

# Algorithme aveugle pour la séparation de polarisation et la compensation du déséquilibre IQ pour les transmissions optiques

Marwa KAZDOGHLI LAGHA<sup>1</sup>, Robin GERZAGUET<sup>1</sup>, Pascal SCALART<sup>1</sup>, Christophe PEUCHERET<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Univ Rennes, CNRS, IRISA, Lannion

<sup>2</sup>Univ Rennes, CNRS, FOTON-UMR 6082, Lannion

marwa.kazdoghli-lagha@irisa.fr

**Résumé** – Nous proposons une nouvelle approche de compensation jointe du déséquilibre en phase et quadrature (IQ) et de rotation de polarisation dédiée pour les communications à longue portée par fibre optique. Des métriques évaluées montrent l’avantage de notre approche en rapidité de convergence, capacité d’adaptation et en complexité calculatoire par rapport aux algorithmes classiques de démultiplexage et de compensation d’IQ.

**Abstract** – We propose a new joint compensation approach of In-phase and Quadrature imbalance and polarization rotation for optical signals transmission. Evaluated metrics show the advantage of our approach in terms of convergence speed, adaptability and computational complexity compared to classical demultiplexing and IQ compensation algorithms.

## 1 Introduction

Aujourd’hui, avec le besoin toujours croissant des réseaux d’information modernes, la transmission par fibre optique à haut débit est devenue essentielle. Pour s’adapter à l’augmentation de la demande en termes de débit, les techniques de traitement du signal numérique sont largement utilisées dans les systèmes de communication optique à modulation d’ordre élevé. Aussi, le multiplexage de polarisation associé à des récepteurs cohérents a montré la possibilité de doubler le débit. Le multiplexage est possible en allouant deux signaux indépendants sur deux états de polarisation orthogonaux. Cependant, au niveau de la réception, les signaux reçus sur les voies en phase (I) et en quadrature (Q) sont des combinaisons linéaires des informations transmises sur chacune des polarisations. Par conséquent, des techniques appropriées [1, 2] sont nécessaires pour assurer la récupération des signaux optiques transmis. Cependant, ces algorithmes dépendent du format de modulation et peuvent avoir un taux de convergence relativement lent. D’autre part, l’information transmise peut être altérée par le déséquilibre IQ. Ce dernier provient des différences d’amplitude et de phase entre les canaux en phase et en quadrature introduites soit du côté de l’émetteur via des réglages incorrects des modulateurs électro-optiques, soit du côté récepteur en raison d’imperfections des circuits hybrides ou des amplificateurs transimpédance. Pour compenser le déséquilibre IQ, plusieurs méthodes ont été proposées [3, 4]. Néanmoins, ces méthodes nécessitent une unité de traitement numérique dédiée à la compensation de ce déséquilibre IQ. Par ailleurs, elles n’envisagent uniquement que des formats de modulation de type 4-QAM (donc des ordres de modulation peu

élevés) et ne considèrent qu’un faible rapport signal sur bruit optique. Récemment, certaines contributions ont proposé des techniques combinées de compensation du déséquilibre IQ et de démultiplexage de polarisation [5]. Le problème est que ces techniques utilisent quatre filtres complexes à réponse impulsionnelle finie (RIF), ce qui augmente la complexité de calcul. De plus, ils nécessitent une connaissance *a priori* du format de modulation (nécessaire au circuit de décision), ce qui induit un taux de convergence faible en cas de changement dynamique et non connu du format de modulation. Or, l’adaptation du format de modulation est un élément clef pour la mise en œuvre de réseaux optiques performants et agiles, ce qui favorise l’utilisation de méthodes de compensation aveugles (c’est à dire agnostiques sur les paramètres de transmission). Dans cet article, nous présentons un nouvel algorithme de compensation jointe du déséquilibre IQ et de démultiplexage de polarisation. Ce dernier est basé sur la récupération aveugle des signaux transmis en utilisant des méthodes basées sur les statistiques au second ordre des signaux. Nous exploitons plus particulièrement les algorithmes “blind and adaptive source separation” (BASS) [6] et “equivariant adaptive separation via independence” (EASI) [7] qui ont été initialement proposés pour des problématiques de compensation du déséquilibre IQ et de séparation aveugle de sources. Pour des modulations  $M$ -QAM, l’algorithme proposé permet de corriger en réception ces imperfections sans connaissance préalable du cardinal  $M$  de l’alphabet de modulation QAM, ce qui autorise l’optimisation dynamique de l’efficacité spectrale de la liaison. De plus, ce dernier a de bonnes performances, même en cas d’utilisation de format de modulation QAM élevé. Aussi, la technique proposée assure l’adaptabilité à une transmission agile lorsque les

caractéristiques de la modulation QAM sont adaptées dynamiquement aux caractéristiques des liaisons optiques (notamment le rapport signal à bruit) dans le cadre des futurs réseaux optiques élastiques.

Le reste de cet article est subdivisé en 5 sections. Dans la section 2, nous détaillerons le modèle de transmission ainsi que le schéma proposé pour la réalisation jointe de la compensation du déséquilibre IQ et du démultiplexage de polarisation, intitulé algorithme “joint”. La section 3 est dédiée aux résultats de simulations pour montrer les avantages de notre méthode, tandis que la section 4 concerne l’analyse de la complexité matérielle. Nous concluons notre article à la section 5.

## 2 Modélisation et algorithme proposé

Tout au long de cet article, sauf indication contraire, nous supposons que tous les signaux sont modélisés comme des variables aléatoires complexes centrées et de variance unitaire.  $I_n$  représente la matrice identité carrée  $n \times n$ . La conjugaison complexe est notée par  $(.)^*$ . Si le vecteur  $\mathbf{Z}(t) = [z_X(t) z_Y(t)]^T$  où  $z_X$  et  $z_Y$  représentent les signaux sur chaque voie de polarisation et  $[.]^T$  est le transposé d’un vecteur. On définit  $\underline{\mathbf{Z}}(t) = [z_X(t) z_X^*(t) z_Y(t) z_Y^*(t)]^T$ , et  $[.]^H$  le transconjugué d’un vecteur ou d’une matrice.

### 2.1 Modélisation de la chaîne de transmission

La figure 1 montre le modèle de la chaîne de transmission optique considérée.

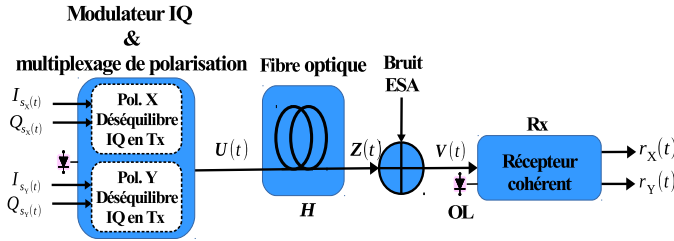


FIGURE 1 – Modèle d’une chaîne de transmission optique.

Notons  $s_p(t)$  le signal source des deux polarisations  $p \in \{X, Y\}$ .  $I_{s_p}(t)$  et  $Q_{s_p}(t)$  sont respectivement leurs composantes en phase et en quadrature. Dans notre modèle, nous avons considéré que le déséquilibre IQ résulte d’un mauvais ajustement introduit à l’émetteur. Ainsi, l’expression des signaux altérés par cette imperfection est :

$$u_p(t) = k_{1,p}s_p(t) + k_{2,p}s_p^*(t) \quad (1)$$

où  $k_{1,p}$  et  $k_{2,p}$  s’expriment en fonction des paramètres  $\{\epsilon_p, \phi_p\}$  représentant le déséquilibre en amplitude et en phase du côté de l’émetteur sur la polarisation  $p$  [8].

Les signaux déformés sont ensuite multiplexés en polarisation et transmis sur la fibre optique. Dans cette étude, nous négligerons les effets non linéaires lors du transport sur la fibre optique et nous considérerons que la dispersion chromatique

(DC) est parfaitement compensée au récepteur par un filtre numérique à coefficients constants appliqué sur chaque voie de polarisation. Il en résulte que la propagation sur la fibre peut être modélisée par une matrice unitaire, dite matrice de Jones, ce qui conduit à l’expression suivante de la matrice de transfert entrées/sorties :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \cos \alpha & e^{-j\theta} \sin \alpha \\ -e^{j\theta} \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \quad (2)$$

$\alpha$  et  $\theta$  sont respectivement les angles de rotation en azimut et en élévation. Lors de leur transmission, les signaux sont également corrompus par le bruit issu de l’émission spontanée amplifiée (ESA) d’amplificateurs à fibre dopée à l’erbium modélisée comme un bruit additif blanc gaussien  $\mathbf{N}(t) = [n_X(t) n_Y(t)]$ , où  $n_X(t)$  et  $n_Y(t)$  sont deux variables aléatoires gaussiennes complexes, indépendantes, et de variance  $N_0/2$  par dimension réelle.

Ainsi, nous dérivons une expression reliant les signaux reçus  $\mathbf{R}$  aux signaux transmis comme suit :

$$\mathbf{R}(t) = \mathbf{G}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (3)$$

$\mathbf{G}$  est une matrice  $4 \times 4$  qui englobe les effets des déséquilibres Tx IQ et de la rotation de polarisation. Comme le signal déséquilibré est une combinaison linéaire du signal et de son conjugué associé, il convient de représenter le modèle global sous la forme d’un vecteur  $4 \times 1$  prenant en compte les signaux des polarisations  $X$  et  $Y$  et leurs conjugués complexes. Dans la sous-section suivante, nous nous concentrerons sur notre algorithme permettant une procédure aveugle pour récupérer les signaux transmis.

### 2.2 Algorithme proposé

Dans cette section, notre objectif est de trouver la matrice de compensation idéale  $\mathbf{A}(t)$  qui converge vers l’inverse de la matrice  $\mathbf{G}$  de manière adaptative (voir la figure 2). Le signal à

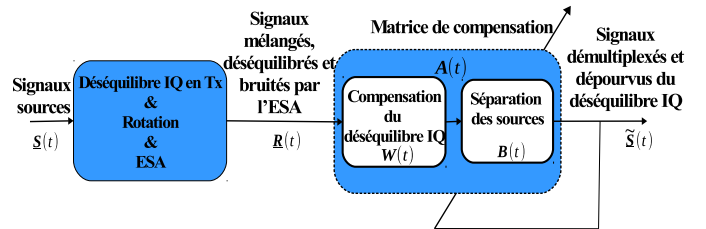


FIGURE 2 – Procédure adaptative et aveugle pour récupérer les signaux transmis.

la sortie d’une telle procédure est donnée par :

$$\underline{\tilde{\mathbf{S}}}(t) = \mathbf{A}(t) \mathbf{G} \underline{\mathbf{S}}(t) + \mathbf{A}(t) \underline{\mathbf{N}}(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} \underline{\mathbf{S}}(t) + \mathbf{A} \underline{\mathbf{N}}(t) \text{ où } \mathbf{A}(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} \mathbf{A} \quad (4)$$

A cette étape, nous considérons l’algorithme BASS pour la compensation de déséquilibre IQ et l’algorithme EASI pour le démultiplexage. L’idée principale de l’algorithme BASS est de blanchir les signaux reçus afin d’éliminer la composante conjuguée complexe introduite par le déséquilibre Tx IQ. Cet

algorithme nécessite des signaux sources complexes circulaires et utilise des statistiques de second ordre pour la décorrélation. En pratique, l'approche vise à trouver la matrice de blanchiment  $\mathbf{W}(t)$  telle que la règle d'adaptation soit donnée par :

$$\mathbf{W}(t+1) = \mathbf{W}(t) - \mu[\underline{\mathbf{S}}_W(t)\underline{\mathbf{S}}_W(t)^H - I_4]\mathbf{W}(t) \quad (5)$$

où  $\mu$  est le pas d'adaptation, et  $\underline{\mathbf{S}}_W(t) = \mathbf{W}(t)\underline{\mathbf{R}}(t)$  les signaux dépourvus du déséquilibre IQ.

A ce stade, la compensation de déséquilibre IQ est effectuée. Cependant, les signaux sont maintenus multiplexés et un autre algorithme de séparation de source aveugle doit être utilisé. Nous nous référons donc à la méthode EASI [7] pour séparer les sources reçues.

EASI est un algorithme de séparation de sources aveugle qui nécessite certaines hypothèses, à savoir des signaux cibles statistiquement indépendants à variance unitaire et de moyenne nulle, ce qui est le cas de notre contexte de travail. De plus, la matrice mixte inconnue doit être de rang complet (ce qui est le cas de la matrice inconnue de mélange  $\mathbf{H}$ ). Si on omet l'opération de compensation d'IQ, l'équation de mise à jour de la matrice de séparation  $\mathbf{B}(t)$  de l'algorithme EASI normalisé a la forme :

$$\mathbf{B}(t+1) = \mathbf{B}(t) - \lambda \left[ \frac{\tilde{\mathbf{S}}(t)\tilde{\mathbf{S}}(t)^H - I_2}{1 + \lambda\tilde{\mathbf{S}}(t)^H\tilde{\mathbf{S}}(t)} + \frac{g(\tilde{\mathbf{S}}(t))\tilde{\mathbf{S}}(t)^H - \tilde{\mathbf{S}}(t)g(\tilde{\mathbf{S}}(t))^H}{1 + \lambda|\tilde{\mathbf{S}}(t)^H g(\tilde{\mathbf{S}}(t))|} \right] \mathbf{B}(t) \quad (6)$$

et  $\tilde{\mathbf{S}}(t) = \mathbf{B}(t)\mathbf{R}(t)$ , où  $\lambda$  est le pas d'adaptation et  $g(\cdot)$  est une fonction impaire non linéaire. Dans ce cas, les signaux sont séparés avec succès mais le déséquilibre IQ persiste. Pour combiner les procédures de compensation du déséquilibre IQ et du démultiplexage, une solution en une étape est proposée. À la lumière de (5) et (6), on déduit la règle de mise à jour globale. Au lieu de simplement regarder le signal  $\mathbf{R}(t)$ , nous prenons en considération ses composants conjugués complexes et nous le remplaçons par  $\underline{\mathbf{R}}(t)$ . Dans ce cas, le premier terme  $(\tilde{\mathbf{S}}(t)\tilde{\mathbf{S}}(t)^H - I_4)$  réalise la compensation du déséquilibre IQ et le second terme  $(g(\tilde{\mathbf{S}}(t))\tilde{\mathbf{S}}(t)^H - \tilde{\mathbf{S}}(t)g(\tilde{\mathbf{S}}(t))^H)$  assure l'opération de démultiplexage. Par conséquent, l'algorithme conjoint a pour équation de mise à jour :

$$\mathbf{A}(t+1) = \mathbf{A}(t) - \lambda \left[ \frac{\tilde{\mathbf{S}}(t)\tilde{\mathbf{S}}(t)^H - I_4}{1 + \lambda\tilde{\mathbf{S}}(t)^H\tilde{\mathbf{S}}(t)} + \frac{g(\tilde{\mathbf{S}}(t))\tilde{\mathbf{S}}(t)^H - \tilde{\mathbf{S}}(t)g(\tilde{\mathbf{S}}(t))^H}{1 + \lambda|\tilde{\mathbf{S}}(t)^H g(\tilde{\mathbf{S}}(t))|} \right] \mathbf{A}(t) \quad (7)$$

### 3 Analyse des performances de l'algorithme proposé

Dans cette section, nous évaluons les performances de notre algorithme "joint", avec une comparaison avec l'algorithme CMA classique pour le démultiplexage, mis en cascade avec l'algorithme BASS dénommée "CMA+BASS" [5] et avec une

approche dissociée et successive des algorithmes EASI suivi du BASS notée "EASI+BASS".

La comparaison des performances des différents algorithmes sera effectuée à partir de la mesure d'erreur quadratique moyenne (EQM). Cette mesure est obtenue en comparant le signal de référence (résultant d'une compensation optimale via la multiplication par l'inverse de  $\mathbf{G}$ ) avec les signaux compensés (soit par l'algorithme "joint", soit par le "CMA+BASS").

La figure 3 représente les courbes d'EQM des algorithmes adaptatifs susmentionnés dans un contexte de lien où le format de modulation est amené à changer. Pour ce faire, nous avons généré 60 000 symboles, subdivisés de manière égale en trois parties, chaque partie étant modulée respectivement par les formats QPSK, 16-QAM et 64-QAM. La simulation a été réalisée avec les déséquilibres Tx IQ ( $\epsilon_p = 0,1$  et  $\phi_p = 6^\circ$ ) introduits et maintenus fixes pour les deux polarisations et les paramètres de rotation de polarisation ( $\alpha = 30^\circ$ ,  $\theta = 50^\circ$ ). Le rapport signal sur bruit (SNR) ajouté est fixé à 23 dB. La fonction  $g(\cdot)$  non linéaire utilisée s'applique à chaque composante du vecteur  $\mathbf{Z}(t)$  par  $g(z_p(t)) = |z_p(t)|^2 z_p(t)$ . En outre, les pas d'adaptation sont constants et fixés de manière à obtenir la même convergence initiale ( $\lambda_{Joint} = 2.5 \times 10^{-4}$ ,  $\lambda_{CMA+BASS} = 3 \times 10^{-4}$ ,  $\lambda_{EASI+BASS} = 2.5 \times 10^{-4}$ ). Les algorithmes sont donc comparés en explorant le régime asymptotique de la convergence. Le CMA tend à fournir

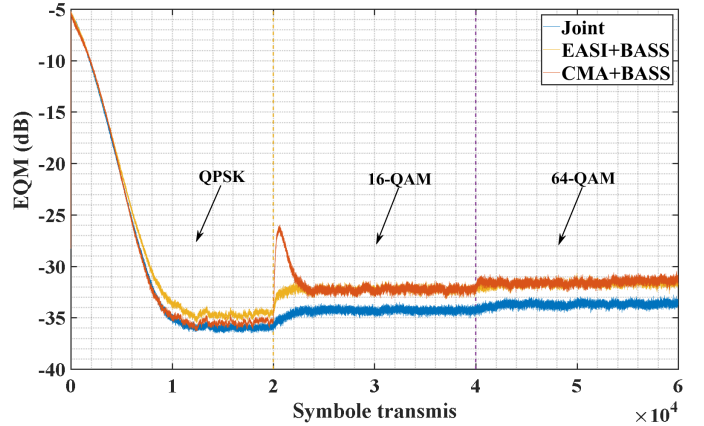


FIGURE 3 – Courbes d'EQM pour différents ordres de modulation et en présence du TX-IQ et de la rotation de polarisation.

des sorties biaisées, ce qui a été compensé en effectuant un ajustement de gain à sa sortie [9]. Les résultats de l'algorithme "CMA+BASS" sont obtenus en supposant que le rayon de l'algorithme CMA est maintenu constant et égal à celui correspondant à la modulation QPSK. Dans ce cas, l'algorithme CMA néglige les changements de modulation intervenus. Par conséquent, lorsque l'ordre de modulation passe du QPSK au 16-QAM, l'algorithme CMA démontre une convergence très lente par rapport à l'algorithme "joint". De plus, l'algorithme "CMA+BASS" maintient en régime permanent une erreur quadratique en excès supérieure à celle obtenue avec l'algorithme "joint". Les mêmes constatations

sont déduites si la modulation passe du 16-QAM au 64-QAM. Aussi, “EASI+BASS” garde un excès d’EQM par rapport à notre approche. Ainsi, l’algorithme ”joint” réagit bien quels que soient les formats de modulation introduits et conserve de bonnes performances en termes de vitesse de convergence et d’états stables, contrairement au “CMA+BASS”.

Maintenant, nous évaluons, sur la figure 4, la surface moyenne de l’amplitude du vecteur d’erreur (EVM) (sur les polarisations X et Y) en variant le paramètre  $\phi_p$  pour chaque polarisation. Dans ce cas, on considère le cas d’une modulation 16-QAM en présence de 15 dB de SNR. Les paramètres de rotation de polarisation restent inchangés et identiques à ceux de la figure 3 ( $\alpha = 30^\circ$ ,  $\theta = 50^\circ$ ). Le paramètre  $\epsilon_p$  est nul pour les deux polarisations. Il convient de mentionner

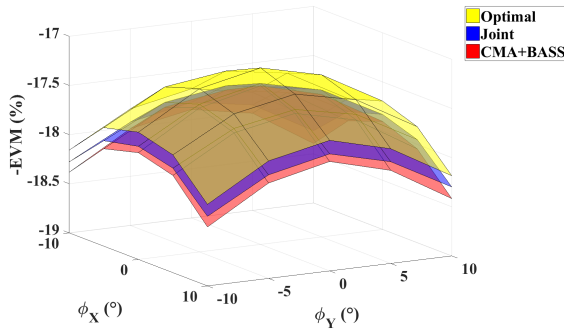


FIGURE 4 – Surface de l’EVM moyennée sur les deux polarisations en variant  $\phi_p$ .

que les performances en EVM sont évaluées en régime asymptotique. Compte-tenu de l’aspect en cloche de ces courbes, plus  $\phi_p$  augmente, plus les deux algorithmes souffrent à compenser parfaitement cette distorsion. Cependant, l’algorithme “joint” maintient de meilleures performances que l’algorithme “CMA+BASS”. Enfin, les conclusions restent valables si on varie  $\epsilon_p$  ou les paramètres de rotations de polarisation ( $\alpha$  et  $\theta$ ).

## 4 Étude de complexité des algorithmes

Dans cette section, nous évaluons les ressources requises par les algorithmes “CMA+BASS” et le “joint” en présence de DC résiduelle. Ainsi, le filtre fixe de compensation ne compense pas parfaitement cette distorsion et il est nécessaire d’introduire un égaliseur fractionné adaptatif à  $L$  coefficients complexes pour compenser cette distorsion résiduelle. En ce qui concerne l’algorithme “CMA+BASS”, nous quantifions la complexité du module BASS ainsi que la complexité des équations de mise à jour des coefficients de l’algorithme CMA. Quant à l’algorithme ”joint”, il sera mis en cascade avec deux filtres RIF complexes pour assurer la compensation de DC résiduelle. Ainsi, sa complexité sera calculée à partir des équations de mise à jour du “joint” ainsi que celui des deux filtres. Dans ce qui précède, nous ne prenons en compte que le nombre de multiplications et d’additions réelles et nous faisons l’hypothèse que les opérations de multiplication sont plus coûteuses en terme

de calcul que les additions. Le tableau 1 présente un résumé des besoins arithmétiques du “CMA+BASS” et du “joint” par symbole en termes de multiplications et d’additions réelles.  $L$

TABLE 1 – Nombres d’opérations réelles requises

	“CMA+BASS”	“Joint+2 RIF”	“EASI+2 RIF+BASS”
Multiplications	$16L + 26$	$8m^2 + 8L + 2$	$8m^2 + 8L + 24$
Additions	$13 + 16L$	$6m^2 + 8L$	$6m^2 + 8L + 13$
Multiplication pratique	$16L + 26$	$8L + 130$	$8L + 152$

représente la longueur des filtres et  $m$  le nombre de sources à séparer. Comme montré sur le tableau 1, notre algorithme proposé nécessite moins de calculs par rapport au “CMA+BASS” pour des longueurs de filtres supérieure à  $L^* = 13$  taps. Cela en fait un bon outil pour la transmission par fibre optique sur longues distances, où la dégradation due à la dispersion chromatique demeure un problème critique.

## 5 Conclusion

Cet article a proposé une méthode jointe pour la compensation du déséquilibre IQ au niveau de la transmission et du démultiplexage de polarisation. L’évaluation par simulation des métriques (EQM, EVM) montre les performances de l’algorithme “joint” proposé. Les deux algorithmes présentent à peu près les mêmes performances en EVM. Cependant, au niveau de l’EQM, à partir des simulations et des évaluations de performances réalisées, on observe que l’algorithme “Joint” assure une meilleure convergence en régime permanent par rapport aux “CMA+BASS”. Le point saillant du “joint” est son approche aveugle menant à une convergence rapide quel que soit le format de modulation utilisé, contrairement à son équivalent, qui nécessite des informations sur la modulation utilisée pour garantir globalement les mêmes performances, combiné à une réduction de la complexité induite par la compensation du DC.

## Références

- [1] Y. Han and G. Li, “Coherent optical communication using polarization multiple-input-multiple-output,” *Opt. Express*, vol. 13, pp. 7527–7534, Sep 2005.
- [2] S. J. Savory *et al.*, “Transmission of 42.8Gbit/s Polarization Multiplexed NRZ-QPSK over 6400km of Standard Fiber with no Optical Dispersion Compensation,” in *Conf. on Opt. Fiber Comm.*, pp. 1–3, March 2007.
- [3] I. Fatadin *et al.*, “Compensation of Quadrature Imbalance in an Optical QPSK Coherent Receiver,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 20, pp. 1733–1735, Oct 2008.
- [4] C. S. Petrou *et al.*, “Quadrature Imbalance Compensation for PDM QPSK Coherent Optical Systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, pp. 1876–1878, Dec 2009.
- [5] T. Nguyen *et al.*, “Joint simple blind IQ imbalance compensation and adaptive equalization for 16-QAM optical communications,” in *International Conf. on Comm.*, pp. 4913–4918, June 2015.
- [6] M. Valkama *et al.*, “Blind signal estimation in conjugate signal models with application to IQ imbalance compensation,” *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, pp. 733–736, Nov 2005.
- [7] J. Cardoso and B. H. Laheld, “Equivariant adaptive source separation,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, pp. 3017–3030, Dec 1996.
- [8] P. Rykaczewski *et al.*, “On the Connection of IQ Imbalance and Channel Equalization in Direct-Conversion Transceivers,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, pp. 1630–1636, May 2008.
- [9] M. Bellanger, “On the performance of two constant modulus algorithms in equalization with non-cm signals,” in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 3475–3478, May 2007.