure 121.

Si deux autres expériences de mise en phase par réseau de neurones ont été réalisées avec sept ou huit émetteurs fibrés, mais non amplifiés, comme on l'a vu dans la littérature [154,156], nos résultats démontrent la première expérience de combinaison cohérente avec ce nombre d'émetteurs fibrés et en régime amplifié. La différence est importante : les fluctuations de phases à corriger ne sont pas du même ordre de grandeur (quelques hertz dans [154,156] contre kilohertz dans notre montage). De plus, la méthode de recouvrement de phase développée en [154] est perturbative et ne peut pas être utilisée en continu. Bien que notre méthode emploie un réseau de neurones dans un processus itératif, il n'en reste pas moins qu'elle est adaptée à la correction des fluctuations de phases au-delà du kilohertz (avec les équipements utilisés) de manière efficace et stable. Enfin, à notre connaissance, il s'agit également de la première démonstration expérimentale d'une reconfiguration de front d'onde

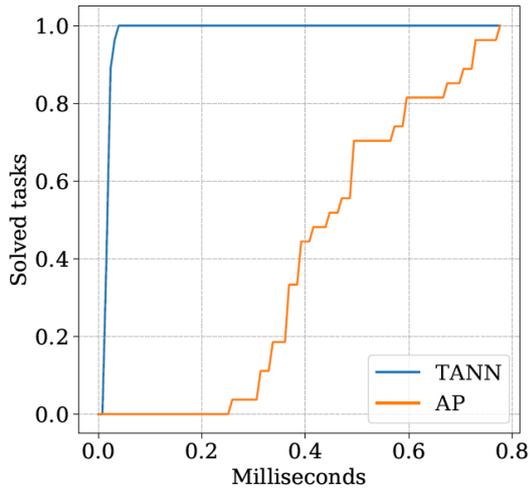
synthétique (échantillonné par le réseau de faisceaux lasers) en temps réel à partir d'un réseau de neurones.

III.5. Conclusion

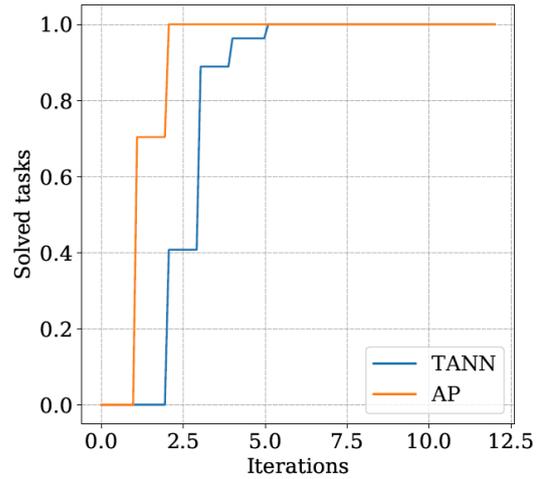
Le travail effectué en collaboration avec l'axe mathématiques d'XLIM a mené au développement d'un réseau de neurones dédié à la combinaison cohérente. Contrairement à la majorité des réseaux de neurones de la littérature, il ne fait pas de recouvrement de phase mais de la correction de phase itérative. Ce choix a été motivé par les limites des approches de recouvrement de phase en terme de nombre de faisceaux. Il persistait tout de même une problématique liée au temps d'apprentissage, à cause du grand nombre de données à acquérir avec un grand nombre de faisceaux. Elle a été contournée par notre apprentissage spécifique par quasi-renforcement. Il implique l'utilisation d'une onde sonde mais nous avons montré qu'il était possible de se passer d'une telle onde externe et d'utiliser seulement les faisceaux à verrouiller, ce qui simplifie et réduit l'encombrement du montage optique de la voie d'analyse des phases à sa plus simple expression : une optique de courte focale, un diffuseur et une caméra.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus expérimentalement alors qu'actuellement, la grande majorité des études dans la littérature sont purement numériques. Nos résultats montrent que le réseau de neurones développé à XLIM peut être utilisé pour verrouiller un très grand nombre de faisceaux sur un jeu de phases cibles particulier déterminé lors de l'apprentissage. Nous l'avons en effet montré avec 100 faisceaux mis en phase avec une qualité de phasage de 96% sur une expérience de principe [164]. Un second réseau de neurones, le TANN, a été ajouté de manière originale afin de modifier les phases cibles en temps réel. Cela demande un apprentissage plus lourd lorsque le nombre de faisceaux est important, pas tant sur le temps de calcul mais sur la mémoire vive de la carte graphique nécessaire à l'optimisation du réseau de neurones. Finalement, ce double réseau de neurones a prouvé son efficacité expérimentalement en verrouillant sept amplificateurs fibrés sur n'importe quel jeu de phases cibles aléatoires avec une qualité de phasage de 93% en 6 itérations, soit une bande passante de plus de 1,5 kHz [166]. La reconfiguration du front d'onde de synthèse en temps réel a également été montrée, rendant cette architecture apte à la pré-compensation d'aberrations atmosphériques par exemple. Les performances de ce réseau de neurones sont identiques à celles obtenues avec la méthode PIM-PR et son algorithme de projections alternées.

Le réseau de neurones dédié à la combinaison cohérente présente toutefois un avantage. Le temps de calcul est bien plus faible comparé à celui de la méthode PIM-PR comme on peut le voir en Figure 124 [162]. En effet, alors que le réseau de neurones réalise un simple produit matriciel à chaque correction, la méthode PIM-PR utilise une boucle interne de projections alternées. Elle réalise plusieurs itérations par correction, avec des opérations mathématiques plus complexes. Si le temps de calcul d'une correction est plus rapide pour le réseau de neurones que pour la méthode PIM-PR, on a cependant obtenu les mêmes bandes passantes lors de l'asservissement des amplificateurs fibrés. Cela provient de la synchronisation relativement lente des différents éléments de la boucle d'asservissement, propre à ce montage.



(a) Time profile



(b) Iteration profile

Figure 124 : Evolution de la résolution d'un problème de correction de phase représenté sous forme temporelle (a) et en termes d'itérations (b) pour 16 faisceaux et 192 détecteurs [162]. Les courbes sont la moyenne des résultats issus de 100 tirages aléatoire de phase initiales. Les courbes bleue et orange représentent respectivement la qualité de phasage obtenue par le réseau de neurones et la méthode des projections alternées.

Conclusion générale

Mon manuscrit de thèse a rapporté mes travaux sur la combinaison cohérente active de faisceaux lasers en champ lointain dans une boucle d'optimisation opto-numérique. Ces travaux ont été réalisés dans le cadre d'une convention CIFRE avec l'entreprise CILAS et le laboratoire XLIM. Les méthodes que j'ai explorées ont eu pour objectif commun de verrouiller les phases des faisceaux amplifiés formant une pupille synthétique, sur des valeurs ajustables à la volée en vue de pré-compenser des aberrations liées à la propagation des faisceaux dans un milieu aberrant, tel que l'atmosphère.

Le premier chapitre de mon manuscrit s'est attaché en tout premier lieu à évaluer comment les différentes techniques de combinaison de faisceaux adressent la problématique de la montée en brillance des sources lasers. Pour cela, j'ai mis en lumière le gain en puissance et brillance dans le cadre de la combinaison incohérente et de la combinaison cohérente. Les techniques de combinaison incohérente reposent sur un principe de superposition des faisceaux pour additionner leur puissance. Cette superposition peut se faire directement sur une cible distante ou par un ou plusieurs éléments optiques combineurs. Si le gain en puissance est inchangé selon la technique employée, ce n'est pas le cas du gain en brillance. La combinaison spectrale se distingue par une augmentation de la brillance linéaire avec le nombre de faisceaux et a permis d'obtenir une puissance combinée de 60 kW avec un réseau de 96 amplificateurs à fibre dopée ytterbium [28]. Ces techniques sont essentiellement limitées par les éléments optiques combineurs qui doivent supporter toute la puissance combinée. Aussi, j'ai détaillé le principe de la combinaison cohérente pour s'affranchir des limites de la combinaison incohérente. La mise en œuvre de la combinaison cohérente est plus compliquée car nécessite une boucle de rétroaction pour contrôler les phases des faisceaux afin de garantir un faisceau combiné à forte brillance. La combinaison cohérente en champ proche permet également d'atteindre un gain en brillance qui évolue de façon linéaire avec le nombre de faisceaux combinés mais présente les mêmes limites que la combinaison spectrale. En revanche, la combinaison cohérente en champ lointain ne présente pas cette limite car les faisceaux sont disjoints en champ proche et combinés en champ lointain, sur cible. C'est cette méthode qui a permis la combinaison de lasers solides Nd:YAG pour obtenir une puissance combinée de 100 kW [34] ou encore la combinaison d'un nombre record de 107 lasers à fibre [35]. De plus, il est possible, par le contrôle individuel des phases des faisceaux, de configurer à la demande le front d'onde de la pupille synthétique formée par les éléments du réseau afin de pré-compenser les aberrations du milieu traversé avant d'atteindre la cible. C'est cette architecture qui a donc été préférée dans le cadre de mes travaux de thèse. J'ai ensuite réalisé un état de l'art des méthodes les plus référencées de la littérature. On retrouve des techniques pour lesquelles la correction des phases se fait en une seule étape alors que d'autres procèdent de manière itérative. Des méthodes peuvent présenter une certaine complexité dans la gestion électronique des signaux (marquage en fréquence, démodulation du signal mesuré, ...). Pour d'autres méthodes, la complexité se reporte sur la gestion numérique des données à l'aide d'algorithmes d'optimisation par exemple (SPGD, projections alternées, ...). J'ai ensuite identifié les contraintes de la combinaison cohérente sur une cible distante avec le besoin de moduler le front d'onde en temps réel. La majorité des expériences reposent sur des architectures incluant la cible dans la boucle de rétroaction. Cette spécificité amène deux challenges majeurs liés à la difficulté de récupérer un signal analysable quel que soit le type de cible (coopérative ou non) et à la nécessité de gérer le retard dû à la propagation accumulé

par ce signal retour depuis à cible. Avec une cible coopérative et en gérant ces retards, 21 faisceaux ont été combinés sur une distance de 7 km dans une atmosphère turbulente [103].

Le deuxième chapitre constitue la première partie de mon travail de thèse et est dédié à la méthode de mise en phase PIM-PR (Phase Intensity Mapping with Phase Retrieval) initiée à XLIM lors des travaux de thèse de Jérémie Saucourt. J'ai d'abord rappelé le principe de cette méthode qui repose sur une boucle d'optimisation opto-numérique incluant un module de transcription des phases en intensités avec un élément diffusant : le champ de speckle formé en sortie du milieu diffusant porte des informations sur les relations de phase des faisceaux. Il a été montré que le caractère aléatoire de la matrice de transmission du module d'analyse des phases ainsi constitué permet d'accélérer la convergence de l'algorithme de projections alternées au cœur de la méthode PIM-PR. Cette matrice est mesurée expérimentalement par une méthode appelée PIM-TMR (Phase Intensity Mapping for Transfer Matrix Retrieval) utilisant un algorithme de recouvrement de phase. Les travaux de Jérémie Saucourt ont eu notamment pour objectif d'identifier les paramètres clés et les conditions de mise en œuvre du module d'analyse des phases. En particulier, le nombre de données d'intensité prélevées dans le champ de speckle doit être au moins égal à quatre fois le nombre de faisceaux. La méthode a été validée en réalisant la combinaison cohérente de 100 faisceaux sur une expérience de principe avec une erreur résiduelle inférieure à $\lambda/20$. Il s'agit d'une des rares démonstrations expérimentales combinant un aussi grand nombre de faisceaux. Cependant, cette démonstration a été faite sur un banc modèle fabriquant une matrice de faisceaux dont les phases modulables sont statiques et connues. Dans un système réaliste où les rayonnements sont issus d'amplificateurs fibrés, les relations de phase sont inconnues et subissent des variations à des fréquences de l'ordre du kilohertz. Mes travaux ont consisté à valider la méthode de mise en phase PIM-PR sur un système laser réel comportant sept amplificateurs à fibre dopée ytterbium de puissance nominale 5 watts disposés en parallèle. Dans cette configuration incrémentée par rapport au banc modèle, la mesure de la matrice de transmission du module d'analyse des phases nécessite une onde sonde externe qui doit reproduire aussi fidèlement que possible le réseau de faisceaux. Dans la phase de conception de l'architecture laser multivoies, j'ai eu à explorer l'impact d'une mesure erronée de cette matrice sur les performances de la mise en phase. J'ai ainsi montré par une expérience de principe sur un banc modèle qu'en augmentant le nombre de détecteurs ponctuels dans le champ de speckle, il était possible de relâcher les contraintes de fidélité sur la mesure de la matrice de transmission. L'étude sur l'expérience de principe a également révélé que la prise de données intensimétriques dans le champ de speckle pouvait se faire selon une distribution 1D, bien que les faisceaux éclairant le milieu diffusant soient disposés selon un arrangement 2D. Ainsi, il est possible d'utiliser une caméra 1D dont le faible temps d'acquisition comparativement aux caméras standard 2D permet d'accélérer la récupération des mesures intensimétriques et donc de réduire le temps de correction de phases. Sur la base de ces adaptations, j'ai ainsi démontré le verrouillage des phases de six amplificateurs à fibre dopée ytterbium par la méthode PIM-PR vers n'importe quel état cible avec une erreur résiduelle de phase de $\lambda/16$ et une bande passante d'environ 2 kHz [119]. Mon manuscrit détaille ensuite une évolution apportée au banc expérimental qui permet de réduire l'erreur de mesure effectuée sur la matrice de transmission en s'affranchissant de l'onde sonde externe. J'ai détourné le principe du verrouillage en phase par SPGD (stochastic parallel gradient descent) pour fabriquer un état de phase de référence à partir duquel on applique des consignes de phase aléatoires et connues de façon à fabriquer un ensemble de couples phases-intensités. Ces couples alimentent l'algorithme de recouvrement de phase par projection alternées PIM-

TMR qui calcule la matrice de transmission du module d'analyse des phases. Ainsi les faisceaux sondes utilisés pour la mesure de la matrice de transmission sont les faisceaux lasers eux-mêmes ce qui réduit significativement les erreurs de mesure. Les performances de la mise en phase par la méthode PIM-PR ont alors été améliorées, les phases de sept amplificateurs fibrés ont été verrouillées avec une erreur résiduelle de phase de $\lambda/20$ en seulement six itérations, soit une bande passante proche de 2 kHz. J'ai également implémenté cette méthode de mise en phase sur une maquette comportant une pupille de grande dimension (> 10 cm) dans le cadre du projet TALOS obtenu auprès de l'Agence Européenne de Défense et porté par CILAS. Pour s'affranchir d'optiques de grandes dimensions et éviter un allongement du système d'analyse le rendant plus sensible aux perturbations atmosphériques, nous avons réalisé une voie de réduction pupillaire par fibre optique stabilisée en phase servant de point d'entrée au module de transcription phase-intensité par milieu diffusant. Une boucle d'optimisation par SPGD sans contrainte de bande passante réalise, lors d'une étape de calibration, la correction des différents biais de pistons dus aux différences de trajets optiques entre la voie d'analyse (depuis le système de réduction pupillaire) et la voie laser utile. Avec cette architecture à réduction pupillaire, j'ai démontré la mise en phase d'un réseau de lasers de section supérieure à 100 cm^2 . L'erreur de phase résiduelle reste du même ordre de grandeur ($\lambda/20$) que celle obtenue dans la première partie de l'étude pour lesquelles les dimensions de la pupille de 1 mm^2 étaient standards. On notera que la montée en puissance des lasers combinés de façon cohérente amène la problématique de la gestion des pupilles de grande taille. Le module de report de phase par réduction pupillaire pourrait tout à fait être intégré dans les architectures de mise en phase, autres que la méthode PIM-PR expérimentée dans ces travaux de thèse.

La deuxième partie de mes travaux de thèse décrite dans le chapitre 3 a eu pour objectif d'explorer les nouvelles approches d'optimisation par réseaux de neurones qui commencent à investir le contexte de la combinaison cohérente. Après avoir décrit le principe des réseaux de neurones qui repose sur des méthodes d'apprentissage automatique (machine learning) ainsi que les grandes classes d'apprentissage, j'ai effectué un état de l'art des récents travaux (depuis 2019) sur la combinaison cohérente par réseaux de neurones. On retrouve principalement des réseaux de neurones qui ont appris à faire de la correction de phase en une étape (recouvrement de phase). Ces différentes études, majoritairement numériques, pointent une limitation en nombre de faisceaux qui est d'environ une dizaine. Au-delà, ces réseaux de neurones sont implémentés dans des méthodes hybrides qui demandent tout de même un nombre important d'itérations. En parallèle, l'apprentissage par renforcement a été exploré afin d'apprendre un réseau de neurones à faire de la correction de phase itérative sans passer par des méthodes hybrides. La complexité, avec l'augmentation en nombre de faisceaux, provient cette fois-ci du très grand nombre de données à produire pour la phase d'entraînement. Mes travaux de thèse, en collaboration avec Maksym Shpakovych, un doctorant mathématicien, ont ici consisté à adresser cette problématique en développant spécifiquement un réseau de neurones. On s'est inspiré de l'apprentissage par renforcement en ajoutant une spécificité qui permet de réduire considérablement le nombre de données et le temps d'apprentissage. Il s'agit de mettre à jour les paramètres du réseau de neurones d'après l'erreur de phase réalisée à chaque correction du réseau de neurones. La connaissance de cette erreur de phase est possible grâce à l'utilisation d'une onde sonde (phases connues et contrôlables). Expérimentalement, la transformation physique réalisée par le système d'analyse des phases est modélisée par une matrice de transmission mesurée (par méthode PIM-TMR, comme précédemment) qui permet de générer numériquement les

données d'apprentissage. L'apprentissage peut alors être opéré très rapidement (< 1 min) sur un système laser où les phases peuvent évoluer dynamiquement. Ce réseau de neurones a permis la mise en phase de 100 faisceaux sur une expérience de principe avec une erreur résiduelle de phase de $\lambda/30$ [164]. La problématique de cet apprentissage est qu'il n'adresse qu'un jeu de phases cibles particulier. Un nouvel apprentissage doit être effectué pour verrouiller les phases vers un nouvel état cible. Il ne répond pas aux besoins des applications à énergie dirigée, qui demandent un façonnage du front d'onde en temps réel. C'est pourquoi on a implémenté un deuxième réseau de neurones qui a la tâche de modifier les paramètres du réseau de neurones principal, en temps réel, en fonction des phases cibles de consigne lors de l'asservissement. La durée de la phase d'apprentissage, qui explore maintenant les phases cibles sur un intervalle $[-\pi, +\pi]$, est de l'ordre de la minute malgré un nombre de données plus important. L'utilisation de ces deux réseaux de neurones imbriqués a permis de verrouiller les phases de sept amplificateurs fibrés vers n'importe quel état cible avec une erreur résiduelle de phase de $\lambda/20$ et une bande passante de plus de 1,5 kHz [166]. A notre connaissance, ces expériences constituent des records en nombre de faisceaux combinés de manière cohérente par une approche neuronale. Par ailleurs, nous avons validé le principe de mise en phase par réseau de neurones par des démonstrations expérimentales sur une chaîne laser réelle, alors que l'on retrouve en majorité des simulations numériques dans la littérature.

Une perspective des travaux menés pendant ma thèse est de gérer également le terme d'ordre 1 de la phase (tip-tilt) pour chaque élément du réseau de lasers afin de pouvoir faire du suivi de cible distante par exemple ou encore de la mise en forme de l'éclairement en champ lointain. La difficulté actuelle avec la méthode PIM-PR provient du dispositif d'analyse des phases qui intègre un diffuseur : sa matrice de transmission est sensible aux variations de pointé des faisceaux. En présence de tip-tilt, la transcription des phases du réseau de faisceaux en intensités par le module optique n'est plus conforme à la transcription faite dans l'algorithme PIM-PR qui utilise la matrice mesurée en incidence normale. Par conséquent, avec les architectures de mise en phase déployant un module d'analyse des phases placé en aval des actuateurs de pointé, il devient nécessaire de faire évoluer la méthode pour tenir compte de ces nouvelles contraintes. Une piste à étudier est celles des réseaux de neurones qui reposent sur des formalismes mathématiques non conventionnels. A partir de données d'apprentissage incluant du tip-tilt, l'entraînement pourrait permettre au réseau de neurones à réaliser la correction de phase en piston et en tip-tilt. Cependant, à cause de la taille des paramètres du réseau de neurones, qui augmente déjà considérablement avec la prise en compte des phases cibles, la méthode étudiée pendant ma thèse serait très limitée en nombre de faisceaux. Il faudrait certainement envisager d'explorer une nouvelle architecture de réseau de neurones.

Concernant un autre aspect, avant mes travaux de thèse, la transcription phase-intensité par milieu diffusant nécessitait de fabriquer une onde sonde à phase maîtrisée de même section que le réseau de lasers illuminant le module d'analyse des phases pour venir mesurer sa matrice de transmission. Bien que cette sonde ne nécessite pas d'être cohérente avec le réseau de lasers contrairement aux méthodes interférométriques, elle devait respecter les mêmes exigences en terme de qualité de front d'onde. Ma thèse a montré qu'il était possible de s'affranchir de cette onde sonde ce qui ouvre la voie à la possibilité de faire l'analyse des phases directement sur la grande dimension sans utilisation d'un système de réduction pupillaire à report de phase et avec un encombrement réduit en focalisant l'ensemble des

faisceaux sur le milieu diffusant. Les deux méthodes de mise en phase par réseau de neurones ou par PIM-PR restent compatibles avec cette évolution du montage.

Références bibliographiques

- 1** - K.D. Hachfeld, "Laser-beam quality and brightness in industrial applications." In: Belforte, D., Levitt, M. (eds) *The Industrial Laser Handbook*. Springer, New York, NY, p. 48-54 (1992) https://doi.org/10.1007/978-1-4612-2882-0_4
- 2** - J. Alvarez, J. Fernández-Tobias, K. Mima, S. Nakai, S. Kar, Y. Kato, and J.M. Perlado, "Laser driven neutron sources: characteristics, applications and prospects." *Physics Procedia*, 60, p. 29-38 (2014).
- 3** - J.X. Jiao, J.M. Shaw, T. Wang, X.M. Wang, H. Tsai, P. Poth, I. Pomerantz, L.A. Labun, T. Toncian, M.C. Downer and B.M. Hegelich, "A tabletop, ultrashort pulse photoneutron source driven by electrons from laser wakefield acceleration." *Matter and Radiation at Extremes*, 2(6), p. 296-302 (2017).
- 4** - D. Cornwell, "Space-based laser communications break threshold." *Optics and Photonics News*, 27(5), p. 24-31 (2016).
- 5** - M.C. Achtelik, J. Stumpf, D. Gurdan, and K.M. Doth, "Design of a flexible high performance quadcopter platform breaking the MAV endurance record with laser power beaming." *2011 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. IEEE, p. 5166-5172 (2011).
- 6** - P. Bourdon. "Technologies laser pour applications militaires." *Optique / photonique*. UNIVERSITE PARIS SUD, FACULTE DES SCIENCES D'ORSAY (2016).
- 7** - J. Hecht, "Ray guns get real", *IEEE Spectrum*, 46(7), p. 28-33 (2009). doi: 10.1109/MSPEC.2009.5109449.
- 8** - L. Innocenti, T. Soares, J. Delaval, and A. Rinalducci, "ESA clean space initiative." *Safety is Not an Option, Proceedings of the 6th IAASS Conference*, 715 (2013).
- 9** - Q. Wen, L. Yang, S. Zhao, Y. Fang, Y. Wang, and R. Hou, "Impacts of orbital elements of space-based laser station on small scale space debris removal." *Optik*, 154, p. 83-92 (2018).
- 10** - Y. Tsuda, O. Mori, R. Funase, H. Sawada, T. Yamamoto, T. Saiki, T. Endo and J.I. Kawaguchi, "Flight status of IKAROS deep space solar sail demonstrator." *Acta astronautica*, 69(9-10), p. 833-840 (2011).
- 11** - K.L. Parkin, "The breakthrough starshot system model." *Acta astronautica*, 152, p. 370-384 (2018).
- 12** - U. Brauch, C. Röcker, T. Graf and M.A. Ahmed, "High-power, high-brightness solid-state laser architectures and their characteristics." *Appl. Phys. B* 128, 58 (2022). <https://doi.org/10.1007/s00340-021-07736-0>
- 13** - T. Schreiber, A. Tünnermann and A. Thos, "High-power, single-mode fiber lasers advance" *Laser Focus World*. 53(6), p. 37-42. (2017)
- 14** - R. G. Smith, "Optical Power Handling Capacity of Low Loss Optical Fibers as Determined by Stimulated Raman and Brillouin Scattering", *Appl. Opt.* 11, p. 2489-2494 (1972).
- 15** - E. Lichtman, R. G. Waarts and A. A. Friesem, "Stimulated Brillouin scattering excited by a modulated pump wave in single-mode fibers", *Journal of Lightwave Technology*, 7(1), p. 171-174 (1989). doi: 10.1109/50.17750.

- 16** - M. N. Zervas and C. A. Codemard, "High Power Fiber Lasers: A Review," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 20(5), p. 219-241 (2014). doi: 10.1109/JSTQE.2014.2321279.
- 17** - B. Leconte, L. Bigot, P. Roy, R. Jamier, R. Dauliat, M.A. Malleville, Y. Quiquempois, H. El Hamzaoui et O. Vanvincq, "Lasers de forte puissance: vers l'avènement de fibres optiques à aire effective extrême." *Photoniques* 99, p. 23-27 (2019).
- 18** - C. Jauregui, C. Stihler and J. Limpert, "Transverse mode instability." *Advances in Optics and Photonics* 12(2), p. 429-484 (2020).
- 19** - B. Ward, C. Robin and I. Dajani, "Origin of thermal modal instabilities in large mode area fiber amplifiers," *Opt. Express* 20, p. 11407-11422 (2012).
- 20** - B. Yang, P. Wang, H. Zhang, X. Xi, C. Shi, X. Wang and X. Xu, "6 kW single mode monolithic fiber laser enabled by effective mitigation of the transverse mode instability," *Opt. Express* 29, p. 26366-26374 (2021).
- 21** - T. Y. Fan, "Laser beam combining for high-power, high-radiance sources," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 11(3), p. 567-577 (2005). doi: 10.1109/JSTQE.2005.850241.
- 22** - A.E. Siegman "Defining, measuring, and optimizing laser beam quality", *Laser Resonators and Coherent Optics: Modeling, Technology, and Applications* 1868, p. 2-12 (1993). <https://doi.org/10.1117/12.150601>
- 23** - H. Fathi, M. Närhi and R. Gumenyuk, "Towards Ultimate High-Power Scaling: Coherent Beam Combining of Fiber Lasers." *Photonics*, 8(12), p. 566 (2021). <https://doi.org/10.3390/photonics8120566>
- 24** - "MBDA Germany demonstrates 40 kW laser gun", *Optics website* (2012). optics.org/news/3/9/21
- 25** - R. Protz, J. Zoz, F. Geidek, S. Dietrich and M. Fall, "High-power beam combining: a step to a future laser weapon system", in *High-Power Lasers 2012: Technology and Systems*, 8547 (2012). doi:10.1117/12.978844
- 26** - C. Lei, Y. Gu, Z. Chen, Z. Wang, P. Zhou, Y. Ma, H. Xiao, J. Leng, X. Wang, J. Hou, X. Xu, J. Chen, and Z. Liu, "Incoherent beam combining of fiber lasers by an all-fiber 7 × 1 signal combiner at a power level of 14 kW," *Opt. Express* 26, p. 10421-10427 (2018).
- 27** - E. A. Shcherbakov, V. V. Fomin, A. A. Abramov, A. A. Ferin, D. V. Mochalov, and V. P. Gapontsev, "Industrial grade 100 kW power CW fiber laser," *Advanced Solid-State Lasers Congress*, Optica Publishing Group, p. ATh4A.2 (2013).
- 28** - E. Honea, R.S. Afzal, M. Savage-Leuchs, J. Henrie, K. Brar, N. Kurz, D. Jander, N. Gitkind, D. Hu, C. Robin, A.M. Jones, R. Kasinadhuni, and R. Humphreys "Advances in fiber laser spectral beam combining for power scaling", *Components and Packaging for Laser Systems II*, SPIE 9730, p. 181-189 (2016). <https://doi.org/10.1117/12.2214237>
- 29** - Q. Du, D. Wang, T. Zhou, D. Li, and R. Wilcox, "Characterization and Control of 81-beam Diffractive Coherent Combining," *Advanced Solid State Lasers*, Optica Publishing Group, p. ATu4A-5 (2020).
- 30** - M. Müller, C. Aleshire, A. Klenke, E. Haddad, F. Légaré, A. Tünnermann, and J. Limpert, "10.4 kW coherently combined ultrafast fiber laser," *Opt. Lett.* 45, p. 3083-3086 (2020).

- 31** - A. Flores, I. Dajani, R. H. Holten, T. Ehrenreich, and B. T. Anderson "Multi-kilowatt diffractive coherent combining of pseudorandom-modulated fiber amplifiers," *Optical Engineering* 55(9), p. 096101 (2016). <https://doi.org/10.1117/1.OE.55.9.096101>
- 32** - F. Jeux, "Mise en phase de lasers à fibre par auto-organisation : nouvelle architecture pour la montée en puissance", manuscrit de thèse, Université de Limoges, 2013.
- 33** - A. Brignon, J. Bourderionnet, C. Bellanger, J. Primot, "Collective Techniques for Coherent Beam Combining of Fiber Amplifiers", *Coherent Laser Beam Combining*, p. 137-165 (2013). doi :10.1002/9783527652778.ch05.
- 34** - S. J. McNaught, C. P. Asman, H. Injeyan, A. Jankevics, A.M.F. Johnson, G.C. Jones, H. Komine, J. Machan, J. Marmo, M. McClellan, R. Simpson, J. Sollee, M.M. Valley, M. Weber, and S.B. Weiss, "100-kW Coherently Combined Nd:YAG MOPA Laser Array," *Frontiers in Optics*, Optical Society of America, p. FThD2 (2009).
- 35** - H. Chang, Q. Chang, J. Xi, T. Hou, R. Su, P. Ma, J. Wu, C. Li, M. Jiang, Y. Ma, and P. Zhou, "First experimental demonstration of coherent beam combining of more than 100 beams," *Photon. Res.* 8, p. 1943-1948 (2020).
- 36** - E. Shekel, Y. Vidne, and B. Urbach "16kW single mode CW laser with dynamic beam for material processing", *Fiber Lasers XVII: Technology and Systems*, SPIE 11260, p. 1126021 (2020). <https://doi.org/10.1117/12.2545900>
- 37** - H. Bruesselbach, S. Wang, M. Minden, D.C. Jones, and M. Mangir, "Power-scalable phase-compensating fiber-array transceiver for laser communications through the atmosphere," *J. Opt. Soc. Am. B* 22, p. 347-353 (2005).
- 38** - D.C. Jones, A.M. Scott, S. Clark, C. Stace, and R.G. Clarke "Beam steering of a fiber-bundle laser output using phased array techniques", *Fiber Lasers: Technology, Systems, and Applications*, SPIE 5335, (2004). <https://doi.org/10.1117/12.541422>
- 39** - H. Jia, J. Zuo, Q. Bao, C. Geng, A. Tang, Y. Luo, Z. Li, J. Jiang, F. Li, F. Zou, X. Yang, Z. Pan, J. Jiang, J. Ren and X. Li, "Discussion on phase ambiguity and multiple beam generation in coherent beam combining system." *arXiv preprint arXiv:2111.12287* (2021).
- 40** - H.L. Jiang, L. Jiang, Y.S. Song, L.X. Meng, Q. Fu, Y. Hu, L.Z. Zhang and X.N. Yu, "Research of optical and APT technology in one-point to multi-point simultaneous space laser communication system," *Chinese Journal of Lasers* 42(4), p. 0405008 (2015).
- 41** - V. Kermène, A. Desfarges-Berthelemot and A. Barthélémy, "Self-Organized Fiber Beam Combining." *Coherent Laser Beam Combining*, p. 345-370 (2013). <https://doi.org/10.1002/9783527652778.ch11>
- 42** - D.V. Vysotsky and A.P. Napartovich, "Coherent beam combining in optically coupled laser arrays." *Quantum Electron* 49, p. 989–1007 (2019).
- 43** - H.J. Kong, J.W. Yoon, J.S. Shin, and D.H. Beak , "Long-term stabilized two-beam combination laser amplifier with stimulated Brillouin scattering mirrors", *Appl. Phys. Lett.* 92, p. 021120 (2008). <https://doi.org/10.1063/1.2831659>
- 44** - J. Cao, J. Hou, Q. Lu, and X. Xu, "Numerical research on self-organized coherent fiber laser arrays with circulating field theory," *J. Opt. Soc. Am. B* 25, p. 1187-1192 (2008).
- 45** - W. Chang, T. Wu, H.G. Winful, and A. Galvanauskas, "Array size scalability of passively coherently phased fiber laser arrays," *Opt. Express* 18, p. 9634-9642 (2010).

- 46** - G. Mourou, B. Brocklesby, T. Tajima and J. Limpert, "The future is fibre accelerators", *Nature Photonics* 7, p. 258-261 (2013).
- 47** - C. D. Nabors, "Effects of phase errors on coherent emitter arrays," *Appl. Opt.* 33, p. 2284-2289 (1994).
- 48** - M. Antier, J. Bourderionnet, C. Larat, E. Lallier, E. Lenormand, J. Primot and A. Brignon, "kHz closed loop interferometric technique for coherent fiber beam combining." *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 20(5), p. 182-187 (2014).
- 49** - I. Fsaifes, L. Daniault, S. Bellanger, M. Veinhard, J. Bourderionnet, C. Larat, E. Lallier, E. Durand, A. Brignon, and J.C. Chanteloup "Coherent beam combining of 61 femtosecond fiber amplifiers." *Optics Express*, 28(14), p. 20152-20161 (2020).
- 50** - G.D. Goodno, C.P. Asman, J. Anderegg, S. Brosnan, E.C. Cheung, D. Hammons, H. Injeyan, H. Komine, W.H. Long, M. McClellan, S.J. McNaught, S. Redmond, R. Simpson, J. Sollee, M. Weber, S.B. Weiss and M. Wickham. "Brightness-Scaling Potential of Actively Phase-Locked Solid-State Laser Arrays," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 13(3), p. 460-472, (2007). doi: 10.1109/JSTQE.2007.896618
- 51** - E.C. Cheung, J.G. Ho, G.D. Goodno, R.R. Rice, J. Rothenberg, P. Thielen, M. Weber, and M. Wickham, "Diffractive-optics-based beam combination of a phase-locked fiber laser array," *Opt. Lett.* 33, p. 354-356 (2008).
- 52** - J. Anderegg, S. Brosnan, E. Cheung, P. Epp, D. Hammons, H. Komine, M. Weber and M. Wickham, "Coherently Coupled HighPower Fiber Arrays." *Fiber Lasers III: Technology, Systems and Applications*, SPIE 6102, p. 202-206 (2006).
- 53** - T. R. O'Meara, "The multidither principle in adaptive optics," *J. Opt. Soc. Am.* 67, p. 306-315 (1977).
- 54** - B. Pulford, "LOCSET phase locking: operation, diagnostics, and applications", manuscript de thèse, University of New Mexico (2011).
- 55** - P.A. Thielen, J.G. Ho, D.A. Burchman, G.D. Goodno, J.E. Rothenberg, M.G. Wickham, A. Flores, C.A. Lu, A. Pulford, C. Robin, A.D. Sanchez, D. Hult, and K.B. Rowland, "Two-dimensional diffractive coherent combining of 15 fiber amplifiers into a 600 W beam," *Opt. Lett.* 37, p. 3741-3743 (2012).
- 56** - S.J. McNaught, P.A. Thielen, L.N. Adams, J.G. Ho, A.M. Johnson, J.P. Machan, J.E. Rothenberg, C.C. Shih, D.M. Shimabukuro, M.P. Wacks, M.E. Weber and G.D. Goodno. "Scalable Coherent Combining of Kilowatt Fiber Amplifiers Into a 2.4-kW Beam," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 20(5), p. 174-181, (2014). doi: 10.1109/JSTQE.2013.2296771.
- 57** - A. Klenke, M. Müller, H. Stark, A. Tünnermann, and J. Limpert, "Sequential phase locking scheme for a filled aperture intensity coherent combination of beam arrays," *Opt. Express* 26, p. 12072-12080 (2018).
- 58** - A. Flores, T. M. Shay, C. A. Lu, C. Robin, B. Pulford, A. D. Sanchez, D. W. Hult, and K. B. Rowland, "Coherent beam combining of fiber amplifiers in a kW regime," *CLEO:2011 - Laser Applications to Photonic Applications*, Optica Publishing Group, p. CFE3 (2011). doi: 10.1364/CLEO_SI.2011.CFE3.

- 59** - B. Toulon, G. Vincent, R. Haïdar, N. Guérineau, S. Collin, J.L. Pelouard, and J. Primot, "Holistic characterization of complex transmittances generated by infrared sub-wavelength gratings," *Opt. Express* 16, p. 7060-7070 (2008).
- 60** - S. Mousset, C. Rouyer, G. Marre, N. Blanchot, S. Montant, and B. Wattellier, "Piston measurement by quadriwave lateral shearing interferometry," *Opt. Lett.* 31, p. 2634-2636 (2006).
- 61** - C. Bellanger, B. Toulon, J. Primot, L. Lombard, J. Bourderionnet, and A. Brignon, "Collective phase measurement of an array of fiber lasers by quadriwave lateral shearing interferometry for coherent beam combining," *Opt. Lett.* 35, p. 3931-3933 (2010).
- 62** - J. Bourderionnet, C. Bellanger, J. Primot, and A. Brignon, "Collective coherent phase combining of 64 fibers," *Opt. Express* 19, p. 17053-17058 (2011).
- 63** - M. Takeda, H. Ina, and S. Kobayashi, "Fourier-transform method of fringe-pattern analysis for computer-based topography and interferometry," *J. Opt. Soc. Am.* 72, p. 156-160 (1982).
- 64** - M. Deprez, C. Bellanger, L. Lombard, B. Wattellier, and J. Primot, "Piston and tilt interferometry for segmented wavefront sensing," *Opt. Lett.* 41, p. 1078-1081 (2016).
- 65** - M. Deprez, B. Wattellier, C. Bellanger, L. Lombard, and J. Primot, "Phase measurement of a segmented wave front using PISTon and TILt interferometry (PISTIL)," *Opt. Express* 26, p. 5212-5224 (2018).
- 66** - B. Rouze, J. Primot, P. Lanzoni, F. Zamkotsian, F. Tache, and C. Bellanger, "High-dynamic range segmented mirror metrology by two-wavelength PISTIL interferometry: demonstration and performance," *Opt. Express* 28, p. 32415-32425 (2020).
- 67** - B. Rouzé, J. Primot, F. Zamkotsian, P. Lanzoni, and C. Bellanger "PISTIL interferometry: a modular, plug-and-play metrology mean for diagnosis of coherently combined laser arrays", *Fiber Lasers XVIII: Technology and Systems*, SPIE 11665, p. 268-277 (2021).
<https://doi.org/10.1117/12.2582509>
- 68** - Y. Ma, P. Zhou, X. Wang, H. Ma, X. Xu, L. Si, Z. Liu, and Y. Zhao, "Coherent beam combination with single frequency dithering technique," *Opt. Lett.* 35, p. 1308-1310 (2010).
- 69** - Y. Ma, X. Wang, J. Leng, H. Xiao, X. Dong, J. Zhu, W. Du, P. Zhou, X. Xu, L. Si, Z. Liu, and Y. Zhao, "Coherent beam combination of 1.08 kW fiber amplifier array using single frequency dithering technique," *Opt. Lett.* 36, p. 951-953 (2011).
- 70** - P. Ma, P. Zhou, Y. Ma, R. Su and Z. Liu, "Coherent Polarization Beam Combining of Four High-Power Fiber Amplifiers Using Single-Frequency Dithering Technique," *IEEE Photonics Technology Letters*, 24(12), p. 1024-1026 (2012). doi: 10.1109/LPT.2012.2194139.
- 71** - M. Jiang, R. Su, Z. Zhang, Y. Ma, X. Wang, and P. Zhou, "Coherent beam combining of fiber lasers using a CDMA-based single-frequency dithering technique," *Appl. Opt.* 56, p. 4255-4260 (2017).
- 72** - M. A. Vorontsov, G. W. Carhart, and J. C. Ricklin, "Adaptive phase-distortion correction based on parallel gradient-descent optimization," *Opt. Lett.* 22, p. 907-909 (1997).

- 73** - M. A. Vorontsov and V. P. Sivokon, "Stochastic parallel-gradient-descent technique for high-resolution wave-front phase-distortion correction," *J. Opt. Soc. Am. A* 15, p. 2745-2758 (1998).
- 74** - P. Zhou, Z. Liu, X. Wang, Y. Ma, H. Ma, X. Xu and S. Guo, "Coherent Beam Combining of Fiber Amplifiers Using Stochastic Parallel Gradient Descent Algorithm and Its Application," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 15(2), p. 248-256 (2009). doi: 10.1109/JSTQE.2008.2010231.
- 75** - K.J. Creedon, S.M. Redmond, G.M. Smith, L.J. Missaggia, M.K. Connors, J.E. Kinsky, T.Y. Fan, G.W. Turner, and A. Sanchez-Rubio, "High efficiency coherent beam combining of semiconductor optical amplifiers," *Opt. Lett.* 37, p. 5006-5008 (2012).
- 76** - M. Vorontsov, J. Riker, G. Carhart, V.S.R. Gudimetla, L. Beresnev, T. Weyrauch, and L.C. Roberts Jr., "Deep turbulence effects compensation experiments with a cascaded adaptive optics system using a 3.63 m telescope," *Appl. Opt.* 48, p. A47-A57 (2009).
- 77** - T. Weyrauch and M.A. Vorontsov, "Atmospheric compensation with a speckle beacon in strong scintillation conditions: directed energy and laser communication applications," *Appl. Opt.* 44, p. 6388-6401 (2005).
- 78** - D. Che, Y. Li, Y. Wu, J. Song and T. Wang, "Theory of AdmSPGD algorithm in fiber laser coherent synthesis," *Optics Communications*, 492, p. 126953 (2021). <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2021.126953>.
- 79** - J. Song, Y. Li, D. Che, J. Guo, T. Wang, "Coherent beam combining based on the SPGD algorithm with a momentum term," *Optik*, 202, p. 163650 (2020). <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2019.163650>.
- 80** - S. Redmond, K. Creedon, T.Y. Fan, A. Sanchez-Rubio, C. Yu, and J. Donnelly, "Active Coherent Combination Using Hill Climbing-Based Algorithms for Fiber and Semiconductor Amplifiers". *Coherent Laser Beam Combining*, p. 103-136 (2013). <https://doi.org/10.1002/9783527652778.ch04>
- 81** - P. Ma, H. Chang, Y. Ma, R. Su, Y. Qi, H. Wu, C. Li, J. Long, W. Lai, Q. Chang, T. Hou, P. Zhou, J. Zhou, "7.1 kW coherent beam combining system based on a seven-channel fiber amplifier array", *Optics & Laser Technology*, 140, p. 107016 (2021). <https://doi.org/10.1016/j.optlastec.2021.107016>.
- 82** - D. Kabeya, « Montée en brillance des réseaux de lasers à fibre : nouvelle approche par diagnostic à contraste de phase dans une boucle d'optimisation », manuscrit de thèse, Université de Limoges (2016).
- 83** - R. W. Gerchberg and W. O. Saxton, "A practical Algorithm for the Determination of Phase from Image and Diffraction Plane Pictures", *Optik*, 3(2), p.237-246 (1972).
- 84** - J. R. Fineup, "Phase retrieval algorithms: a comparison", *Appl. Opt.* 21(15), p.2758-2769 (1982).
- 85** - D. Kabeya, V. Kermene, M. Fabert, J. Benoist, A. Desfarges-Berthelemot, and A. Barthelemy, "Active coherent combining of laser beam arrays by means of phase-intensity mapping in an optimization loop," *Opt. Express* 23, p. 31059-31068 (2015).

- 86** - D. Kabeya, V. Kermène, M. Fabert, J. Benoist, J. Saucourt, A. Desfarges-Berthelemot, and A. Barthélémy, "Efficient phase-locking of 37 fiber amplifiers by phase-intensity mapping in an optimization loop," *Opt. Express* 25, p. 13816-13821 (2017).
- 87** - J. Saucourt « Montée en brillance des réseaux de lasers à fibre : nouvelle approche par diagnostic à contraste de phase dans une boucle d'optimisation. », manuscrit de thèse, Université de Limoges (2019).
- 88** - J. Saucourt, P. Armand, V. Kermène, A. Desfarges-Berthelemot and A. Barthélémy, "Random Scattering and Alternating Projection Optimization for Active Phase Control of a Laser Beam Array," *IEEE Photonics Journal*, 11(4), p. 1-9 (2019). doi: 10.1109/JPHOT.2019.2926859.
- 89** - J. Davis and W. J. Tango, "Measurement of the atmospheric coherence time," *Publ. Astron. Soc. Pac.* 108, p. 456–458 (1996).
- 90** - M.A. Vorontsov and V. Kolosov, "Target-in-the-loop beam control: basic considerations for analysis and wave-front sensing," *J. Opt. Soc. Am. A* 22, p. 126-141 (2005).
- 91** - H. Jing and Xiao Rui, "Phase-Locked Fibre Array for Coherent Combination and Atmosphere Aberration Compensation." *Chinese Physics Letters* 23(12), p. 3288 (2006).
- 92** - H. Bruesselbach, S. Wang, M. Minden, C. Jones, and M. Mangir, "Coherent Phase-locking of Seven Laser Transmitters on a 408 meter Outdoor Range," *Conference on Lasers and Electro-Optics/Quantum Electronics and Laser Science and Photonic Applications Systems Technologies*, Optica Publishing Group, p. CTuG5 (2005).
- 93** - B. Pulford, T. Shay, J. Baker, A. Flores, C. Robin, L. C. Vergien, C. Zeringue, D. Gallant, A. D. Sanchez, C. Lu, and A. Lucero, "Phase Locking an Array of Fiber Amplifiers onto a Remote Object," *Conference on Lasers and Electro-Optics* 2010, p. CThO5 (2010). doi: 10.1364/CLEO.2010.CThO5.
- 94** - B. Rouzé, L. Lombard, H. Jacqmin, A. Liméry, A. Durécu, and P. Bourdon, "Coherent beam combination of seven 1.5 μm fiber amplifiers through up to 1 km atmospheric turbulence: near- and far-field experimental analysis," *Appl. Opt.* 60, p. 8524-8533 (2021).
- 95** - P. Bourdon, H. Jacqmin, B. Augère, A. Durécu, D. Goular, B. Rouzé, R. Domel, D. Fleury, C. Planchat and L. Lombard, "Target-in-the-loop frequency-tagging coherent combining of 7 fiber lasers up to 1 km range". *Fiber Lasers XVIII: Technology and Systems*. SPIE 11665, p. 260-267 (2021).
- 96** - R. Tao, Y. Ma, L. Si, X. Dong, P. Zhou and Z. Liu, "Target-in-the-loop high-power adaptive phase-locked fiber laser array using single-frequency dithering technique". *Appl. Phys. B* 105, p. 285 (2011). <https://doi.org/10.1007/s00340-011-4692-z>
- 97** - Z. Liu, P. Zhou, X. Wang, Y. Ma, and X. Xu. "Kilowatt Coherent Beam Combining of High-Power Fiber Amplifiers Using Single-Frequency Dithering Techniques" *Coherent Laser Beam Combining*, p. 75-101 (2013).
- 98** - M.A. Vorontsov and G.W. Carhart, "Adaptive wavefront control with asynchronous stochastic parallel gradient descent clusters," *J. Opt. Soc. Am. A* 23, p. 2613-2622 (2006).
- 99** - T. Weyrauch and M. Vorontsov, "Free-space laser communications with adaptive optics: Atmospheric compensation experiments." *J Optic Comm Rep* 1, p. 355–379 (2004). <https://doi.org/10.1007/s10297-005-0033-5>

- 100** - M. A. Vorontsov and G. W. Carhart, Invention disclosure ARL No. 12-03 (U.S. Army Research Laboratory, 2011).
- 101** - T. Weyrauch, M.A. Vorontsov, G.W. Carhart, L.A. Beresnev, A.P. Rostov, E.E. Polnau, and J.J. Liu, "Experimental demonstration of coherent beam combining over a 7 km propagation path," *Opt. Lett.* 36, p. 4455-4457 (2011).
- 102** - M. Vorontsov, T. Weyrauch, S. Lachinova, T. Ryan, A. Deck, M. Gatz, V. Paramonov and G. Carhart, "Coherent Beam Combining and Atmospheric Compensation with Adaptive Fiber Array Systems." *Coherent Laser Beam Combining*, p. 167-191 (2013).
<https://doi.org/10.1002/9783527652778.ch06>
- 103** - T. Weyrauch, M. Vorontsov, J. Mangano, V. Ovchinnikov, D. Bricker, E. Polnau, and A. Rostov, "Deep turbulence effects mitigation with coherent combining of 21 laser beams over 7 km," *Opt. Lett.* 41, p. 840-843 (2016).
- 104** - F. Li, C. Geng, G. Huang, Y. Yang, X. Li and Q. Qiu, "Experimental Demonstration of Coherent Combining With Tip/Tilt Control Based on Adaptive Space-to-Fiber Laser Beam Coupling," *IEEE Photonics Journal*, 9(2), p. 1-12 (2017). doi: 10.1109/JPHOT.2017.2689786.
- 105** - T. Latychevskaia, "Phase retrieval methods applied to coherent imaging." *Advances in Imaging and Electron Physics*. 218, p. 1-62, Elsevier (2021).
- 106** - Y. Shechtman, Y. C. Eldar, O. Cohen, H. N. Chapman, J. Miao and M. Segev, "Phase Retrieval with Application to Optical Imaging: A contemporary overview," *IEEE Signal Processing Magazine*, 32(3), p. 87-109 (2015). doi: 10.1109/MSP.2014.2352673.
- 107** - J. Dong, L. Valzania, A. Maillard, T.A. Pham, S. Gigan and M. Unser, "Phase Retrieval: From Computational Imaging to Machine Learning." *arXiv preprint arXiv:2204.03554* (2022).
- 108** - J.R. Fienup, "Phase retrieval algorithms: a personal tour [Invited]," *Appl. Opt.* 52, p. 45-56 (2013).
- 109** - V. Elser, T.Y. Lan, and T. Bendory, "Benchmark Problems for Phase Retrieval", *SIAM Journal on Imaging Sciences*, 11(4), p. 2429-2455 (2018).
- 110** - C. Roddier and F. Roddier. "Combined approach to the Hubble Space Telescope wave-front distortion analysis." *Applied optics*, 32(16), p. 2992-3008 (1993).
- 111** - J.R. Fienup, J.C. Marron, T.J Schulz and J.H. Seldin, "Hubble Space Telescope characterized by using phase-retrieval algorithms." *Applied optics*, 32(10), p. 1747-1767 (1993).
- 112** - P. Netrapalli, P. Jain and S. Sanghavi. "Phase retrieval using alternating minimization." *Advances in Neural Information Processing Systems* 26 (2013).
- 113** - I. Waldspurger, "Phase Retrieval With Random Gaussian Sensing Vectors by Alternating Projections," *IEEE Transactions on Information Theory*, 64(5), p. 3301-3312 (2018). doi: 10.1109/TIT.2018.2800663.
- 114** - E.J. Candès, X.Li, M. Soltanolkotabi, "Phase retrieval from coded diffraction patterns," *Applied and Computational Harmonic Analysis*, 39(2), p.277-299 (2015).
<https://doi.org/10.1016/j.acha.2014.09.004>.
- 115** - E.J. Candès, Y.C. Eldar, T. Strohmer and V. Voroninski, "Phase Retrieval via Matrix Completion." *SIAM Review*, 57(2), p. 225–251 (2015).

- 116** - A.S. Bandeira, J. Cahill, D.G. Mixon and A.A. Nelson, "Saving phase: Injectivity and stability for phase retrieval," *Applied and Computational Harmonic Analysis*, 37(1), p. 106-125 (2014). <https://doi.org/10.1016/j.acha.2013.10.002>.
- 117** - S. Popoff, « Contrôle spatio-temporel de la lumière en milieux complexes », manuscrit de thèse, Université de Paris 7 (2011).
- 118** - D. Andreoli, « Contrôle spatio-temporel multi-spectral de la lumière en milieux complexes », manuscrit de thèse, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI (2014).
- 119** - A. Boju, G. Maulion, J. Saucourt, J. Leval, J. Ledortz, A. Koudoro, J.-M. Berthomier, M. Naim-Habib, P. Armand, V. Kermene, A. Desfarges-Berthelemot, and A. Barthelemy, "Small footprint phase locking system for a large tiled aperture laser array," *Opt. Express* 29, p. 11445-11452 (2021).
- 120** - D. Bowman, M. King, A. Sutton, D.a. Wuchenich, R. Ward, E. Malikides, D. McClelland and D. Shaddock, "Internally sensed optical phased array", *Opt. Lett.*, 38(7), p. 1137–1139 (2013).
- 121** - L. Roberts, R. Ward, S. Francis, P. Sibley, R. Fleddermann, A. Sutton, C. Smith, D. McClelland, D. Shaddock, "High power compatible internally sensed optical phased array", *Opt. Express*, 24(12), p. 13467–13479 (2016).
- 122** - L.E. Roberts, R.L. Ward, C. Smith, and D.A. Shaddock, "Coherent Beam Combining Using an Internally Sensed Optical Phased Array of Frequency-Offset Phase Locked Lasers" *Photonics*, 7(4), p. 118 (2020). <https://doi.org/10.3390/photonics7040118>
- 123** - J. Long, H. Chang, Y. Zhang, T. Hou, Q. Chang, R. Su, Y. Ma, P. Ma and P. Zhou, "Compact internal sensing phase locking system for coherent combining of fiber laser array." *Optics & Laser Technology* 148, p. 107775 (2022).
- 124** - K.-H. Yu, A. L. Beam, and I. S. Kohane, "Artificial intelligence in healthcare," *Nature Biomedical Engineering*, 2, p. 719–731 (2018).
- 125** - A. Bahrammirzaee, "A comparative survey of artificial intelligence applications in finance: Artificial neural networks, expert system and hybrid intelligent systems," *Neural Computing and Applications*, 19, p. 1165–1195 (2010).
- 126** - S. Gupta, B. Amaba, M. McMahon and K. Gupta, "The Evolution of Artificial Intelligence in the Automotive Industry," *2021 Annual Reliability and Maintainability Symposium (RAMS)*, p. 1-7 (2021). doi: 10.1109/RAMS48097.2021.9605795.
- 127** - A.A. Soofi, and A. Awan. "Classification techniques in machine learning: applications and issues." *Journal of Basic & Applied Sciences* 13, p. 459-464 (2017).
- 128** - A. Krizhevsky, I. Sutskever, and G.E. Hinton. "ImageNet classification with deep convolutional neural networks". *Proceedings of the 25th International Conference on Neural Information Processing Systems*, 1, p. 1097–1105 (2012).
- 129** - S. Ioffe, C. and Szegedy, "Batch normalization: Accelerating deep network training by reducing internal covariate shift," *arXiv preprint arXiv:1502.03167* (2015).
- 130** - Y. Taigman, M. Yang, M. Ranzato and L. Wolf, "DeepFace: Closing the Gap to Human-Level Performance in Face Verification," *2014 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, p. 1701-1708 (2014). doi: 10.1109/CVPR.2014.220.

- 131** - E.W. Steyerberg, T. van der Ploeg, and B. Van Calster, B. (2014), "Risk prediction with machine learning and regression methods." *Biometrical Journal*, 56(4), p. 601-606 (2014). <https://doi.org/10.1002/bimj.201300297>
- 132** - D. Maulud and A.M. Abdulazeez, "A review on linear regression comprehensive in machine learning." *Journal of Applied Science and Technology Trends*, 1(4), p. 140-147 (2020).
- 133** - I.J. Goodfellow, Y. Bulatov, J. Ibarz, S. Arnoud and V. Shet, "Multi-digit number recognition from street view imagery using deep convolutional neural networks." *arXiv preprint arXiv:1312.6082* (2013).
- 134** - G. Hinton, L. Deng, D. Yu, G.E. Dahl, A.R. Mohamed, N. Jaitly, A. Senior, V. Vanhoucke, P. Nguyen, T.N. Sainath and B. Kingsbury, "Deep Neural Networks for Acoustic Modeling in Speech Recognition: The Shared Views of Four Research Groups," *IEEE Signal Processing Magazine*, 29(6), p. 82-97 (2012). doi: 10.1109/MSP.2012.2205597.
- 135** - I. Sutskever, O. Vinyals, and Q.V. Le, "Sequence to sequence learning with neural networks." *arXiv preprint arXiv:1409.3215* (2014).
- 136** - D. Bahdanau, K. Cho and Y. Bengio, "Neural machine translation by jointly learning to align and translate." *arXiv preprint arXiv:1409.0473* (2014).
- 137** - A.M. Andrew, "REINFORCEMENT LEARNING: AN INTRODUCTION" by R.S. Sutton and A.G. Barto, Adaptive Computation and Machine Learning series, MIT Press, *Robotica*, 17(2), p. 229-235 (1999). doi:10.1017/S0263574799211174.
- 138** - I. Goodfellow, Y. Bengio and A. Courville. *Deep learning*. MIT press (2016).
- 139** - W. McCulloch and W. Pitts, "A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity," *The bulletin of mathematical biophysics*, 5(4), p. 115-133 (1943).
- 140** - F. Rosenblatt, "The perceptron: a probabilistic model for information storage and organization in the brain". *Psychological Rev.*, 65(6), p. 386-408 (1958). doi: 10.1037/h0042519. PMID: 13602029.
- 141** - K. Hornik, M. Stinchcombe, H. White, "Multilayer feedforward networks are universal approximators," *Neural Networks*, 2(5), p. 359-366 (1989). [https://doi.org/10.1016/0893-6080\(89\)90020-8](https://doi.org/10.1016/0893-6080(89)90020-8).
- 142** - N. Buduma, N. Buduma and J. Papa, "Fundamentals of deep learning". *O'Reilly Media, Inc.* (2022).
- 143** - D. Rumelhart, G. Hinton, R. Williams, "Learning representations by back-propagating errors". *Nature*, 323, p. 533–536 (1986). <https://doi.org/10.1038/323533a0>
- 144** - A. Mousavi and R. G. Baraniuk, "Learning to invert: Signal recovery via Deep Convolutional Networks," *2017 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 2272-2276 (2017). doi: 10.1109/ICASSP.2017.7952561.
- 145** - G. Barbastathis, A. Ozcan, and G. Situ, "On the use of deep learning for computational imaging," *Optica* 6, p. 921-943 (2019).
- 146** - D.G. Sandler, T.K. Barrett, D.A. Palmer, R.Q. Fugate and W.J. Wild, "Use of a neural network to control an adaptive optics system for an astronomical telescope". *Nature*, 351(5324), p. 300–302 (1991). <https://doi.org/10.1038/351300a0>

- 147** - A. Abuduweili, J. Wang, B. Yang, A. Wang, and Z. Zhang, "Reinforcement learning based robust control algorithms for coherent pulse stacking," *Opt. Express*, 29(16), p. 26068-26081 (2021).
- 148** - S.W. Paine and J.R. Fienup, "Machine learning for improved image-based wavefront sensing," *Opt. Lett.*, 43(6), p. 1235-1238 (2018).
- 149** - T. Hou, Y. An, Q. Chang, P. Ma, J. Li, D. Zhi, L. Huang, R. Su, J. Wu, Y. Ma and P. Zhou, "Deep-learning-based phase control method for tiled aperture coherent beam combining systems." *High Power Laser Science and Engineering* 7 (2019).
- 150** - K. Simonyan and A. Zisserman. "Very deep convolutional networks for large-scale image recognition." *arXiv preprint arXiv:1409.1556* (2014).
- 151** - T. Hou, Y. An, Q. Chang, P. Ma, J. Li, L. Huang, D. Zhi, J. Wu, R. Su, Y. Ma and P. Zhou, "Deep learning-based phase control method for coherent beam combining and its application in generating orbital angular momentum beams." *arXiv preprint arXiv:1903.03983* (2019).
- 152** - B. Mills, J.A. Grant-Jacob, M. Praeger, R.W. Eason, J. Nilsson and M.N. Zervas, "Single step phase optimisation for coherent beam combination using deep learning". *Sci Rep*, 12, p. 5188 (2022). <https://doi.org/10.1038/s41598-022-09172-2>
- 153** - P. Isola, J.Y. Zhu, T. Zhou, and A.A. Efros, "Image-to-image translation with conditional adversarial networks." *Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, p. 1125-1134 (2017)
- 154** - J. Zuo, H. Jia, C. Geng, Q. Bao, F. Zou, Z. Li, J. Jiang, F. Li, B. Li and X. Li, "Deep Learning Piston Aberration Control of Fiber Laser Phased Array By Spiral Phase Modulation," *Journal of Lightwave Technology*, 40(12), p. 3980-3991 (2022). doi: 10.1109/JLT.2022.3151628.
- 155** - D. Wang, Q. Du, T. Zhou, D. Li, and R. Wilcox, "Stabilization of the 81-channel coherent beam combination using machine learning," *Opt. Express* 29, p. 5694-5709 (2021).
- 156** - Q. Du, D. Wang, T. Zhou, A. Gilardi, M. Kiran, B. Mohammed, D. Li, and R. Wilcox, "Experimental beam combining stabilization using machine learning trained while phases drift," *Opt. Express* 30, p. 12639-12653 (2022).
- 157** - H. Tünnermann and A. Shirakawa. "Deep reinforcement learning for coherent beam combining applications." *Optics express*, 27(17), p. 24223-24230 (2019).
- 158** - V. Mnih, K. Kavukcuoglu, D. Silver, A. Graves, I. Antonoglou, D. Wierstra, and M. Riedmiller, "Playing atari with deep reinforcement learning," *arXiv preprint arXiv:1312.5602* (2013).
- 159** - H. Tünnermann and A. Shirakawa. "Deep reinforcement learning for tiled aperture beam combining in a simulated environment." *Journal of Physics: Photonics*, 3(1), p. 015004 (2021).
- 160** - X. Zhang, P. Li, Z. Zhu, C. Li, C. Yao, L. Wang, X. Dong and S. Li, "Coherent beam combination based on Q-learning algorithm." *Optics Communications* 490, p. 126930 (2021).
- 161** - C.J.C.H. Watkins and P. Dayan, "Q-learning". *Machine Learning* 8(3), p. 279–292 (1992). <https://doi.org/10.1007/BF00992698>

162 - M. Shpakovych "Optimization and machine learning algorithms applied to the phase control of an array of laser beams", manuscrit de thèse, Université de Limoges (2022).

163 - D.P. Kingma and J. Ba. "Adam: A method for stochastic optimization." *arXiv preprint arXiv:1412.6980* (2014).

164 - M. Shpakovych, G. Maulion, V. Kermene, A. Boju, P. Armand, A. Desfarges-Berthelemot, and A. Barthélemy, "Experimental phase control of a 100 laser beam array with quasi-reinforcement learning of a neural network in an error reduction loop," *Opt. Express* 29, p. 12307-12318 (2021).

165 - M. Shpakovych « Algorithmes d'optimisation et d'apprentissage automatique pour le contrôle des phases d'un réseau de faisceaux laser », *Conférence SMAI-MODE, XLIM* - Université de Limoges, 2022.

166 - M. Shpakovych, G. Maulion, A. Boju, P. Armand, A. Barthélemy, A. Desfarges-Berthelemot, and V. Kermene, "On-Demand Phase Control of a 7-Fiber Amplifiers Array with Neural Network and Quasi-Reinforcement Learning" *Photonics*, 9(4), p. 243 (2022).
<https://doi.org/10.3390/photonics9040243>

Liste des publications

Revue internationale à comité de lecture

A. Boju, G. Maulion, J. Saucourt, J. Leval, J. Ledortz, A. Koudoro, J.-M. Berthomier, M. Naiim-Habib, P. Armand, V. Kermene, A. Desfarges-Berthelemot, and A. Barthelemy, "Small footprint phase locking system for a large tiled aperture laser array," *Opt. Express* 29, p. 11445-11452 (2021).

M. Shpakovych, G. Maulion, V. Kermene, A. Boju, P. Armand, A. Desfarges-Berthelemot, and A. Barthélemy, "Experimental phase control of a 100 laser beam array with quasi-reinforcement learning of a neural network in an error reduction loop," *Opt. Express* 29, p. 12307-12318 (2021).

M. Shpakovych, G. Maulion, A. Boju, P. Armand, A. Barthélemy, A. Desfarges-Berthelemot, and V. Kermene, "On-Demand Phase Control of a 7-Fiber Amplifiers Array with Neural Network and Quasi-Reinforcement Learning" *Photonics*, 9(4), p. 243 (2022).

Communication orale dans une conférence internationale

A. Boju, M. Shpakovych, G. Maulion, V. Kermene, P. Armand, A. Desfarges-Berthelemot and A. Barthelemy, "100 laser beam array phase-locked in a neural network loop." *The European Conference on Lasers and Electro-Optics* (p. jsiv_4_4). Optical Society of America. (2021)

Communication orale dans une conférence nationale

A. Boju, M. Shpakovych, G. Maulion, V. Kermene, P. Armand, A. Desfarges-Berthelemot and A. Barthelemy, "Combinaison cohérente de 100 faisceaux lasers grâce à un réseau de neurones artificiels appris par quasi-renforcement", *congrès Optique Dijon 2021*, session *Journées Nationales de l'Optique Guidée* (2021).

A. Boju, M. Shpakovych, G. Maulion, V. Kermene, P. Armand, A. Desfarges-Berthelemot and A. Barthelemy, "Verrouillage et structuration dynamique des phases d'un réseau de 7 lasers par approche neuronale", *congrès Optique Nice 2022*, session commune *Journées Nationales de l'Optique Guidée et Journées Recherche Industrie de l'Optique Adaptative*, conférence invitée (2022).

Annexes

Annexe A. Performances de différentes architectures de réseau de neurones pour faire du recouvrement de phase.	185
Annexe B. Performances de différentes architectures de réseau de neurones, appris par quasi-renforcement, pour faire de la correction de phase itérative.	187

Annexe A. Performances de différentes architectures de réseau de neurones pour faire du recouvrement de phase.

Maksym Shpakovych a développé différentes architectures neuronales. Dans un premier temps, leur apprentissage s'est fait de manière supervisée. L'objectif de ces réseaux de neurones était de parvenir à faire du recouvrement de phase (correction en une étape). Les performances de ces différentes architectures sont reportées ici dans un environnement simulé. L'entraînement se fait avec des données d'entrée aléatoires (représentatives des m mesures intensimétriques dans un champ de speckle) et des données de sortie correspondantes (champ complexe des n faisceaux).

M. Shpakovych a effectué différentes simulations en considérant des réseaux de neurones à différents nombres de couches cachées, avec ou sans fonctions d'activations. Un paramètre de régularisation a été testé pour plusieurs valeurs également pour éviter le surapprentissage. C'est un phénomène qui apparaît lorsque l'algorithme correspond trop à un ensemble particulier de données. Il s'adapte parfaitement au jeu d'entraînement qui utilise des données semblables en trop grand nombre. Mais lorsqu'il rencontre de nouvelles données (jeu de validation par exemple), ses prédictions seront erronées car les lois pour ces données ne sont pas strictement celles des données d'entraînement. Des méthodes de régularisation existent comme le fait de supprimer des neurones (on parle de « dropout » dans la littérature) de manière aléatoire. Le nombre de neurones supprimés aléatoirement est défini par un taux. La valeur de ce taux a également fait partie des paramètres de tests des simulations. Cependant, n'ayant pas de conséquences significatives sur les résultats, les courbes affichées ne comprendront pas cette régularisation.

Les résultats présentés dans cette annexe sont issus d'un document de travail interne rédigé par Maksym Shpakovych. Les notations employées pour désigner les architectures neuronales se font en deux parties. La première est le nombre après la lettre « L » (pour couche, ou layer en anglais) qui indique le nombre de couches cachées. Le mot à la suite renseigne sur la fonction d'activation utilisée entre deux couches cachées. Cela peut être ici une fonction ReLU ou linéaire. Par exemple, le réseau de neurones L2LINEAR contient deux couches cachées sans fonction d'activation (mise à part le calcul de l'argument pour accéder à la phase du champ) et le réseau de neurones L3RELU contient trois couches cachées avec des fonctions d'activations intermédiaires ReLU. Les résultats sont présentés sur les figures ci-dessous avec la phase d'apprentissage du réseau de neurones et sa validation (réalisée en parallèle de l'apprentissage) par des nouvelles données pour différents nombres de faisceaux. En ordonnée est affichée la fonction de perte (loss function) qui s'exprime $1 - r$ avec r la récompense (qualité de phasage). En abscisse, est affiché le nombre de données d'apprentissage.

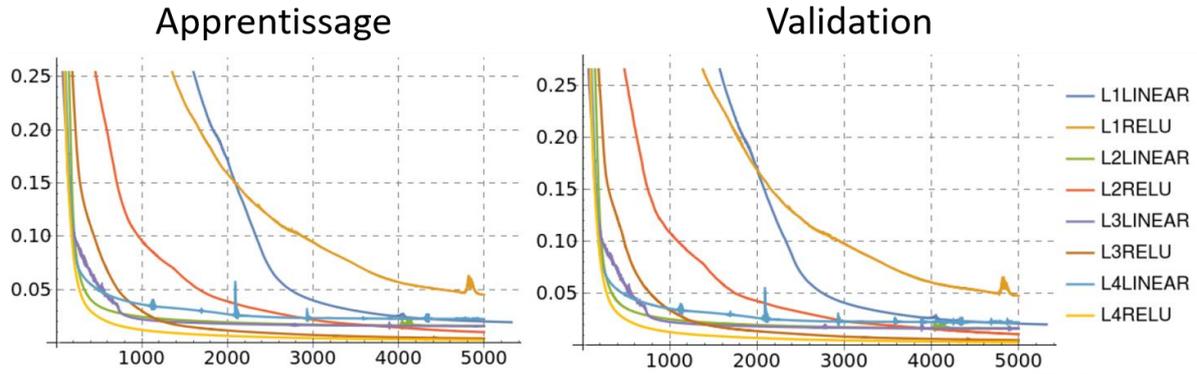


Figure 125 : Recouvrement du champ de 4 faisceaux à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.

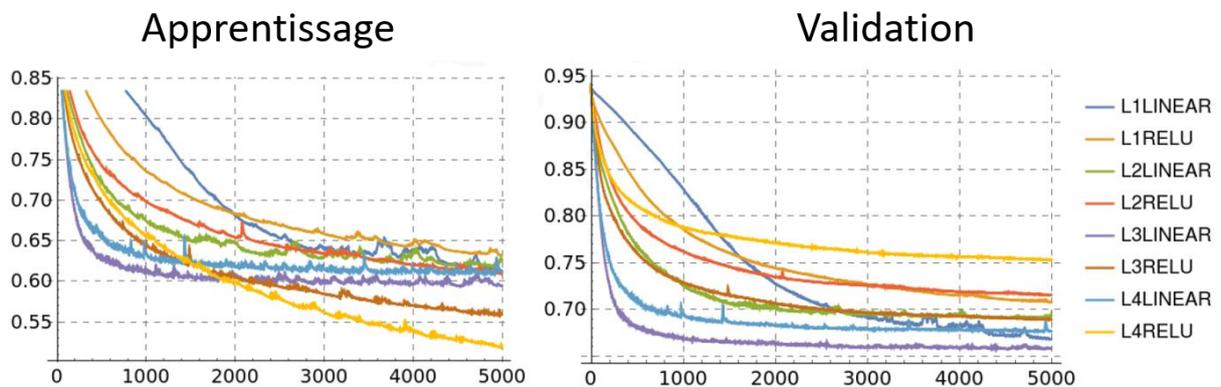


Figure 126 : Recouvrement du champ de 16 faisceaux à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.

Les réseaux de neurones explorés parviennent à recouvrir le champ complexe d'un réseau de 4 faisceaux avec précision : la fonction d'erreur est inférieure à 0,04 soit une qualité de phasage de 96% (Figure 125). Cependant, l'augmentation du nombre de faisceaux est problématique. A 16 faisceaux par exemple (Figure 126), la qualité de phasage obtenue diffère entre la phase d'apprentissage et de validation. Elle est inférieure à 50%, synonyme d'une mauvaise prédiction de phase. L'apprentissage ne permet pas de réduire l'erreur réalisée sur la prédiction du champ des faisceaux à partir de ces mesures intensimétriques.

Finalement, on retrouve également les conclusions rapportées dans la littérature. Faire du recouvrement de phase à partir d'un réseau de neurones devient difficile au-delà d'une dizaine de faisceaux. C'est pour cette raison que cette voie n'a pas davantage été explorée.

Annexe B. Performances de différentes architectures de réseau de neurones, appris par quasi-renforcement, pour faire de la correction de phase itérative.

Un apprentissage par quasi-renforcement est ici utilisé dans le but d'apprendre au réseau de neurones à faire de la correction de phase. L'objectif est de réaliser la combinaison cohérente d'un nombre important de faisceaux par un apprentissage automatique. Les architectures des réseaux de neurones sont les mêmes qu'en annexe A, avec plusieurs couches et fonctions d'activations. Les courbes présentées sont au même format que précédemment, à part l'axe des abscisses qui représente le nombre d'époques. Chaque époque est constitué de 512 couples phases – intensités. Ces résultats sont toujours issus d'un document de travail interne résumant les travaux de Maksym Shpakovych. Parmi ses travaux, il a essayé différents paramètres lors de cet apprentissage par quasi-renforcement avec notamment le nombre d'itérations T effectuées à chaque jeu de données. Cependant, on ne montrera que des résultats à $T = 6$ itérations où les réseaux de neurones présentent les mêmes comportement avec un nombre d'itérations plus élevé.

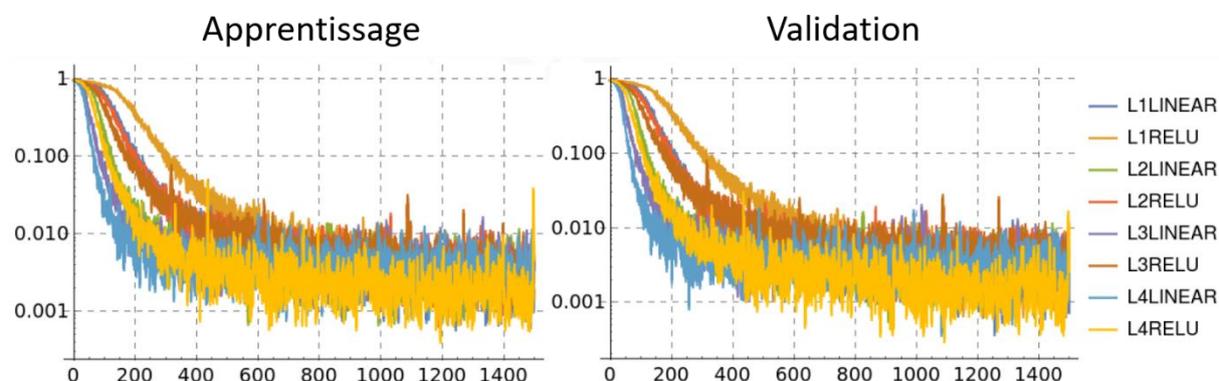


Figure 127 : Corrections des phases de 16 faisceaux en $T = 6$ corrections à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.

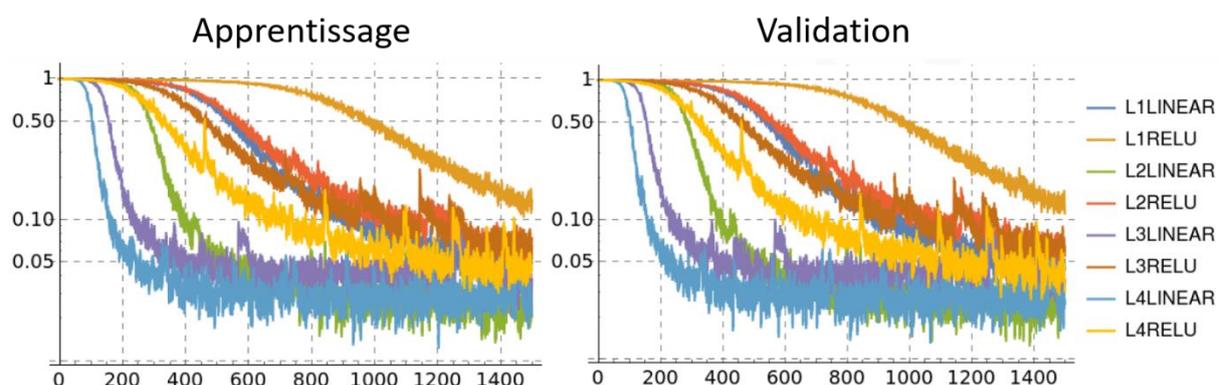


Figure 128 : Corrections des phases de 64 faisceaux en $T = 6$ corrections à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.

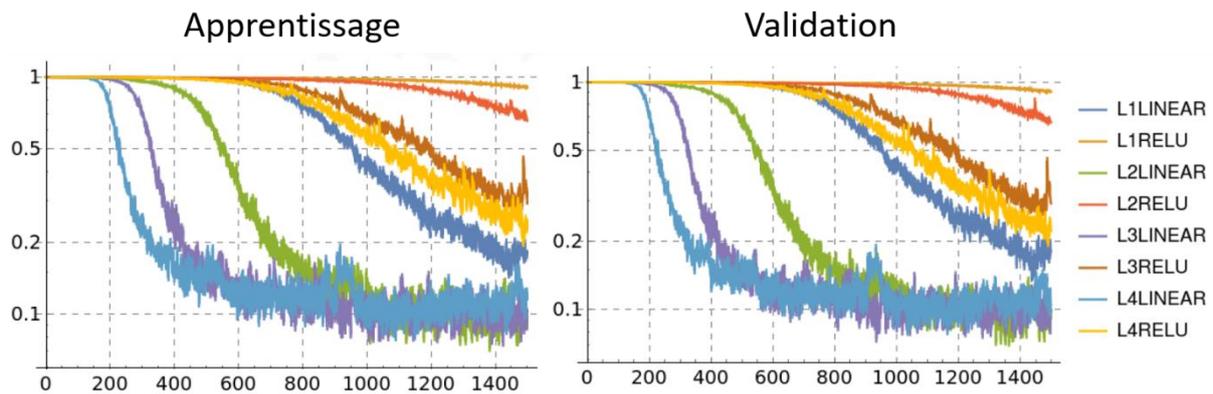


Figure 129 : Corrections des phases de 128 faisceaux en $T = 6$ corrections à partir de différentes architectures de réseaux de neurones.

Ces simulations numériques montrent qu'un apprentissage par quasi-renforcement permet de corriger les phases d'un très grand nombre de faisceaux. On remarque tout de même une différence de comportement significative entre les réseaux de neurones à fonction d'activation non linéaire (ReLU ici) et sans fonction d'activation intermédiaire (LINEAR). Ce sont les architectures qui ne possèdent pas d'activation non linéaire qui présentent les meilleures performances. De plus, un plus grand nombre de couches cachées ne semble pas donner de meilleures performances. L'apprentissage demande tout de même moins de données pour un plus grand nombre de couches cachées. Cependant, le nombre de coefficients du réseau de neurones multicouches à entraîner augmente significativement. Il faut avoir à l'esprit que lors de la correction des phases sur un système expérimental dynamique, l'augmentation du nombre de coefficients augmentera le temps de calcul des corrections et donc bridera la bande passante d'asservissement. Un compromis peut donc être envisagé entre temps d'apprentissage et temps de correction pour ces architectures.

Finalement, ces résultats montrent que des architectures de réseaux de neurones complexes à base de plusieurs couches cachées et fonctions d'activations entre chacune des couches ne sont pas adaptées. L'architecture développée dans le chapitre 3 est plus simple et contient le minimum de coefficients à entraîner compte tenu des n faisceaux et m détecteurs. Son apprentissage est plus rapide et plus efficace.

Système compact d'analyse des phases pour la combinaison cohérente de lasers à fibre et correction de phase par approche neuronale.

La production d'énergie dirigée est une des applications des sources lasers de très forte luminance. Associer puissance et directivité est un défi qui peut être relevé par des méthodes de combinaison cohérente de faisceaux lasers. Mes travaux de thèse s'inscrivent dans ce cadre-là, notamment celui des architectures de combinaison en champ lointain. Le contrôle des phases relatives de ces faisceaux lasers permet, par exemple, d'ajuster le front multifaisceaux pour pré-compenser les aberrations du milieu traversé jusqu'à une cible distante. Dans le système étudié lors de cette thèse, le contrôle des phases du réseau de faisceaux est réalisé à partir d'une boucle opto-numérique de réduction d'erreur qui repose sur un module d'analyse des phases et un algorithme dédié. La voie d'analyse des phases compacte (vingtaine de centimètres) intègre un diffuseur qui produit un champ d'interférences de l'ensemble des faisceaux selon une figure tavelée de distribution aléatoire mais dépendante de leur phase. Seulement quelques points de mesure intensimétrique y sont prélevés afin d'alimenter l'algorithme de correction de phase. Dans un premier temps, un algorithme, développé à XLIM, réalisant des projections alternées a été expérimenté, dans le prolongement des travaux de thèse de Jérémy Saucourt. Dans un second temps, un nouvel algorithme de type réseau de neurones a été conçu. Ces deux algorithmes sont robustes au bruit expérimental et réalisent le verrouillage des phases en moins de 10 corrections, quasi indépendamment du nombre de faisceaux lasers à gérer. Ces deux approches ont permis le verrouillage des phases de 100 faisceaux avec une erreur résiduelle de phase inférieure à $\lambda/30$, lors d'expériences sur bancs modèles. Elles ont ensuite été expérimentées avec succès sur une maquette de sept amplificateurs fibrés multi-watts. Nous avons pu démontrer leur capacité à verrouiller les phases sur n'importe quel jeu cible arbitraire, modulable en temps réel, avec une erreur résiduelle inférieure à $\lambda/20$ pour une bande passante proche de 2 kHz.

Mots-clés : Laser, combinaison cohérente, optimisation, réseau de neurones

Compact phase analysis system for coherent beam combining of fiber lasers and phase correction by neural approach.

The production of directed energy is one of very high brightness laser sources applications. Associating power and directivity is a challenge that can be achieved by methods of coherent beam combining. My thesis works are in this context, in a tiled aperture configuration. The control of the relative phases of these beams allows, for example, adjusting the multi-beams wavefront to pre-compensate the aberrations of the travelled medium up to a distant target. In the system studied during this thesis, the phase control of the beam array is achieved using an error reduction loop based on a phase analysis module and a dedicated algorithm. The compact phase analysis module (twenty centimeters) incorporates a diffuser that produces an interference field of all the beams according to a speckled pattern with a random distribution that depends on their phase. Only a few intensity measurement points in the speckle feed the algorithm used for phase correction. First, an algorithm, developed at XLIM, performing alternate projections was tested, following Jérémy Saucourt's thesis work. Secondly, a new algorithm, based on neural network, was developed. These two algorithms are robust to experimental noise and achieve phase locking in less than 10 corrections, almost independently of the number of laser beams. These two approaches achieved phase locking of 100 beams with a residual phase error of less than $\lambda/30$, during principle experiments. They were then successfully tested on seven multi-watt fiber amplifiers. We showed their ability to phase lock on any target phases, scalable in real time, with residual error less than $\lambda/20$ and a bandwidth close to 2kHz.

Keywords: Laser, coherent beam combining, optimization, neural network

