



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Μελέτη Οπτικού Δέκτη με Ενεργό Έλεγχο Φάσης
και Πόλωσης για Χρήση σε Οπτικά Μητροπολιτικά
Δίκτυα και Κέντρα Δεδομένων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σωτήριος Π. Στάμου

Επιβλέπων : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Φεβρουάριος 2022



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Μελέτη Οπτικού Δέκτη με Ενεργό Έλεγχο Φάσης
και Πόλωσης για Χρήση σε Οπτικά Μητροπολιτικά
Δίκτυα και Κέντρα Δεδομένων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σωτήριος Π. Στάμου

Επιβλέπων : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 28^η Φεβρουαρίου 2022.

.....
Η. Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Α.Δ. Παναγόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Φεβρουάριος 2022

.....
Σωτήριος Π. Στάμου

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Σωτήριος Π. Στάμου

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάμε ποιοτικά τις επιδόσεις και τις αντοχές ενός συστήματος βασισμένο στις υπάρχουσες coherent τεχνολογίες. Πιο συγκεκριμένα, εστιάζουμε στην απόδοση αυτού όσον αφορά την αντιμετώπιση του φαινομένου της Διασποράς Τρόπων Πόλωσης (Polarization Mode Dispersion – PMD) μέσω της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Στη συνέχεια παρουσιάζεται ένας τρόπος ώστε να αποκτήσουμε μια εποπτεία της διαδικασίας μεταβολής της κατάστασης της πόλωσης που δέχεται το σήμα, με τη βοήθεια των διανυσμάτων Stokes και της σφαίρας Poincare. Τα παραπάνω λαμβάνουν χώρα υπό το πρίσμα ενός προτεινόμενου καινοτόμου κυκλώματος coherent δέκτη, το οποίο θα είναι σε θέση να αντιμετωπίσει τις αλλοιώσεις του σήματος όσον αφορά το PMD, την ολίσθηση της συχνότητας και το θόρυβο φάσης, μέσω της οπτικής επεξεργασίας σήματος, ώστε να μειωθεί η συνολική κατανάλωση ισχύος και το κόστος σε σχέση με τις υπάρχουσες coherent τεχνολογίες. Παράγοντας κλειδί στην υλοποίηση του συγκεκριμένου κυκλώματος και της οπτικής επεξεργασίας σήματος είναι η μονολιθική φωτονική ολοκλήρωση παθητικών και ενεργών στοιχείων, η οποία προσφέρεται από την γενικευμένη τεχνολογική πλατφόρμα ολοκλήρωσης του Indium Phosphide (InP). Αφορμή για την ανάπτυξη του προτεινόμενου κυκλώματος είναι η σταδιακή αδυναμία των IM/DD τεχνολογιών να ανταπεξέλθουν στις μελλοντικές ανάγκες της εποχής πέρα από τα 400 G στο πεδίο των διασυνδέσεων μεταξύ κέντρων δεδομένων

Όσον αφορά τη δομή της εργασίας, στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζουμε την παρούσα κατάσταση όσον αφορά την κίνηση του διαδικτύου, μελετάμε τις IM/DD λύσεις που χρησιμοποιούνται σήμερα και γίνεται μια σύγκριση μεταξύ αυτών και των coherent τεχνολογιών με αφορμή την πρόσφατη επικύρωση του 400ZR IA. Στο δεύτερο κεφάλαιο ασχολούμαστε με τη φωτονική ολοκλήρωση, εισάγουμε την έννοια των γενικευμένων τεχνολογικών πλατφορμών ολοκλήρωσης, όπου παρουσιάζουμε τις πιο βασικές και στεκόμαστε σε αυτήν του InP. Στο τρίτο κεφάλαιο αναλύουμε τη δομή και τη λειτουργία ενός παραδοσιακού ψηφιακού coherent δέκτη και έπειτα παρουσιάζουμε τον προτεινόμενο καινοτόμο coherent δέκτη εξηγώντας τη συνολική λειτουργία αυτού αλλά και των ξεχωριστών building blocks από τα οποία αποτελείται, κάνοντας τέλος μια σύγκριση ισχύος και κόστους μεταξύ των δύο δεκτών. Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζουμε τη διαδικασία που ακολουθήθηκε για την υλοποίηση των προσομοιώσεων, τα συμπεράσματα που προκύπτουν και τέλος στο πέμπτο κεφάλαιο προτείνουμε ιδέες για μελλοντική έρευνα.

Λέξεις Κλειδιά

Κέντρα Δεδομένων, διασυνδέσεις, σχήμα διαμόρφωσης, σύμφωνος δέκτης, φωτονική ολοκλήρωση, γενικευμένη τεχνολογική πλατφόρμα ολοκλήρωσης, InP, ψηφιακή επεξεργασία σήματος, οπτική επεξεργασία σήματος, πόλωση, διασπορά τρόπων πόλωσης.

Abstract

In this thesis we qualitatively study the performance and durability of a system based on existing coherent technologies. More specifically, we focus on its performance in dealing with the phenomenon of Polarization Mode Dispersion (PMD) through digital signal processing. Subsequently we present a way to gain an overview of the process of changing the state of polarization that the signal receives, with the help of the Stokes vectors and the Poincare sphere. The above takes place in the light of a proposed innovative coherent receiver circuit, which will be able to deal with PMD signal distortions, frequency offset and phase noise through optical signal processing to reduce total power consumption and costs in relation to existing coherent technologies. A key factor in the implementation of this circuit and optical signal processing is the monolithic photonic integration of passive and active elements, which is offered by the generic technology integration platform of Indium Phosphide (InP). The reason for the development of the proposed circuit is the gradual inability of IM / DD technologies to meet the future needs of the era beyond 400 G in the field of data center interconnects.

Regarding the structure of the thesis, in the first chapter we present the current situation regarding the internet traffic, we study the IM / DD solutions used today and a comparison is made between them and the coherent technologies on the occasion of the recent validation of the 400ZR IA. In the second chapter we deal with photonic integration, we introduce the concept of generic technology integration platforms, where we present the most basic ones and we stand on that of InP. In the third chapter we analyze the structure and operation of a traditional digital coherent receiver and then we present the proposed innovative coherent receiver explaining its overall function and the separate building blocks of which it consists, concluding a comparison of power and cost between the two receivers. In the fourth chapter we present the process followed for the implementation of the simulations, the conclusions that emerge and finally in the fifth chapter we suggest ideas for future research.

Keywords

Datacenters, interconnects, modulation format, coherent receiver, photonic integration, generic technology integration platform, InP, digital signal processing, optical signal processing, polarization, polarization mode dispersion.

Ευχαριστίες

Όσον αφορά τη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία, θα ήθελα αρχικά να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο για την ανάθεση της διπλωματικής και για την ευκαιρία που μου έδωσε να αναπτύξω τις γνώσεις μου στον τομέα των φωτονικών επικοινωνιών. Επίσης, ευχαριστώ θερμά το Δρ. Ιωάννη Κανάκη και τη Δρ. Μαρία Σπυροπούλου για την πολύτιμη καθοδήγηση τους και την αμέριστη συμπαράσταση κατά τη διεξαγωγή της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας. Τέλος, ευχαριστώ τον υποψήφιο Διδάκτορα Ευστάθιο Ανδριανόπουλο για τις συμβουλές του πριν αλλά και κατά τη διάρκεια διεξαγωγής της συγκεκριμένης εργασίας.

Θέλω επίσης να ευχαριστήσω τους φίλους μου και τις φίλες μου. Συγκεκριμένα ευχαριστώ θερμά τον Νίκο ο οποίος μου συμπαράσταθη με κάθε τρόπο τόσο σε ζητήματα της σχολής αλλά ήταν και είναι πάντα στο πλευρό μου ως φίλος. Ευχαριστώ τον Ορέστη ο οποίος ως φίλος ήταν πάντα δίπλα τόσο για να μοιραστούμε τις καλές στιγμές, αλλά και για να με στηρίξει στις δύσκολες στιγμές της ζωής μου. Ευχαριστώ το Μιχάλη με τον οποίο ως φίλοι μοιραστήκαμε κοινούς προβληματισμούς και όνειρα, και το Γιώργο ο οποίος εκτός από τη κοινή μας συμπόρευση στη σχολή, και τη στήριξη που μου προσέφερε ως φίλος, στάθηκε αφορμή ώστε να ξεκινήσουμε το μουσικό μας ταξίδι μαζί με το Βαγγέλη τον οποίο επίσης ευχαριστώ. Επίσης θέλω να ευχαριστήσω τους φίλους και τις φίλες μου από τον τόπο διαμονής μου για όλες τις όμορφες στιγμές που περάσαμε μαζί.

Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω και να εκφράσω τη βαθιά μου ευγνωμοσύνη στους γονείς μου Παντελή και Κατερίνα για την αμέριστη στήριξη και τη συμπαράσταση τους όλα αυτά τα χρόνια καθώς επίσης και τον αδερφό μου Παναγιώτη

Σωτήριος Στάμου

Αθήνα, 28^η Φεβρουαρίου 2022

Περιεχόμενα

Περίληψη	1
Abstract	2
Ευχαριστίες	3
Περιεχόμενα	4
Κατάλογος Εικόνων	6
Κατάλογος Πινάκων	8
Κεφάλαιο 1	9
Εισαγωγή.....	9
1.1 Αύξηση της κίνησης στο διαδίκτυο	9
1.2 Υπολογιστικά Κέντρα Δεδομένων και Διασυνδέσεις	10
1.3 Σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται.....	11
1.4 Τεχνολογίες (Λέιζερ Κάθετης Κουλότητας, DML, EML)	13
1.5 Μονάδες Διασύνδεσης	14
1.6 Πέρα από τα 400G και το 400ZR.....	15
1.7 Σύγκριση Coherent και IM/DD Τεχνολογιών	16
Κεφάλαιο 2	18
Φωτονική ολοκλήρωση	18
2.1 Απο τα ηλεκτρονικά ολοκληρωμένα κυκλώματα στα φωτονικά ολοκληρωμένα κυκλώματα ..	18
2.2 Τεχνολογία Ολοκλήρωσης Ημιαγωγών	19
2.3 Γενικευμένες Τεχνολογικές Πλατφόρμες Φωτονικής Ολοκλήρωσης.....	20
2.4 Οπτική Επεξεργασία Σήματος.....	24
Κεφάλαιο 3	25
Οπτικό Κύκλωμα Coherent Δέκτη με Ενεργό Έλεγχο στην Πόλωση και τη Φάση	25
3.1 Παραδοσιακός Coherent Δέκτης	25
3.2 Ψηφιακός Coherent Δέκτης και Παραδοσιακές DSP Λειτουργίες	31
3.3 Αρχή Λειτουργίας προτεινόμενου Coherent Δέκτη	42
3.4 Καινοτόμα Building Blocks στην InP Τεχνολογική Πλατφόρμα	44
3.5 Ανάλυση Κόστους και Ισχύος Προτεινόμενου Δέκτη	53
Κεφάλαιο 4	56
Παρουσίαση Προσομοιώσεων και Απαραίτητης Θεωρίας.....	56
Κεφάλαιο 5	69

Σύνοψη και Μελλοντική Εργασία.....	69
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α.....	71
Βασική Θεωρία Πόλωσης	71
A.1 Επίπεδα κύματα.	71
A.2 Καταστάσεις της Πόλωσης	71
A.3 Λογισμός Jones	72
A.4 Παράμετροι Stokes	74
A.5 Η σφαίρα Poincaré	78
Βιβλιογραφία	80

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1. 1 Παγκόσμια ανάπτυξη των συνδεδεμένων συσκευών [2]	9
Εικόνα 1. 2 Παγκόσμια IP κίνηση ανά συσκευή [2].....	10
Εικόνα 1. 3 Ηλεκτρικές στάθμες NRZ (πάνω) και PAM 4 (κάτω).....	12
Εικόνα 1. 4 Επικυρωμένα standards από την IEEE για τα 400G[8].....	13
Εικόνα 1. 5 Εξέλιξη των οπτικών τεχνολογιών για Data Centers της Google.[12].....	14
Εικόνα 1. 6 Σύγκριση Intra-DCI IM/DD και coherent πομποδεκτών (α) Ισχύς/Gbps και (β) Γραμμική πυκνότητα. [12]	17
Εικόνα 2. 1 Ο Νόμος του Moore για τα φωτονικά κυκλώματα.[18].....	18
Εικόνα 2. 2 Παράδειγμα διαδικασίας σχεδίασης στο πρόγραμμα προσομοιώσεων κυκλωμάτων PICwave.[22]	21
Εικόνα 2. 3 Μονολιθικά ολοκληρωμένος πομπός πολλαπλών μηκών κύματος[27].....	23
Εικόνα 3. 1 Δομή σύμφωνου δέκτη που μετράει το διακρότημα μεταξύ του σήματος και του LO	25
Εικόνα 3. 2 Φάσμα του (α) οπτικού σήματος (β) του μεταφερόμενου προς τα κάτω IF σήματος.....	27
Εικόνα 3. 3 Διάγραμμα φασισθετών του σήματος και του LO για ομόδυνη φάραση.....	28
Εικόνα 3. 4 Διάγραμμα φασισθετών του σήματος και του LO για phase-diversity ομόδυνη φάραση ..	28
Εικόνα 3. 5 Διάταξη phase diversity ομόδυνου δέκτη με χρήση 90° οπτικού hybrid	29
Εικόνα 3. 6 (α) Φάσμα του οπτικού σήματος (β) Ομόδυνα ανιχνευμένο σήμα με phase diversity ομόδυνου δέκτη και συμβατικό ομόδυνου δέκτη.....	29
Εικόνα 3. 7 Διάταξη phase polarization diversity ομόδυνου δέκτη.....	30
Εικόνα 3. 8 Σχηματικό ψηφιακού phase και polarization diversity coherent δέκτη [40]	32
Εικόνα 3. 9 Διαπλάτυνση παλμού και διασυμβολική παρεμβολή [41]	33
Εικόνα 3. 10 (α) Ασύγχρονα δείγματα πριν το Timing Recovery (β) Σύγχρονα δείγματα μετά το Time Recovering	34
Εικόνα 3. 11 Ιδανικός και παρεκκλίνων πυρήνας ίνας (β) παραμόρφωση παλμού και κύριες πολωτικές καταστάσεις (PSP) [41]	36
Εικόνα 3. 12 Block diagram FIR φίλτρου για την αποπλεξία πολώσεων στην έξοδο ενός polarization diversity σύμφωνου δέκτη	37
Εικόνα 3. 13 Αρχή της μεθόδου M-ης δύναμης. Υψώνοντας στην Μη δύναμη το λαμβανόμενο μιγαδικό πλάτος μπορούμε να απαλείψουμε τη διαμόρφωση φάσης και να μετρήσουμε το θόρυβο φάσης	40
Εικόνα 3. 14 DSP κύκλωμα για τη μέθοδο M-ης δύναμης για την εκτίμηση φάσης	40
Εικόνα 3. 15 Ολίσθηση φάσης.....	41
Εικόνα 3. 16 Αρχή του QPSK partition σε αστερισμό 16 QAM	41
Εικόνα 3. 17 Δημιουργία τελικού αστερισμού για (α) X πόλωση και (β) Y πόλωση.	42
Εικόνα 3. 18 Επίδειξη coherent δέκτη μονής πόλωσης.....	43
Εικόνα 3. 19 Επίδειξη coherent δέκτη διπλής πόλωσης	43
Εικόνα 3. 20 Μονού Τμήματος παθητικός Polarization Converter/Rotator [55]	44
Εικόνα 3. 21 (α) Σχηματική αναπαράσταση της μετατροπής από TE ρυθμό σε TM. (β) Εξέλιξη της κατάστασης πόλωσης στη σφαίρα του Poincaré καθώς το φως ταξιδεύει στον PC, όπου ο άξονας M1M2 ταυτίζεται με τον άξονα που περνάει από τα σημεία που αντιστοιχούν στις πολώσεις +45° και -45°.[56].....	45
Εικόνα 3. 22 Οι γωνίες κλίσης (tilt angles) των ρυθμών M1, M2 έχουν αντίθετα πρόσημα στα δύο αντικατοπτρισμένα τμήματα. [54]	46

Εικόνα 3. 23	Δομή του Polarization Splitter [57]	46
Εικόνα 3. 24	Η δομή του phase shifter (α) το building block με τις ηλεκτρονικές και οπτικές διεπαφές (β) η στοίβα στρωμάτων (layer-stack)	47
Εικόνα 3. 25	Δομή endless phase shifter	48
Εικόνα 3. 26	Εξέλιξη των φάσεων στον phase shifter	50
Εικόνα 3. 27	(α) Δομή 1 ^{ου} polarization controller (β) Αναπαράσταση της μεταβολής της πόλωσης πάνω στη σφαίρα Poincaré[59]	52
Εικόνα 3. 28	Δομή 2 ^{ου} polarization controller	52
Εικόνα 4. 1	Διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τη διεξαγωγή των προσομοιώσεων	56
Εικόνα 4. 2	Αναπαράσταση επίδρασης του PMD Emulator πάνω στη σφαίρα Poincare για το μοντέλο (α) FirstOrderPMD (β) Bruyere-Kognelik (γ) PlanarSweep (δ) EMTY	59
Εικόνα 4. 3	Εξέλιξη διανυσμάτων Stokes S1, S2 και S3 ως προς τη συχνότητα για τα μοντέλα (α) FirstOrderPMD (β) Bruyere-Kognelik (γ) PlanarSweep (δ) EMTY	59
Εικόνα 4. 4	Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 80 Km για $s = 5 * 10 - 4$ (πάνω) και για $s = 5 * 10 - 3$ (κάτω).....	61
Εικόνα 4. 5	Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 500 Km για $s = 5 * 10 - 4$ (πάνω) και για $s = 5 * 10 - 3$ (κάτω).....	61
Εικόνα 4. 6	Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 1000 Km για $s = 5 * 10 - 4$ (πάνω) και για $s = 5 * 10 - 3$ (κάτω).....	62
Εικόνα 4. 7	Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 2000 Km για $s = 5 * 10 - 4$ (πάνω) και για $s = 5 * 10 - 3$ (κάτω).....	62
Εικόνα 4. 8	Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 3000 Km για $s = 5 * 10 - 4$ (πάνω) και για $s = 5 * 10 - 3$ (κάτω).....	63
Εικόνα 4. 9	Σφαίρα για αποστάσεις (α) 80 km (β)500 km (γ) 1000 km (δ) 2000 km (ε) 3000 km (στ) 6000 km	66
Εικόνα A. 1	Ελλειπτική κατάσταση της πόλωσης. Τα $E0x$ και $E0y$ είναι τα πλάτη των ηλεκτρικών πεδίων κατά μήκος των αξόνων x και y, θ είναι η γωνία προσανατολισμού της έλλειψης και ψ είναι η ελλειπτικότητα[56]	74
Εικόνα A. 2	Σφαίρα Poincaré (α) Το σημείο “P” αντιπροσωπεύει μια κατάσταση της πόλωσης πάνω στη σφαίρα, όπου θ και ψ είναι οι γωνίες προσανατολισμού και ελλειπτικότητας αντίστοιχα της κατάστασης πόλωσης P (β) Ειδικές καταστάσεις της πόλωσης πάνω στη σφαίρα Poincaré: “H” είναι η οριζόντια γραμμική, “V” είναι η κάθετη γραμμική, “+45” είναι η +45° γραμμική, “-45” είναι η -45° γραμμική, “R” είναι η δεξιόστροφη κυκλική και “L” είναι η αριστερόστροφη κυκλική[56]	78

Κατάλογος Πινάκων

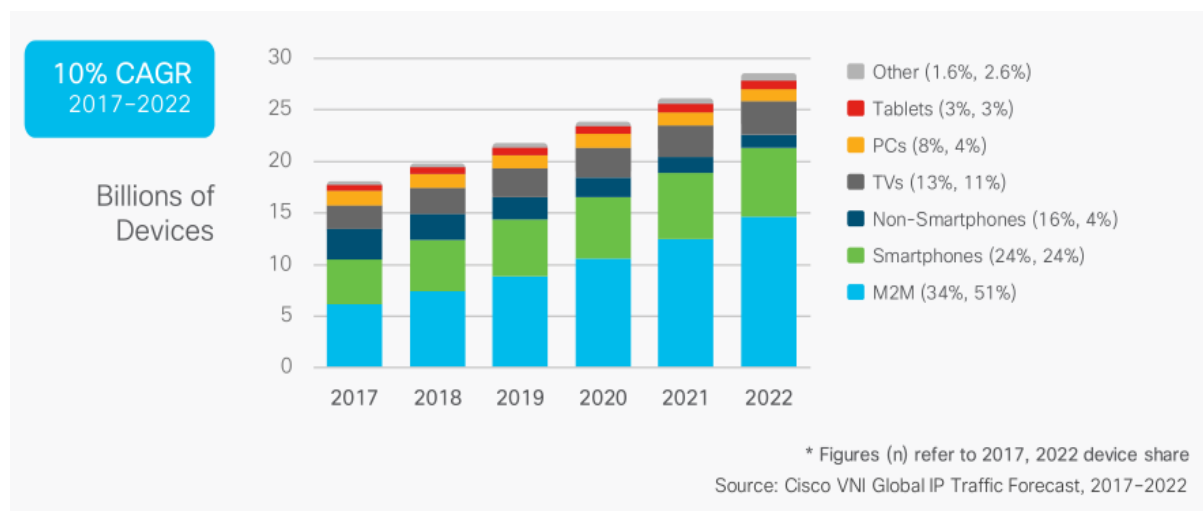
Πίνακας 1 Πεδία εξόδου σε σχέση με τις φάσεις στο δεύτερο σταάδιο	49
Πίνακας 2 Ακριβής έλεγχος των φάσεων του 2 ^{ου} σταδίου	51
Πίνακας 3 Ανάλυση κατανάλωσης ισχύος του προτεινόμενου coherent δέκτη	54
Πίνακας 4 Ανάλυση κόστους του προτεινόμενου coherent δέκτη.....	55
Πίνακας 5 Τιμές BER συγκεκριμένων επαναλήψεων για τις αποστάσεις 80 km, 500 km, 1000 km, 3000 km και 6000 km για	64
Πίνακας 6 Τιμές BER συγκεκριμένων επαναλήψεων για τις αποστάσεις 80 km, 500 km, 1000 km, 3000 km και 6000 km για	64
Πίνακας 7 Τιμές BER συγκεκριμένων επαναλήψεων για την απόσταση 2000 km για.....	65
Πίνακας 8 Τιμές BER συγκεκριμένων επαναλήψεων για την απόσταση 2000 km για.....	65
Πίνακας 9 Διαφορά γωνιών μεταξύ συγκεκριμένων επαναλήψεων	67
Πίνακας 10 Διαφορά γωνιών από τις ειδικές καταστάσεις της πόλωσης	68

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Αύξηση της κίνησης στο διαδίκτυο

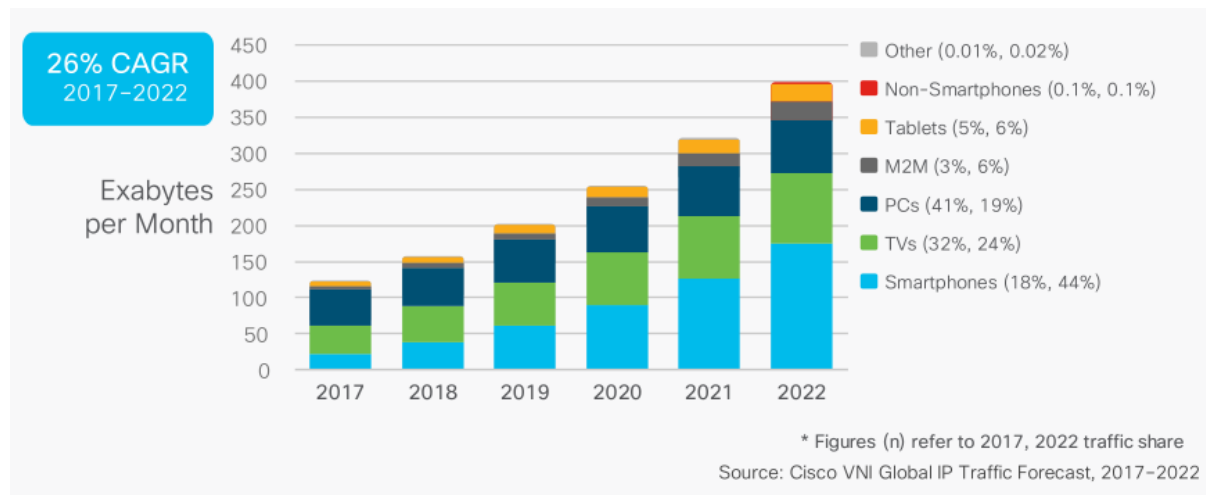
Τα τελευταία χρόνια είδαμε πολύ σημαντικές εξελίξεις όσον αφορά την τεχνολογία και το διαδίκτυο. Χαρακτηριστικά παραδείγματα είναι τα έξυπνα τηλέφωνα (smartphones). Πολλά μοντέλα έχουν χαμηλό κόστος, επιτρέποντας σε πολύ κόσμο να τα αποκτήσει και επιπλέον έχουν τη δυνατότητα πλοήγησης και χρήσης υπηρεσιών του διαδικτύου, ανάλογες με αυτές ενός υπολογιστή. Ένα επίσης τρανταχτό παράδειγμα είναι και τα μέσα κοινωνικής δικτύωσης όπως facebook, twitter κτλ. τα οποία με τη βοήθεια των smartphones έχουν γίνει σημαντικό κομμάτι της καθημερινότητας των περισσότερων ανθρώπων. Όμως υπάρχουν και πιο σύγχρονα παραδείγματα, όπως το internet of things (IoT) αλλά και οι υπηρεσίες video streaming όπως το Netflix που τείνουν να γίνουν και αυτά μια αναπόσπαστη θέση στη καθημερινότητα μας. Τα παραδείγματα που αναφέραμε παραπάνω, όπως και άλλα αυξάνουν όλο και περισσότερο το φόρτο και την IP κίνηση του διαδικτύου. Πιο συγκεκριμένα, σύμφωνα με την πρόβλεψη της CISCO VNI, η ετήσια παγκόσμια IP κίνηση θα φτάσει τα 4.8 ZB ανά χρόνο μέχρι το 2022, ή 396 Exabyte (EB) το μήνα. Αυτό είναι περίπου τρεις φορές περισσότερο σε σχέση με το 2017 όπου ήταν 1.5 ZB ανά χρόνο 122 EB το μήνα. Αυτό είναι ένα εξαιρετικά υψηλό νούμερο αν αναλογιστούμε ότι από 1984 μέχρι το 2016 τη συνολική IP κίνηση ήταν κάτι παραπάνω από 4.7 ZB.[1] Επίσης η μηνιαία κίνηση IP ανά άτομο θα φτάσει τα 50 GB μέχρι το 2022 από τα 16 GB το 2017. Σε αυτές τις αυξήσεις συμβάλλει η αύξηση των συνδεδεμένων στο διαδίκτυο συσκευών. Ο αριθμός των συνδεδεμένων συσκευών θα είναι μεγαλύτερος από τον τριπλάσιο παγκόσμιο πληθυσμό και πιο συγκεκριμένα 28.5 δισεκατομμύρια μέχρι το 2022 σε σχέση με τα 18 δισεκατομμύρια το 2017



Εικόνα 1. 1 Παγκόσμια ανάπτυξη των συνδεδεμένων συσκευών [2]

Κοιτώντας την Εικ. 1.1 βλέπουμε ότι το 2022 πρώτες στον αριθμό συνδέσεων έρχονται οι συνδέσεις M2M (Machine to Machine). Αυτό έχει να κάνει με την όλο και αυξανόμενη επικράτηση του IoT όπου έξυπνες συσκευές οι οποίες συνδέονται στο διαδίκτυο και μοιράζονται επεξεργάζονται και μεταφέρουν δεδομένα καταλαμβάνουν όλο και περισσότερο χώρο στη ζωή μας. Χαρακτηριστικά παραδείγματα είναι τα έξυπνα σπίτια τα οποία παρέχουν πληθώρα εφαρμογών όπως διάφοροι

αυτοματισμοί, κάμερες ασφαλείας, απομακρυσμένη επίβλεψη κτλ. ή τα έξυπνα αυτοκίνητα που συνδέονται στο διαδίκτυο και παρέχουν υπηρεσίες εντοπισμού, διάγνωσης και πλοήγησης ή ακόμα και αυτόματης οδήγησης. Στη συνέχεια έχουμε τις συνδέσεις smartphones και στην 3^η θέση τις συνδέσεις τηλεοράσεων. Παρατηρούμε επίσης στην Εικ. 1.1 ότι το ποσοστό συνδέσεων προσωπικών υπολογιστών (personal computer- PC) αναμένεται να μειωθεί μέχρι το 2022. Αυτό λοιπόν επηρεάζει την παγκόσμια IP κίνηση καθώς το 2017 το 51 % αυτής οφειλόταν σε συσκευές εκτός PC, ενώ το 2022 το 81 % θα οφείλεται σε συσκευές εκτός PC όπως μπορούμε να δούμε και στην Εικ. 1.2.



Εικόνα 1. 2 Παγκόσμια IP κίνηση ανά συσκευή [2]

Σημαντικός παράγοντας στην αύξηση της IP κίνησης είναι το video streaming σε υψηλές ποιότητες. Για παράδειγμα, εάν μια τηλεόραση HD με σύνδεση στο διαδίκτυο, έχει πρόσβαση σε περιεχόμενο για 2 ώρες την ημέρα, τότε θα δημιουργεί κίνηση ισάξια με αυτή που παράγεται από τα άτομα ενός νοικοκυριού. Η δυνατότητα πρόσβασης των smartphones σε υπηρεσίες video streaming έχει μεταφέρει μεγάλο μέρος της IP κίνησης σε αυτά, όπως βλέπουμε στην Εικ. 1.2. Επιπλέον, καλύτερες αναλύσεις όπως 4K ή UHD (Ultra -High-Definition), αυξάνουν σε σημαντικό βαθμό την κίνηση. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε πως πολλές από τις παραπάνω εφαρμογές εξαρτώνται από την καθυστέρηση (latency). Για παράδειγμα, η παρακολούθηση ενός βίντεο σε ζωντανή μετάδοση ή η πλοήγηση ενός αυτοκινήτου, αλλά και άλλες εφαρμογές, όπως τα Big Data ή η τηλεϊατρική απαιτείται να έχουν μικρό latency καθώς αυτό είναι κρίσιμο για την ορθή λειτουργία τους. [2]

1.2 Υπολογιστικά Κέντρα Δεδομένων και Διασυνδέσεις

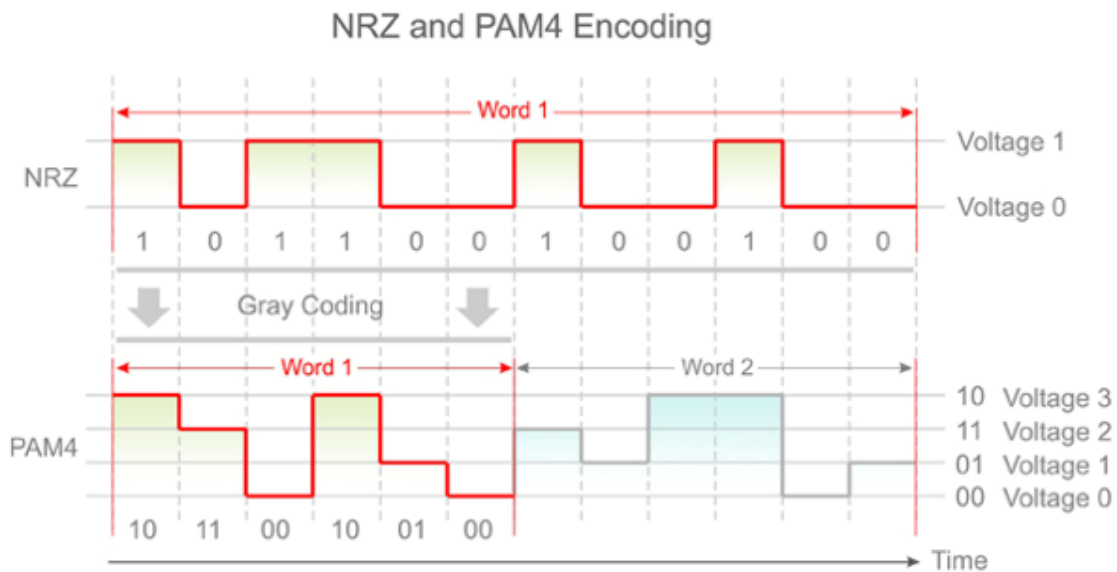
Με βάση λοιπόν τα παραπάνω, καταλαβαίνουμε πως ο φόρτος στο διαδίκτυο αυξάνεται σε μεγάλο βαθμό, και είναι σίγουρο ότι θα συνεχίσει να αυξάνεται ίσως με μεγαλύτερο ρυθμό τα επόμενα χρόνια. Ο κύριος δέκτης όλου αυτού του φόρτου είναι τα υπολογιστικά κέντρα δεδομένων (Data Centers). Οι Data Centers είναι φυσικές εγκαταστάσεις τις οποίες οι οργανισμοί παραδοσιακά χρησιμοποιούν για να αποθηκεύσουν και να επεξεργαστούν και να διαδώσουν τα δεδομένα τους αλλά και τις εφαρμογές τους. Τα κυριότερα στοιχεία ενός data center είναι οι δρομολογητές (routers), διακόπτες (switches), firewalls, αποθηκευτικά συστήματα, διακομιστές (servers) και application delivery controllers (ADC). Ενώ στο παρελθόν οι υποδομές των data centers περιοριζόντουσαν στην παραδοσιακή φυσική υποδομή με τη μορφή in-house διακομιστή, πλέον έχει μετασημματιστεί σε

εικονικά δίκτυα (virtual networks) τα οποία υποστηρίζουν εφαρμογές και αναλαμβάνουν υπολογιστικό φόρτο εργασίας (workload) σε ομαδοποιήσεις φυσικών υποδομών (pools of physical infrastructure) και σε περιβάλλον πολλαπλού νέφους (multiple cloud). Τα δεδομένα λοιπόν υπάρχουν και διασυνδέονται μεταξύ πολλαπλών data centers του edge του δικτύου, δημόσιων και ιδιωτικών νεφών, επιτυγχάνοντας έτσι μια αποκεντροποίηση στον τρόπο με τον οποίο διαμοιράζονται τα δεδομένα, και συνεπώς, ένας data center πρέπει να μπορεί να επικοινωνεί με όλα αυτά τα επίπεδα οργάνωσης. Ένα νέφος είναι μια συλλογή από data centers.

Όταν αναφερόμαστε σε διασυνδέσεις data centers (Data Center Interconnects – DCI) ξεχωρίζουμε δύο κατηγορίες. Τις intra datacenter interconnects και τις inter datacenter interconnects. Οι intra datacenter interconnects αναφέρονται σε διασυνδέσεις μέσα σε έναν data center. Μπορεί να είναι μέσα στο κτίριο του data center, ή μεταξύ διαφορετικών κτιρίων ενός data center, όπως για παράδειγμα στην περίπτωση ενός πανεπιστημιακού campus. Οι διασυνδέσεις αυτές ξεκινάνε από μερικά μέτρα και φτάνουν συνήθως μέχρι 10 km. Μέσα σε έναν data center, τα πάντα συνδέονται σε servers μέσω routers και switches. Στην περίπτωση των πανεπιστημιακών campus η ίνα έρχεται συνήθως σε ένα hub και όλες οι συνδέσεις γίνονται εκεί. Επομένως ακόμα και αν το κτίριο που θέλουμε να συνδεθούμε απέχει 200 μέτρα η ίνα θα πρέπει να πάει στο hub το οποίο μπορεί να απέχει παραπάνω από 1000 μέτρα. Επιπλέον είναι πιθανόν η απόσταση των κτιρίων μέσα σε έναν datacenter να φτάνουν τα 4 km. Γίνεται λοιπόν αντιληπτή η ανάγκη για μεγαλύτερες ταχύτητες και καλύτερες επιδόσεις λόγω των προαναφερθέντων. Οι inter datacenter interconnects από την άλλη, αναφέρονται σε διασυνδέσεις μεταξύ διαφορετικών data centers. Οι αποστάσεις τους κυμαίνονται από 10 km-80 km και συνήθως συμπίπτουν με τις αρχιτεκτονικές metro. Μεγαλύτερες αποστάσεις εντάσσονται στο metro και long haul δίκτυο, αν και ένα μέρος τους καλύπτεται από τις inter datacenters interconnects, παρ' όλα αυτά ανήκουν σε άλλη κατηγορία.

1.3 Σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται

Ρίχνοντας μια γρήγορη ματιά στο παρελθόν, μπορούμε να αποκτήσουμε μια εικόνα σε ό,τι αφορά τα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται για τις DCI σχετικά με τα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκαν από την εποχή των 40 Gbit/s μέχρι τα 100 Gbit/s. Εν συντομία μπορούμε να πούμε ότι αρχικά χρησιμοποιήθηκε η NRZ/OOK (ή και PAM 2) όπου ένα σύμβολο αντιστοιχεί σε ένα bit. Η τάση ήταν αρχικά να έχουμε με 4 οπτικούς δρόμους με ρυθμό μετάδοσης συμβόλων (baud rate) 10 Gbaud ανά οπτικό δρόμο, για τα 40 Gbit/s. Αυτό επικράτησε και στην 1^η γενιά των 100 Gbit/s όπου αρχικά είχαμε 10 οπτικούς δρόμους με baud rate 10 Gbaud. Στη συνέχεια περάσαμε στους 4 οπτικούς δρόμους με περίπου 25 Gbaud baud rate στον καθένα. Από εκεί και πέρα άρχισε να χρησιμοποιείται η διαμόρφωση PAM 4. Η PAM 4 είναι μία διαμόρφωση ισχύος, η οποία κωδικοποιεί 2 bit ανά σύμβολο. Έτσι λοιπόν επιτεύχθηκε η ταχύτητα των 100 Gbit/s αρχικά με 2 δρόμους και στη συνέχεια με 1 με baud rate περίπου 25 Gbaud και 50 Gbaud αντίστοιχα λόγω της PAM 4. [3] Για να το επιτύχει αυτό χρησιμοποιεί 4 ηλεκτρικές στάθμες, ενώ η NRZ 2. Με αυτόν τον τρόπο λοιπόν καταφέρνουμε να έχουμε καλύτερη εκμετάλλευση του bandwidth, εφόσον καταφέρνουμε διπλάσια ταχύτητα με το ίδιο baud rate, αλλά επίσης έχουμε και καλύτερη χρήση του bandwidth των στοιχείων που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση (modulators, ενισχυτές κτλ.). Βέβαια, καθώς η PAM 4 χρησιμοποιεί 4 στάθμες, καταλαβαίνουμε πως είναι πιο επιρρεπής σε υποβαθμίσεις σήματος (impairments), όπως η χρωματική διασπορά και ο θόρυβος [4], παρ' όλα αυτά, συνολικά, η χρήση της είναι πιο αποδοτική καθώς ανεβαίνουμε σε ρυθμούς μετάδοσης.



Εικόνα 1. 3 Ηλεκτρικές στάθμες NRZ (πάνω) και PAM 4 (κάτω)

Πλέον έχουμε εισέλθει στην εποχή των 400Gb Ethernet. Η επικύρωση του το Δεκέμβρη του 2017 [5] οδήγησε σε πολλές παρουσιάσεις το 2018 και η ανάπτυξη των πρώτων εμπορικών προϊόντων έγινε το 2019.[6] Η αγορά των 400G οπτικών πομποδεκτών είναι ακόμα στην αρχή της, αλλά αναμένεται η αναπτυχθεί γρήγορα με τις πωλήσεις να φτάνουν τα 22.6 δισεκατομμύρια μέχρι το 2023.[7] Για να καταλάβουμε καλύτερα τις δυνατότητες όσον αφορά τις αποστάσεις μετάδοσης, μπορούμε να δούμε τα standard που έχουν επικυρωθεί από τη IEEE για τα 400G. Όπως βλέπουμε στην Εικ. 1.4 η PAM 4 ορίζεται ως η κυρίαρχη μορφή μετάδοσης για τις αποστάσεις 100m (400GBASE-SR8), 2km (400GBASE-FR8), 10Km (400GBASE-LR8). Αυτό σημαίνει ότι χρησιμοποιούμε 8 οπτικούς δρόμους με baud rate περίπου 25 Gbaud. Υπάρχουν επίσης τα standards για 500m (400GBASE-DR4), 2km (400GBASE-FR4) και 6km (400GBASE-LR4). Αυτό σημαίνει ότι επιτυγχάνουμε τα 400G με τη χρήση 4 οπτικών δρόμων και του διπλάσιου baud rate. Κάτι που παρατηρούμε εδώ είναι το γεγονός ότι το standard LR, που παραδοσιακά αναφέρεται στα 10 km, στην περίπτωση των 4 οπτικών δρόμων αναφέρεται στα 6 km. Αυτό συμβαίνει διότι η χρωματική διασπορά αρχίζει και προβάλλει περιορισμούς όσο αυξάνουμε το baud rate ανά μήκος κύματος (στην συγκεκριμένη περίπτωση 53,125 Gbaud) και την απόσταση. Για το λόγο αυτό η IEEE αποφάσισε το συγκεκριμένο στάνταρ να το ορίσει στα 6 km. Παρ' όλο που γίνεται έρευνα ώστε να επιτευχθεί και η απόσταση των 10 km, με τη χρήση ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (Digital Signal Processing – DSP) και αντιστάθμισης, βλέπουμε σιγά σιγά τους περιορισμούς που παρουσιάζει η άμεση ανίχνευση (εδώ η PAM 4) στην αύξηση του baud rate. Τέλος, βλέπουμε ότι η PAM 4 προτείνεται και για αποστάσεις μέχρι 40 Km ((400GBASE-ER8) με χρήση οχτώ οπτικών δρόμων και γίνεται έρευνα ώστε να επιτευχθεί αυτή η απόσταση.[8] Όσον αφορά τις αποστάσεις μεγαλύτερες των 40 km, όπως έχουμε αναφέρει προηγουμένως οι inter datacenter interconnections φτάνουν μέχρι τα 80 km, όμως πάνω από τα 40 km η σύνδεση συνήθως γίνεται μέσω του metro network. Επομένως χρησιμοποιούνται άλλες τεχνολογίες κυρίως με coherent σχήματα διαμόρφωσης τα οποία θα τα αναλύσουμε παρακάτω.

Optical standards for data center interconnect

Standard	Modulation	Baud Rate (Gbaud)	Wavelength (nm)	Distance (m)	FEC	FEC NCG (dB)	FEC Latency (ns)
400GBASE-SR8	PAM4	26.56	850	100	RS(544,514)	6.8	100
400GBASE-FR8	PAM4	26.56	1300-LWDM	2,000	RS(544,514)	6.8	100
400GBASE-LR8	PAM4	26.56	1300-LWDM	10,000	RS(544,514)	6.8	100
400GBASE-ER8*	PAM4	26.56	1300-LWDM	40,000	RS(544,514)	6.8	100
400GBASE-SR4*	PAM4	53.125	850	50	RS(544,514)	6.8	100
400GBASE-DR4	PAM4	53.125	1300	500	RS(544,514)	6.8	100
400GBASE-FR4	PAM4	53.125	1300-CWDM	2,000	RS(544,514)	6.8	100
400GBASE-LR4-6	PAM4	53.125	1300-CWDM	6,000	RS(544,514)	6.8	100
400GBASE-LR4-10*	PAM4	53.125	1300-CWDM	10,000	RS(544,514)	6.8	100
800GBASE**	PAM4 (6)	~112-114	1300-CWDM	~1-2km	Higher Gain FEC	~9-10	< 300

* Under development

** IEEE 802.3 Beyond 400GbE Study Group starting work in Jan. 2021

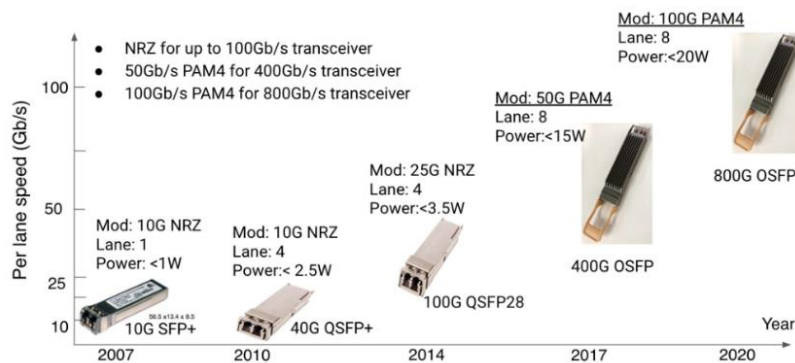
Εικόνα 1. 4 Επικυρωμένα standards από την IEEE για τα 400G[8]

1.4 Τεχνολογίες (Λείζερ Κάθετης Κοιλότητας, DML, EML)

Στη μεριά του πομπού στην περίπτωση των IM/DD υλοποιήσεων, οι τεχνολογίες που χρησιμοποιούνται συνήθως στις DCI είναι οι εξής: Λείζερ κάθετης κοιλότητας (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser – VCSEL), DML και EML. Το VCSEL είναι ένα είδος λείζερ ημιαγωγών. Θεωρείται η καλύτερη λύση για μικρές αποστάσεις μέχρι μερικές εκατοντάδες μέτρα, καθώς είναι αποδοτικό όσον αφορά το κόστος και έχει μικρό μέγεθος. Συνήθως χρησιμοποιεί μήκη κύματος 850 nm με αποτέλεσμα η επίδραση της χρωματικής διασποράς να μειώνεται σε ένα βαθμό. Ο συνδυασμός VCSEL και πολυρυθμικών ινών (Multiple Mode Fiber - MMF) έχει αναγνωριστεί ως υψηλά αποδοτική λύση για αποστάσεις μικρότερες των 300 m. [9] Το DML (directly modulated laser) περιλαμβάνει ένα μόνο τσιπ με ένα απλό κύκλωμα, το οποίο το κάνει ιδανικό για περιπτώσεις όπου απαιτείται μικρό μέγεθος και χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Η κωδικοποίηση της ισχύος του φωτός στα DML γίνεται απευθείας πάνω στο λείζερ δίχως τη χρήση κάποιου εξωτερικού διαμορφωτή. Αυτή η προσέγγιση προσφέρει απλότητα, παρ' όλα αυτά, είναι επιρρεπής στο φαινόμενο chirp με αποτέλεσμα να μειώνονται οι δυνατότητες όσον αφορά την απόσταση μετάδοσης λόγω της χρωματικής διασποράς. Συνεπώς τα DML χρησιμοποιούνται συνήθως για αποστάσεις 2 km-10 km. Στην αντίπερα όχθη είναι το EML (electro-absorption modulated laser) το οποίο περιλαμβάνει έναν εξωτερικό διαμορφωτή γεγονός που επιτυγχάνει λειτουργία χωρίς chirp. Επιπλέον οι εξωτερικοί διαμορφωτές τυπικά προσφέρουν υψηλότερο bandwidth απ' ότι στην απευθείας διαμόρφωση. Τυπικά τα DML χρησιμοποιούνται για αποστάσεις 2km -10km, ενώ για αποστάσεις 10km-40km χρησιμοποιούνται EML για τους λόγους που αναφέραμε παραπάνω. [10] Παράλληλα όμως πρέπει να έχουμε κατά νου πως οι επιδόσεις των DML και EML μειώνονται όσο ανεβαίνει η ταχύτητα μετάδοσης.

1.5 Μονάδες Διασύνδεσης

Για τις εφαρμογές data center, οι οπτικοί πομποδέκτες συνήθως υλοποιούνται σε μονάδες διασύνδεσης (pluggable modules), οι οποίες μπορούν να συνδεθούν με ευκολία στα switch και στις κάρτες δικτύων των servers και συμβάλουν στη διαφανή μετατροπή των ηλεκτρικών σημάτων σε οπτικά για τη μετάδοση, και αντίστροφα για τη λήψη των δεδομένων. Αποτελούνται από το κύκλωμα της διασύνδεσης με την εκάστοτε επαφή, ένα περίβλημα για τον περιορισμό των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών και τον οπτικό πομποδέκτη ο οποίος όσον αφορά τον πομπό περιλαμβάνει ένα ή πολλαπλά λέιζερ και επιλεκτικά διαμορφωτές (ανάλογα με το αν χρησιμοποιείται απευθείας ή εξωτερική διαμόρφωση), το απαιτούμενο ηλεκτρικό κύκλωμα οδήγησης, πολυπλέκτη (εάν μεταδίδονται αρκετά μήκη κύματος) και συστήματα σύζευξης (coupling systems) ώστε να εξάγουν το οπτικό σήμα στην οπτική ίνα. Όσον αφορά τον δέκτη περιλαμβάνει τα οπτικά συστήματα ώστε να εισάγει το οπτικό σήμα, ή να αποπλέξει τα κανάλια εφόσον απαιτείται, μία ή περισσότερες φωτοδιόδους και συνήθως ενισχυτές TIA (Trans-Impedance Amplifiers). Τα πιο γνωστά pluggable modules είναι το small form factor pluggable (SFP), το Quad (4 κανάλια) small factor pluggable (QSFP) και το C form factor pluggable. Σημειώνουμε πως καθένα από αυτά έχει και παραλλαγές (π.χ. SFP+, QSFP 56, CFP2/8 κτλ.) και τα CFP συνήθως είναι μεγαλύτερα σε μέγεθος.[11] Στην Εικ. 1.5 παρουσιάζεται περιληπτικά η εξέλιξη των οπτικών intra DCI τεχνολογιών της Google ως παράδειγμα της χρήσης των παραπάνω μονάδων αλλά και των τεχνολογιών που αναφέραμε. Αρχικά έχουμε 10Gb/s με τα SFP+ κάνοντας χρήση NRZ διαμόρφωσης, με direct detection (DD) και με ένα μήκος κύματος. Στη συνέχεια έχουμε τα 40 Gb/s με τα QSFP, τα οποία επιτυγχάνονται αυξάνοντας τους οπτικούς δρόμους σε τέσσερις (10 Gb/s ανά οπτικό δρόμο) όπως έχουμε αναφέρει και παραπάνω. Για εφαρμογές μικρών αποστάσεων μέχρι 100 m χρησιμοποιήθηκε η τεχνική space division multiplexing (SDM) με λέιζερ VCSEL και MMF). Για εφαρμογές μεγαλύτερων αποστάσεων μέχρι 2 km χρησιμοποιήθηκε η τεχνική coarse wavelength-division multiplexing (CWDM) με λέιζερ DML χωρίς ψύξη και SMF (Single Mode Fiber). Ακολουθούν τα 100 Gb/s με τα QSFP28 όπου αυξήθηκε η ταχύτητα των οπτικών δρόμων σε 25 Gb/s κρατώντας τον αριθμό τους (των οπτικών δρόμων) σταθερό. Στα 400 Gb/s έχουμε τα OSFP (Octal Small Form-Factor Pluggable) όπου χρησιμοποιεί το σχήμα διαμόρφωσης PAM 4 το οποίο είναι πιο αποδοτικό όσον αφορά το bandwidth όπως αναφέραμε και διπλασιάζεται ο αριθμός των οπτικών δρόμων από τέσσερις σε οχτώ και ο ρυθμός μετάδοσης από 25 GB/s σε 50 Gb/s κρατώντας τον ρυθμό μετάδοσης συμβόλων (baud rate) σταθερό στα 25 Gbaud/s. Επίσης χρησιμοποιήθηκαν λέιζερ EML χωρίς ψύξη, το οποίο όπως αναφέραμε παρουσιάζει πλεονεκτήματα σε σχέση με το DML. Όσον αφορά μεγαλύτερες ταχύτητες, εάν καταφέρουμε να αυξήσουμε τον ρυθμό συμβόλων από 25 Gbaud/s σε 50 Gbaud/s και χρησιμοποιώντας οπτικά και ηλεκτρικά στοιχεία με υψηλότερο bandwidth και καλύτερη γραμμικότητα θα μπορούσε να επιτευχθεί ταχύτητα 100 Gb/s ανά δρόμο και έτσι να έχουμε ταχύτητα 800 Gb/s με ένα OSFP.[12] Αυτό είναι κάτι που θα συζητήσουμε παρακάτω.



Εικόνα 1. 5 Εξέλιξη των οπτικών τεχνολογιών για Data Centers της Google.[12]

1.6 Πέρα από τα 400G και το 400ZR

Παραπάνω αναφέραμε ότι βρισκόμαστε στην εποχή των 400G. Παρ' όλα αυτά, αυτό δεν πρέπει να μας εφησυχάζει. Η κίνηση του διαδικτύου αυξάνεται με πολύ γοργούς ρυθμούς και θα συνεχίζει να αυξάνεται τα επόμενα χρόνια. Συνεπώς κάθε φορά που γίνεται ένα σημαντικό βήμα στην τεχνολογία πρέπει να αρχίζουμε να σκεφτόμαστε το επόμενο. Το να εισέλθουμε σε μεγαλύτερες ταχύτητες όπως 800 Gb/s ή και σε 1.6 Tb/s παρουσιάζει πολλές προκλήσεις λόγω των περιορισμών σε bandwidth των ηλεκτρικών και οπτικών στοιχείων. Θεμελιωδώς, υπάρχουν μόνο τρεις άξονες ελευθερίας για να αυξήσουμε το bandwidth των διασυνδέσεων. Ο 1^{ος} είναι ο ρυθμός συμβόλων ανά οπτικό δρόμο, ο 2^{ος} είναι η πολυπλεξία, όπου αναφερόμαστε σε χωρική πολυπλεξία, πολυπλεξία κατά μήκος κύματος, πολυπλεξία στο χρόνο και πολυπλεξία στην πόλωση, και ο 3^{ος} είναι η κωδικοποίηση περισσότερων bit ανά σύμβολο. Ο καθένας από τους προαναφερθέντες άξονες έχει τα πλεονεκτήματα και τους περιορισμούς του. Ιστορικά, ο 1^{ος} άξονας, δηλαδή ο ρυθμός συμβόλων, είναι ο πιο αποτελεσματικός τρόπος αύξησης του bandwidth όσον αφορά το κόστος. Το να διπλασιάσουμε όμως το ρυθμό συμβόλων του δικτύου από 50 Gbaud σε 100 Gbaud θα απαιτούσε οπτικά και ηλεκτρικά στοιχεία με bandwidth μεγαλύτερο των 50 GHz. Η αύξηση με βάση τον 2^ο άξονα, απαιτεί διπλασιασμό του αριθμού των οπτικών στοιχείων, υποθέτοντας ότι δεν αλλάζει η κωδικοποίηση ή οι τεχνικές ανίχνευσης. Στην περίπτωση της πολυπλεξίας κατά μήκος κύματος αυτό θα οδηγούσε σε σχεδόν γραμμική αύξηση στο κόστος και στην κατανάλωση ισχύος. Τέλος το να κωδικοποιήσουμε περισσότερα bits ανά σύμβολο χρησιμοποιώντας ακόμα υψηλότερα σχήματα διαμόρφωσης IM/DD όπως PAM 8 θα μπορούσε να μετριάσει τις απαιτήσεις bandwidth των οπτικών και ηλεκτρικών στοιχείων. Παρ' όλα αυτά, αυτό επιτυγχάνεται σε κόστος της αντοχής στο θόρυβο και των άλλων impairment του καναλιού.[13] Τίθεται λοιπόν το ερώτημα πώς θα πρέπει να κινηθούμε για να καταφέρουμε υψηλότερες ταχύτητες στο μέλλον αλλά και λύσεις οι οποίες θα αποδίδουν μια αξιοπιστία και σιγουριά όσο εξελίσσεται η τεχνολογία, χωρίς να πρέπει να αλλάζουμε κάθε φορά τεχνολογίες και εξοπλισμό.

Μια κρίσιμη καμπή στην περαιτέρω εξέλιξη της τεχνολογίας είναι η πρόσφατη ανακοίνωση της συμφωνίας υλοποίησης (implementation agreement) του 400 ZR IA από το φόρουμ OIF (Optical Inter-networking Forum). Το 400 ZR σκοπεύει να δημιουργήσει μονάδες (modules) των 400 G βασισμένες σε coherent σχήματα διαμόρφωσης, και συγκεκριμένα το διπλής πόλωσης 16-QAM (DP-16 QAM) κάνοντας χρήση χαμηλής ισχύος DSP. Οι αποστάσεις που στοχεύει αρχικά είναι από 80 km-120 km. Ένας κύριος στόχος είναι η εξασφάλιση της διαλειτουργικότητας των μονάδων, γεγονός το οποίο θα εξασφαλίσει τη συμβατότητα προϊόντων από διαφορετικές εταιρίες δίχως να χρειάζονται περαιτέρω ενέργειες. Αυτό είναι κάτι που δε συνέβαινε παλιότερα, επομένως η επίτευξη αυτού του στόχου θα γλιτώσει σημαντικό χρόνο και κόπο από τους χειριστές των δικτύων. Δεν έχει διευκρινιστεί ακόμα σε τι φυσική μορφή θα εφαρμοστεί, αλλά αναμένεται να εφαρμοστεί στα pluggable που αναφέραμε παραπάνω καθώς σήμερα αυτά παίζουν κύριο ρόλο στις DCI.[14] Όπως είπαμε το 400 ZR στοχεύει αρχικά τα 80 km αλλά σκοπεύει να καλύψει και το κενό των 40 km- 80 km. Στην ουσία αυτό σημαίνει ότι σκοπός είναι να αυξηθούν τα όρια των inter DCIs. Επομένως η κίνηση μεταξύ data centers θα γίνεται πιο εύκολα χωρίς τη διαμεσολάβηση του metro δικτύου σε ένα βαθμό. Η εύκολη διακίνηση μεταξύ των data centers σε όλο και μεγαλύτερες αποστάσεις είναι μια επιτακτική ανάγκη στην εποχή μας για τους λόγους που έχουμε αναφέρει παραπάνω. Έτσι λοιπόν θα έρθει μια μεγάλη αλλαγή στις inter DCI και τις metro DCI. Η χρήση coherent τεχνολογιών μπορεί να ανταπεξέλθει στις συγκεκριμένες απαιτήσεις όσον αφορά την απόσταση, αλλά και ως προς το baud rate, καθώς υπερτερεί των IM/DD όπως θα δούμε και παρακάτω. Για να γίνει αυτό όμως, αρχικά θα πρέπει να μειώσουμε το μέγεθος τους και κυρίως θα πρέπει να καταφέρουμε να υλοποιήσουμε συστήματα DSP τα οποία θα καταναλώνουν πολύ χαμηλότερη ισχύ σε σχέση με τα coherent συστήματα που χρησιμοποιούνται σήμερα, καθώς μέσα στους data center η ισχύς είναι ήδη πολύ μεγάλη, και δε θέλουμε να επιβαρύνουμε επιπλέον το περιβάλλον τους. Εφόσον καταφέρουμε να ξεπεράσουμε αυτό το εμπόδιο, ανοίγει ο

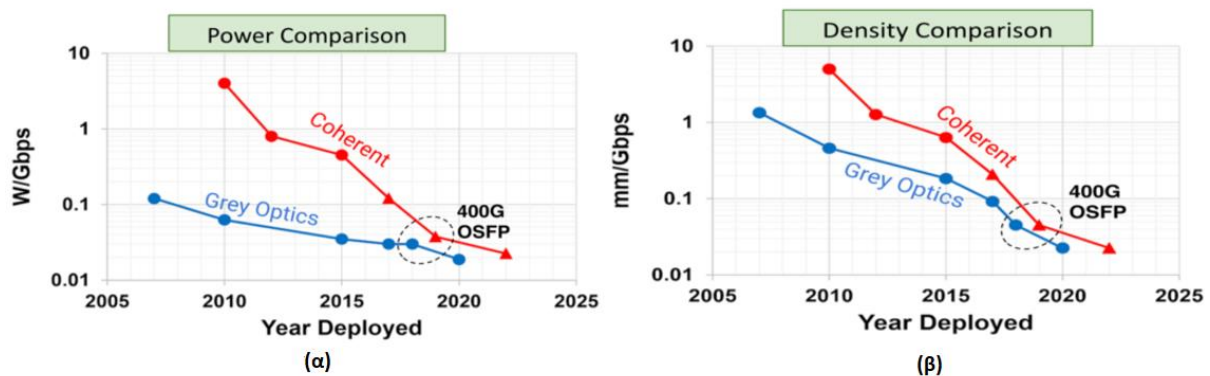
δρόμος για τη χρήση των coherent τεχνολογιών σε όλο και μικρότερες αποστάσεις και επίσης θα μπορούσαν οι coherent τεχνολογίες να αποκτήσουν ενεργό ρόλο στους data centers. Έτσι λοιπόν δημιουργείται μια νέα διάσταση στην απάντηση του ερωτήματος που θέσαμε παραπάνω σχετικά με υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, αυτή των coherent λύσεων.

1.7 Σύγκριση Coherent και IM/DD Τεχνολογιών

Ποια είναι όμως τα πλεονεκτήματα των coherent τεχνολογιών έναντι των IM/DD και γιατί αξίζει να επιλέξουμε αυτές για τη μετάβαση στην επόμενη γενιά και να μη συνεχίσουμε με τις ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες; Το ερώτημα αυτό έχει πολλούς παράγοντες που πρέπει να λάβουμε υπόψιν. Αρχικά πρέπει να έχουμε στο νου μας αν έχουμε να κάνουμε με 500 m, 2 km ή 10 km (Intra DCIs) ή παραπάνω (Inter DCIs). Κάθε περίπτωση έχει συγκεκριμένες απαιτήσεις και ανοχές όσον αφορά το κόστος, την κατανάλωση ισχύος, τη θερμότητα και τις απώλειες λόγω διασποράς ή θορύβου. Δε πρέπει επίσης να ξεχνάμε ότι και τα συστήματα DSP αλλά και οι τεχνικές που χρησιμοποιούνται για να αντισταθμίσουν τις απώλειες οι εκάστοτε τεχνολογίες παρουσιάζουν φραγμούς όσον αφορά το κόστος και την κατανάλωση ισχύος. Ο κύριος εκπρόσωπος των IM/DD στις μέρες μας είναι η PAM 4. Όπως είδαμε παραπάνω, η IEEE ορίζει στο στάνταρ των 400 Gb/s την PAM 4 ως την κύρια μορφή διαμόρφωσης για αποστάσεις 500 m, 2km και 10 km και προτείνεται και για 40 km. Για να επιτευχθεί ρυθμός δεδομένων 400 Gbit/s ανά κανάλι χρησιμοποιούνται οχτώ παράλληλα σήματα με ταχύτητα 50 Gbit/s το καθένα, τα οποία χωρίζονται μεταξύ τους με 800 GHz. Για να ξεπεραστούν οι περιορισμοί λόγω χρωματικής διασποράς, η λειτουργία των διεπαφών έχει οριστεί μόνο στην O-band (γύρω από τα 1310 nm) όπου η χρωματική διασπορά είναι σχετικά μικρή και κυμαίνεται από -5 μέχρι 1 ps/nm. Ένας στενότερος χωρισμός των μηκών κύματος εμποδίζεται λόγω μη γραμμικών αλληλεπιδράσεων μεταξύ των κυμάτων. Για να αυξήσουμε τα τον αριθμό των μηκών κύματος και να εισάγουμε DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) απαιτείται λειτουργία στην C-band (δηλαδή γύρω από τα 1550 nm) όπου όμως χρωματική διασπορά είναι μεγαλύτερη. Το να αυξήσουμε το ρυθμό δεδομένων του καναλιού πάνω από 400 Gb/s θα μπορούσε να γίνει αυξάνοντας τον ρυθμό ανά κύμα προς 100 Gb/s. Αυτό όμως σε σχήματα PAM 4 έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της χρωματικής διασποράς. Μπορούν να εφαρμοστούν τεχνικές ώστε να αντιμετωπιστούν τα προβλήματα λόγω της διασποράς, φτάνοντας όμως κοντά στις επιδόσεις των coherent συστημάτων χωρίς να τις ξεπεράσουν. Επιπλέον προτείνονται διάφορες τεχνικές DSP ή διαφορετικές υλοποιήσεις, όμως πρέπει να αναλογιστούμε ότι αυτό οδηγεί σε αυξημένες απαιτήσεις hardware και πολυπλοκότητας. Τέλος όσον αφορά την αποδοτικότητα του φάσματος και την αντοχή στο θόρυβο, είναι δυνατόν να έχουμε καλές επιδόσεις με την PAM 4 κάνοντας διάφορους χειρισμούς, πάλι όμως οι coherent τεχνολογίες φαίνονται να είναι καλύτερες χωρίς ιδιαίτερη προσπάθεια. [15] Εκτός από την PAM 4 που αναφέραμε, γίνεται συζήτηση και για υψηλότερα σχήματα IM/DD όπως η PAM 8. Κάτι τέτοιο όμως φαίνεται να είναι δύσκολο να επικρατήσει και να παρέχει αξιοπιστία για το μέλλον καθώς για να επιτευχθεί θα πρέπει να έχουμε 8 στάθμες ισχύος αντί για 4 όπως στην PAM 4, επομένως η απόσταση μεταξύ των σταθμών μειώνεται περισσότερο γεγονός μας κάνει πιο επιρρεπείς στα προβλήματα που αναφέραμε παραπάνω και δυσκολεύει περαιτέρω την αντιμετώπισή τους. [12]

Στις coherent τεχνολογίες, σε αντίθεση με τις IM-DD τεχνολογίες όπου γίνεται διαμόρφωση σε μια μόνο διάσταση του σήματος (πλάτος), η διαμόρφωση δύναται να γίνει σε τρεις διαστάσεις του σήματος: το πλάτος, τη φάση, και την πόλωση. Οι coherent τεχνολογίες προσφέρουν σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις IM-DD όσον αφορά το power sensitivity, την αποδοτικότερη χρήση του εύρους ζώνης, όπως και την αντοχή σε αρκετά impairment όπως η χρωματική διασπορά και η διασπορά τρόπων πόλωσης (PMD). Οι coherent τεχνολογίες έχουν χρησιμοποιηθεί ευρέως μόνο στα long haul (LH) και στα οπτικά metro δίκτυα, και όχι σε μικρές αποστάσεις λόγω της μεγάλης κατανάλωσης ισχύος (η οποία οφείλεται στο DSP του δέκτη), των αυστηρών περιορισμών όσον αφορά

το θόρυβο φάσης των λέιζερ και επίσης λόγω του πολύ μεγαλύτερου κόστους και μεγέθους των coherent πομποδεκτών σε σχέση τους IM/DD. Ωστόσο, με τη συνεχή ανάπτυξη της τεχνολογίας έχει υπάρξει τεράστια μείωση στο κόστος, στην κατανάλωση ισχύος αλλά και στο μέγεθος των coherent τεχνολογιών τη τελευταία δεκαετία. Στην Εικ. 1.6 βλέπουμε μια σύγκριση όσον αφορά την ισχύ και την γραμμική πυκνότητα ανά Gbps των coherent τεχνολογιών και των intra datacenters “grey optics” τα οποία βασίζονται σε IM/DD. Με τον όρο γραμμική πυκνότητα αναφερόμαστε στο απαιτούμενο πλάτος ανά Gb/s του πομποδέκτη. Παρατηρούμε λοιπόν ότι με το πέρασμα των χρόνων οι coherent τεχνολογίες πλησιάζουν αυτές των IM/DD και ίσως στο μέλλον τις ξεπεράσουν όσον αφορά την κατανάλωση ισχύος και την πυκνότητα των στοιχείων.[12]



Εικόνα 1. 6 Σύγκριση Intra-DCI IM/DD και coherent πομποδεκτών (α) Ισχύς/Gbps και (β) Γραμμική πυκνότητα. [12]

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει ο ανταγωνισμός των coherent τεχνολογιών με τις IM/DD τεχνολογίες σε intra datacenters διασυνδέσεις, και συγκεκριμένα σε μικρότερες των 2 km για πάνω από 400 Gb/s. Αυτή η περιοχή κυριαρχείται από την διαμόρφωση PAM 4 η οποία όπως είδαμε παραπάνω ορίζεται ως κύρια για τα 400 Gb/s. Είδαμε όμως ότι για να επιτύχουμε μεγαλύτερες ταχύτητες προσθέτοντας περισσότερα μήκη κυμάτων, η PAM 4 αρχίζει και δυσκολεύεται. Επίσης όσον αφορά τον ρυθμό δεδομένων ανά μήκος κύματος, προβλέπεται ότι για αυτές τις αποστάσεις θα επιτευχθεί η λειτουργία σε 100 Gbit/s αλλά το όριο για την PAM 4 θα είναι στην καλύτερη περίπτωση τα 400 Gbit/s ανά μήκος κύματος, καθώς μετά από αυτό η χρωματική διασπορά και η κατανάλωση ισχύος θα παρουσιάζουν αξεπέραστα εμπόδια.[16] Τα στάνταρ για παράδειγμα όπως είδαμε προβλέπουν περισσότερους οπτικούς δρόμους για την IM/DD, κάτι που απαιτεί όμως οπτική ενίσχυση ώστε να διασφαλιστεί ότι ο συνολικός ρυθμός δεδομένων θα φτάνει αυτόν που μπορεί να επιτευχθεί από ένα coherent σύστημα μονού καναλιού, απαιτώντας έτσι επιπλέον hardware για τη λειτουργία DSP τόσο στην μεριά του δέκτη όσο και του πομπού, χάνοντας το πλεονέκτημα κόστους που παρουσιάζουν οι DD τεχνολογίες. Δεν πρέπει να ξεχνάμε επίσης ότι γίνεται εκτεταμένη έρευνα όσον αφορά λύσεις hardware και software που στοχεύουν την μείωση και το κόστος των coherent συστημάτων οι οποίες καταφέρνουν σημαντικά αποτελέσματα τα οποία θα ανοίξουν το δρόμο για την εισαγωγή των coherent τεχνολογιών στις μικρότερες αποστάσεις. Επίσης συγκεκριμένες τεχνο-οικονομικές μελέτες έδειξαν ότι ένα coherent σύστημα με ένα μόνο μήκος κύματος έχει παρόμοια κατανάλωση ισχύος των ASIC όσο μια DD με τέσσερις οπτικούς δρόμους των 100 Gbit/s.[17] Δεδομένων της συνεχούς βελτίωσης της κατανάλωσης ισχύος των ASIC (Application Specific Integrated Circuit) αλλά και της πολυπλοκότητας, ένας από τους κύριους λόγους που κρατάνε πίσω τη μετάβαση στις coherent τεχνολογίες είναι η ποιότητα των λέιζερ όσον αφορά τις απαιτήσεις για χαμηλό linewidth που παρουσιάζεται σαν απαίτηση για τη μείωση του θορύβου φάσης. Παρ’ όλα αυτά αυτό είναι κάτι που μπορεί να επιλυθεί στο μέλλον.[16]

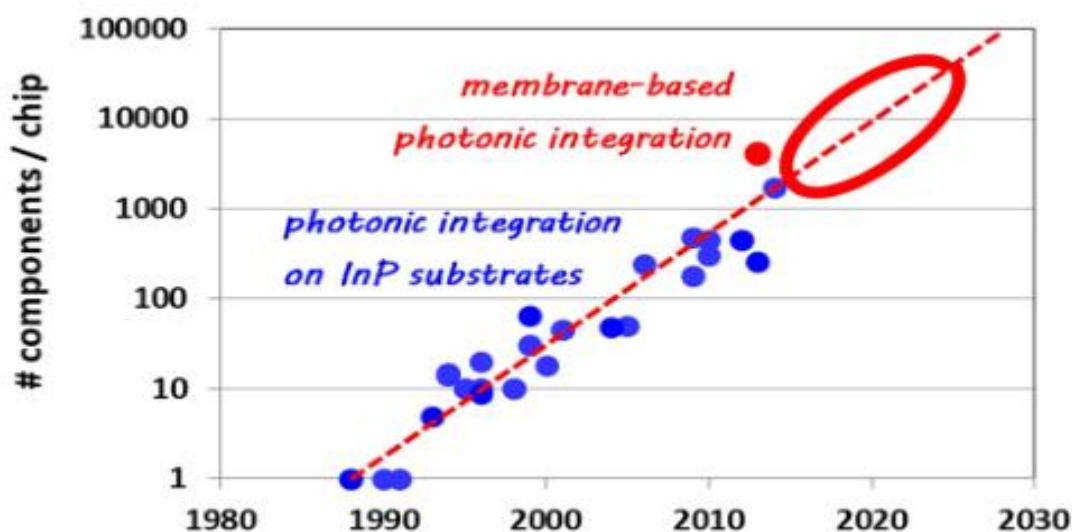
Κεφάλαιο 2

Φωτονική ολοκλήρωση

2.1 Απο τα ηλεκτρονικα ολοκληρωμένα κυκλώματα στα φωτονικά ολοκληρωμένα κυκλώματα

Η αγορά στον τομέα των Φωτονικών Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων (Photonic Integrated Circuits – PIC) αναπτύσσεται με γοργούς ρυθμούς. Η φωτονική Ολοκλήρωση είναι η κυρίαρχη τεχνολογία για επικοινωνίες υψηλού εύρους ζώνης (high bandwidth communications) και πρόκειται να γίνει η κυρίαρχη και σε πολλά άλλα πεδία των φωτονικών, ακριβώς όπως η μικροηλεκτρονική στο πεδίο των ηλεκτρονικών. Τα PICs προσφέρουν πολύ ανταγωνιστικά πλεονεκτήματα επίδοσης όσον αφορά την ακρίβεια, το εύρος, και την απόδοση ενέργειας. Για να επιτευχθεί η χρήση και σε άλλους τομείς, κύριας σημασίας είναι η διάθεση συγκεκριμένων γενικευμένων (generic) τεχνολογικών πλατφορμών φωτονικής ολοκλήρωσης με τυποποιημένες διαδικασίες απαλύνοντας το φόρτο των σχεδιαστών όσον αφορά τις τεχνολογίες, σπάζοντας έτσι τα διάφορα εμπόδια που υπήρχαν, επιτρέποντας γοργές εξελίξεις. Οι κύριες τεχνολογικές πλατφόρμες σήμερα είναι αυτές της μονολιθικής ολοκλήρωσης με βάση το Φωσφίδιου του Ινδίου (Indium Phosphide – InP) και τα φωτονικά πυριτίου (Silicon Photonics). Παρ’ όλα αυτά υπάρχουν και άλλες πλατφόρμες τις οποίες θα παρουσιάσουμε. Θα κάνουμε μια ανασκόπηση της πορείας των φωτονικών κυκλωμάτων, από την αρχή μέχρι την εποχή της ολοκλήρωσης σε μεγάλη κλίμακα εξετάζοντας παράλληλα τη σχέση τους με τα ηλεκτρονικά κυκλώματα, όσον αφορά την πορεία ανάπτυξή τους σε σχέση με αυτά, αλλά και σχετικά με το πώς τα ηλεκτρονικά κυκλώματα συνέβαλαν στην ανάπτυξη των φωτονικών κυκλωμάτων.

Είναι πολύ πιθανόν, κάποιος να σκεφτεί από την εμφάνιση των πρώτων ολοκληρωμένων φωτονικών κυκλωμάτων, ότι η πορεία τους θα ακολουθούσε την ίδια διαδρομή με αυτή των μικροηλεκτρονικών. Και πράγματι, βλέπουμε πολλές ομοιότητες. Η πολυπλοκότητα των φωτονικών τσιπ ακολουθεί μια εκθετική αύξηση, παρόμοια με το νόμο του Moore στα ηλεκτρονικά, όπως μπορούμε να δούμε στην Εικ. 2.1.



Εικόνα 2. 1 Ο Νόμος του Moore για τα φωτονικά κυκλώματα.[18]

Τα πρώτα χρόνια δόθηκε μεγάλη σημασία στη δημιουργία δομικών στοιχείων (building blocks), τα οποία θα ήταν απαραίτητα για τη δημιουργία κυκλωμάτων με ανώτερες λειτουργίες. Ένα πολύ σημαντικό παράδειγμα στοιχείου κυκλώματος ήταν το AWG (Arrayed Wavelength Grating) το οποίο έδωσε τη δυνατότητα ολοκλήρωσης σε μεγαλύτερη κλίμακα. Αυτό το στοιχείο επέτρεψε σε παράλληλα στοιχεία κυκλωμάτων όπως laser και modulator, να συνδυαστούν, ώστε να δημιουργηθούν κυκλώματα πολυπλεξίας μήκος κύματος, μια τεχνολογία η οποία υποστυλώνει το σημερινό internet. Δεκάδες στοιχεία ήταν εφικτό να ολοκληρωθούν στην αρχή της χιλιετίας, και καθώς η ολοκλήρωση με λέιζερ και διαμορφωτές εξελίσσεται, εκατοντάδες στοιχεία μπορούν να ολοκληρωθούν πλέον. Ακόμα, τα πιο εκλεπτυσμένα κυκλώματα τα οποία περιλαμβάνουν λέιζερ, διαμορφωτές, ανιχνευτές και πολυπλέκτες, έχουν πάνω από χίλια στοιχεία σε ένα τσιπ. Στη φωτονική, δεν προβλέπονται επίπεδα ολοκλήρωσης όμοια με αυτά που έχουν επιτευχθεί στα ψηφιακά μικροηλεκτρονικά. Οι φυσικές διαστάσεις και η διασκόρπιση της θερμότητας των φωτονικών κυκλωμάτων είναι τάξεις μεγαλύτερες από αυτές των τρανζίστορ. Έτσι λοιπόν τα φωτονικά μοιάζουν περισσότερο με τα RF-ηλεκτρονικά, όπου οι κλίμακες ολοκλήρωσης είναι επίσης σημαντικά μικρότερες από αυτές των ψηφιακών ηλεκτρονικών. Παρ' όλα αυτά, όταν τα τωρινά εμπόδια στη διαχείριση της θερμότητας, και στην αποδοτική ολοκλήρωση ηλεκτρονικών και φωτονικών ξεπεραστούν, αναμένεται ότι η εκθετική ανάπτυξη θα υπάρξει για τουλάχιστον δύο δεκαετίες.[18]

2.2 Τεχνολογία Ολοκλήρωσης Ημιαγωγών

Η ανάπτυξη των μικροηλεκτρονικών ολοκληρωμένων και των φωτονικών, ακολουθεί τον ίδιο δρόμο, αλλά με μια διαφορά 25- 30 χρόνων. Η αρχή των ηλεκτρονικών ολοκληρωμένων ήταν εφεύρεση του τρανζίστορ το 1948, το οποίο αντικατέστησε τους ογκώδεις σωλήνες κενού. Η αρχή της φωτονικής ολοκλήρωσης, ήταν η εφεύρεση του λέιζερ ημιαγωγού, το οποίο αντικατέστησε τα ογκώδη λέιζερ αερίου και σταθερής κατάστασης (solid-state laser). Και οι δύο εφευρέσεις χρησιμοποιήθηκαν ως διακριτά στοιχεία τα επόμενα χρόνια. Το 1958 η Kilby, κατάφερε να φτιάξει ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα το οποίο περιείχε αρκετά τρανζίστορ σε ένα υπόστρωμα πυριτίου και το 1970 η τεχνολογία CMOS έγινε η κυρίαρχη τεχνολογία ολοκλήρωσης για την μικροηλεκτρονική. Στα φωτονικά, το πρώτο ολοκληρωμένο κύκλωμα, το οποίο αποτελούνταν από ένα λέιζερ, ολοκληρωμένο με έναν διαμορφωτή αναφέρεται το 1987.[19] Η ολοκλήρωση πολλών στοιχείων σε υπόστρωμα πυριτίου σηματοδοτεί την αρχή μιας μακράς περιόδου εκθετικής ανάπτυξης, αυτή του Νόμου του Moore.

Τα πρώτα χρόνια, όταν η πολυπλοκότητα ήταν ακόμα μικρή, τόσο στη μικροηλεκτρονική όσο και στη φωτονική ολοκλήρωση, ο σχεδιασμός (των κυκλωμάτων) και η τεχνολογική ανάπτυξη των διαδικασιών ολοκλήρωσης ήταν στενά συνδεδεμένες διαδικασίες και εξαρτώμενες η μία από την άλλη, έχοντας ως αποτέλεσμα τον περιορισμό των δυνατοτήτων σχεδίασης από την υπάρχουσα τεχνολογία. Με την αυξανόμενη πολυπλοκότητα των κυκλωμάτων όμως, αυτή η σύνδεση άρχισε να δυσκολεύει και να γίνεται μη αποδοτική. Ένα σημαντικό βήμα λοιπόν στην ανάπτυξη της τεχνολογίας ολοκλήρωσης ημιαγωγών, ήταν η εμφάνιση γενικευμένων διαδικασιών ολοκλήρωσης, δηλαδή τεχνολογιών που επιτρέπουν τον διαχωρισμό της διαδικασίας σχεδιασμού, από την ανάπτυξη της εκάστοτε τεχνολογίας, προσφέροντας στους σχεδιαστές των τσιπ ένα μικρό σετ καλά ορισμένων τυποποιημένων δομικών στοιχείων (building blocks) με τα οποία θα μπορούν να σχεδιάσουν μια ευρεία γκάμα κυκλωμάτων με γνώμονα τις εκάστοτε εφαρμογές όπου αυτά απαιτούνταν (Application Specific Integrated Circuit – ASIC). Στην μικροηλεκτρονική, αυτή η προσέγγιση, προκάλεσε μια έκρηξη στο σχεδιασμό ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και άνοιξε το δρόμο για τα VLSI (Very Large Scale Integration). Ένα σημαντικό πλεονέκτημα που προσφέρει ο σχεδιασμός σε μια διαδικασία τυποποιημένων δομικών στοιχείων, είναι το ότι επιτρέπει το συνδυασμό διαφορετικών σχεδίων ενός ή περισσότερων σχεδιαστών σε ένα επανομαζώσιμο δισκία πολλαπλών πρότζεκτ (Multi -Project Wafer – MWP) το οποίο οδηγεί σε μια σημαντική μείωση του κόστους τυποποίησης. Επιπλέον, με αυτόν τον τρόπο η τεχνολογία εξελίσσεται συνεχώς, ανεξάρτητα από τον σχεδιασμό. Στα φωτονικά, αυτή η προσέγγιση, εμφανίστηκε πρώτη φορά από το ερευνητικό ινστιτούτο COBRA, γνωστό πλέον ως

Ινστιτούτο Φωτονικής Ολοκλήρωσης, στο TUE. Εφαρμόστηκε από πολλές ευρωπαϊκές ομάδες έρευνας του ePIXnet network of Excellence, το οποίο έφερε στην Ευρώπη τις πρώτες στον κόσμο δοκιμές (runs) φωτονικών MPW σε InP και Silicon Photonics το 2008. Σήμερα μονολιθική ολοκλήρωση σε InP και τα Silicon Photonics είναι οι δύο κύριες τεχνολογίες ολοκλήρωσης στα φωτονικά. Και στις δύο τεχνολογίες η πρόσβαση σε MPW δοκιμές προσφέρεται από βιομηχανικές και ημιβιομηχανικές μονάδες. Ένα σημαντικό ορόσημο για την ωρίμανση των τεχνολογιών ολοκλήρωσης είναι η μείωση του killer defect density σε ένα επίπεδο μικρότερο του 1 cm^{-2} . Για τα Silicon Photonics αυτό επιτεύχθηκε το 1987, ενώ για τα InP 23 χρόνια αργότερα, το 2010.[20]

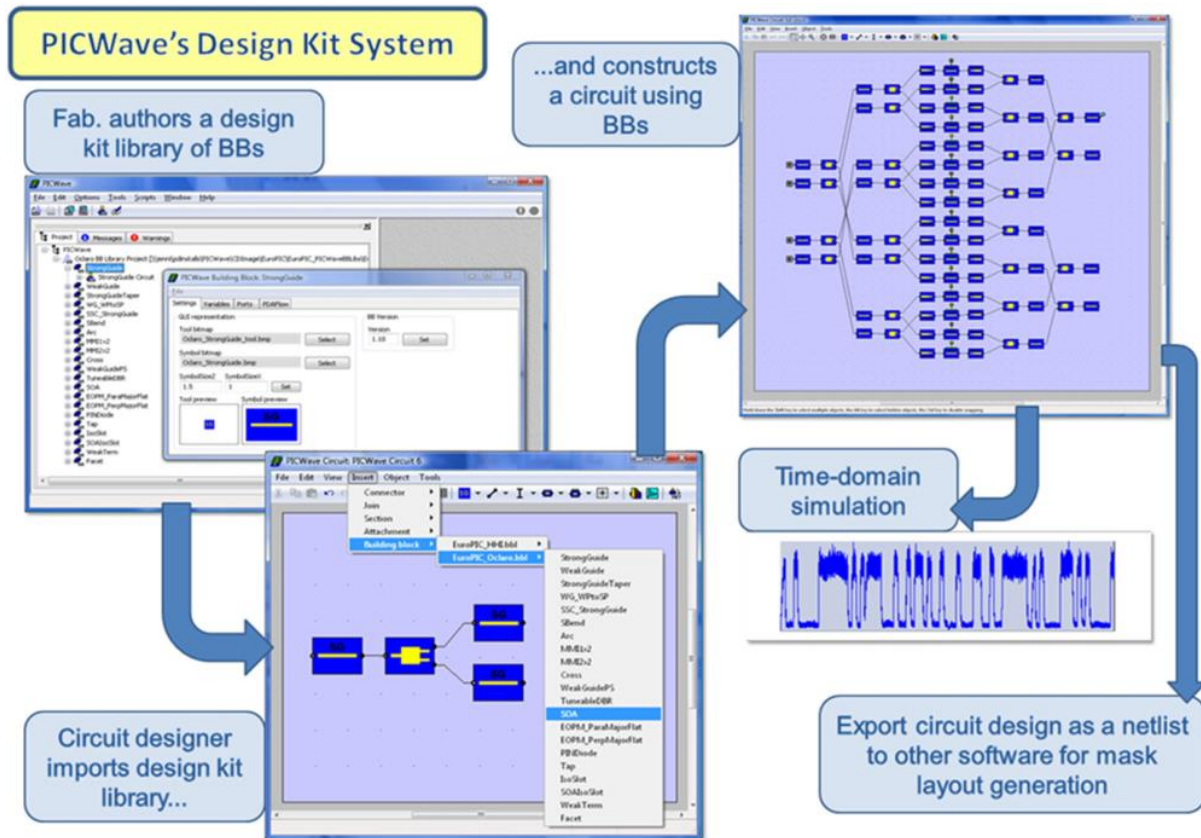
2.3 Γενικευμένες Τεχνολογικές Πλατφόρμες Φωτονικής Ολοκλήρωσης

Κοιτώντας τα ηλεκτρονικά, μπορούμε να δούμε ότι τα ηλεκτρονικά κυκλώματα συντίθενται με ένα πολύ μικρό σύνολο βασικών δομικών στοιχείων : τρανζίστορ, πυκνωτές και αντιστάσεις κτλ. Σε μια γενικευμένη τεχνολογία ολοκλήρωσης η οποία υποστηρίζει την ολοκλήρωση αυτών των βασικών δομικών στοιχείων ακόμα και οι μεγαλύτεροι επεξεργαστές και οι μνήμες μπορούν να παρασκευαστούν εισάγοντας αυτά τα δομικά στοιχεία και κάποιους πιο εκλεπτυσμένους συνδυασμούς τους μέσω βιβλιοθηκών σχεδίασης (designing libraries). Η χρήση τυποποιημένων, ισορροπημένων και επακριβώς ορισμένων building blocks, επιταχύνει τη σχεδίαση και επιτρέπει την αυξανόμενα και με ακρίβεια βελτίωση της επίδοσης σε επίπεδο κυκλώματος. Στα φωτονικά εφαρμόζουμε την ίδια προσέγγιση. Το φως είναι ένα σήμα που χαρακτηρίζεται από το πλάτος, τη φάση και την πόλωση. Αυτές οι ιδιότητες μπορούν να χειραγωγηθούν με έναν οπτικό ενισχυτή, ένα διαμορφωτή φάσης και έναν μετατροπέα πόλωσης αντίστοιχα. Με μια διαδικασία κατά την οποία μπορούμε να ολοκληρώσουμε αυτά τα βασικά building blocks μαζί με κυματοδηγούς και παθητικά στοιχεία, μπορούμε να υλοποιήσουμε μια μεγάλη ποικιλία κυκλωμάτων, συμπεριλαμβανομένων συντονιζόμενων (tunable) λέιζερ, πομπών, δεκτών, και μια ποικιλία από κυκλώματα αισθητήρων. Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι, σε μια γενικευμένη προσέγγιση ολοκλήρωσης, το λέιζερ δεν είναι ένα βασικό building block, αλλά ένα σύνθετο building block: στην πιο απλή του μορφή αποτελείται από έναν ενισχυτή και έναν resonator, ενώ τα συντονιζόμενα λέιζερ περιέχουν πολλά περισσότερα βασικά building blocks. Το πιο σημαντικό building block στη φωτονική είναι ο οπτικός ενισχυτής, και η σημασία του συγκρίνεται με αυτή του τρανζίστορ στην ηλεκτρονική.

Όπως είπαμε πριν, το ινστιτούτο COBRA ήταν αυτό που πρωτοστάτησε στην ανάπτυξη μιας γενικευμένης διαδικασίας για ολοκλήρωση οπτικών ενισχυτών με κυματοδηγούς και διαμορφωτές φάσης. Το 2008 άνοιξε τη διαδικασία της σε εξωτερικούς σχεδιαστές στα πλαίσια του ePIXnet network of excellence. Μέσω διάφορων οργανισμών και εταιριών τελικά το 2013 η εταιρία SMART Photonics και το 2014 το ινστιτούτο Henrich-Hertz έγιναν τα δύο foundries που παρέχουν εμπορική ανοιχτή πρόσβαση σε InP γενικευμένες διαδικασίες ολοκλήρωσης και μέχρι τώρα είναι οι μόνες στον κόσμο που παρέχουν προ τυποποιημένα building blocks, τα επονομαζόμενα kit διαδικασίας σχεδίασης (Process Design Kits – PDK).

Οι διαδικασίες σχεδιασμού των ASPIC (Application Specific Integrated Photonic Circuits) μπορούν να επιταχυνθούν σε μεγάλο βαθμό από τη διαθεσιμότητα προκαθορισμένων building blocks τα οποία έχουν δοκιμαστεί από πριν και μπορούν να τροποποιηθούν και να τοποθετηθούν σύμφωνα με τις απαιτήσεις του εκάστοτε κυκλώματος. Αυτό απαιτεί μια αφ' υψηλού διαδικασία διαλειτουργικότητας μεταξύ των εργαλείων σχεδίασης, των μεθόδων κατασκευής και του ελέγχου και της συσκευασίας των PIC. Αυτό, για την για την ολοκλήρωση σε InP για παράδειγμα, επιτυγχάνεται μέσω της πλατφόρμας JePPIX (JePPIX: Joint European Platform for Photonic Integration of Components and Circuits).[21] Οι συμμετέχοντες στη JePPIX αποτελούνται από Ινστιτούτα ανάπτυξης και σχεδιασμού PIC, εταιρίες που αναπτύσσουν λογισμικό για φωτονικό σχεδιασμό, εταιρίες σύνθεσης και συσκευασίας και δοκιμών στο τελικό προϊόν, αλλά και ερευνητές. Κεντρικό ρόλο σε αυτή τη συνεργασία παίζει η ανάπτυξη των PDK. Τα PDK περιλαμβάνουν μονάδες για την παραγωγή των μασκών layout των building block και υποστηρικτικές προσομοιώσεις, βιβλιοθήκες, πρότυπα για τεχνικές συσκευασίας και τον έλεγχο των PIC κατά τα οποία οι πόρτες εισόδου και εξόδου

καθορίζονται ώστε να συμβαδίζουν με τον εκάστοτε εξοπλισμό, και επίσης λογισμικό το οποίο ελέγχει τους κανόνες σχεδίασης και επισημαίνει τα σχεδιαστικά λάθη κάθε φορά. Τα PDK λοιπόν είναι η διασύνδεση μεταξύ σχεδιαστή και κατασκευαστών (foundry) για την παραγωγή, τη συσκευασία και τον έλεγχο των PIC και καθορίζει σε μεγάλο βαθμό τη δυνατότητα της εκάστοτε τεχνολογικής πλατφόρμας. Οσο πιο πλούσιο είναι λοιπόν το περιεχόμενό τους, τόσο πιο ισχυρή είναι και η εκάστοτε πλατφόρμα. Για αυτό το λόγο τα μέλη της Jerrix ξεκίνησαν να συνεργάζονται με στόχο την ανάπτυξη των PDK στα πρότζεκτ EuroPIC, PARADIGM, και MEMPHIS. Από τότε συνεχίζουν να συνεργάζονται και σε άλλα πρότζεκτ με σκοπό την περαιτέρω διεύρυνση των PDK.



Εικόνα 2. 2 Παράδειγμα διαδικασίας σχεδίασης στο πρόγραμμα προσομοιώσεων κυκλωμάτων PICwave.[22]

Επαινε ότι τα Silicon Photonics και το InP είναι οι δύο κυρίαρχες τεχνολογικές πλατφόρμες ολοκλήρωσης. Σήμερα όμως βλέπουμε ένα μεγάλο εύρος πλατφορμών ολοκλήρωσης αλλά και την εμφάνιση υβριδικών και ετερογενών συνδυασμών αυτών. Κάποιες από αυτές είναι οι εξής: Indium Phosphide (InP), Silicon nitride, Silicon Photonics, και οι υβριδική (Hybrid) και ετερογενής (Heterogeneous).

Silicon Photonics

Ενα πλεονέκτημα των Silicon Photonics στα οποία ανήκει και το SOI (Silicon on Insulator), είναι ότι όσο η διαδικασία είναι συμβατή με CMOS η διαδικασία ολοκλήρωσης μπορεί να εκτελεστεί σε μια μονάδα CMOS, γεγονός το οποίο τους προσδίδει ένα καλά ελεγχόμενο και γοργά επεκτάσιμο περιβάλλον κατασκευής, κρατώντας παράλληλα το κόστος χαμηλό. Το SOI (Silicon on Insulator) έχει υπάρξει το υλικό προτίμησης για παθητικά PIC όπως MMIs και directional couplers, splitters και οπτικά φίλτρα. Ενα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό των Silicon Photonics, είναι η δυνατότητα τους να συνδυαστούν με ηλεκτρονικά κυκλώματα, μειώνοντας το συνολικό μέγεθος και το κόστος. Παρόλο που τα silicon photonics αφορούσαν κυρίως παθητικά στοιχεία, οι τεχνολογικές εξελίξεις δείχνουν ότι επιτυγχάνεται και η ανάπτυξη ενεργών στοιχείων, όπως διαμορφωτές (modulators) και ανιχνευτές

(detectors).[23] Ένα κύριο μειονέκτημα που παρουσιάζουν τα silicon photonics είναι το γεγονός ότι δεν είναι διαθέσιμη η δημιουργία πηγών όπως αποδοτικά λέιζερ, δίχως την ετερογενή ολοκλήρωση. Οι ασθενείς ηλεκτροπτικές ιδιότητες επίσης αποδίδουν διαμορφωτές φάσης με υψηλές απώλειες. Η οπτική ισχύς που η συγκεκριμένη πλατφόρμα μπορεί να διαχειριστεί είναι περιορισμένη λόγω της μη γραμμικής συμπεριφοράς του πυριτίου. Η έρευνα όμως προχωράει και γίνονται προσπάθειες για λέιζερ με νανο-δομές πυριτίου και γερμανίου (silicon germanium – SiGe) για εκπομπή σε μεγαλύτερα μήκη κύματος.[24]

Silicon Nitride

Στην πλατφόρμα του Silicon Nitride (SiN) κατασκευάζονται ηλεκτροπτικές συσκευές, αλλά και κυματοδηγοί που υποστηρίζουν μήκη κύματος λειτουργίας από το ορατό φως μέχρι το μέσο υπεριώδες, και παρουσιάζουν τις χαμηλότερες απώλειες σε σχέση με τις άλλες πλατφόρμες. Η τεχνολογία PIC βασισμένη σε Silicon Nitride κεντρίζει ιδιαίτερα το ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια. Το εύρος των μηκών κύματος που υποστηρίζεται από το υλικό είναι αρκετά ευρύτερο από τις άλλες πλατφόρμες και κυμαίνεται από 400 nm μέχρι τα 2500 nm εξυπηρετώντας εφαρμογές οι οποίες είναι ανέφικτες για τα Silicon Photonics και το InP. Οι απώλειες διάδοσης κυμαίνονται από 0,1 dB/cm μέχρι 0.1 dB/m., επιτρέποντας μεγάλα μήκη μονοπατιών και περίπλοκες δομές συμβολόμετρων. Επιπλέον οι κυματοδηγοί έχουν πολύ μικρά σφάλματα φάσης, αυξάνοντας έτσι την προβλεπόμενη απόδοση των οπτικών μονοπατιών και προσφέροντας ακεραιότητα στο σήμα. Τα ενεργά στοιχεία όμως δεν υπάρχουν στα SiN και επομένως προσφέρονται εναλλακτικές με υβριδική ολοκλήρωση.

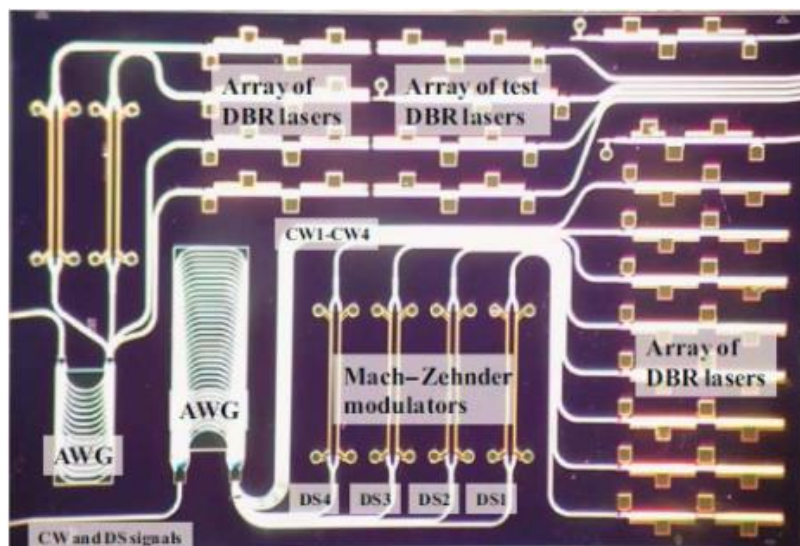
Υβριδική και Ετερογενής ολοκλήρωση

Όπως αναφέραμε παραπάνω η υβριδική και η ετερογενής ολοκλήρωση επιτρέπουν το συνδυασμό στοιχείων από διαφορετικές πλατφόρμες. Η υβριδική ολοκλήρωση επιτρέπει τον συνδυασμό διάφορων building blocks τα οποία έχουν βελτιστοποιηθεί σε διαφορετικές τεχνολογίες. Οι αντοχές όσον αφορά την ευθυγράμμιση των στοιχείων από διαφορετικές τεχνολογίες και την συνολική απόδοση παρουσιάζουν ακόμα δυσκολίες και χρειάζεται προσοχή κατά κατασκευή. Χαρακτηριστικό παράδειγμα της υβριδικής ολοκλήρωσης είναι ο συνδυασμός Silicon Nitride με InP όπου έχουμε αύξηση στις επιδόσεις των φωτονικών κυκλωμάτων χάρη στις πολύ χαμηλές απώλειες των SiN τεχνολογιών και των ενεργών στοιχείων των InP. Όσον αφορά την ετερογενή ολοκλήρωση, σε αντίθεση με την υβριδική, αναφέρεται στον ταυτόχρονο σχεδιασμό και κατασκευή δομών κάνοντας χρήση τεχνολογιών διαφορετικών πλατφορμών, ώστε να επιτευχθούν δυνατότητες πέρα από αυτές των ξεχωριστών πλατφορμών, σε επίπεδο building-block. Αυτό μπορεί να επιτρέψει έναν δρόμο σε υψηλής πυκνότητας φωτονικά κυκλώματα. Επιπλέον, η ετερογενής ολοκλήρωση μπορεί να επιτρέψει την ολοκλήρωση φωτονικών και ηλεκτρονικών στοιχείων. Χαρακτηριστικό παράδειγμα της ετερογενούς ολοκλήρωσης είναι το nanophotonic InP membrane on silicon (IMOS) όπου δισκία InP εφαρμόζουν σε μη επεξεργασμένα δισκία πυριτίου και στη συνέχεια αφαιρείται το υπόστρωμα InP ώστε να δημιουργηθούν κυματοδηγοί με υψηλή απομόνωση (confinement) του φωτός και με κυματοδότηση συγκρίσιμη σε αυτήν των Silicon Photonics, όμως με τα πλεονεκτήματα του ότι μπορούμε να κατασκευάσουμε και ενεργές δομές.[25]

InP generic integration platform

Η πλατφόρμα του Inp είναι η πιο ολοκληρωμένη και λειτουργική, καθώς προσφέρει μια πλήρη γκάμα από ενεργά και παθητικά στοιχεία όπως λέιζερ, διαμορφωτές και ανιχνευτές. Η αποδοτικότητα των PIC είναι εγγυημένη καθώς τα ενεργά building blocks είναι ενεργειακά αποδοτικά και συμβατά. Η συνύπαρξη ενεργών και παθητικών στοιχείων μονολιθικά ολοκληρωμένα στο ίδιο κύκλωμα προσφέρει μεγάλη ελευθερία και ευελιξία, καθώς μπορούμε εύκολα να έχουμε πηγές φωτός αλλά και διαμορφωτές, ανιχνευτές κ.α. Επιπλέον, με αυτόν τον τρόπο μειώνεται η πολυπλοκότητα κατασκευής των κυκλωμάτων αλλά και οι απώλειες λόγω αντανάκλασεων, καθώς το οπτικό σήμα μπορεί να μεταφέρεται εύκολα στο κύκλωμα. Το εύρος των μηκών κύματος που υποστηρίζεται από το υλικό κυμαίνεται από 1100 nm μέχρι τα 2000 nm. Το τηλεπικοινωνιακό εύρος περίπου 1500-1600 nm προσφέρει πληθώρα εφαρμογών και υποστηρίζεται ήδη από πολλά MPW. Τα κύρια building blocks που παρουσιάζει σήμερα η πλατφόρμα είναι: Λέιζερ τα οποία περιλαμβάνουν DFB και DBR λέιζερ με σημαντικές αποδόσεις όσον αφορά την ισχύ εξόδου και την φασματική καθαρότητα (spectral purity),

με μεγαλύτερη των 40 dB καταπίεση των πλευρικών λοβών (side mode suppression), αλλά και συντονιζόμενα (tunable) λέιζερ όπου παρατηρείται εύρος συντονισμού μέχρι και 74 nm, πολύ ικανοποιητικό linewidth περίπου 400 kHz και αρκετά milliwatt ισχύς εξόδου.[25] Στοιχεία χειρισμού της πόλωσης όπως διαχωριστές πόλωσης (polarization splitters) που παρουσιάζουν extinction ratio μέχρι και 25 dB, αλλά και μετατροπείς πόλωσης που επιτυγχάνουν ποσοστό μετατροπής πάνω από 96%. [26] Διαμορφωτές φάσης, οι οποίοι κάνοντας χρήση του ηλεκτροπτικού φαινομένου καταφέρνουν λειτουργία μέχρι 30 Gb/s. Διαμορφωτές πλάτους, είτε ηλεκτροαπορροφητικοί (EAM) οι οποίοι πετυχαίνουν λειτουργία μέχρι και 64 Gb/s είτε δομές MZM οι οποίες μπορούν να κατασκευαστούν από διαμορφωτές φάσης ώστε να έχουμε διαμόρφωση φάσης και πλάτους. Τέλος έχουμε φίλτρα τα οποία παρουσιάζουν μικρές απώλειες μέχρι 0.15 dB, αλλά και συζεύκτες οπτικών ινών (fiber coupling) οι οποίοι καταφέρνουν τις πιο ανεξάρτητες από το μήκος κύματος και την πόλωση συνδέσεις κρατώντας τις απώλειες (coupling losses) κάτω από 2 dB[25]. Όσον αφορά τις εφαρμογές κυκλωμάτων έχουμε διάφορα παραδείγματα. Στον τομέα των τηλεπικοινωνιών έχουμε ένα παράδειγμα κυκλώματος ενός πομπού πολλαπλών μηκών κύματος, το οποίο υλοποιείται ολοκληρώνοντας μονολιθικά μια διάταξη 8 DBR λέιζερ με μια διάταξη 8 MZM και ένας AWG χρησιμοποιείται ώστε να πολυπλέξει τα οπτικά κανάλια σε ένα κοινό οπτικό κυματοδηγό στην έξοδο, όπως φαίνεται στην Εικ. 2.3, επιτυγχάνοντας ισχύεις λειτουργίας των 4 dBm και ρυθμό δεδομένων 12.5 Gbit/s.[27] Στο πεδίο των Data center έχει επιτευχθεί ένα μονολιθικό κύκλωμα το οποίο αποτελείται από πύλες SOA, διαχωριστές (splitters) και κυκλικούς δρομολογητές μήκος κύματος (cyclic wavelength routers) το οποίο επιτυγχάνει δρομολόγηση τυχαίων συνδυασμών μηκών κύματος σε συνδέσεις οπτικών ινών[28] αλλά και συνδυασμός συμβολόμετρων Mach Zehnder και πυλών SOA για αποδοτική δρομολόγηση δεδομένων τα οποία χρησιμοποιούν κυκλώματα που παράγονται στα MPWs.[29] Εκτός από το πεδίο των τηλεπικοινωνιών η τεχνολογία InP συμβάλλει και σε άλλες εφαρμογές όπως στις βίο-επιστήμες και επιστήμες υλικών. Παράδειγμα αποτελεί η χρήση σε τεχνικές φασματικής απεικόνισης, όπου το chirp των παραγόμενων παλμών που χρησιμοποιούνται εμποδίζει την εύρυθμη λειτουργία, με αποτέλεσμα να δημιουργηθούν κυκλώματα για την αντιμετώπιση του chirp στους οπτικούς παλμούς[30], αλλά και σε συστήματα παρακολούθησης της υγείας που χρησιμοποιούν αισθητήρες οπτικών ινών, όπου κυκλώματα μέτρησης μηκών κύματος[31] συμβάλλουν στην καλύτερη λειτουργία τους.



Εικόνα 2. 3 Μονολιθικά ολοκληρωμένος πομπός πολλαπλών μηκών κύματος[27]

2.4 Οπτική Επεξεργασία Σήματος

Ακολουθώντας το νόμο του Moore, και χάρη στη συνεχή έρευνα και τις δομές που αναφέραμε τα φωτονικά κυκλώματα θα επιτυγχάνουν ολοκλήρωση όλο και σε μεγαλύτερη κλίμακα. Αυτό είναι καλό καθώς μπορούν να υλοποιηθούν όλο και περισσότερες λειτουργίες σε ένα τσιπ γεγονός πολύ σημαντικό για τις υψηλών απαιτήσεων bandwidth εφαρμογές στις τηλεπικοινωνίες. Όμως η αύξηση της πυκνότητας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων απαιτεί την ανάγκη για ισχυρότερο DSP των συστημάτων τόσο στην πλευρά του πομπού όσο και στην πλευρά του δέκτη, γεγονός το οποίο επιφέρει αύξηση της συνολικής κατανάλωσης ισχύος και δημιουργεί μεγάλες απαιτήσεις όσον αφορά την ψύξη και της διαχείρισης του airflow, αυξάνοντας εν τέλει το συνολικό κόστος. Έχουν υπάρξει σημαντικές προσπάθειες για τη μείωση της ισχύος του DSP με σημαντικότερη την οικογένεια προϊόντων της Acacia που βασίζονται στο Pico DSP ASIC, τα οποία στοχεύουν κυρίως low cost metro/DCI και long haul εφαρμογές.[32] Εναλλακτικά, προσεγγίσεις όπως οι δέκτες Kramers-Kronig[33] και Stokes-based [34],[35] έχουν προταθεί ώστε να μειώσουν την πολυπλοκότητα στο φωτονικό τσιπ των δεκτών, όμως και πάλι απαιτούν αρκετά εκτεταμένο DSP για την ανάκτηση των δεδομένων. Η λύση η οποία θα δώσει τα πιο σίγουρα αποτελέσματα τα οποία θα μπορέσουν να ανταπεξέλθουν και στις μελλοντικές ανάγκες είναι η οπτική επεξεργασία σήματος. Η οπτική επεξεργασία σήματος έχει μελετηθεί σε μεγάλο βαθμό τις προηγούμενες δεκαετίες, όταν ακόμα γινόταν χρήση IM/DD συστημάτων, με σκοπό τη δημιουργία πλήρως οπτικών δικτύων μέσω αρκετά περίπλοκων διαδικασιών όπως πλήρως οπτικής αναγέννησης, πλήρως οπτικών switch, μετατροπή μήκος κύματος, ανάκτηση ρολογιού, ανίχνευση της περιβάλλουσας των πακέτων, ενίσχυση κ.α. Αυτό επιτυγχάνονταν κάνοντας εκτεταμένη χρήση δομών διακοπών SOA-MZI, αντικαθιστώντας τις παλιότερες τεχνολογίες και τεχνικές όπως EDFA, high non linear fiber ή χιλιόμετρα οπτικής ίνας. [36],[37],[38],[39] Η έλευση όμως των coherent συστημάτων το 2010 και η εκτεταμένη χρήση τους σε metro και long haul δίκτυα έπαυσε την ανάπτυξη της οπτικής επεξεργασίας σήματος καθώς έκανε χρήση του ηλεκτρονικού DSP για την αντιμετώπιση των περισσότερων προβλημάτων που παρουσιάζονταν, παρέχοντας μια εύκολη λύση. Όπως αναφέραμε όμως, θα πρέπει να απευθυνθούμε ξανά στην οπτική επεξεργασία σήματος για να αντιμετωπίσουμε τις νέες προκλήσεις, μεταφέροντας λειτουργίες του ηλεκτρονικού DSP στον οπτικό κομμάτι. Η μονολιθική ολοκλήρωση λοιπόν σε InP δύναται να μας επιτρέψει αυτή τη μετάβαση, δημιουργώντας κυκλώματα με πολλές λειτουργίες και μικρές απώλειες στο ίδιο κύκλωμα. Τα παραδείγματα που αναφέραμε παραπάνω μπορούν και αυτά να θεωρηθούν οπτική επεξεργασία σήματος. Βλέπουμε λοιπόν ότι υπάρχουν ήδη οι δυνατότητες, και χάρη στη συλλογική συμβολή των φορέων μέσω της Jerrix μπορούμε να περιμένουμε νέες δυνατότητες που θα παρουσιάσουν λύσεις για τα συγκεκριμένα προβλήματα αλλά και αξιοπιστία για τις επόμενες γενιές.

Κεφάλαιο 3

Οπτικό Κύκλωμα Coherent Δέκτη με Ενεργό Έλεγχο στην Πόλωση και τη Φάση

3.1 Παραδοσιακός Coherent Δέκτης

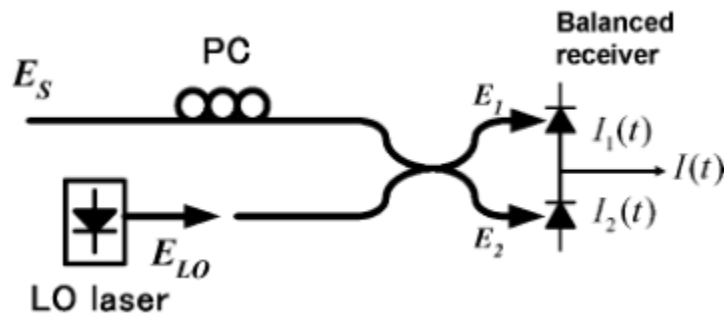
Η βασική ιδέα πίσω από τη σύμφωνη λήψη είναι να πάρουμε το γινόμενο των ηλεκτρικών πεδίων του διαμορφωμένου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή (Local Oscillator – LO). Εστω ότι το μιγαδικό ηλεκτρικό πεδίο του μεταδιδόμενου οπτικού σήματος είναι:

$$E_s = A_s(t)\exp(i\omega_s t) \quad (3.1)$$

Όπου $A_s(t)$ είναι το μιγαδικό πλάτος και ω_s είναι η γωνιακή συχνότητα. Ομοίως, το ηλεκτρικό πεδίο του LO στη μεριά του δέκτη γράφεται:

$$E_{LO} = A_{LO} \exp(i\omega_{LO} t), \quad (3.2)$$

όπου A_{LO} το σταθερό μιγαδικό πλάτος, και ω_{LO} η γωνιακή συχνότητα του LO. Τα μιγαδικά πλάτη A_s και A_{LO} σχετίζονται με την ισχύ του σήματος P_s και την ισχύ του LO P_{LO} ως $P_s = |A_s|^2/2$ και $P_{LO} = |A_{LO}|^2/2$ αντίστοιχα. Στην Εικ. 3.1 παρουσιάζεται η πιο απλή δομή ενός σύμφωνου δέκτη.



Εικόνα 3. 1 Δομή σύμφωνου δέκτη που μετράει το διακρότημα μεταξύ του σήματος και του LO

Η ισορροπημένη ανίχνευση (balanced detection) χρησιμοποιείται συχνά στον σύμφωνο δέκτη, ως ένας τρόπος να περιορίσουμε την DC συνιστώσα. Η ιδέα είναι η χρήση ενός 3-dB coupler, ο οποίος προσθέτει μια φάση 180° είτε στο πεδίο του σήματος είτε στο πεδίο του LO, μεταξύ των δύο εξόδων. Όταν το σήμα και ο LO είναι στην ίδια πόλωση, το ηλεκτρικό πεδίο στην πάνω και στην κάτω έξοδο δίνονται ως:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s + E_{LO}) \quad (3.3)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_s - E_{LO}) \quad (3.4)$$

Και το φωτορεύμα στην έξοδο μπορεί να γραφτεί ως:

$$I_1(t) = R \left[\text{Re} \left\{ \frac{A_s(t) \exp(i\omega_s t) + A_{LO} \exp(i\omega_{LO} t)}{\sqrt{2}} \right\} \right]^{ms} = \frac{R}{2} [P_s(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)\}] \quad (3.5)$$

$$I_2(t) = R \left[\text{Re} \left\{ \frac{A_s(t) \exp(i\omega_s t) - A_{LO} \exp(i\omega_{LO} t)}{\sqrt{2}} \right\} \right]^{ms} = \frac{R}{2} [P_s(t) + P_{LO} - \sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)\}] \quad (3.6)$$

Όπου το “ms” υποδηλώνει το μέσο τετράγωνο με όσον αφορά τις οπτικές συχνότητες, “R” αναφέρεται στο πραγματικό μέρος, ω_{IF} είναι γνωστή ως ενδιάμεση συχνότητα (intermediate frequency – IF) και υπολογίζεται ως $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_{LO}|$ και $\theta_{sig}(t)$ και $\theta_{LO}(t)$ είναι οι φάσεις του μεταδιδόμενου σήματος και του LO αντίστοιχα. Το R είναι η απάντηση (responsivity) της φωτοδιόδου και δίνεται από :

$$R = \frac{e\eta}{\hbar\omega_s} \quad (3.7)$$

Όπου το σύμβολο \hbar αντιπροσωπεύει τη σταθερά του Planck, το e το ηλεκτρικό φορτίο, και το \hbar την κβαντική αποδοτικότητα της φωτοδιόδου. Η έξοδος του balanced detector λοιπόν θα είναι:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t)\} \quad (3.8)$$

όπου είναι φανερό ότι πλέον δεν υπάρχει ο DC όρος. Σημειώνεται ότι το P_{LO} είναι πάντα σταθερό και ότι το $\theta_{LO}(t)$ περιλαμβάνει μόνο τον θόρυβο φάσης ο οποίος μεταβάλλεται στο χρόνο.

ΕΤΕΡΟΔΥΝΟΙ ΟΜΟΔΥΝΟΙ ΚΑΙ INTRADYNE

Στη σύμφωνη λήψη έχουμε τρεις περιπτώσεις. Την ετερόδυνη (heterodyne) φώραση, την ομόδυνη (homodyne) φώραση και την ενδόδυνη (intradynne) φώραση. Η διαφορά τους έγκειται στην ω_{IF} . Στην ετερόδυνη φώραση ισχύει $|\omega_{IF}| \gg \omega_b/2$ όπου ω_b είναι το εύρος της διαμόρφωσης του οπτικού φέροντος και καθορίζεται από τον ρυθμό των συμβόλων (Symbol Rate). Σε αυτήν την περίπτωση μας δείχνει ότι το ηλεκτρικό πεδίου του μεταδιδόμενου σήματος φωτός μετατρέπεται προς τα κάτω (downconverted) στο φάσμα του IF σήματος, συμπεριλαμβανομένων της πληροφορίας του πλάτους και της φάσης όπως φαίνεται στην Εικ. 3.2.

Η φάση του σήματος ορίζεται ως $\theta_{sig}(t) = \theta_s(t) + \theta_{sn}(t)$, όπου $\theta_s(t)$ υποδεικνύει τη διαμόρφωση φάσης και $\theta_{sn}(t)$ το θόρυβο φάσης. Η έξοδος του δέκτη είναι:

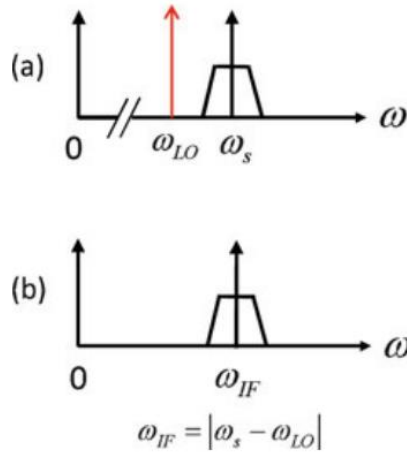
$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) + \theta_n(t)\} \quad (3.9)$$

Και μπορούμε να υπολογίσουμε το μιγαδικό πλάτος του $\exp(j\omega_{IF}t)$ από την Εξ. (3.9) ως

$$I_c(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \exp j\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\} \quad (3.10)$$

Όπου $\theta_n(t)$ είναι ο συνολικός θόρυβος φάσης και δίνεται από:

$$\theta_n(t) = \theta_{sn}(t) - \theta_{LO}(t) \quad (3.11)$$



Εικόνα 3. 2 Φάσμα του (α) οπτικού σήματος (β) του μεταφερμένου προς τα κάτω IF σήματος

Υπάρχουν τρεις μέθοδοι για την αποκωδικοποίηση του $I_c(t)$ οι οποίοι είναι η ανίχνευση της περιβάλλουσας (envelope detection), η διαφορική ανίχνευση (differentia detection) και η σύγχρονη ανίχνευση. Στην πρώτη μέθοδο, μετράμε το $|I_c(t)|^2$ από την Εξ. (3.10) η οποία μας δίνει πληροφορία μόνο για το $P_s(t)$. Η διαφορική ανίχνευση είναι αποδοτική για σταθερής περιβάλλουσας σχήματα διαμόρφωσης όπως M-ary PSK. Σε αυτή τη μέθοδο υπολογίζουμε τη διαφορά φάσης μεταξύ του παρόντος συμβόλου και του προηγούμενου. Στη σύγχρονη ανίχνευση παρόλο που ο συνολικός θόρυβος φάσης $\theta_n(t) = \theta_{sn}(t) - \theta_{LO}(t)$ μπορεί να μεταβάλλονται με το χρόνο, ο ηλεκτρικός κλειδωμένης-φάσης βρόγχος (phase locked loop – PLL) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να υπολογίσουμε το θόρυβο φάσης και να αποκωδικοποιήσουμε το σύμβολο.

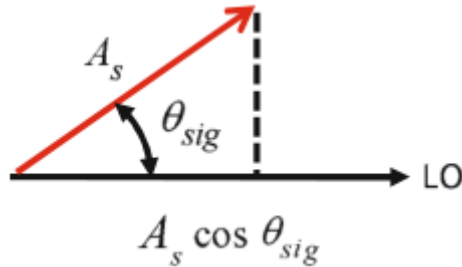
Όσον αφορά την ομόδυνη φώραση, αυτή αναφέρεται στην περίπτωση όπου $\omega_{IF} = 0$. Το ρεύμα της φωτοδιόδου στην ομόδυνη φώραση δίνεται ως:

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \cos \{ \theta_{sig}(t) - \theta_{LO}(t) \} \quad (3.12)$$

Η εξίσωση (2.12) μας δείχνει ότι στην ομόδυνη φώραση ο δέκτης υπολογίζει το εσωτερικό γινόμενο μεταξύ του φασιθέτη του σήματος και του φασιθέτη του LO, όπως φαίνεται στην Εικ. 3.3. Για να αποκωδικοποιήσουμε το σύμβολο σωστά, η φάση του LO, $\theta_{LO}(t)$ πρέπει να ακολουθήσει το θόρυβο φάσης του πομπού $\theta_{sn}(t)$ έτσι ώστε $\theta_n(t) = 0$. Αυτή η λειτουργία διενεργείται από τον οπτικό κλειδωμένης φάσης βρόγχο (optical phase-locked loop – OPLL). Παρ' όλα αυτά, στην πράξη, η υλοποίηση ενός τέτοιου βρόγχου δεν είναι απλή και προσθέτει στην ομόδυνη φώραση μεγάλη πολυπλοκότητα. Επιπλέον, η Εξ. (3.12) μας δίνει μόνο το cosine μέρος, δηλαδή το συμφασικό μέρος όσον αφορά τη φάση το LO και το sine μέρος δηλαδή το quadrature μέρος δεν μπορεί να ανιχνευθεί. Επομένως, αυτού του είδους ο ομόδυνος δέκτης δεν είναι ικανός να εξάγει την πλήρη πληροφορία όσον αφορά το μιγαδικό πλάτος του σήματος.

Εφαρμόζοντας ένα άλλο σήμα LO, του οποίου η φάση μετατοπίζεται 90° , στον ομόδυνο δέκτη, και διακλαδώνοντας το σήμα σε δύο μονοπάτια, μπορούμε να ανιχνεύσουμε και τα δύο μέρη IQ (in-phase, quadrature) του φωτεινού σήματος ταυτόχρονα όπως φαίνεται στην Εικ. 3.4. Το οπτικό κύκλωμα

το οποίο εκτελεί τη μετατόπιση των 90° ονομάζεται 90° οπτικό υβριδικό (90° optical hybrid). Το διάγραμμα φασιθετών στην Εικ. 3.4 δείχνει ότι μπορούμε να υπολογίσουμε το in-phase μέρος με το LO1 και το quadrature μέρος με το LO2.



Εικόνα 3. 3 Διάγραμμα φασιθετών του σήματος και του LO για ομόδυνη φώραση

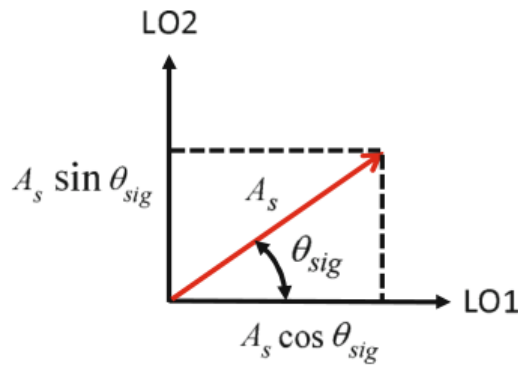
Χρησιμοποιώντας τον δέκτη της Εικ. 3.5 μπορούμε να αποκτήσουμε τις εξόδους E_1, E_2, E_3, E_4 από τις εισόδους E_S και E_{LO} ως:

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_S + E_{LO}) \quad (3.13)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_S - E_{LO}) \quad (3.14)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_S + jE_{LO}) \quad (3.15)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_S - jE_{LO}) \quad (3.16)$$

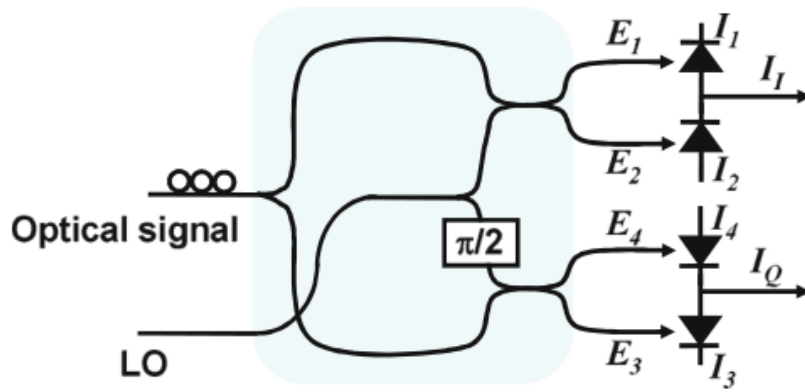


Εικόνα 3. 4 Διάγραμμα φασιθετών του σήματος και του LO για phase-diversity ομόδυνη φώραση

Το ρεύμα εξόδου στους balanced photodetectors δίνεται:

$$I_I(t) = I_{I1}(t) - I_{I2}(t) = R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos \{\theta_{Sig}(t) - \theta_{LO}(t)\} \quad (3.17)$$

$$I_Q(t) = I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) = R\sqrt{P_S P_{LO}} \sin \{\theta_{Sig}(t) - \theta_{LO}(t)\} \quad (3.18)$$



Εικόνα 3. 5 Διάταξη phase diversity ομόδονου δέκτη με χρήση 90° οπτικού hybrid

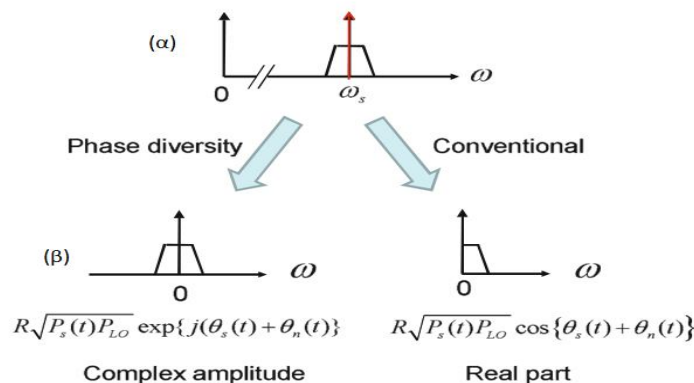
Από τις Εξ. (3.17) και (3.18) μπορούμε να ανακτήσουμε το μιγαδικό πλάτος ως:

$$I_c(t) = I_I(t) + jI_Q(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{LO}} \exp \{j(\theta_s(t) + \theta_n(t))\} \quad (3.19)$$

Που είναι ισοδύναμο με το μιγαδικό πλάτος του οπτικού σήματος, με διαφορά την αύξηση του θορύβου φάσης.

Η εξίσωση (3.19) μας δείχνει ότι το ηλεκτρικό πεδίο του σήματος φως μεταφέρεται προς τα κάτω (down converted) στη βασική ζώνη(baseband). Όπως φαίνεται στο μεταφερμένο προς τα κάτω φάσμα (downconverted spectrum) στην Εικ. 3.6, πρέπει να επιτρέψουμε τις αρνητικές συχνότητες ώστε να εκφράσουμε το μιγαδικό πλάτος στη baseband, το οποίο περιέχει και το in-phase (ή cos), και το quadrature (ή sin) μέρος. Αντίθετα, εφόσον ο συμβατικός ομόδονος δέκτης που είδαμε πριν υπολογίζει μόνο το in-phase μέρος (ή cos), το baseband σήμα, υπάρχει μόνο στις θετικές συχνότητες.

Αυτός ο τύπος δέκτη λοιπόν ονομάζεται phase diversity ομόδονος ή intradyne δέκτης. Εν τέλει, και ο phase diversity ομόδονος, αλλά και ο ετερόδονος μπορούν να ανακτήσουν πλήρως την πλήρη πληροφορία του οπτικού μιγαδικού πλάτους όπως είδαμε από τις Εξ. (3.10) και (3.19) αντίστοιχα. Παρ' όλα αυτά, εφόσον ο phase diversity παράγει απευθείας το σήμα στη baseband ζώνη είναι προτιμότερος από τον ετερόδονο.



Εικόνα 3. 6 (α) Φάσμα του οπτικού σήματος (β) Ομόδονα ανιχνευμένο σήμα με phase diversity ομόδονο δέκτη και συμβατικό ομόδονο δέκτη

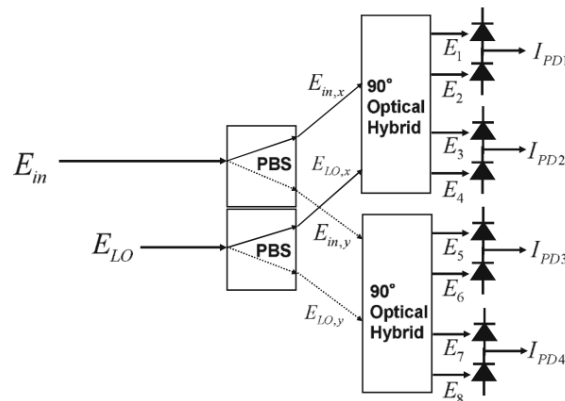
Όπως και στον ετερόδυνα δέκτη, για την αποκωδικοποίηση του $I_c(t)$ χρησιμοποιούνται η ανίχνευση της περιβάλλουσας (envelope detection), και η διαφορική ανίχνευση (differentia detection) στην baseband. Όσον αφορά την σύγχρονη ανίχνευση, αντί να βασιζόμαστε στο συμβατικό OPLL, όπου η φάση του LO ακολουθεί το θόρυβο φάσης του σήματος, είναι εφικτό να υπολογίσουμε το θόρυβο φάσης $\theta_n(t)$ και να ανακτήσουμε το μιγαδικό πλάτος του σήματος, μέσω ψηφιακής επεξεργασίας σήματος στο σήμα που παίρνουμε από την Εξ. (3.19). Αυτή είναι και η βασική ιδέα του “ ψηφιακού σύμφωνου δέκτη”.

Παραπάνω υποθέσαμε ότι η πόλωση του εισερχόμενου σήματος ήταν πάντα ευθυγραμμισμένη με αυτήν του LO. Ωστόσο, στα πραγματικά συστήματα, η πόλωση του εισερχόμενου σήματος είναι απίθανο να παραμείνει ευθυγραμμισμένη με την κατάσταση της πόλωσης του LO εξαιτίας των τυχαίων αλλαγών της διπλοθλαστικότητας της ίνας μετάδοσης όπως θα δούμε και παρακάτω. Ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα του coherent δέκτη είναι ότι ο η ευαισθησία του δέκτη εξαρτάται από την κατάσταση της πόλωσης του εισερχόμενου σήματος. Αυτό αντιμετωπίζεται με τον polarization diversity δέκτη που βλέπουμε στην Εικ. 3.7 όπου στην ουσία απαρτίζεται από δύο phase diversity ομόδυνους (ή intradyne) δέκτες. Το εισερχόμενο σήμα, το οποίο έχει μία τυχαία κατάσταση πόλωσης χωρίζεται στις δύο γραμμικές πολώσεις με έναν polarization beam splitter (PBS). Θεωρώντας ότι ένα μονής πόλωσης μέρος του οπτικού φέροντος διαμορφώνεται στο δέκτη τότε οι x και y συνιστώσες μετά τον PBS στο δέκτη μπορούν να γραφτούν ως:

$$\begin{bmatrix} E_{Sx} \\ E_{Sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{a}A_s e^{j\delta} \\ \sqrt{1-a}A_s \end{bmatrix} \exp(j\omega_s t) \quad (3.20)$$

Όπου το a δηλώνει το λόγο των ισχύων των δύο συνιστωσών της πόλωσης, και το δ τη διαφορά φάσης μεταξύ αυτών. Αυτές οι παράμετροι εξαρτώνται από τη διπλοθλαστικότητα της ίνας μετάδοσης και είναι εξαρτώμενοι από το χρόνο. Από την άλλη οι x και y συνιστώσες της πόλωσης του γραμμικά πολωμένου LO που διαχωρίζονται ισόποσα γράφονται ως:

$$\begin{bmatrix} E_{LO,x} \\ E_{LO,y} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} A_{LO} \\ A_{LO} \end{bmatrix} \exp(j\omega_{LO} t) \quad (3.21)$$



Εικόνα 3. 7 Διάταξη phase polarization diversity ομόδυνου δέκτη

Τα δύο 90° οπτικά hybrid της Εικ. 3.7 παράγουν τα ηλεκτρικά πεδία $E_{1,...,8}$ στις διπλές balanced φωτοδιόδους PD1-PD4:

$$E_{1,2} = \frac{1}{2} (E_{Sx} \pm E_{LO,x}), \quad (3.22)$$

$$E_{3,4} = \frac{1}{2}(E_{Sx} \pm jE_{LO,x}), \quad (3.23)$$

$$E_{5,6} = \frac{1}{2}(E_{Sy} \pm E_{LO,y}), \quad (3.24)$$

$$E_{7,8} = \frac{1}{2}(E_{Sy} \pm E_{LO,y}), \quad (3.25)$$

Τα φωτορεύματα από τις PD1 μέχρι PD4 δίνονται ως:

$$I_{PD1} = R \sqrt{\frac{aP_s(t)P_{LO}}{2}} \cos \{\theta_s(t) - \theta_{LO}(t) + \delta\} \quad (3.26)$$

$$I_{PD2} = R \sqrt{\frac{aP_s(t)P_{LO}}{2}} \sin \{\theta_s(t) - \theta_{LO}(t) + \delta\} \quad (3.27)$$

$$I_{PD3} = R \sqrt{\frac{(1-a)P_s(t)P_{LO}}{2}} \cos \{\theta_s(t) - \theta_{LO}(t)\} \quad (3.28)$$

$$I_{PD4} = R \sqrt{\frac{(1-a)P_s(t)P_{LO}}{2}} \sin \{\theta_s(t) - \theta_{LO}(t)\} \quad (3.29)$$

Από τις Εξ. (3.26), (3.27), (3.28), (3.29) βρίσκουμε ότι ο polarization diversity δέκτης μπορεί να μετρήσει ξεχωριστά το μιγαδικό πλάτος των δύο συνιστωσών της πόλωσης ως:

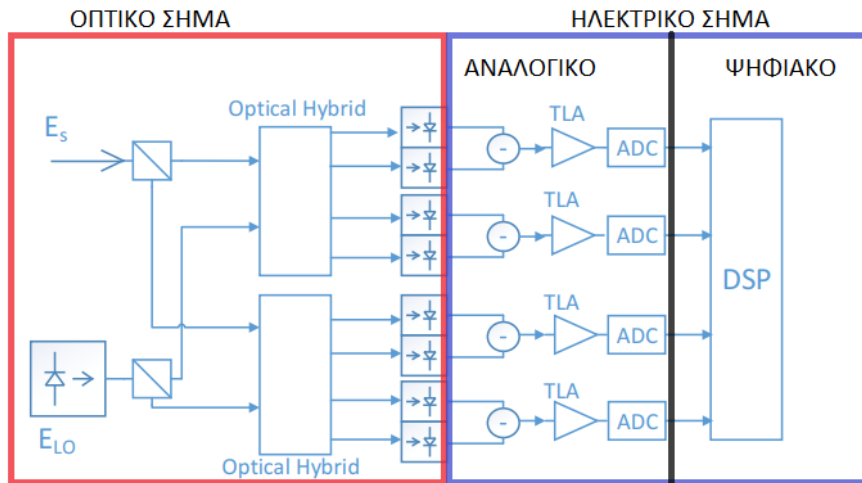
$$\begin{aligned} I_{xc}(t) &= I_{PD1}(t) + I_{PD2}(t) \\ &= R \sqrt{\frac{aP_s(t)P_{LO}}{2}} \expj \{\theta_s(t) + \theta_n(t) + \delta\} \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} I_{yc}(t) &= I_{PD3}(t) + I_{PD4}(t) \\ &= R \sqrt{\frac{(1-a)P_s(t)P_{LO}}{2}} \expj \{\theta_s(t) + \theta_n(t) + \delta\} \end{aligned} \quad (3.31)$$

απ' όπου μπορούμε να ανακατασκευάσουμε το μιγαδικό πλάτος $A_s(t)$ με έναν ανεξάρτητο από την πόλωση τρόπο. Ο συγκεκριμένος polarization diversity δέκτης, χρησιμοποιείται και στην περίπτωση όπου μεταφέρεται πληροφορία και στις δύο συνιστώσες της πόλωσης του οπτικού σήματος.

3.2 Ψηφιακός Coherent Δέκτης και Παραδοσιακές DSP Λειτουργίες

Εφόσον έχουμε καταφέρει να αποκτήσουμε το μιγαδικό πλάτος και για τις δύο πολώσεις, το σήμα μετά τις φωτοδιόδους, έχοντας γίνει πλέον ηλεκτρικό, δειγματοληπτείται από τους ADCs και στη συνέχεια, εφόσον είναι πλέον ψηφιοποιημένο εισέρχεται στην “αλυσίδα” DSP όπως βλέπουμε στην Εικ. 3.8 ώστε να λάβει χώρα η ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Παρακάτω παρουσιάζουμε τις κύριες λειτουργίες DSP που συμβαίνουν σε έναν ψηφιακό coherent δέκτη και ποια φαινόμενα αντιμετωπίζει η εκάστοτε λειτουργία.



Εικόνα 3. 8 Σχηματικό ψηφιακού phase και polarization diversity coherent δέκτη [40]

RESAMPLING

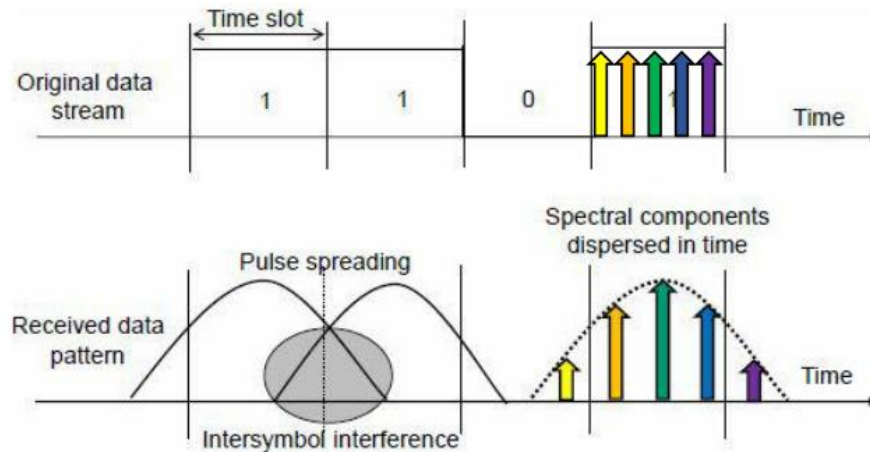
Αρχικά το σήμα επαναδειγματοληπτείται με ρυθμό 2 δειγμάτων ανά σύμβολο. Για ένα ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα το οποίο μεταδίδει με ρυθμό S symbols/s, ο ελάχιστος ρυθμός δειγματοληψίας είναι $2S$ Hz με βάση το θεώρημα του Nyquist. Για παράδειγμα ένα σήμα με ρυθμό συμβόλων 28 Gbaud, ο ρυθμός δειγματοληψίας είναι 56 Gbaud, παίρνοντας δηλαδή 2 δείγματα ανά σύμβολο. Επιπλέον, ένας ρυθμός δειγματοληψίας $2S$ Hz είναι προτιμότερος για τους σκοπούς του Timing Recovery που θα δούμε παρακάτω

ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΗ ΤΗΣ ΧΡΩΜΑΤΙΚΗΣ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ

Η χρωματική διασπορά σε μια μονορυθμική ίνα είναι αποτέλεσμα του γεγονότος ότι η ταχύτητα ομάδας $v_g = c/n(\omega)$ του οπτικού σήματος εξαρτάται από τη συχνότητα καθώς, όπως μπορούμε να δούμε ο δείκτης διάθλασης εξαρτάται από τη συχνότητα. Επομένως η χρωματική διασπορά δε θα υπήρχε εάν ένα μονοχρωματικό κύμα διαδιδόταν μέσω της οπτικής ίνας. Εφόσον όμως οι οπτικές πηγές όπως τα λέιζερ δεν είναι ιδανικές μονοχρωματικές πηγές, κάθε παλμός ο οποίος φέρει πληροφορία περιέχει έναν αριθμό φασματικών στοιχείων τα οποία ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες μέσα στην ίνα. Το ποσό της διασποράς είναι ανάλογο με το φασματικό πλάτος της οπτικής πηγής. Η χρωματική διασπορά προκαλεί διαπλάτυνση του παλμού εφόσον ο παλμός εκτείνεται πέρα από τον κατανεμημένο του χρόνο, προκαλώντας έτσι διασυμβολική παρεμβολή (Intermember Interference – ISI) όπως φαίνεται στην Εικ. 3.9. Οι οπτικοί παλμοί στην Εικ. 3.9 περιβάλλουν το φασματικό περιεχόμενο των φασματικών πηγών στο χρόνο. Για μια οπτική πηγή η οποία περιέχει ένα εύρος μήκων κύματος $\Delta\lambda$, κάθε φασματικό στοιχείο διαδίδεται με διαφορετική ταχύτητα μέσα στην ίνα μήκους L , φτάνοντας σε διαφορετικό χρόνο στη έξοδο προκαλώντας έτσι μια διαπλάτυνση του παλμού $\Delta t_g = D * L * \Delta\lambda$ όπως βλέπουμε στην Εικ. 3.9, όπου D είναι ο συντελεστής της χρωματικής διασποράς. Η συνάρτηση μεταφοράς της Χρωματικής Διασποράς (Chromatic Dispersion – CD) είναι:

$$H(\omega, z) = \exp\left(-j\frac{D\lambda^2}{4\pi c}\omega^2 z\right) \quad (3.32.a)$$

Όπου D είναι ο συντελεστής διασποράς, λ είναι το μήκος κύματος, c είναι η ταχύτητα του φωτός, ω είναι η γωνιακή συχνότητα και z είναι η απόσταση μετάδοσης. Ο στατικός ισοσταθμιστής (equalizer) θεωρείται ένα all-pass φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς $H_S(\omega) = 1/H_S(\omega)$, το οποίο κατά προσέγγιση υλοποιείται από ένα FIR φίλτρο. Αυτό μπορεί να υλοποιηθεί είτε στο πεδίο του χρόνου, οπότε αναφέρεται ως TDE (Time Domain Equalizer) είτε στο πεδίο της συχνότητας και αναφέρεται ως FDE (Frequency Domain Equalizer). Τα TDE και FDE επιδεικνύουν διαφορετική απόδοση και πολυπλοκότητα και η επιλογή τους εξαρτάται από τη διασπορά του καναλιού και το απαιτούμενο μήκος του φίλτρου. Παρακάτω παρουσιάζονται ξεχωριστό τα TDE και FDE.



Εικόνα 3. 9 Διαπλάτυνση παλμού και διασυμβολική παρεμβολή [41]

Time Domain Equalizer (TDE)

Η Εξ. (3.32.α) χρησιμοποιείται για να αποκτήσουμε την απόκριση παλμού κρουστική απόκριση (impulse response) μιας ίνας με διασπορά, μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier και το αποτέλεσμα δίνεται από:

$$h(z,t) = A \exp\left(j \frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2\right) \quad (3.32.\beta)$$

όπου $A = \sqrt{\frac{c}{jD\lambda^2 z}}$. Η συνάρτηση κρουστικής απόκρισης του TDE είναι:

$$h_S(z, t) = A \exp\left(-j \frac{\pi c}{D\lambda^2 z} t^2\right) \quad (3.33)$$

Με βάση την Εξ. (3.33) η κρουστική απόκριση είναι non-casual και άπειρη. Επομένως η απόκριση παλμού πρέπει να περισκόπει (truncate) δηλαδή να την πολλαπλασιάσουμε με μια συνάρτηση παραθύρου (window function) για να ικανοποιήσουμε την πρακτική υλοποίηση της. Εάν το σήμα δειγματοληπτείται με δύο δείγματα ανά σύμβολο, είναι δυνατόν να υλοποιηθεί αποτελεσματικά ένας equalizer, με διάστημα μεταξύ των taps ίσο με το μεσοδιάστημα των δειγμάτων, $T/2$ (όπου T η περίοδος του συμβόλου). Υποθέτοντας ότι ο αριθμός των taps είναι ένας περιττός αριθμός N , τα βάρη των tap δίνονται ως:

$$a_n = \sqrt{\frac{j c T^2}{D \lambda^2 z}} n^2 \exp\left(-j \frac{\pi c T^2}{D \lambda^2 z} n^2\right), -\left[\frac{N}{2}\right] \leq n \leq \left[\frac{N}{2}\right] \text{ και } N = \left\lfloor \frac{|D| \lambda^2 z}{2 c T^2} \right\rfloor + 1 \quad (3.34)$$

Όπου $[x]$ είναι το ακέραιο μέρος του x στρογγυλοποιημένο προς το μείον άπειρο. [42] Σημειώνεται πως τα φίλτρα με σχηματισμό παλμού (pulse shaping filters) περιορίζουν το bandwidth. Αυτό έχει ως

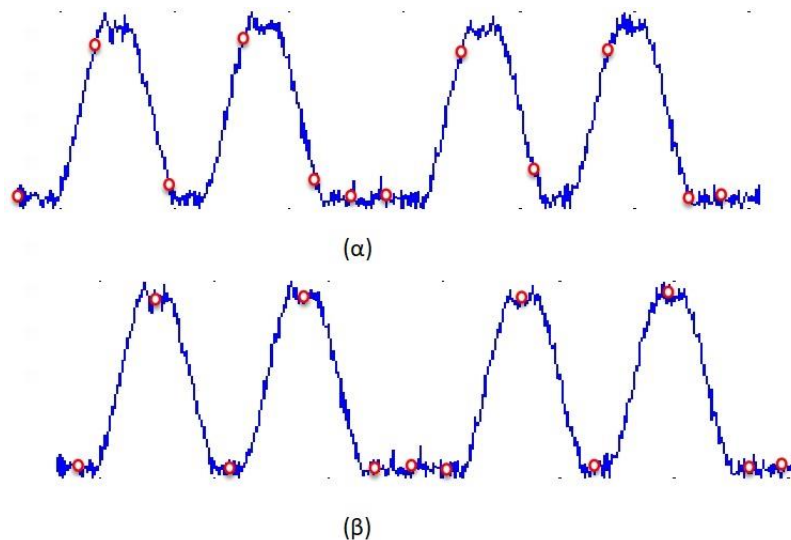
αποτέλεσμα ο σχεδιασμός φίλτρων για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς να μπορεί να εκτελεστεί σε ένα μικρότερο εύρος συχνοτήτων, οδηγώντας σε μια μείωση της πολυπλοκότητας. Μια τέτοια θεώρηση ερευνάται στην [43] όπου σχεδιάζεται ένα FIR φίλτρο, εφαρμόζοντας το κριτήριο του ελαχίστου τετραγώνου.

Frequency Domain

Όταν ο αριθμός N των taps είναι μεγάλος, τότε είναι περισσότερο αποδοτικό να υλοποιήσουμε το FIR φίλτρο στο πεδίο της συχνότητας. Κατά κανόνα το λαμβανόμενο σήμα μεταφέρεται στο πεδίο της συχνότητάς μέσω του γρήγορου μετασχηματισμού Fourier και έπειτα πολλαπλασιάζεται με την αντίστροφη ης Εξ. (3.32.α). Τέλος ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier επιστρέφει το σήμα στο πεδίο του χρόνου.[40]

TIMING RECOVERY

Γενικά, στους ψηφιακούς δέκτες η δειγματοληψία των σημάτων γίνεται από ένα τοπικό ρολόι. Επειδή το τοπικό ρολόι είναι ανεξάρτητο από το ρολόι του πομπού υπάρχει διαφορά στη συχνότητα και στη φάση μεταξύ των δύο, γεγονός που έχει ως αποτέλεσμα να έχουμε ασύγχρονα δείγματα, όπως βλέπουμε στην Εικ. 3.10(α). Αυτό λοιπόν συμβαίνει και στους coherent δέκτες και για αυτό χρειαζόμαστε την ανάκτηση ρολογιού (timing recovery). Για να γίνει η ανάκτηση πρέπει πρώτα να υπολογίσουμε το σφάλμα. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές και αλγόριθμοι για να γίνει αυτό. Ο πιο κλασσικός αλγόριθμος υπολογισμού σφάλματος (Time Error Detection – TED) είναι ο αλγόριθμος του Gardner. Η λογική στην οποία βασίζεται είναι με μια κατάλληλη δειγματοληψία παρατηρείται πώς σε κάθε σύμβολο του ληφθέντος σήματος έχουμε δύο δείγματα που έχουν κοινό πλάτος αλλά διαφορετική κλίση. Επομένως ιδανικά, εάν δεν έχουμε απόκλιση των ρολογιών η διαφορά τους θα πρέπει να είναι μηδενική. Ειδάλλως έχουμε σφάλμα και η διαφορά μεταξύ των τιμών των δειγμάτων μας δίνει το σφάλμα [44] Υπάρχουν δύο ειδών NDA (Non Data aided) τεχνικές ανάκτησης ρολογιού. Η πρώτη είναι η εμπρόσθια (feed forward) τεχνική ανάκτηση ρολογιού η οποία αποτελείται από πλήρως ψηφιακούς αλγόριθμους και είναι μη επιρρεπής (insensitive) στις παραμορφώσεις του καναλιού(channel distortions). Παρ' όλα αυτά, συνήθως έχει υψηλή πολυπλοκότητα διότι οι TED αλγόριθμοι πρέπει να υπολογίζουν το τρέχων σφάλμα απευθείας και με ακρίβεια βασισμένοι στα λαμβανόμενα δείγματα. Επιπλέον κάποιοι αλγόριθμοι δεν μπορούν να δουλέψουν με λιγότερο από τέσσερα δείγματα ανά σύμβολο γεγονός που καθιστά τη χρήση τους σε οπτικά συστήματα υψηλής ταχύτητας δύσκολη.



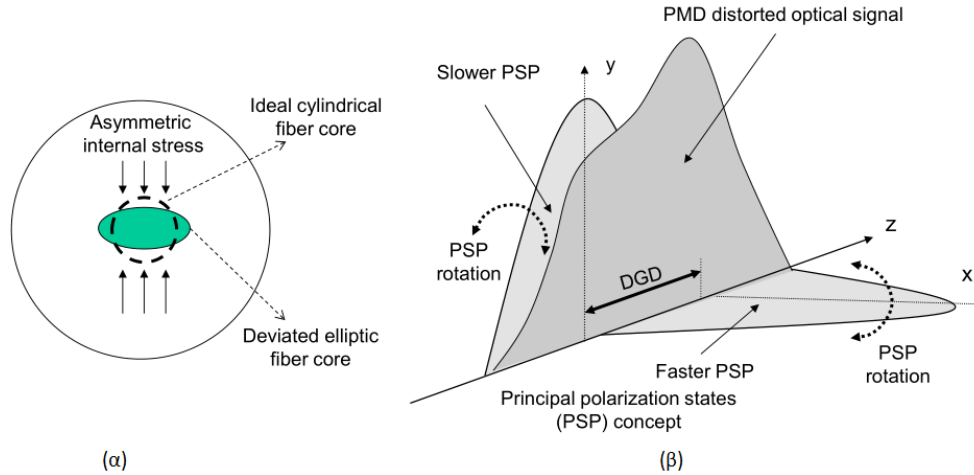
Εικόνα 3. 10 (α) Ασύγχρονα δείγματα πριν το Timing Recovery (β) Σύγχρονα δείγματα μετά το Time Recovering

Η δεύτερη είναι μια υβριδική ανάκτηση ρολογιού με ανατροφοδότηση. Είναι μια γενική τεχνική στους ψηφιακούς coherent δέκτες η οποία χρησιμοποιεί έναν ελεγχόμενο από τάση ταλαντωτή (Voltage-controlled Oscillator) για να προσαρμόσει τη συχνότητα δειγματοληψίας. Λόγω όμως των μη ιδανικών χαρακτηριστικών μιας αναλογικής συσκευής, η επίδοση της ανάκτησης ρολογιού επηρεάζεται εύκολα. Μια τεχνική που προτείνεται είναι η χρήση ενός πλήρως ψηφιακού βρόγχου ανάκτησης ρολογιού σε υψηλής ταχύτητας οπτικούς coherent δέκτες, η οποία έχει δυο βασικά πλεονεκτήματα, τα οποία είναι η απλή λειτουργία και η και η πλήρως ψηφιακή υλοποίηση, όπου χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος του Gardner για τον υπολογισμό του σφάλματος λόγω της χαμηλής πολυπλοκότητας του και των μειωμένων απαιτήσεων όσον αφορά το sampling rate, που είναι δύο δείγματα ανά σύμβολο. Πρέπει να σημειώσουμε ότι ο αλγόριθμος του Gardner έχει χαμηλή ανεκτικότητα όσον αφορά τη χρωματική διασπορά, όμως υπάρχουν τεχνικές ώστε να αντιμετωπισθεί αυτό το πρόβλημα.[45] Μετά το Timing Recovery καταφέρνουμε να πάρουμε συγχρονισμένα δείγματα στα βέλτιστα σημεία (στη μέση κάθε παλμού), όπως βλέπουμε στην Εικ. 3.10(β).

ΑΝΤΙΜΕΤΩΠΙΣΗ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ ΤΡΟΠΩΝ ΠΟΛΩΣΗΣ

Η διασπορά τρόπων πόλωσης (Polarization Mode Dispersion – PMD) εμφανίζεται στις οπτικές ίνες λόγω διακυμάνσεων στο σχήμα του πυρήνα τους κατά το μήκος της ίνας. Κάτι τέτοιο δε θα συνέβαινε σε μια ιδανική μονορυθμική οπτική ίνα με τέλεια κυλινδρικό πυρήνα ομοιόμορφης διαμέτρου η οποία αποτελείται από ισοτροπικά υλικά. Κάθε διακύμανση από την ιδανική δομή θα προκαλέσει το φαινόμενο της διπλοθλαστικότητας (birefringence effect) και τη δημιουργία ρυθμών πόλωσης (polarization modes) και έχει ως αποτέλεσμα οι μονορυθμικές ίνες να γίνουν δυ-ρυθμικές (bimodal). Οι δύο ρυθμοί οι οποίοι αναπτύσσονται στις πραγματικές οπτικές ίνες λόγω του birefringence effect σχετίζονται με τις δύο ορθογώνιες πολώσεις του οπτικού σήματος. Αυτές οι δύο πολώσεις, βλέπουν είτε διαφορετικά μεγέθη πυρήνα, ή διαφορετικές πυκνότητες υλικού λόγω ασύμμετρης εσωτερικής πίεσης (internal stress) όπως φαίνεται στην Εικ. 3.11(α). Αυτές οι διαφορές μεταφράζονται σε διαφορά στους δείκτες διάθλασης (refractive indexes). Η διαφορά στους δείκτες διάθλασης (ή birefringence) προκαλεί διαφορά στις ταχύτητες των δύο πολωτικών ρυθμών (polarized modes) και αυτό σημαίνει ότι οι σταθερές διάδοσης των δύο ρυθμών είναι επίσης διαφορετικές. Ο βαθμός του birefringence μετριέται με την παράμετρο $B = |n_x - n_y|$, όπου n_x και n_y είναι οι δείκτες διάθλασης που συναντούν τμήματα του σήματος πολωμένα κατά τους άξονες x και y. Το συνολικό σήμα είναι ένα διανυσματικό άθροισμα των δύο ρυθμών πόλωσης. Η διαφορά ανάμεσα στους δείκτες διάθλασης και στις σταθερές διάδοσης μεταξύ των δύο πολωτικών ρυθμών θα οδηγήσει σε μια μετατόπιση φάσης μεταξύ αυτών κατά τη διαδικασία μετάδοσης. Η μετατόπιση φάσης παρατηρείται μέσω μιας διαφορικής καθυστέρησης ομάδας (differential group delay - DGD) ανάμεσα στον αργό και στον γρήγορο άξονα, η οποία αυξάνεται γραμμικά με το μήκος της ίνας. Τελικά, το ολικό πλάτος του οπτικού παλμού θα διασπαρεί όπως φαίνεται στην Εικ. 3.11 (β). Οι δύο πολωτικοί ρυθμοί δεν θα διαδοθούν ανεξάρτητα μεταξύ τους κατά μήκος της οπτικής ίνας, αλλά θα ανταλλάξουν ενέργεια μέσω της διαδικασίας σύζευξης ρυθμών (mode coupling). Το mode coupling της πόλωσης προκαλείται από εξωτερικές διαταραχές όπως λυγίσματα, στριφογυρίσματα, πλευρική πίεση και διακυμάνσεις της θερμοκρασίας. Σε αυτήν την περίπτωση ο βαθμός του birefringence αλλάζει τυχαία κατά μήκος της ίνας, και οι πολωτικές ιδιοκαταστάσεις (eigenstates) δε διατηρούνται πια. Με άλλα λόγια, έχουμε μια στοχαστική περιστροφή των κύριων πολωτικών καταστάσεων (Principal Polarization States - PSP) και μια στοχαστική διανομή ενέργειας μεταξύ αυτών. Λόγω του τυχαίου χαρακτήρα της μεταφοράς ενέργειας, ούτε η διαφορά φάσης, ούτε η διαφορική καθυστέρηση ομάδας ανάμεσα στους δύο τρόπους πόλωσης θα κλιμακωθούν

γραμμικά με την απόσταση. Η PMD, ως στοχαστική διαπλάτυνση του παλμού, προκαλείται από την τυχαία διαδικασία που μόλις περιγράψαμε.



Εικόνα 3. 11 Ιδανικός και παρεκκλίνων πυρήνας ίνας (β) παραμόρφωση παλμού και κύριες πολωτικές καταστάσεις (PSP) [41]

Εκτός από τη στοχαστική περιστροφή των κύριων καταστάσεων πόλωση και τη στοχαστική διανομή ενέργειας μεταξύ αυτών, διαφορετικά μήκη κύματος θα συμπεριφέρονται διαφορετικά, γεγονός που προστίθεται στη συνολική πολυπλοκότητα της διασποράς τρόπων πόλωσης (PMD). Η διαφορική καθυστέρηση ομάδας μεταξύ των δύο κύριων καταστάσεων πόλωσης είναι κύρια αιτία για τη διαπλάτυνση του παλμού όπως φαίνεται στην Εικ. 3.11(β). Η διαφορική καθυστέρηση ομάδας γνωστή και ως πρώτη τάξης PMD, δεν περιλαμβάνει εξαρτήσεις από τη συχνότητα. Οι εξαρτήσεις από τη συχνότητα περιλαμβάνονται μέσω της δεύτερης τάξης PMD η οποία μετράει την εξάρτηση του συντελεστή της πρώτης τάξης PMD από το μήκος κύματος και επιπλέον μετράει και τη περιστροφή των κύριων πολωτικών καταστάσεων που συνδέεται με κάθε ξεχωριστό μήκος κύματος. Η πόλωση του φωτός συχνά αναλύεται με τη χρήση μιγαδικής αναπαράστασης και του πίνακα Jones που συνδέει τις εισόδους και τις εξόδους που φέρονται στις κύριες πολωτικές καταστάσεις ως:

$$\begin{bmatrix} E_{x,out} \\ E_{y,out} \end{bmatrix} = [J] \begin{bmatrix} E_{x,in} \\ E_{y,in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\zeta} e^{j\Delta\tau/2} & -\sqrt{1-\zeta} \\ \sqrt{1-\zeta} & \sqrt{\zeta} e^{-j\Delta\tau/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x,in} \\ E_{y,in} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Όπου J είναι ο πίνακας Jones, $E_{x,in}$, $E_{y,in}$ τα συστατικά πεδία του σήματος εισόδου που είναι ευθυγραμμισμένα με την x, και y πόλωση, και αντίστοιχα τα $E_{x,out}$, $E_{y,out}$ για την έξοδο, ζ ο λόγος διαχωρισμού της ισχύος του σήματος μεταξύ των δύο κύριων πολωτικών καταστάσεων, και $\Delta\tau$ η καθυστέρηση που αποκτήθηκε μεταξύ εισόδου και εξόδου ανάμεσα στις δύο PSPs λόγω της DGD.[41]

Εφόσον λοιπόν η PMD μεταβάλλεται με το χρόνο και δεν είναι σταθερή όπως η χρωματική διασπορά, για την αντιμετώπιση της χρησιμοποιούνται προσαρμοστικοί εξισορροπιστές (adaptive equalizers). Οι adaptive equalizers χωρίζονται ανάλογα με το αν χρησιμοποιούν ή όχι μια ακολουθία εκπαίδευσης σε “βοηθούμενους από δεδομένα” (data aided) και σε “τυφλούς” (blind). Γενικά ένας blind equalizer χρησιμοποιείται λόγω της αυξημένης φασματικής απόδοσης και της απλότητας. Ένας πολύ διαδεδομένος blind αλγόριθμος είναι ο CMA (Constant Modulus Amplitude).[46] Η υλοποίηση του

CMA γίνεται με ένα MIMO (Multiple Input Multiple Output) φίλτρο 2 εισόδων/2 εξόδων το οποίο φαίνεται στην Εικ. 3.12.

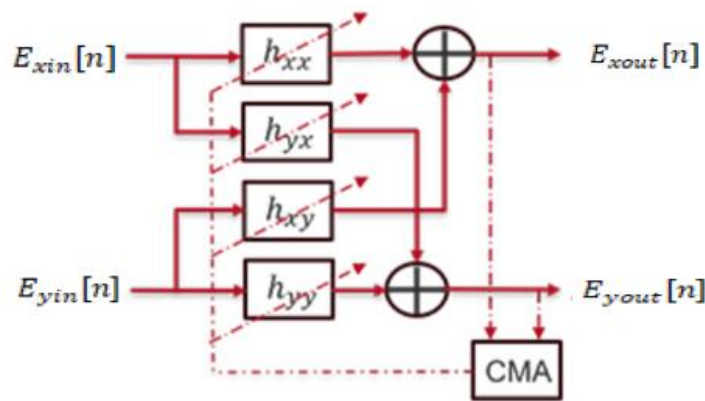
Εκτός από την αποπλεξία των δύο πολώσεων, με το συγκεκριμένο φίλτρο μπορούμε να αντισταθμίσουμε την διασυμβολική (Intersymbol Interference) του λαμβανόμενου σήματος η οποία οφείλεται τόσο διασπορά τρόπων πόλωση, αλλά και στη χρωματική που δεν αντισταθμίστηκε πλήρως. Για τον CMA, η συνάρτηση κόστους βασισμένη στο κριτήριο του σταθερού υπολοίπου (constant modulus criterion) πρέπει να ελαχιστοποιηθεί. Για παράδειγμα η συνάρτηση κόστους για τη x πόλωση δίνεται:

$$J_{cma}[n] = E\{|E_{xout}[n]|^2 - R_x\}^2 \quad (3.36)$$

Όπου $R_x = \frac{\{E_{xin}[n]\}^4}{\{E_{xin}[n]\}^2}$ είναι η αναφορά. Για QPSK διαμορφώσει συναντάμε συνήθως το R να κανονικοποιείται και επομένως έχουμε $J_{cma}[n] = E\{|E_{xout}[n]|^2 - 1\}^2$. Οι συντελεστές του φίλτρου ενημερώνονται ανά σύμβολο ως:

$$h_{xx}[n+1] = h_{xx}[n] - \mu \nabla J_{cma}[n] \quad (3.37)$$

Όπου μ είναι το μέγεθος του βήματος (step size), και ∇ είναι ο τελεστής κλίσης. Ομοίως, τα βάρη ενημερώνονται συνεχώς ως: $E_{xout}[n]$



Εικόνα 3. 12 Block diagram FIR φίλτρον για την αποπλεξία πολώσεων στην έξοδο ενός polarization diversity σύμφωνου δέκτη

$$h_{xx}[n+1] = h_{xx}[n] - \mu \nabla J_{cma}[n] \quad (3.38)$$

Όπου μ είναι το μέγεθος του βήματος (step size), και ∇ είναι ο τελεστής κλίσης. Ομοίως, τα βάρη ενημερώνονται συνεχώς ως:

$$\begin{aligned} h_{xx}[n+1] &= h_{xx}[n] + \mu \epsilon_x E_{xin}[n] E_{xout}^*[n] \\ h[n+1] &= h_{xy}[n] + \mu \epsilon_x E_{yin}[n] E_{xout}^*[n] \\ h_{yx}[n+1] &= h_{yx}[n] + \mu \epsilon_y E_{xin}[n] E_{yout}^*[n] \\ h_{yy}[n+1] &= h_{yy}[n] + \mu \epsilon_y E_{yin}[n] E_{yout}^*[n] \end{aligned} \quad (3.39)$$

Όπου $\epsilon_x = |E_{xout}|^2 - R_x$ και $\epsilon_y = |E_{yout}|^2 - R_y$

Εν τέλει αυτό που θέλουμε να επιτύχουμε είναι να βρούμε τον αντίστροφο πίνακα $[J]^{-1}$ έτσι ώστε:

$$[J]^{-1} = \begin{bmatrix} h_{xx} & h_{xy} \\ h_{yx} & h_{yy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\zeta} e^{j\Delta\tau/2} & -\sqrt{1-\zeta} \\ \sqrt{1-\zeta} & \sqrt{\zeta} e^{-j\Delta\tau/2} \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.40)$$

Πρέπει τέλος να σημειώσουμε ότι ο αλγόριθμος CMA χρησιμοποιείται κυρίως και είναι περισσότερο αποδοτικός σε διαμορφώσεις με σταθερό πλάτος συμβόλων (M-ary PSK), καθώς εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι τα σύμβολα στο διάγραμμα αστερισμού απέχουν μια σταθερή ακτίνα από το κέντρο του αστερισμού, όπως για παράδειγμα στην περίπτωση της διαμόρφωσης QPSK.. Για υψηλότερης τάξης διαμορφώσεις όπως για παράδειγμα 16-QAM η συνάρτηση κόστους του CMA δε συγκλίνει στο μηδέν. Σε τέτοιες περιπτώσεις χρησιμοποιούνται αλγόριθμοι γνωστοί ως Radius Directed ή Multi-Modulus Algorithms (MMA). Η λογική συνοπτικά είναι το να χωρίσουμε τα σύμβολα σε κλάσεις με τέτοιο τρόπο ώστε κάθε σύμβολο να ανήκει σε μια κλάση με σταθερή ακτίνα, και έπειτα να εφαρμόσουμε τη λογική του CMA. [40]

FREQUENCY OFFSET ESTIMATION

Όπως είδαμε, προηγουμένως μπορούμε να θεωρήσουμε τους ενδόδυνους δέκτες μια παραλλαγή των ομόδυνων δεκτών που καταφέρνουν και ξεπερνούν με επιτυχία τα προβλήματα των ετερόδυνων και των ομόδυνων. Εφόσον έχουμε το πλήρες μιγαδικό πλάτος του σήματος, δεν χρειάζεται να χρησιμοποιήσουμε απαιτητικά OPPLs και δεν έχουμε το πρόβλημα της μεταφοράς σε άλλες περιοχές του φάσματος. Ένα πρόβλημα όμως στους ενδόδυνους δέκτες είναι το γεγονός ότι δεν έχουμε τη δυνατότητα να ισοσταθμίσουμε πλήρως τη συχνότητα του laser του πομπού με αυτή του LO. Έτσι υπολείπεται μια διαφορά στις συχνότητες η οποία αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως Frequency Offset (FO). Σε κάθε σύμβολο λοιπόν προστίθεται μια ολίσθηση φάσης η οποία εξαρτάται από το FO και το ρυθμό των συμβόλων. Για παράδειγμα σε ένα μπλοκ $N = 8$ συμβόλων, με $FO = 100\text{MHz}$ και ρυθμό συμβόλων $r_s = 10 \text{ Gbaud}$ η συνολική ολίσθηση φάσης που προστίθεται στον αστερισμό είναι $2\pi \cdot 100 \cdot \frac{1}{100 \cdot 10^9} \cdot 8 = 0.5 \text{ rad}$. Για αντισταθμίσουμε το FO χρειάζεται πρώτα να το υπολογίσουμε. Αυτό γίνεται με τους αλγόριθμους εκτίμησης του FO. Καθώς όπως θα δούμε και παρακάτω η φάση πρέπει να παραμένει στο διάστημα $[-\pi/M, \pi/M]$, κατά το διάστημα των μπλοκ με μήκος T_{block} για να αποφευχθούν λάθη, η εκτίμηση του FO θα πρέπει να υπολογίζεται ξεχωριστά και πριν την εκτίμηση της φάσης.[47] Έχουν γίνει σημαντικές προσπάθειες για την ανάπτυξη feed-forward αλγορίθμων για την εκτίμηση του FO και για την εφαρμογή τους σε πραγματικό χρόνο σε M-QAM συστήματα με σκοπό να βελτιωθεί η ακρίβεια και να μειωθεί η πολυπλοκότητα. Μια κατηγορία αλγορίθμων είναι οι αλγόριθμοι βασισμένη στη διαφορική φάση (differential – based) οι οποίοι βασίζονται στη διαφορά φάσης δύο συνεχόμενων συμβόλων. Η λογική τους είναι η ύψωση στην M δύναμη των δειγμάτων ώστε να αναιρεθεί η διαμόρφωση φάσης και στη συνέχεια, το να πάρουμε το μέσο όρο του πολλαπλασιασμού ενός δείγματος με το συζυγές του επόμενου δείγματος ώστε να έχουμε εν τέλει :

$$\Delta F_{est} = \frac{1}{2\pi M} \text{Arg}\{\sum_N (y_k y_{k-1}^*)^M\}. \quad (3.41)$$

Όπως θα δούμε και στους αλγορίθμους για την εκτίμηση φάσης, όταν έχουμε να κάνουμε με ανώτερα σχήματα διαμόρφωσης (16 QAM και πάνω) βασιζόμαστε στο QPSK partitioning των συμβόλων του αστερισμού και στη συνέχεια εφαρμόζουμε την ίδια λογική με $M=4$ για τις κλάσεις συμβόλων που προκύπτουν. [48] Οι αλγόριθμοι αυτοί έχουν χαμηλή πολυπλοκότητα, αλλά μειωμένη ταχύτητα καθώς μόνο συνεχόμενα ζευγάρια συμβόλων χρησιμοποιούνται. Μια άλλη κατηγορία είναι οι αλγόριθμοι που βασίζονται στην 4^η δύναμη του FFT (Fourth -power FFT-based algorithms) οι οποίοι επιτυγχάνουν υψηλότερη ακρίβεια βρίσκοντας την κορυφή του φάσματος ισχύος (power spectrum) με κόστος όμως την υψηλή πολυπλοκότητα. [49], [50] Όπως προηγουμένως, χρησιμοποιώντας το QPSK partitioning και μια ημι-γραμμική προσέγγιση έχουμε αλγόριθμους οι οποίοι βασίζονται στην προαναφερθείσα λογική εφαρμόζονται σε ανώτερες διαμορφώσεις οι οποίοι επίσης φέρνουν μια ισορροπία ανάμεσα στην πολυπλοκότητα και την απόδοση. [51] Η αρχή λειτουργίας των συγκεκριμένων αλγορίθμων παρουσιάζεται παρακάτω.

Έστω ότι το σήμα έπειτα από τα προηγούμενα στάδια είναι:

$$y_n = x_n \exp(j(2\pi\Delta f n + \varphi_n)) + w_n \quad (3.42)$$

Όπου x_n είναι το μεταδιδόμενο σήμα, Δf το FO, T η περίοδος των συμβόλων, φ_n ο θόρυβος φάσης και w_n ο πρόσθετος μηδενικού μέσου (zero mean) γκαουσιανός θόρυβος γνωστός ως AWGN.[46] Αρχικά το σήμα υψώνεται στην 4^η δύναμη ως εξής:

$$y_n^4 = E\{x_n^4\} \exp(j2\pi 4(n\Delta f T + \varphi_n)) + e_n \quad (3.43)$$

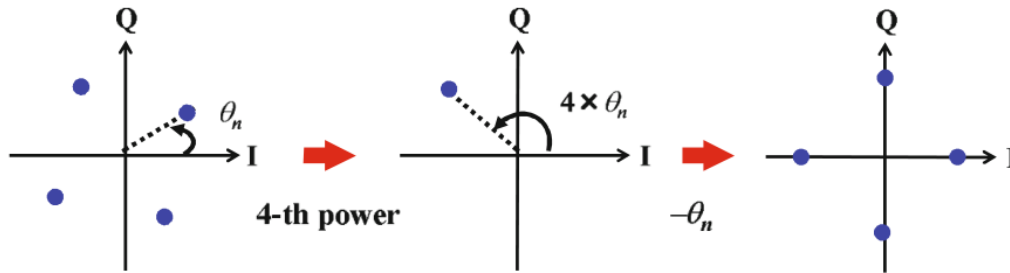
Όπου e_n είναι μια διαδικασία μηδενικού μέσου όρο η οποία μπορεί να θεωρηθεί διαδικασία θορύβου. [49] Η εκτίμηση λοιπόν του FO αποκτάται με το να μεγιστοποιήσουμε το περιοδικό (periodogram) του y_n^4 και εκφράζεται ως: [40]

$$\widehat{\Delta f} = \frac{1}{4} \operatorname{argmax}_{\Delta f \in [-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T}]} \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_n^4 \exp(-2j\pi n \Delta f T) \right|^2 \quad (3.44)$$

PHASE IMPAIRMENTS

Ο θόρυβος φάσης προκύπτει λόγω του ότι τα laser του transmitter και του LO δεν είναι κλειδωμένα στη φάση και στη συχνότητα και για αυτό το λόγο το αθροιστικό linewidth των δύο αυτών laser οδηγεί σε τυχαίες περιστροφές του διαγράμματος αστερισμού. Ο θόρυβος φάσης που προκύπτει λοιπόν λόγω των λέιζερ μοντελοποιείται συνήθως σαν μια “τυχαία διαδικασία περιπάτου” (random walk process). Συγκεκριμένα, η διαφορά φάσης γειτονικών συμβόλων είναι μια γκαουσιανή μεταβλητή με μηδενικό μέσο όρο και η διακύμανση σχετίζεται με το ρυθμό συμβόλων (baud rate) και το linewidth των λέιζερ. Έπειτα λοιπόν από την FO estimation χρειάζεται να αναιρέσουμε το φαινόμενο αυτό. Όπως γίνεται ευκολά κατανοητό τα πράγματα δυσκολεύουν όσο ανεβαίνουμε σε πιο περίπλοκες μορφές κωδικοποίησης (π.χ. 16 QAM κτλ.). η διαδικασία γίνεται πιο δύσκολη καθώς ευκλείδεια απόσταση στον αστερισμό μικραίνει όλο και περισσότερο.[40] Οι αλγόριθμοι που αντιμετωπίζουν το συγκεκριμένο impairment ονομάζονται αλγόριθμοι εκτίμησης φάσης φέροντος (Carrier Phase estimation – CPE). Αυτοί μπορεί να βασίζονται σε τεχνικές data aided, δηλαδή να έχουν ένα training session, non data aided, και σε σχήματα κλειστού (closed loop) ή ανοιχτού βρόγχου (feed forward). Οι αλγόριθμοι που εφαρμόζονται για μεγάλο διάστημα στους σύμφωνους δέκτες, βασίζονται κυρίως στο non aided feed forward M-th power scheme, το οποίο δε χρειάζεται μια πιλοτική διάταξη για εκπαίδευση ούτε ανατροφοδότηση.[47] Εφόσον το linewidth των ημιαγωγικών DFB laser που χρησιμοποιούνται στον πομπό και στον LO τυπικά κυμαίνεται μεταξύ 100 kHz και 10MHz, ο θόρυβος φάσης $\theta_n(t)$ μεταβάλλεται πολύ πιο αργά από τη διαμόρφωση φάσης $\theta_s(t)$. Επομένως, παίρνοντας τον μέσο όρο σε της φάσης σε πολλά μεσοδιαστήματα συμβόλων, είναι εφικτό να έχουμε μια ακριβή εκτίμηση φάσης. Η φάση του μιγαδικού πλάτους της Εξ. (3.19) περιέχει και τη διαμόρφωση φάσης $\theta_s(i)$ και το θόρυβο φάσης $\theta_n(i)$, όπου το i αντιπροσωπεύει τον αριθμό δείγματος. Η διαδικασία εκτίμησης της θ_n φαίνεται στην Εικ. 3.13 όπου βλέπουμε την περίπτωση QPSK για απλότητα. Παίρνουμε την M^{th} δύναμη του υπολογισμένου μιγαδικού πλάτους $I_c(i)$ επειδή η διαμόρφωση φάσης αναιρείται από το $I_c(i)^M$ σε M-ary PSK σχήματα διαμόρφωσης. Αφαιρώντας λοιπόν στη συνέχεια το θόρυβο φάσης που εκτιμήθηκε από την συνολική μετρημένη φάση, μπορούμε πλέον να ανακτήσουμε τη διαμόρφωση φάσης. Συνήθως, παίρνουμε το μέσο όρο του $I_c(i)^M$ σε $2k + 1$ δείγματα, ώστε να βελτιώσουμε το σηματοθορυβικό λόγο (SNR). Η εκτιμώμενη φάση δίνεται από:

$$\theta_n(i) = \frac{\operatorname{arg}\left(\sum_{j=-k}^k I_c(i+j)^M\right)}{M} \quad (3.45)$$



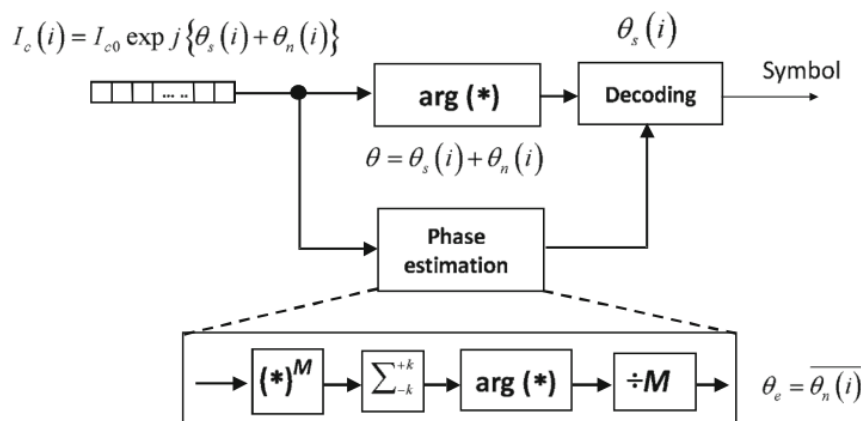
Εικόνα 3. 13 Αρχή της μεθόδου M -ης δύναμης. Υψώνοντας στην M η δύναμη το λαμβανόμενο μιγαδικό πλάτος μπορούμε να απαλείψουμε τη διαμόρφωση φάσης και να μετρήσουμε το θόρυβο φάσης

Η διαμόρφωση φάσης $\theta_s(i)$ καθορίζεται αφαιρώντας το $\theta_n(i)$ από την υπολογισμένη φάση $\theta(i)$. Η Εικ. 3.14 δείχνει το DSP κύκλωμα για την εκτίμηση της φάσης. Τα σύμβολα που αποκτώνται έχουν μία αμφισημία φάσης (phase ambiguity) $2\pi/M$ διότι δεν μπορούμε να ξέρουμε την απόλυτη φάση. Η εκτιμώμενη φάση $\theta_n(i)$ κυμαίνεται μεταξύ $-\pi/M$ και $+\pi/M$. Επομένως, εάν το $|\theta_n(i)|$ ξεπερνάει το π/M μια ολίσθηση φάσης $2\pi/M$ συμβαίνει αναπόφευκτα όπως φαίνεται στην Εικ. 3.15. Για να αντιμετωπίσουμε αυτό το πρόβλημα, η διόρθωση των ολισθήσεων φάσης γίνεται με βάση τον παρακάτω κανόνα.

$$\theta_n(i) \leftarrow \theta_n(i) + \frac{2\pi}{M} f(\theta_n(i) - \theta_n(i-1)) \quad (3.46)$$

Όπου η $f(x)$ ορίζεται ως:

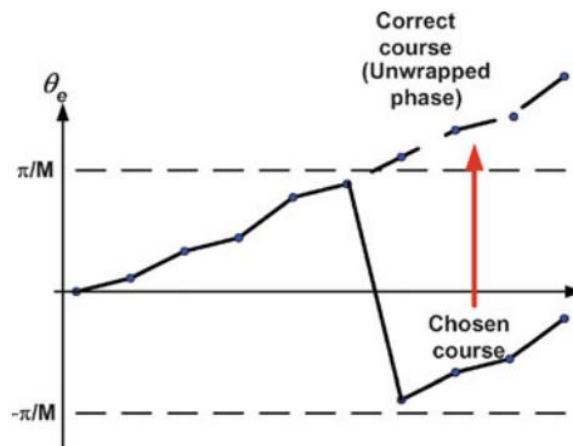
$$f(x) = \begin{cases} +1 & \text{για } x < -\frac{\pi}{M} \\ 0 & \text{για } |x| \leq \frac{\pi}{M} \\ -1 & \text{για } x > \frac{\pi}{M} \end{cases} \quad (3.47)$$



Εικόνα 3. 14 DSP κύκλωμα για τη μέθοδο M -ης δύναμης για την εκτίμηση φάσης

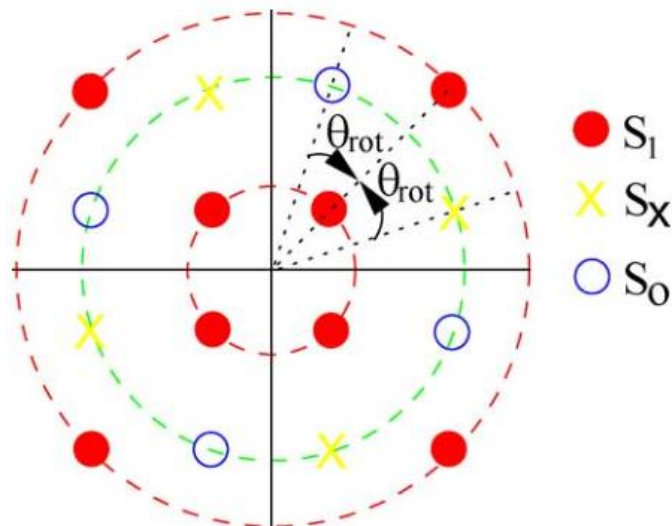
Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζουμε ότι η εκτίμηση φάσης ακολουθεί την τροχιά της φυσικής φάσης και τα ολισθήματα αποφεύγονται.[52] Το σχήμα αυτό που παρουσιάσαμε είναι γνωστό και ως Viterbi and Viterbi αλγόριθμος και είναι πολύ διαδεδομένος σε QPSK διαμορφώσεις όπου υψώνουμε το μιγαδικό πλάτος στην τέταρτη δύναμη. Για τη διαμόρφωση 16 QAM όμως δεν είναι πολύ αποδοτικό. Για την αντιμετώπιση λοιπόν του προβλήματος μια διαδεδομένη λύση είναι το QPSK partitioning,

δηλαδή χωρίζουμε τα σύμβολα σε κλάσεις, με σκοπό να προσομοιάζουν αστερισμό QPSK, και στη συνέχεια εφαρμόζουμε τη διαδικασία που περιγράψαμε παραπάνω για $M=4$.



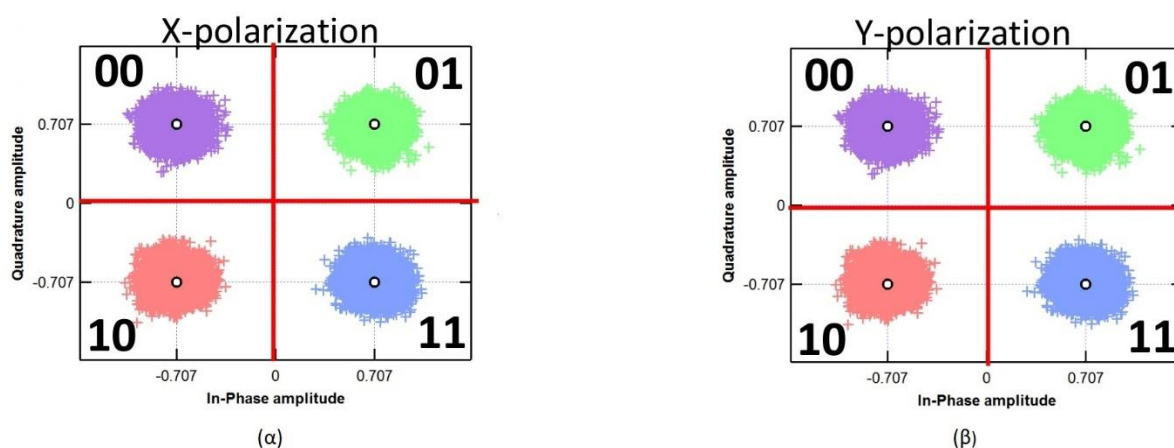
Εικόνα 3. 15 Ολίσθηση φάσης

Κοιτώντας τον αστερισμό του 16 QAM στην Εικ. 3.16, παρατηρούμε ότι ο εσωτερικός και ο εξωτερικός δακτύλιος σχηματίζουν δύο QPSK αστερισμούς με διαφορετικό πλάτος. Παρατηρούμε επίσης πως τα σύμβολα του ενδιάμεσου δακτυλίου σχηματίζουν δυο αστερισμούς QPSK με ίδιο πλάτος και με μια στροφή φάσης θ_{rot} προς τα αριστερά για τα σύμβολα S_0 και προς τα δεξιά για τα σύμβολα S_X . Εχοντας αυτό υπόψιν μπορούμε στη συνέχεια να εφαρμόσουμε την προηγούμενη διαδικασία αφού πρώτα στρέψουμε τα σύμβολα του ενδιάμεσου δακτυλίου κατά θ_{rot} . [53]



Εικόνα 3. 16 Αρχή του QPSK partition σε αστερισμό 16 QAM

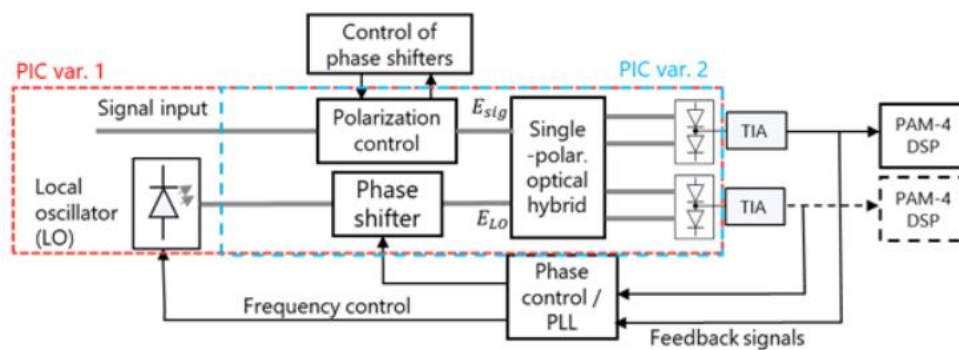
Επειτα λοιπόν από τις παραπάνω διαδικασίες, μπορούμε να δημιουργήσουμε τον τελικό αστερισμό, όπως βλέπουμε στην Εικ. 3.17 εφαρμόζοντας κατάλληλα κατώφλια και έτσι να ανιχνεύσουμε τα σύμβολα και τα bits που έχουν μεταδοθεί μέσω της οπτικής ίνας.



Εικόνα 3. 17 Δημιουργία τελικού αστερισμού για (α) Χ πόλωση και (β) Υ πόλωση.

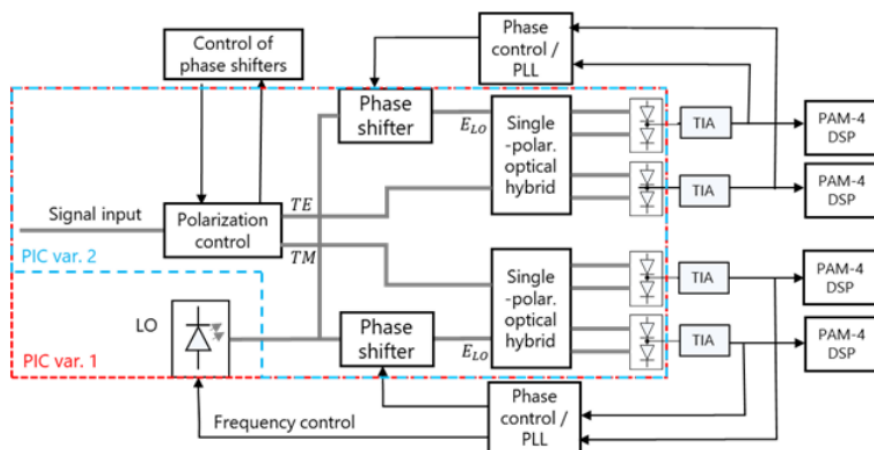
3.3 Αρχή Λειτουργίας προτεινόμενου Coherent Δέκτη

Για να καταφέρουμε να ελαχιστοποιήσουμε την πολυπλοκότητα και την κατανάλωση ισχύος θα παρουσιάσουμε το νέο κύκλωμα coherent δέκτη που προτείνεται μέσα από το πρότζεκτ PICaboo. Το PICaboo θα εκμεταλλευτεί τα building blocks που θα αναπτυχθούν στην InP πλατφόρμα του TUE και θα αναπτύξει έναν coherent οπτικό δέκτη ικανό να μειώσει την πολυπλοκότητα και την κατανάλωση ισχύος των DSP συστημάτων και το συνολικό κόστος του δέκτη. Η χρήση των καινοτόμων ολοκληρωμένων υπο-κυκλωμάτων polarization phase shifter και polarization controller θα επιτρέψει κάποιες πολύπλοκες διαδικασίες επεξεργασίας σήματος, που τυπικά υλοποιούνται στον ψηφιακό τομέα να μεταφερθούν στον οπτικό τομέα. Η αλήθεια είναι ότι σχεδόν όλες οι διαδικασίες επεξεργασίας σήματος βασίζονται στην δυαδική αναπαράσταση του ληφθέντος σήματος. Παρ' όλα αυτά, οι περισσότερες από αυτές τις διαδικασίες, όπως ο διαχωρισμός των δύο κάθετων πολώσεων του σήματος, και η ευθυγράμμιση της συχνότητας και της φάσης του σήματος σε σχέση με τον local oscillator αφορούν το σήμα στην οπτική του κατάσταση. Στον προτεινόμενο δέκτη, αυτές οι διαδικασίες επεξεργασίας σήματος θα υλοποιηθούν στον οπτικό τομέα, εισάγοντας καινοτόμες λειτουργίες στο τσιπ του φωτονικού δέκτη. Στην Εικ. 3.18 φαίνεται το διάγραμμα-μπλοκ του οπτικού coherent δέκτη μίας πόλωσης. Θα παρουσιάσουμε αρχικά την αρχή λειτουργίας του συνολικού κυκλώματος, και στη συνέχεια θα μελετήσουμε τα βασικά μπλόκ από τα οποία αποτελείται, τα οποία έχουν ήδη ή πρόκειται να αναπτυχθούν στα πλαίσια του πρότζεκτ. Κατά πρώτον, η πόλωση του ληφθέντος σήματος ρυθμίζεται ώστε να ταιριάζει με την πόλωση του local oscillator. Για να επιτευχθεί αυτό, οι ενέργειες που απαιτούνται είναι η εισαγωγή μιας διαφοράς φάσης ανάμεσα στις δύο ορθογώνιες συνιστώσες της πόλωσης του σήματος μέσω ενός phase shifter, ακολουθούμενη από μία (σταθερή) περιστροφή της προκύπτουσας πόλωσης, οι οποίες υλοποιούνται μέσω ενός ολοκληρωμένου polarization controller στον βρόγχο του σήματος. Καθώς η πόλωση αλλάζει τυχαία στο χρόνο κατά τη διάρκεια της διάδοσης μέσα στην οπτική ίνα, η διαφορά φάσης χρειάζεται να ελέγχεται δυναμικά. Σε συγκεκριμένες καταστάσεις, η πόλωση του σήματος μεταβάλλεται συνεχόμενα προς μία κατεύθυνση, γεγονός το οποίο απαιτεί μία αντίστροφη μεταβολή, και επομένως χρειαζόμαστε έναν "endless" phase shifter, όπου οποιαδήποτε διαδικασία επαναφοράς (π.χ. βηματική μετατόπιση φάσης 360 μοιρών) δε θα επηρεάζει το σήμα που μεταφέρει τα δεδομένα. Μετά από αυτό το πρώτο στάδιο, με ένα πολωμένο σήμα εισόδου, διατηρείται ίση ισχύς στις δύο πολώσεις του σήματος, τέτοια ώστε καμία διακύμανση ισχύος λόγω φαινομένων της πόλωσης στην ίνα μετάδοσης να παρατηρείται.



Εικόνα 3. 18 Επίδειξη coherent δέκτη μονής πόλωσης

Ο έλεγχος σε επίπεδο ns θα επιτευχθεί βασισμένος στον γρήγορο ηλεκτροπτικό διαμορφωτή φάσης ο οποίος χρησιμοποιείται στο υποκύκλωμα του polarization phase shifter. Κατά δεύτερον για να μπορέσουμε να ξεχωρίσουμε τις ορθογώνιες φάσεις (IQ quadratures), του ληφθέντος σήματος, η σχέση φάσεων και συχνοτήτων μεταξύ του L.O. και του σήματος που μεταφέρει τα δεδομένα θα πρέπει να διατηρείται σταθερή. Αυτό απαιτεί έλεγχο της συχνότητας του λέιζερ του L.O. ώστε να έχει μια διαφορά το πολύ μερικών MHz σε σχέση με την κεντρική συχνότητα του σήματος, καθώς και endless phase shifting της εξόδου του L.O. ώστε να ευθυγραμμιστεί με την μέση φάση του λέιζερ του σήματος, ακόμα και υπό την παρουσία θορύβου φάσης του λέιζερ και υπολειπόμενων ολισθημάτων της συχνότητας μεταξύ των δύο λέιζερ. Ο συνεχής έλεγχος της φάσης βασίζεται σε στην ανατροφοδότηση από τις εξόδους του οπτικού hybrid, όπου το διακρότημα (beating) μεταξύ του local oscillator και του σήματος μπορεί να παρατηρηθεί, και υλοποιείται μέσω ενός εξωτερικού FPGA. Τελικά, το σήμα που περιέχει τα δεδομένα μπορεί να ανακτηθεί μέσω απλοποιημένου DSP για PAM 4 σχήματα. Επιπροσθέτως, το PICaboo θα χαλαρώσει τις απαιτήσεις του λέιζερ του local oscillator όσον αφορά το linewidth οδηγώντας σε μία συνολική μείωση του συνολικού κόστους της συσκευής του σύμφωνου δέκτη όπως θα δούμε και παρακάτω. Στην περίπτωση που έχουμε πληροφορία και στις δύο πολώσεις, το συνδυασμένο σήμα είναι μη πολωμένο, επομένως απαιτείται ένα επιπλέον στάδιο ώστε να ευθυγραμμίσει τις φάσεις των δύο ενδιάμεσων σημάτων, και να χωρίσει τις δύο πολώσεις του σήματος, πριν να εισέλθει στο οπτικό hybrid.



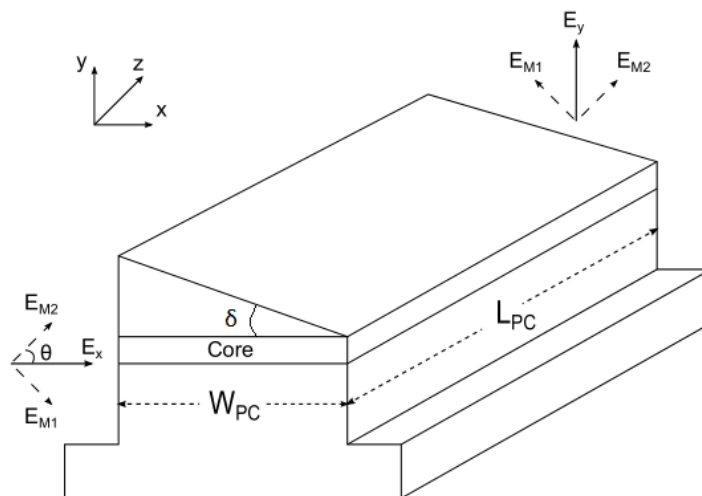
Εικόνα 3. 19 Επίδειξη coherent δέκτη διπλής πόλωσης

3.4 Καινοτόμα Building Blocks στην InP Τεχνολογική Πλατφόρμα

Παρακάτω παρουσιάζονται τα building blocks τα οποία θα συμβάλουν ώστε να επιτευχθεί η λειτουργία του προαναφερθέντος coherent δέκτη.

Polarization rotator/converter (στροφέας/μετατροπέας πόλωσης)

Πρόκειται να χρησιμοποιηθεί ένας ανθεκτικός στις διαδικασίες κατασκευής Polarization Converter/Rotator βασισμένος σε μια δύο τμημάτων (two-section) τραπεζοειδή κατασκευή, επιτυγχάνοντας μια μέση αποδοτικότητα μετατροπής πόλωσης (polarization conversion efficiency) 99.8%, απώλειες εισαγωγής (insertion losses) περίπου 0.7 dB και με extinction ratio πόλωσης (polarization extinction ratio – PER) 30 dB σε μήκος κύματος 1.535 μm . [54],[55] Σκοπός είναι η εκμετάλλευση της ιδέας των δύο τμημάτων και η ανάπτυξη ενός PC ο οποίος θα λειτουργεί σε ένα μεγάλο εύρος μηκών κύματος μέχρι 100 nm με PER > 30 dB και αποδοτικότητα μετατροπής πόλωσης 99.9%. Ένας polarization converter (PC) ή polarization rotator (PR) υλοποιεί μια μετατροπή της πόλωσης, επιτυγχάνοντας μια περιστροφή στην σφαίρα Poincare συγκεκριμένων μοιρών γύρω από έναν σταθερό άξονα M1M2 όπου ιδανικά είναι ο άξονας που περνάει από τα σημεία της σφαίρας που αντιστοιχούν στις πολώσεις $+45^\circ$ και -45° και η περιστροφή 180° μετατρέπει την οριζόντια πόλωση σε κάθετη και το αντίστροφο, όπως φαίνεται στην Εικ. 3.21 (β). Πιο συγκεκριμένα, ένας παθητικός PC μονού τμήματος (single section), είναι ένας οπτικός κυματοδηγός με ένα ασύμμετρο τμήμα τομής (cross section) συνδεδεμένος με ευθείς κυματοδηγούς εισόδου-εξόδου. Στην Εικ. 3.20 βλέπουμε έναν παθητικό PC με ένα κεκλιμένο περίβλημα το οποίο δημιουργεί μια κλίση (tilt) στους ρυθμούς του κυματοδηγού κατά μια συγκεκριμένη γωνία.



Εικόνα 3. 20 Μονού Τμήματος παθητικός Polarization Converter/Rotator [55]

Ο PC δρα ως μια διπλοθλαστική οπτική συσκευή με έναν γρήγορο και έναν αργό οπτικό άξονα. Ένα στοιχείο του πεδίου ταλαντώνεται στον γρήγορο άξονα και ένα στον αργό αντίστοιχα. Αυτά τα δύο στοιχεία τα οποία είναι οι ρυθμοί στον κυματοδηγό, διαδίδονται στη δομή με διαφορετική σταθερά διάδοσης. Οι δύο άξονες θα πρέπει να είναι προσανατολισμένοι 45° όσον αφορά την επιφάνεια του υποστρώματος ώστε να αποκτήσουμε πλήρη μετατροπή της πόλωσης, δηλαδή από οριζόντια σε κάθετη ή το αντίστροφο. Υποθέτουμε ότι ένας TE οριζόντια πολωμένος ρυθμός ερχόμενος από έναν ευθύ

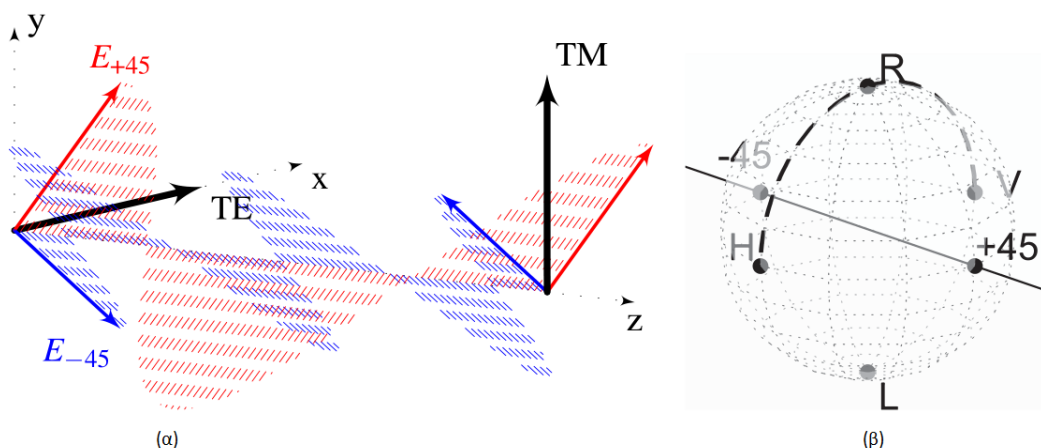
κυματοδηγό εισέρχεται (coupled) στον κυματοδηγό του PC. Το διάνυσμα του TE μπορεί να αντιπροσωπευτεί με τους δύο κάθετους μεταξύ τους ρυθμούς πεδίου M_1 και M_2 οι οποίοι είναι -45° και $+45^\circ$ περιστραμμένοι όσον αφορά το διάνυσμα TE, όπως φαίνεται στην Εικ. 3.21 (α). Η γεωμετρία του PC κυματοδηγού πρέπει να είναι τέτοια ώστε αυτές οι γωνίες να επιτευχθούν, προκειμένου ο εισερχόμενος TE ρυθμός να μπορέσει διεγείρει (excite) τους δύο ρυθμούς M_1 και M_2 με ίση ισχύ. Εάν αυτό συμβεί τότε οι δύο ρυθμοί αρχίζουν να διαδίδονται στον PC με δύο διαφορετικές μεταξύ τους σταθερές διάδοσης. Μετά από μισό μήκος διακροτήματος (half beat length)

$$L_{PC} = \frac{\pi}{\beta_1 - \beta_2} \quad (3.48)$$

Όπου β_n ($n = 1, 2$) οι σταθερές διάδοσης των ρυθμών M_n , ο M_1 μετατοπίζεται κατά μία φάση 180° σε σχέση με τον M_2 και έτσι οι δύο ρυθμοί ξανά συνδυάζονται στον κάθετα πολωμένο TM ρυθμό στην έξοδο του ευθύ κυματοδηγού. Η γωνία του κορυφαίου κεκλιμένου τοιχώματος δ στην Εικ. 3.20 δε χρειάζεται να είναι 45° . Μεταβάλλοντας το πλάτος W_{PC} και τη γωνία δ η γωνία της κλίσης (tilt) θ αλλάζει με βάση τη σχέση

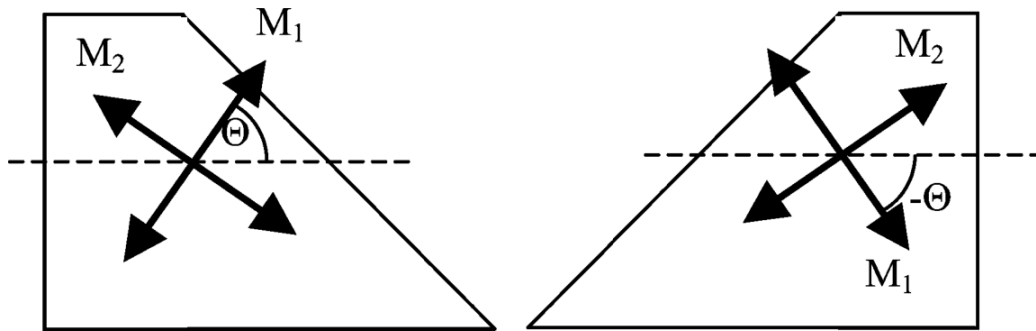
$$\theta = \arctan\left(\frac{E_{M_1}}{E_{M_2}}\right) \quad (3.49)$$

Όπου E_M είναι το ηλεκτρικό πεδίο του ρυθμού M_n ο οποίος διεγείρεται από τον TE ρυθμό. Η διαδικασία που περιγράψαμε για $\theta = 45^\circ$ παρουσιάζεται σχηματικά στην Εικ. 3.21.



Εικόνα 3. 21 (α) Σχηματική αναπαράσταση της μετατροπής από TE ρυθμό σε TM. (β) Εξέλιξη της κατάστασης πόλωσης στη σφαίρα του Poincaré καθώς το φως ταξιδεύει στον PC, όπου ο άξονας M1M2 ταυτίζεται με τον άξονα που περνάει από τα σημεία που αντιστοιχούν στις πολώσεις $+45^\circ$ και -45° . [56]

Ο PC που περιγράψαμε παραπάνω είναι ένας μετατροπέας μονού τμήματος (single section). Παρ' όλο που είναι αρκετά απλός, οι κατασκευαστικές αντοχές μπορούν να βελτιωθούν σημαντικά, ειδικά όσον αφορά τις γεωμετρικές παρεκκλίσεις από την προσομοίωση. Ο δύο τμημάτων (two sections) PC μπορεί να υπερνικήσει τις περιορισμένες αντοχές του μονού τμήματος PC, οι οποίες έγκεινται σε λάθη στη γωνία κλίσης (tilt angle) θ .

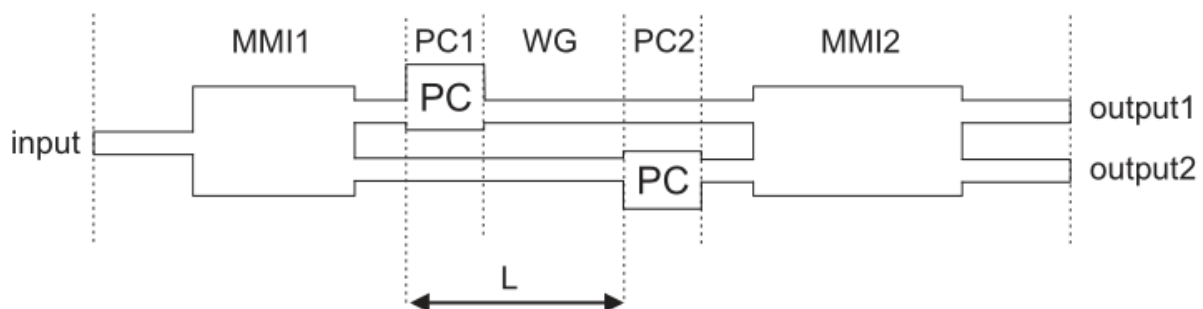


Εικόνα 3. 22 Οι γωνίες κλίσης (tilt angles) των ρυθμών M_1 , M_2 έχουν αντίθετα πρόσημα στα δύο αντικατοπτρισμένα τμήματα. [54]

Αυτή η πιο ανεκτική δομή αποτελείται από δύο τμήματα PC κυματοδηγών, των οποίων οι διατομές (cross sections) αντικατοπτρίζονται η μία με την άλλη. Σε αυτήν την περίπτωση, οι δύο ορθογώνιοι μεταξύ τους ρυθμοί M_1 και M_2 έχουν γωνίες κλίσης με αντίθετα πρόσημα σε κάθε τμήμα, όπως μπορούμε να δούμε στην Εικ. 3.22. Αν το πρώτο τμήμα έχει μήκος $L_{\lambda/4} = \pi/2(\beta_1 - \beta_2)$ η γωνία μετατόπισης της φάσης ανάμεσα στους δύο ρυθμούς θα είναι $\pi/2$. Ένα δεύτερο αντικατοπτρισμένο τμήμα με μήκος $L_{3\lambda/4} = 3\pi/2(\beta_1 - \beta_2)$ έχει $-3\pi/2$ μετατόπιση φάσης ανάμεσα στους δύο ρυθμούς, η οποία μπορεί να θεωρηθεί σαν μετατόπιση φάσης $\pi/2$, επομένως είναι ίσο κατά απόλυτη τιμή με αυτή του πρώτου τμήματος. Αν λοιπόν προκληθεί κάποιο σφάλμα στη γωνία κλίσης (tilt angle) στο πρώτο τμήμα, αυτό θα είναι το αντίθετο στο δεύτερο τμήμα, επομένως κατά μέσο όρο η γωνία κλίσης των 45° θα διατηρηθεί σε ολόκληρο τον PC.

Polarization Splitter (διαχωριστής πόλωσης)

Πέραν των polarization converters, που παρουσιάστηκαν παραπάνω οι polarization splitters (PS) είναι σημαντικές συσκευές προκειμένου να ελεγχθεί η πόλωση πάνω σε ένα πλακίδιο (on chip). Όπως υπαινίσσεται το όνομα τους, οι polarization splitters ξεχωρίζουν τους TE και TM ρυθμούς στην έξοδο τους ώστε να μπορούν επεξεργαστούν ξεχωριστά. Συνήθως αυτές οι συσκευές λειτουργούν και αντίστροφα συνδυάζοντας τους δύο πολωτικούς άξονες (polarization combiners).



Εικόνα 3. 23 Δομή του Polarization Splitter [57]

Ο polarization splitter που θα χρησιμοποιηθεί φαίνεται στην Εικ. 3.23. Αποτελείται μόνο από παθητικούς κυματοδηγούς και PC και είναι συνεπώς μια συσκευή επιλογής για μια generic πλατφόρμα

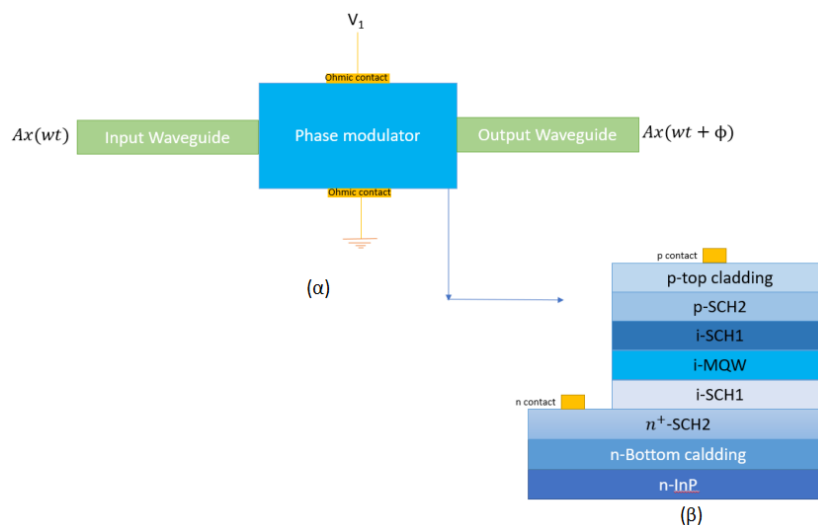
ολοκλήρωσης. Η συσκευή αποτελεί από ένα Mach Zehnder Interferometer με PCs στους δύο κλάδους όπως μπορούμε να δούμε. Το φως που συζευγνύεται στον κυματοδηγό εισόδου του πρώτου Multi Mode Interference (MMI) συζεύκτη, χωρίζεται στους δύο κλάδους με ίση ισχύ και φάση. Στον πάνω κλάδο, τοποθετείται ένας PC ο οποίος περιστρέφει την πόλωση κατά 90°, οπότε μετά από αυτόν στον κλάδο διαδίδεται η κάθετη πόλωση. Στον κάτω κλάδο το φως στην αρχική πόλωση διαδίδεται σε μια απόσταση L πριν να περιστρέφει η πόλωση του στον PC. Η διπλοθλαστικότητα των κυματοδηγών προκαλεί μια μετατόπιση φάσης η οποία είναι ίση σε μέγεθος αλλά με διαφορετικό πρόσημο για τους TE και TM ρυθμούς. Για να μπορέσει ο MMI της εξόδου να στείλει τους TE και TM ρυθμούς σε διαφορετικές εξόδους, η διαφορά φάσης μεταξύ των TM ρυθμών στους δύο κλάδους πρέπει να είναι π , και να και να μην υπάρχει καμία διαφορά φάσης μεταξύ των TE ρυθμών στους δύο κλάδους. Επομένως το μήκος L θα πρέπει να εισάγει μια διαφορά φάσης $\pi/2$ μεταξύ των πολωτικών ρυθμών. Αυτό επιτυγχάνεται για :

$$L = \frac{\pi}{2(\beta_{TE} - \beta_{TM})} \quad (3.50)$$

Όπου $\beta_{TE, TM}$ είναι οι σταθερές διάδοσης για τις δύο πολώσεις. [57],[56]

Διαμορφωτής φάσης (Phase Modulator)

Η λειτουργία ενός κοινού διαμορφωτή φάσης βασίζεται στο να αλλάζει τη φάση του σήματος εισόδου χωρίς να επηρεάζει το πλάτος του. Για την ανάπτυξη του polarization controller, ένας διαφορικός phase shifter, δηλαδή μια συσκευή που αλλάζει τη σχετική φάση μεταξύ των TE και TM πολωτικών ρυθμών, είναι ένα απαραίτητο building block. Ωστόσο, σε πλατφόρμες οι οποίες έχουν κυματοδηγούς χαμηλής διπλοθλαστικότητας, παρατηρείται μια πολύ χαμηλή εξάρτηση από τη πόλωση της δομής, εμποδίζοντας αυτού του τύπου τη λειτουργία. Επομένως είναι αναγκαίο να κατασκευαστεί ένας phase shifter, με μια διαφορά μετατόπισης μεταξύ των δύο πολωτικών ρυθμών όσο γίνεται υψηλότερη. Για να γίνει αυτό, θα χρησιμοποιηθεί μία δομή συμπιεσμένου κβαντικού πηγαδιού (strained quantum well) με ανάστροφα πολωμένη δίοδο, ώστε να αυξήσει το birefringence της δομής. Η Εικ. 3.24 παρουσιάζει τη δομή του phase shifter και τις αντίστοιχες οπτικές και ηλεκτρικές διεπαφές. Όπως φαίνεται στην Εικ. 3.24 (β), ο phase shifter είναι συμβατός με τον κυματοδηγό που βασίζεται στη generic πλατφόρμα, επομένως, μπορούν να συνδεθούν απευθείας χωρίς εξωτερικές οπτικές διεπαφές. Παρ' όλα αυτά, δύο ωμικές επαφές χρειάζονται ώστε να συνδέσουν τις εξωτερικές τάσεις στη συσκευή.



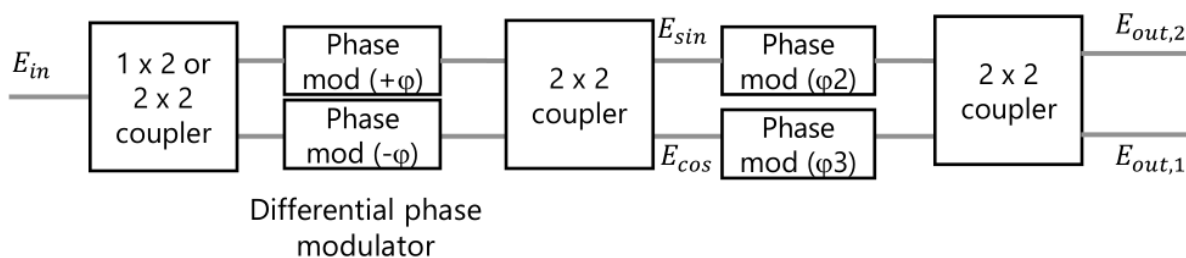
Εικόνα 3. 24 Η δομή του phase shifter (α) το building block με τις ηλεκτρονικές και οπτικές διεπαφές (β) η στοίβα στρωμάτων (layer-stack)

Η εφαρμογή τάσης σε αυτή τη δομή προκαλεί μια αλλαγή στον ενεργό δείκτη διάθλασης (effective index) μέσω του ηλεκτροοπτικού φαινομένου Pockels (Pockels effect). Ο στόχος είναι να επιτευχθεί μια υψηλή, προκαλούμενη από την τάση, διαφορά του ενεργού δείκτη διάθλασης, η οποία με τη σειρά της θα προκαλέσει μια υψηλή αλλαγή φάσης εντός ενός μικρού μήκους του κυματοδηγού (βλέπε Εξ. 3.51). Την ίδια στιγμή στόχος είναι να μεγιστοποιηθεί η αλλαγή φάσης μεταξύ των δύο πολωτικών ρυθμών εισόδου.

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n_{eff} \quad (3.51)$$

Endless Phase Shifter

Ο phase shifter που αναφέραμε παραπάνω, θα χρησιμοποιηθεί σε μια δομή endless phase shifter η οποία φαίνεται στην Εικ. 3.25. Αποτελείται από δύο συνδεδεμένους σε σειρά διαμορφωτές Mach-Zehnder. Πιο συγκεκριμένα ο πρώτος διαμορφωτής Mach-Zehnder αποτελείται από τον έναν 2x2 ή 1x2 συζεύκτη ακολουθούμενο από έναν διαφορικό διαμορφωτή φάσης φ , δηλαδή $+\varphi$, $-\varphi$ στον πάνω και στον κάτω κλάδο αντίστοιχα και έναν ακόμα 2x2 συζεύκτη. Ο δεύτερος διαμορφωτής Mach-Zehnder εισάγει διαμόρφωση φ_2 και φ_3 στον πάνω και στον κάτω κλάδο αντίστοιχα φάσης και στην έξοδό του έχει έναν 2x2 συζεύκτη, όπως μπορούμε να δούμε στην Εικ. 3.25. Η λειτουργία της δομής παρουσιάζεται παρακάτω.



Εικόνα 3. 25 Δομή endless phase shifter

Αρχικά, το σήμα του οποίου η φάση χρειάζεται να μεταβληθεί μπαίνει στον πρώτο Mach Zehnder του οποίου την έξοδο το σήμα διαχωρίζεται στο πεδίο κατά $\sin(\varphi)/\cos(\varphi)$. Έτσι έχουμε:

$$E_{sin} = \frac{E_{in}}{2} * e^{j\varphi} - \frac{E_{in}}{2} * e^{-j\varphi} = j * E_{in} * \sin(\varphi) \quad (3.52)$$

$$E_{cos} = j * \frac{E_{in}}{2} * e^{j\varphi} + j * \frac{E_{in}}{2} * e^{-j\varphi} = j * E_{in} * \cos(\varphi) \quad (3.53)$$

Ο διαχωρισμός αυτός εξαρτάται επίσης από τις σχέσεις των φάσεων στις οποίες υπόκειται το σήμα στον συζεύκτη και οι οποίες είναι εγγενώς σταθερές λόγω της διατήρησης της ενέργειας. Θυμίζουμε ότι για έναν 2x2 συζεύκτη ισχύει:

$$\begin{bmatrix} E_{out1} \\ E_{out2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{in1} \\ E_{in2} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Όπου E_{in1} , E_{in2} τα πεδία εισόδου στον πάνω και στον κάτω κλάδο του συζεύκτη αντίστοιχα και E_{out1} , E_{out2} τα πεδία εξόδου στον πάνω και στον κάτω κλάδο του συζεύκτη.

Το δεύτερο στάδιο της δομής, μετατοπίζει τη φάση των \sin και \cos κλάδων ανεξάρτητα κατά φ_2 και φ_3 αντίστοιχα, οι οποίες τώρα αποκτούν τιμές $+\pi/2$ ή $-\pi/2$ πριν να συζευχθούν στον τρίτο 2x2 συζεύκτη. Μια αλλαγή φάσης ανάμεσα σε $+\pi/2$ και $-\pi/2$ πραγματοποιείται μόνο στον ένα κλάδο, όταν όλη η ισχύς είναι στον άλλο κλάδο.

Το σήμα εξόδου $E_{out,1}$ μπορεί να γραφεί ως:

$$E_{out,1} = j * \frac{E_{sin}}{\sqrt{2}} * e^{j\varphi 2} + \frac{E_{cos}}{\sqrt{2}} * e^{j\varphi 3} = j * \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} [\cos(\varphi) * e^{j\varphi 3} + j * \sin(\varphi) * e^{j\varphi 2}]$$

Και εν τέλει έχουμε:

$$E_{out,1} = j * \frac{E_{in}}{\sqrt{2}} * \begin{cases} e^{j(\varphi 3 + \varphi)}, \text{για } \varphi 3 = \varphi 2 \\ e^{j(\varphi 3 - \varphi)}, \text{για } \varphi 3 = \varphi 2 \pm \pi \end{cases} \quad (3.55)$$

Ενώ μόνο το σήμα της μία εξόδου απαιτείται, η δεύτερη έξοδος $E_{out,2}$ μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για άλλους σκοπούς

$$E_{out,2} = \frac{E_{sin}}{\sqrt{2}} * e^{j\varphi 2} + j * \frac{E_{cos}}{\sqrt{2}} * e^{j\varphi 3} = -\frac{E_{in}}{\sqrt{2}} [\cos(\varphi) * e^{j\varphi 3} - j * \sin(\varphi) * e^{j\varphi 2}]$$

$$E_{out,2} = -\frac{E_{in}}{\sqrt{2}} * \begin{cases} e^{j(\varphi 3 - \varphi)}, \text{για } \varphi 3 = \varphi 2 \\ e^{j(\varphi 3 + \varphi)}, \text{για } \varphi 3 = \varphi 2 \pm \pi \end{cases} \quad (3.56)$$

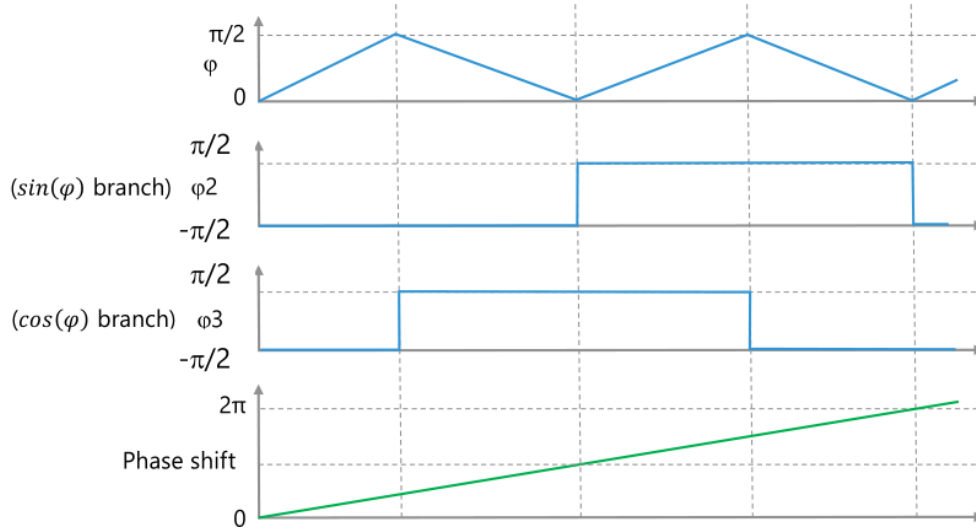
Με βάση τις φάσεις φ , $\varphi 2$, $\varphi 3$ το σήμα εισόδου υφίσταται μια διαφορά φάσης προς την έξοδο όπως φαίνεται στον παρακάτω πίνακα

$\varphi 2$	$\varphi 3$	$E_{out,1}$
$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j(\varphi)}$
$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	$\frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j(\pi - \varphi)}$
$+\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	$\frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j(\pi + \varphi)}$
$+\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{E_{in}}{\sqrt{2}} e^{j(-\varphi)}$

Πίνακας 1 Πεδία εξόδου σε σχέση με τις φάσεις στο δεύτερο σταάδιο

Μια συνεχής μετατόπιση φάσης του σήματος εισόδου μπορεί να επιτευχθεί αυξάνοντας ή μειώνοντας εναλλασσόμενα τη φάση φ του πρώτου σταδίου του phase shifter, ενώ ταυτόχρονα αλλάζουμε την $\varphi 2$ ή την $\varphi 3$ κατά π , όταν η κατεύθυνση της αλλαγής της φ αντιστρέφεται όπως βλέπουμε στην Εικ. 3.26.

Οι τιμές της φάσης φ είναι από 0 έως $\pi/2$. Για να έχουμε μια συνεχή κατεύθυνση από 0 έως 2π της συνολικής μετατόπισης φάσης του σήματος, όταν η φ γίνεται $\pi/2$, τότε όλη η ισχύς του σήματος είναι στον sine κλάδο (Εικ. 3.25) και η $\varphi 3$ θα αλλαχθεί κατά συν ή μείον π . Τότε η φ μειώνεται και όταν γίνει 0, τότε όλη η ισχύς θα είναι στον cosine κλάδο και η $\varphi 2$ αλλάζει κατά συν ή μείον π . Με αυτόν τον τρόπο τελικά μπορούμε να επιτύχουμε ένα endless phase shifting πολλαπλών π επιτελώντας μια μετατόπιση φάσης των φάσεων φ , από 0 έως $\pi/2$ και των $\varphi 2, \varphi 3$ από $-\pi/2$ έως $+\pi/2$ γλιτώνοντας έτσι μια μετατόπιση φάσης απευθείας από 0 έως 2π , γεγονός που θα απαιτούσε περισσότερη κατανάλωση ισχύος.



Εικόνα 3. 26 Εξέλιξη των φάσεων στον phase shifter

Για να επιτευχθεί μια ανατροφοδότηση του ελέγχου της φάσης, τοποθετούνται φωτοδιόδοι ως ελεγκτές ισχύος στους sine και cosine κλάδους μετά τον κεντρικό 2x2 συζεύκτη όπως επίσης και στις δύο εξόδους του τελικού 2x2 συζεύκτη. Αυτοί οι ελεγκτές ισχύος χρησιμοποιούνται για να ελέγχονται οι ρυθμίσεις της φάσης του πρώτου σταδίου, ώστε να καθορίσουν την στιγμή για την εναλλαγή των φ_2 και φ_3 αλλά και για να ελεγχθούν οι φ_2 και φ_3 . Οι ελεγκτές ισχύος στους κλάδους sine και cosine δίνουν:

$$P_{sin} = |E_{sin}|^2 = P_{in} * \sin^2(\varphi) \quad (3.57)$$

$$P_{cos} = |E_{cos}|^2 = P_{in} * \cos^2(\varphi) \quad (3.58)$$

Και η φάση φ μπορεί να υπολογιστεί ως:

$$\varphi = \arctan \sqrt{\frac{P_{sin}}{P_{cos}}} \quad (3.59)$$

Από τις Εξ. (3.57), (3.58), μπορούμε να ανιχνεύσουμε την απώλεια ισχύος στον sine ή στον cosine κλάδο, λόγω της φ , και έτσι αλλάζουμε αντιστοίχως τις φάσεις φ_2 , φ_3 , με τον τρόπο που εξηγήσαμε παραπάνω. Για να ρυθμίσουμε σωστά τις φάσεις φ_2 και φ_3 , οι τιμές της ισχύος των δύο εξόδων του τελικού 2x2 συζεύκτη, $P_{out,1}$, $P_{out,2}$ ελέγχονται επίσης. Μπορεί να βρεθεί ότι:

$$P_{out,1} = \frac{1}{2} P_{in} [1 - \sin 2\varphi * \sin(\varphi_2 - \varphi_3)] \quad (3.60)$$

$$P_{out,2} = \frac{1}{2} P_{in} [1 + \sin 2\varphi * \sin(\varphi_2 - \varphi_3)] \quad (3.61)$$

Ενώ για $\varphi = 0$ και $\varphi = \pi/2$, οι δύο ισχύεις είναι ίσες ανεξάρτητα από τη διαφορά φάσης του δεύτερου σταδίου, δηλαδή των φ_2 , φ_3 , αλλάζοντας την τιμή της φ , παρατηρείται άνιση ισχύς στους δύο κλάδους. Εφόσον οι φάσεις φ_2 , φ_3 παίρνουν τιμές $\pm \pi/2$, τότε η διαφορά φάσεων θα είναι $\varphi_2 - \varphi_3 = \pm \pi$ ή 0 και επομένως η διαφορά ισχύος $\Delta P = P_{out,2} - P_{out,1}$ θα είναι μηδέν. Εάν όμως λόγω λαθών η διαφορά $\varphi_2 - \varphi_3$ είναι διάφορη του μηδενός, τότε:

$$\Delta P = P_{out,2} - P_{out,1} = P_{in} * \sin 2\varphi * \sin(\varphi_2 - \varphi_3) \quad (3.62)$$

Και η φάση στον κλάδο με τη χαμηλότερη ισχύ πρέπει να διορθωθεί με βάση τον παρακάτω πίνακα.

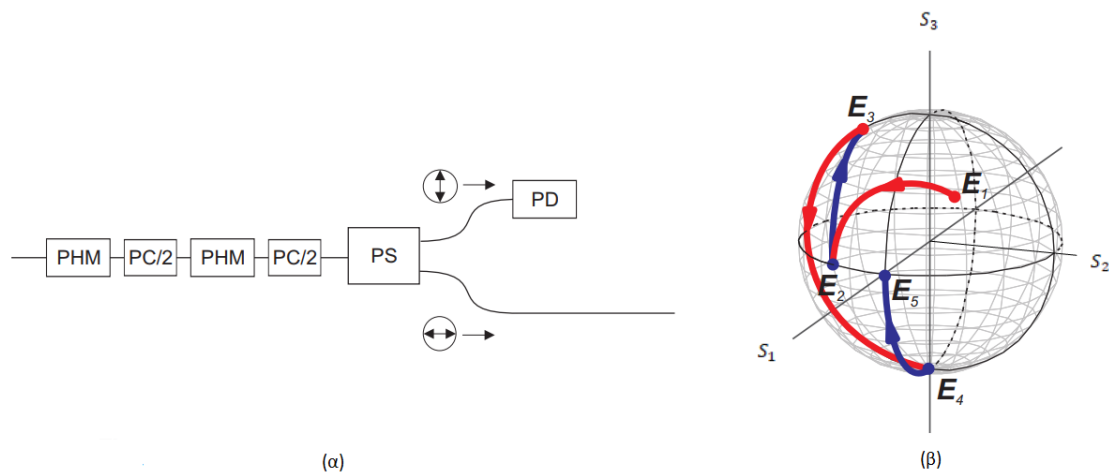
Προβλεπόμενη τιμή φ_2	Προβλεπόμενη τιμή φ_3	Πρόσημο ΔP	Κλάδος με χαμηλότερη ισχύ	Απαιτούμενη ενέργεια για τη διόρθωση του σφάλματος
$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	+	\sin	Μείωση φ_2
$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	+	\cos	Αύξηση φ_3
$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	-	\sin	Αύξηση φ_2
$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	-	\cos	Μείωση φ_3
$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	+	\sin	Αύξηση φ_2
$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	+	\cos	Μείωση φ_3
$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	-	\sin	Μείωση φ_2
$-\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	-	\cos	Αύξηση φ_3
$+\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	+	\sin	Αύξηση φ_2
$+\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	+	\cos	Μείωση φ_3
$+\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	-	\sin	Μείωση φ_2
$+\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	-	\cos	Αύξηση φ_3
$+\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	+	\sin	Μείωση φ_2
$+\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	+	\cos	Αύξηση φ_3
$+\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	-	\sin	Αύξηση φ_2
$+\frac{\pi}{2}$	$+\frac{\pi}{2}$	-	\cos	Μείωση φ_3

Πίνακας 2 Ακριβής έλεγχος των φάσεων του 2^{ου} σταδίου

Polarization Controller(Ρυθμιστής πόλωσης)

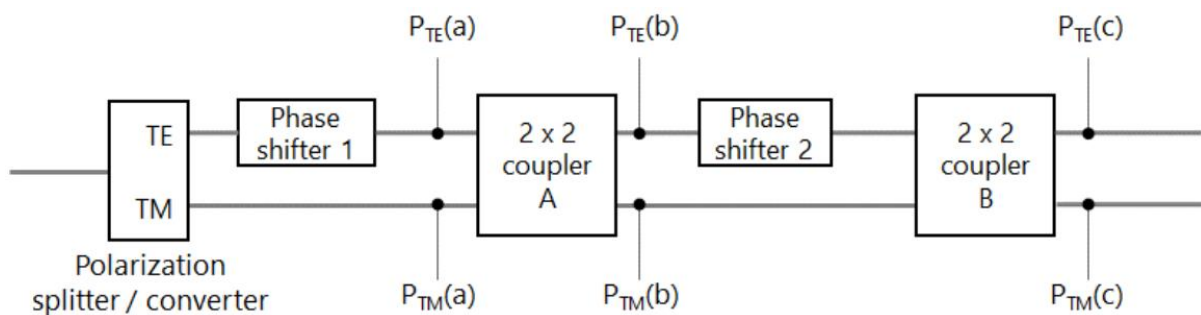
Ενας Polarization Controller είναι μια δομή που μας επιτρέπει να μετατρέπουμε μια τυχαία κατάσταση πόλωσης σε οποιαδήποτε κατάσταση πόλωσης επιθυμούμε.[58] Η επιθυμητή κατάσταση στην οποία

θέλουμε να μετατρέψουμε την πόλωση είναι η TE. Χρησιμοποιώντας τα προαναφερθέντα building blocks πρόκειται να υλοποιηθούν δύο polarization controllers. Ο πρώτος παρουσιάζεται στην Εικ. 3.27(α). Όπως βλέπουμε το κύκλωμα αποτελείται από δύο διαμορφωτές φάσης, δύο PC οι οποίοι περιστρέφουν την πόλωση κατά 90° στη συγκεκριμένη περίπτωση (για αυτό PC/2), έναν polarization splitter και μια φωτοδίοδο η οποία λειτουργεί ως ελεγκτής ισχύος. Όταν ένα σήμα με τυχαία πόλωση (E1 στην Εικ. 3.27 (β)) εισέρχεται στη δομή, ο πρώτος διαμορφωτής φάσης εξισορροπεί τη φάση μεταξύ των δύο πολωτικών συνιστωσών ώστε να επιτευχθεί γραμμική πόλωση E2 (κατάσταση πόλωσης πάνω στον ισημερινό της σφαίρας Poincaré). Ο πρώτος PC εξισορροπεί τα πλάτη των δύο πολωτικών συνιστωσών και έτσι η πόλωση γίνεται E3 καταλήγοντας πάνω στον μεσημβρινό του S_2S_3 επιπέδου. Η συγκεκριμένη κατάσταση πόλωσης έχει ίση ισχύ στις δύο πολωτικές συνιστώσες, αλλά τυχαία διαφορά φάσης μεταξύ αυτών. Στη συνέχεια ο δεύτερος διαμορφωτής φάσης αλλάζει τη φάση μεταξύ των δύο πολωτικών συνιστωσών ώστε να επιτευχθεί η αριστερόστροφη κυκλική πόλωση (Left-Handed Circular Polarization – LCPΦ) E4 όπως φαίνεται στην Εικ. 3.27 (β). Με τον τελευταίο PC, η κυκλική πόλωση μετατρέπεται σε TE πόλωση. Ο polarization splitter διαχωρίζει το σήμα στις δύο κάθετες πολωτικές συνιστώσες και η TM έξοδος συνδέεται στη φωτοδίοδο. Εφόσον η επιθυμητή κατάσταση πόλωσης είναι η TE, οι διαμορφωτές φάσης ανατροφοδοτούνται από την φωτοδίοδο και προσαρμόζονται συνεχώς, μέχρις ότου να επιτευχθεί μηδενική ισχύς στην TM έξοδο. [59]



Εικόνα 3. 27 (α) Δομή 1^{ου} polarization controller (β) Αναπαράσταση της μεταβολής της πόλωσης πάνω στη σφαίρα Poincaré[59]

Ο δεύτερος polarization controller που πρόκειται να αναπτυχθεί παρουσιάζεται στην Εικ. 3.28. Στην είσοδο του συγκεκριμένου polarization controller, ένα polarization splitter διαχωρίζει τις δύο κάθετες πολωτικές συνιστώσες TE, TM και στη συνέχεια η πόλωση TM περνώντας μέσα από τη δομή μετατρέπεται σε TE έτσι ώστε να έχουμε μόνο TE στην έξοδο. Ο πάνω κλάδος αντιπροσωπεύει την TE και ο κάτω την TM πόλωση.



Εικόνα 3. 28 Δομή 2^{ου} polarization controller

Όπως βλέπουμε στην Εικ. 3.28 τοποθετούνται φωτοδίοδοι ως ελεγκτές ισχύος στις εισόδους και στις εξόδους του 2x2 συζεύκτη A, καθώς και στις εξόδους του 2x2 εξόδους συζεύκτη B. Η μετατόπιση φάσης του phase shifter 1 επιλέγεται έτσι ώστε τα σήματα στον TE και TM κλάδο να είναι συμφασικά στην είσοδο του συζεύκτη A και συνεπώς λόγω της εγγενούς μετατόπισης φάσης του συζεύκτη έχουν διαφορά φάσης 90° στην έξοδο του συζεύκτη A. Καθώς αυτό έχει ως αποτέλεσμα το να έχουμε ίση ισχύ στις δύο εξόδους του συζεύκτη A, το γεγονός αυτό χρησιμοποιείται ώστε να μεταβάλλουμε αναλόγως τη φάση του phase shifter 1. Η μετατόπιση φάσης του phase shifter 2 επιλέγεται έτσι ώστε οι φάσεις των σημάτων στον TE και στον TM κλάδο να διαφέρουν κατά 90° στην είσοδο του συζεύκτη B και συνεπώς να έχουν ίδια φάση στην TE έξοδο και αντίθετη φάση στην TM έξοδο του συζεύκτη B. Με αυτόν τον τρόπο θα έχουμε μηδενική ισχύ στην TM έξοδο του συζεύκτη B και όλη η ισχύς μεταφέρεται στην έξοδο TE του συζεύκτη B. Με βάση αυτή τη συνθήκη ρυθμίζουμε ανάλογα τη φάση του phase shifter 2. Έτσι λοιπόν καταφέρνουμε να μετατρέψουμε οποιαδήποτε πόλωση στην είσοδο σε TE πόλωση στην έξοδο

Balanced Photodetectors, photodetectors arrays και Widely tunable low linewidth laser

Στη generic πλατφόρμα ολοκλήρωσης του Tue έχουν αναπτυχθεί υψηλής ταχύτητας PIN photodetectors με 3-dB εύρος 20 GHz.[60],[61] Παρ' όλα αυτά, όσο αυξάνεται η πολυπλοκότητα, οι balanced δέκτες προτιμώνται λόγω της βελτιωμένης ευαισθησίας και της αντοχής στο θόρυβο. Στα πλαίσια του προτεινόμενου σύμφωνου δέκτη, πρώτος στόχος είναι να αυξηθεί το εύρος των photodetectors σε 35 GHz, επιτρέποντας λειτουργία 56 Gbaud. Κατά δεύτερον θα αναπτύξει ένας balanced photodetector με βελτιωμένες επιδόσεις. Οι στοχευμένες προδιαγραφές του balanced δέκτη είναι ~50 nA dark current, 0.85 A/W ανταποδοτικότητα (responsivity), 35 GHz εύρος και κοινός λόγος απόρριψης τρόπων (common mode rejection ratio – CMRR) 30 dB.

Η μονολιθική ολοκλήρωση λέιζερ με άλλα στοιχεία όπως διαμορφωτές, ανιχνευτές και παθητικά στοιχεία είναι πολύ σημαντική για τη δημιουργία, το χειρισμό και την ανίχνευση του φωτός σε ένα μόνο φωτονικό κύκλωμα. Ένα ευρέως συντονιζόμενο λέιζερ έχει επιδειχθεί με παραπάνω από 70 nm εύρος συντονισμού βασισμένο σε τρία MZI υλοποιημένα σε παθητικούς κυματοδηγούς και χρησιμοποιώντας ελεγχόμενους από τάση ηλεκτρο-οπτικούς διαμορφωτές φάσης για συνεχή εναλλαγή μήκος κύματος.[62] Πρόσφατα αυτή η ιδέα επεκτάθηκε με την εισαγωγή resonant ring filters επιδυνκύνοντας σταθεροποίηση της συχνότητας και μείωση του linewidth του λέιζερ σε 5 kHz.[63] Σκοπός είναι να συνδυαστούν αυτές οι δύο ιδέες ώστε να επιτευχθεί 100 nm εύρος συντονισμού εντός των C+S band, linewidth χαμηλότερο από 300 kHz και υψηλή ισχύ εξόδου μεγαλύτερη από 10 dBm και λόγο καταπίεσης πλευρικών λοβών (Side Mode Suppression Ratio - SMSR) > 40 dB. Ανάλυση Κόστους και Ισχύος Προτεινόμενου Δέκτη

3.5 Ανάλυση Κόστους και Ισχύος Προτεινόμενου Δέκτη

Ανάλυση κατανάλωσης Ισχύος

Ο coherent δέκτης διπλής πόλωσης που προτείνεται στοχεύει να εισέλθει στην αγορά των DCI/metro δικτύων έχοντας σημαντικά πλεονεκτήματα κατανάλωσης ισχύος όσον αφορά τις ήδη καθιερωμένες coherent τεχνολογίες. Τα πλεονεκτήματα αυτά θα πηγάζουν από τις προηγμένες πλήρως οπτικές λειτουργίες επεξεργασίας σήματος οι οποίες θα ολοκληρώνονται στο φωτονικό τσιπ και θα επιτρέπουν τη χρήση direct detection PAM 4 DSP και θα χαλαρώνουν τις απαιτήσεις για laser με μικρό linewidth στον local oscillator. Η κατανάλωση ισχύος του προτεινόμενου IM/DD δέκτη διπλής πόλωσης συγκρίνεται στον παρακάτω πίνακα με αυτή υλοποιήσεων IM/DD που κάνουν χρήση 50G EML τεχνολογιών τα οποία χρησιμοποιούνται σε intra-DCI και DCI μέχρι 40km, και MZM τεχνολογιών για

μεγαλύτερης απόστασης DCI (80-120km), θεωρώντας χωρητικότητα 400Gb/s. Παρατηρούμε μια συνολική μείωση ισχύος παραπάνω από 30% στην περίπτωση του υπό πρόταση δέκτη, σε σχέση με τον MZM-based coherent πομποδέκτη και συγκρίσιμη κατανάλωση ισχύος με τον IM/DD πομποδέκτη. Φαίνεται λοιπόν ότι ο προτεινόμενος coherent δέκτης με έλεγχο της πόλωσης και της φάσης αποτελεί μια ελκυστική εναλλακτική για μελλοντικές εφαρμογές DCI στις προαναφερθείσες αποστάσεις, για τις οποίες οι σύμφωνες λύσεις μπορούν να παρέχουν ένα αξιόπιστο μονοπάτι προς την αύξηση της συνολικής χωρητικότητας σε 800G και παραπέρα, κρατώντας τον ίδιο αριθμό στοιχείων και αυξάνοντας την τάξη διαμόρφωσης.

	IM/DD transceiver		Coherent transceiver		PICaboo PIC demonstrator 2	
	Implementation	Consumption (W)	Implementation	Consumption (W)	Implementation	Consumption (W)
Modulator	4x50G EML (2-40km) / 4 x MZM (40-120km) *	** / 0.3	DP-IQM	0.3	DP-IQM	0.3
Receiver	4 x PDs	0.05	DP-coherent Rx	0.1	2x90°optical, 4x balanced PDs, pol. Phase shifters+controller	0.1
Driver	Quad-chan.	2	Quad-chan.	2	Quad-chan.	2
TIA	Quad-chan.	1.3	Quad-chan.	1.3	Quad-chan.	1.3
Laser (shared between Tx and Rx)	4 x DFB	1.6	Tunable laser (100-200 kHz)	2	Widely tunable laser (linewidth<300kHz)	0.4
Tx Amplification	-	-	EDFA	2.5	SOA***	0.4
DSP ASIC	4 x PAM4	8	DP-coherent	10	4 x PAM4	8
Other electronics	DC biasing, micro-controller, etc.	0.5	DC biasing, micro-controller, etc.	0.5	DC biasing, micro-controller, etc.	0.5
Total		13.45 / 13.75		18.7		13.0

All transceiver implementations consider overall capacity of 400Gb/s.
 *Assumes bipolar PAM4 modulation.
 ** The power consumption of EML is approximated equal to the power consumption of 4xDFBs.
 *** Assumes monolithic transceiver with integrated booster SOAs for Tx-side amplification.

Πίνακας 3 Ανάλυση κατανάλωσης ισχύος του προτεινόμενου coherent δέκτη

Ανάλυση Κόστους

Το PICaboo σκοπεύει να μειώσει το κόστος των οπτικών πομποδεκτών για τις εφαρμογές metro/DCI κάτω από 1000€/100Gbit/s, το οποίο είναι ένας παράγοντας 2ης τάξης χαμηλότερο από την υπάρχουσα αξία η οποία ανέρχεται σε 2000€/100Gbit/s. Η αγορά των DCI κυριαρχείται σχεδόν αποκλειστικά από κοστοβόρο coherent εξοπλισμό ο οποίος έχει ως στόχο να αυξήσει την συνολική χωρητικότητα στην ίνα. Σκοπός λοιπόν είναι να αναπτυχθούν δέκτες για αυτήν την αγορά σε πολύ χαμηλότερο κόστος, βασιζόμενοι στο DSP των intra-DCI τεχνολογιών το οποίο μέχρι τώρα χρησιμοποιείται αποκλειστικά σε IM/DD σχήματα. Το PIC του coherent δέκτη που προτείνεται θα μειώσει την πολυπλοκότητα του ψηφιακού DSP στη μεριά του δέκτη μεταφέροντας μέρος της λειτουργίας του στον οπτικό τομέα. Ως αποτέλεσμα, θα χρησιμοποιηθούν τα DSP ASIC (Application Specific Integrated Circuit) των IM/DD για την ανίχνευση του σήματος, μειώνοντας το κόστος του DSP σχεδόν κατά 87%. Επιπροσθέτως, η μονολιθική ολοκλήρωση του LO λέιζερ με το PIC του δέκτη σε ένα ενιαίο τσιπ θα έχει ως αποτέλεσμα λιγότερα κατασκευαστικά βήματα και συνεπώς θα μειώσει το συνολικό κόστος του πομποδέκτη. Αυτό θα αυξήσει την πολυπλοκότητα, το μέγεθος και άρα το κόστος του δίσκτου του δέκτη, αλλά θα επιτρέψει τη χρήση πολύ φθηνότερου λέιζερ (περίπου 20πλάσια μείωση) στη μεριά του πομπού, όπου οι απαιτήσεις για πηγές με περιορισμένο linewidth θα είναι πιο χαλαρές. Στον παρακάτω πίνακα γίνεται μια σύγκριση κόστους του προτεινόμενου δέκτη, με άλλες τεχνολογίες για χωρητικότητα 400Gb/s ακριβώς όπως και στον προηγούμενο πίνακα. Τα κόστη συναρμολόγησης (Assembly Costs) υπολογίζονται με βάση την πολυπλοκότητα των βημάτων κατασκευής και των αριθμό των στοιχείων

(components) που χρησιμοποιούνται. Όπως παρατηρείται, το κόστος του coherent δέκτη διπλής πόλωσης προτείνεται είναι περισσότερο από τρεις φορές λιγότερο από αυτό των τυπικών σύμφωνων πομποδεκτών και είναι επίσης ελαφρώς χαμηλότερο από το κόστος των IM/DD υλοποιήσεων.

	IM/DD transceiver		Coherent transceiver		PICaboo PIC demonstrator 2	
	Implementation	Cost (€)	Implementation	Cost (€)	Implementation	Cost (€)
Modulator	4x50G EML (2-40km) / 4 x MZM (40-120km)	50	DP-IQM	50	DP-IQM	50
Receiver	4 x PDs	20	DP-coherent Rx	25	2x90°optical, 4x balanced PDs, pol. Phase shifters+controller	75
Driver	Quad-chan.	250	Quad-chan.	250	Quad-chan.	250
TIA	Quad-chan.	250	Quad-chan.	250	Quad-chan.	250
Tx Laser	4 x DFB	*/100	ITLA	400	Widely tunable laser (linewidth<300kHz)	20
Amplifier	-	-	EDFA	200	SOA	15
DSP ASIC	4 x PAM4	400	DP-coherent	3000	4 x PAM4	400
Other electronics	DC biasing, micro-controller, etc.	50	DC biasing, micro-controller, etc.	50	DC biasing, micro-controller, etc.	50
Assembly		200		150		100
Total		1220/1320		4375		1210

All transceiver implementations consider overall capacity of 400Gb/s.

*For the EML case, the Tx laser cost is incorporated in the modulator section

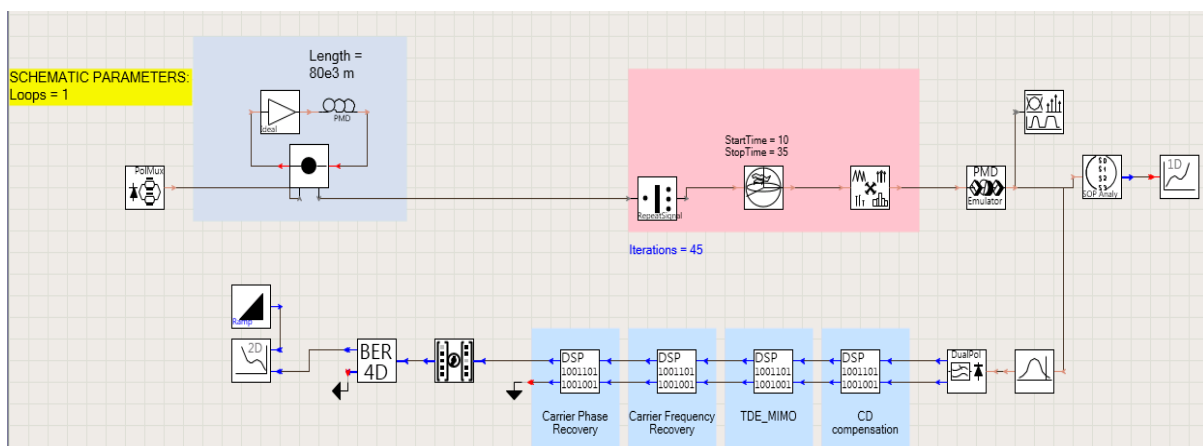
Πίνακας 4 Ανάλυση κόστους του προτεινόμενου coherent δέκτη

Κεφάλαιο 4

Παρουσίαση Προσομοιώσεων και Απαραίτητης Θεωρίας

Παρακάτω παρουσιάζουμε τη διαδικασία των προσομοιώσεων, οι οποίες έγιναν με τη χρήση του προγράμματος VPI Transmission Maker Optical Systems. Εφόσον τα κυκλώματα και building blocks που αναφέραμε παραπάνω δεν έχουν υλοποιηθεί δεν έχουμε τη δυνατότητα να υλοποιήσουμε μετρήσεις σε αληθινές συνθήκες ώστε να αξιολογήσουμε την αποδοτικότητα τους σε σχέση με τις ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες. Επιπλέον δεν μπορούμε και να προσομοιώσουμε τη λειτουργία των κυκλωμάτων στο VPI, καθώς δεν έχουν οριστεί πλήρως σημαντικές παράμετροι λειτουργίας αυτών, όπως τάσεις λειτουργίας, απώλειες κτλ, και επιπλέον η διαδικασία αυτή είναι πέρα από τα όρια μιας διπλωματικής εργασίας. (Αυτό λοιπόν που μπορούμε να κάνουμε την παρούσα στιγμή είναι να κάνουμε κάποιες προσομοιώσεις όσο το δυνατόν πιο πιστές στις πραγματικές συνθήκες ενός συστήματος μετάδοσης με οπτικές ίνες, και να βγάλουμε κάποια συμπεράσματα όσον αφορά την αντοχή των υπάρχουσών τεχνολογιών, αλλά και να κάνουμε κάποιες παρατηρήσεις οι οποίες θα ληφθούν ως τροφοδότηση κατά τη διαδικασία κατασκευής των κυκλωμάτων και των building blocks που αναφέραμε παραπάνω).

Στην Εικ. 4.1 λοιπόν, βλέπουμε το set up που χρησιμοποιήθηκε για να διεξάγουμε τις προσομοιώσεις. Αρχικά έχουμε έναν πομπό, έναν coherent δέκτη και μετά το δέκτη την αλυσίδα DSP. Ενδιάμεσα βλέπουμε δύο κόμβους. Στον πρώτο κόμβο (μπλε) έχουμε το module της οπτικής ίνας, ενός ενισχυτή και του “Loop”. Ο πρώτος κόμβος λοιπόν ανάλογα με την τιμή που θα δώσουμε για το μήκος της ίνας μπορεί να προσομοιάζει ένα regional ή ένα metro network όπου το σήμα θα περνάει από 120 km για παράδειγμα, να μπαίνει σε έναν κόμβο και στη συνέχεια να ενισχύεται και να επαναδρομολογείται. Με τον αριθμό των επαναλήψεων λοιπόν στο module “loop”, μπορούμε κάθε φορά να ορίσουμε τη συνολική απόσταση που θα διανύσει το σήμα μας μέσα στην ίνα.



Εικόνα 4. 1 Διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τη διεξαγωγή των προσομοιώσεων

Ο δεύτερος κόμβος (ροζ) του set up μας περιλαμβάνει τα από αριστερά προς τα δεξιά τα modules RepeatSignal, PolarizationScrambler και SignalConverter. Ακριβώς μετά από τον δεύτερο κόμβο έχουμε το module PMD_Emulator. Ο SignalConverter χρησιμοποιείται ώστε να εισάγουμε AWGN

θόρυβο στο σήμα μας. Ο Polarization Scrambler είναι ένα module το οποίο παράγει τυχαίες καταστάσεις πόλωσης στην έξοδο του κατά τη διάρκεια του χρόνου.[56] Το συγκεκριμένο module, επιτυγχάνει κάτι τέτοιο προσομοιώνοντας τη λειτουργία δυο quarter-wave plates τα οποία έχουν μια διαφορά φάσης μεταξύ τους και περιστρέφονται με μια γωνιακή συχνότητα Frequency1 και ενός half-wave plate ενδιάμεσα αυτών, το οποίο περιστρέφεται με μια γωνιακή συχνότητα Frequency2. Έτσι λοιπόν, το σήμα, περνώντας μέσα από αυτό το module δέχεται μια τυχαία μεταβολή της κατάστασης πόλωσης του.

Όσον αφορά τον PMD Emulator, είναι ένα module το οποίο μας δίνει μια πιο βαθιά αντίληψη των επιδράσεων των 1^{ης}, 2^{ης}, και ανώτερων τάξεων του PMD, συγκριτικά με την παράμετρο του PMD στο module της ίνας του VPI. Στην ουσία είναι ένας συνδυασμός γραμμικών φίλτρων διπλοθλαστικότητας (birefringent filters) τα οποία παράγουν ένα σήμα εξόδου $E_{out}(\omega)$ από το σήμα εισόδου $\vec{E}_{in}(\omega)$, πολλαπλασιάζοντάς το με τον εξαρτημένο από τη συχνότητα πίνακα μεταφοράς Jones $T(\omega)$:

$$\vec{E}_{out}(\omega) = T(\omega)\vec{E}_{in}(\omega) \quad (4.1)$$

Από πρακτικής άποψης είναι σημαντικό ότι κάθε συνάρτηση μεταφοράς που περιγράφει τις ιδιότητες του φαινομένου PMD χαρακτηρίζεται από τις δύο κύριες πολωτικές καταστάσεις (PSP) τις οποίες έχουμε αναφέρει παραπάνω, οι οποίες αναπαριστούν δύο καταστάσεις πόλωσης εισόδου, των οποίων οι εξόδοι είναι ανεξάρτητες από τη συχνότητα στον πρώτο βαθμό.[64] Απουσία των απωλειών λόγω πόλωσης (Polarization Dependant Loss - PDL), αυτές οι δύο πολωτικές καταστάσεις είναι κάθετες μεταξύ τους. Για να περιγράψουμε και τις PSPs αλλά και την DGD στην ίνα, είναι χρήσιμο να εισάγουμε το επονομαζόμενο διάνυσμα του PMD (PMD vector) ως:

$$\vec{\Omega}(\omega) = \Delta\tau(\omega) * \vec{q}(\omega) \quad (4.2)$$

Το οποίο είναι το διάνυσμα Stokes του μήκους του $\Delta\tau(\omega)$ που έχει κατεύθυνση και φορά που καθορίζεται από το μοναδιαίο διάνυσμα Stokes $\vec{q}(\omega)$, το οποίο είναι ευθυγραμμισμένο είτε με την “αργή” είτε με τη “γρήγορη” PSP, ανάλογα με τον εκάστοτε ορισμό του PMD vector. Το $\Delta\tau(\omega)$ είναι η καθυστέρηση που αποκτήθηκε μεταξύ εισόδου και εξόδου ανάμεσα στις δύο PSPs λόγω της DGD, όπως έχουμε αναφέρει στο Κεφ. 3, εδώ συναρτήσει της συχνότητας.

Όταν μελετάμε τις επιδράσεις του PMD στην επίδοση της μετάδοσης σημάτων με συχνότητα φέροντος ω_o , είναι βολικό και τις περισσότερες φορές αρκετό να χρησιμοποιήσουμε μόνο τους αρχικούς όρους στο ανάπτυγμα σε σειρά Taylor του PMD vector:

$$\vec{\Omega}(\omega) = \vec{\Omega}(\omega_o + \Delta\omega) \cong \vec{\Omega}(\omega_o) + \vec{\Omega}'_{\omega}(\omega_o) * \Delta\omega + \frac{1}{2}\vec{\Omega}''_{\omega\omega}(\omega_o) * \Delta\omega^2 + \dots \quad (4.3)$$

Όπου ο δείκτης ω δηλώνει την παράγωγο ως προς τη συχνότητα και $\Delta\omega = \omega - \omega_o$ είναι το ολίστημα της συχνότητας από τη συχνότητα αναφοράς $\omega_o = 2 * \pi * f_o$. Αυτή λοιπόν είναι η επονομαζόμενη αναπαράσταση Poole του PMD [65] η οποία ορίζει τα πρώτης αλλά και υψηλότερων τάξεων PMD vectors ως συντελεστές στο ανάπτυγμα Taylor. Με βάση το ανάπτυγμα λοιπόν ορίζεται το 1^{ης} τάξης PMD vector ως:

$$\vec{\Omega}(\omega_o) = DGD * \vec{q}_o \quad (4.4)$$

Και το 2^{ης} τάξης PMD vector ως:

$$\vec{\Omega}'_{\omega}(\omega_o) = PCD * \vec{q}_o + PSD * \vec{q}_{o\omega} \quad (4.5)$$

Όπου $\vec{q}_o = (\omega_o)$ είναι το μοναδιαίο διάνυσμα Stokes το οποίο έχει κατεύθυνση και φορά αυτή του PMD vector στη συχνότητα αναφοράς ω_o , και $\vec{q}_{o\omega}$ είναι το μοναδιαίο διάνυσμα Stokes που έχει κατεύθυνση και φορά αυτή του διανύσματος “από-πόλωσης” της καταστασης πόλωσης (Polarization State Depolarization – PSD) $\vec{q}_{\omega}(\omega_o)$ στη συχνότητα αναφοράς ω_o . Αυτά τα δύο διανύσματα είναι

πάντα ορθογώνια μεταξύ τους. Η παράμετρος $DGD = \Delta\tau(\omega_0)$ είναι η καθυστέρηση που αποκτήθηκε μεταξύ εισόδου και εξόδου ανάμεσα στις δύο PSPs λόγω της DGD, στη συχνότητα αναφοράς ω_0 και εκφράζεται σε s. Η παράμετρος $PCD = \Delta\tau_{\omega}(\omega_0)$ είναι η εξαρτημένη από την πόλωση χρωματική διασπορά στη συχνότητα αναφοράς ω_0 και εκφράζεται σε s^2 . Περιγράφει την εξάρτηση της DGD από τη συχνότητα και προκαλεί εξαρτημένη από την πόλωση, διαπλάτυνση και συμπίκνωση του παλμού. Η παράμετρος $PSD = \Delta\tau(\omega_0) * |\vec{q}_{\omega}(\omega_0)|$ είναι η “από-πόλωση” της κατάστασης πόλωσης στη συχνότητα αναφοράς ω_0 και εκφράζεται σε s^2 . Περιγράφει την εξάρτηση της κατεύθυνσης των PSPs από τη συχνότητα και προκαλεί την “από-πόλωση” του σήματος, και συνεπώς υπερβάσεις (overshoots) της ισχύος στην αρχή ή στο τέλος των bits.[66] Εξ’ ορισμού οι κατευθύνσεις των διανυσμάτων PMD και PSD, \vec{q}_0 και $\vec{q}_{0\omega}$ στη συχνότητα αναφοράς ω_0 θέτονται στις κατευθύνσεις των διανυσμάτων Stokes S_1 και S_2 αντίστοιχα αλλά οι κατευθύνσεις αυτές μπορούν να αλλαχθούν μέσω του module PMD Emulator. Σημειώνεται πως τα μήκη των διανυσμάτων PMD και PSD δεν είναι σημαντικά καθώς αυτόματα γίνονται μοναδιαία. Επίσης, εάν το ορισμένο διάνυσμα PSD δεν είναι ορθογώνια με το ορισμένο διάνυσμα PMD, τότε γίνονται αυτόματα ορθογώνια (με άλλα λόγια, μόνο το μέρος του διανύσματος PSD που είναι ορθογώνιο με το διάνυσμα PMD χρησιμοποιείται για να προσδιοριστεί η πραγματική κατεύθυνση του διανύσματος PSD). Εφόσον τα διανύσματα \vec{q}_0 και $\vec{q}_{0\omega}$ είναι ορθογώνια, τότε το μέγεθος του διανύσματος της 2^{ης} τάξης του PMD είναι ίσο με :

$$SOPMD = \sqrt{PCD^2 + PMD^2} \quad (4.6)$$

Τα 3^{ης} και υψηλότερων τάξεων PMD διανύσματα σπάνια ορίζονται ρητά, αντ’ αυτού, συνήθως καθορίζονται από τα 1^{ης} και 2^{ης} τάξης διανύσματα και το χρησιμοποιούμενο μοντέλο του PMD Emulator το οποίο καθορίζεται από την παράμετρο ModelType. Στις πραγματικές ίνες, οι συνεισφορές της 2^{ης} και όλων των ανώτερων τάξεων PMD συνεισφορών σχετίζονται με την πρώτη τάξης PMD. Συγκεκριμένα, οι RMS (Root Mean Square) τιμές όλων των συνεισφορών των ανώτερων τάξεων PMD μπορούν να εκφραστούν μέσω της RMS τιμής της DGD της ίνας. Έτσι οι RMS τιμές των παραμέτρων 2^{ης} τάξης μπορούν να εκφραστούν ως[67]:

$$PCD = \frac{\pi}{8\sqrt{3}} * DGD^2 \cong 0.2267 * DGD^2 \quad (4.7)$$

$$PSD = \sqrt{\frac{\pi}{6} * DGD^2} \cong 0,7236 * DGD^2 \quad (4.8)$$

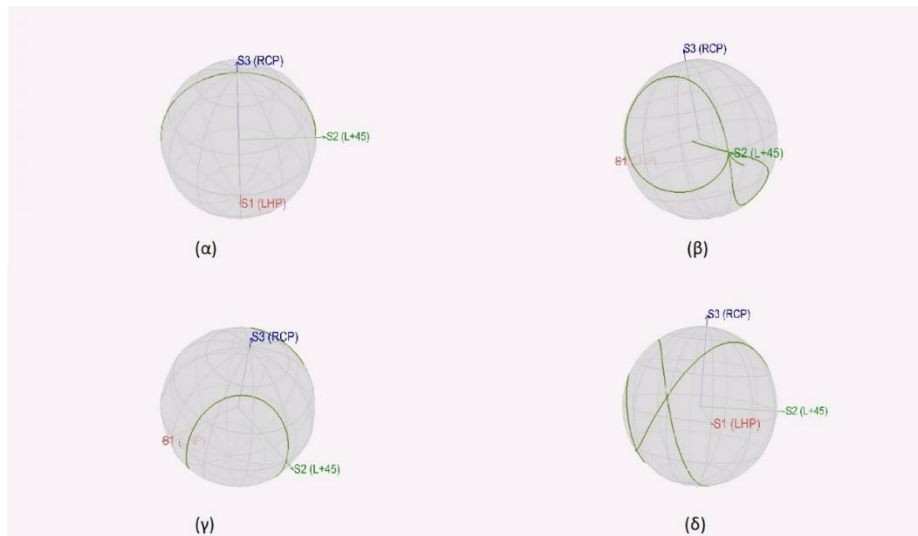
Όπως μπορούμε να δούμε, κατά μέσο όρο, η παράμετρος PCD είναι παραπάνω από τρεις φορές μικρότερη από αυτή της PSD, και έτσι πολλές φορές αγνοείται στη μοντελοποίηση των PMD φαινομένων.

Ο PMD Emulator παρέχει τέσσερα μοντέλα τα οποία είναι: το FirstOrderPMD, το Bruyere-Kognelik, το PlanarSweep και το EMTY(Eyal-Marshal-Tur-Yavir). Το FirstOrderPMD μοντέλο είναι το απλούτερο και προσομοιώνει μόνο την πρώτη τάξης PMD, ενώ τα υπόλοιπα μοντέλα περιλαμβάνουν μη μηδενικούς όρους 2^{ης},3^{ης} και ανώτερης τάξης PMD. Το μοντέλο που χρησιμοποιούμε στις προσομοιώσεις μας είναι το PlanarSweep.

Για την καλύτερη κατανόηση των όσον αναφέραμε παραπάνω και των διαφορετικών μοντέλων που περιλαμβάνει ο PMD Emulator παρουσιάζουμε την επίδραση του PMD Emulator πάνω στη σφαίρα Poincare για κάθε διαφορετικό μοντέλο σε ένα σήμα εισόδου με Γραμμική +45° πόλωση στην Εικ. 4.2

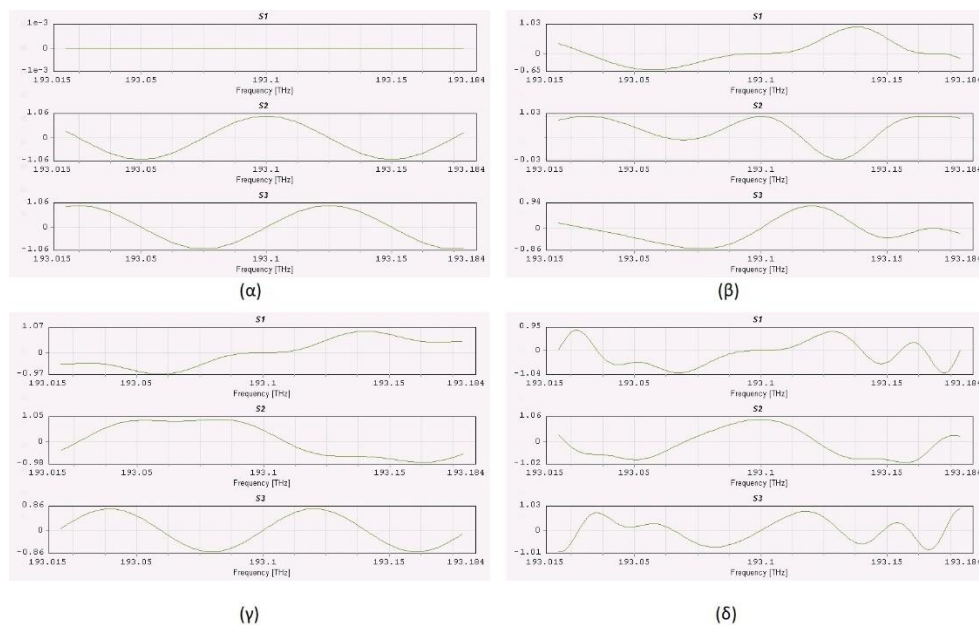
Κάθε σημείο της διαδρομής πάνω στη σφαίρα Poincare αφορά μια ξεχωριστή συχνότητα που ανήκει στο φάσμα συχνοτήτων που περιλαμβάνει ο παλμός που στέλνεται. Μπορούμε λοιπόν να αντιληφθούμε την επίδραση της συχνότητας στην PMD και συνεπώς στην αλλαγή της πόλωσης του σήματος. Στην Εικ 4.2(α) όπου παρουσιάζεται το μοντέλο FirstOrderPMD το οποίο όπως είπαμε είναι το απλούτερο μοντέλο και προσομοιώνει μόνο την πρώτη τάξης PMD, παρατηρούμε ότι η διαδρομή πάνω στη

σφαίρα Poincare είναι απλά ένας κύκλος παράλληλος με το επίπεδο που ορίζεται από τα διανύσματα Stokes S2 και S3.



Εικόνα 4. 2 Αναπαράσταση επίδρασης του PMD Emulator πάνω στη σφαίρα Poincare για το μοντέλο (α) FirstOrderPMD (β) Bruyere-Kognelik (γ) PlanarSweep (δ) EMTY

Για λόγους πληρότητας και καλύτερης κατανόησης, στην Εικ. 4.3 παρουσιάζουμε την εξέλιξη των διανυσμάτων Stokes S1, S2 και S3 ως προς τη συχνότητα για τις παραπάνω περιπτώσεις.



Εικόνα 4. 3 Εξέλιξη διανυσμάτων Stokes S1, S2 και S3 ως προς τη συχνότητα για τα μοντέλα (α) FirstOrderPMD (β) Bruyere-Kognelik (γ) PlanarSweep (δ) EMTY

Η διαδικασία που ακολουθήθηκε λοιπόν για τις προσομοιώσεις είναι η εξής. Αρχικά ορίζουμε το μήκος της ίνας στα 80 km καθώς μας ενδιαφέρει να δούμε μελετήσουμε αποστάσεις της τάξης των metro networks και παραπάνω. Στη συνέχεια μηδενίζουμε την παράμετρο του PMD στο module της ίνας, καθώς δεν μας καλύπτει, και αφήνουμε ενεργά τα γραμμικά και τα μη γραμμικά φαινόμενα όπως χρωματική διασπορά Kerr Effect κ.α. Το σήμα λοιπόν διανύει μια συγκεκριμένη απόσταση στον πρώτο κόμβο, την οποία την ορίζουμε με βάση τον αριθμό των επαναλήψεων Loops, όπως μπορούμε να δούμε στην Εικ. 4.1. Στη συνέχεια το σήμα, έχοντας υποστεί τις διάφορες αλλοιώσεις λόγω της απόστασης που διένυσε, εισέρχεται στον δεύτερο κόμβο. Εκεί, μέσω του module RepeatSignal, το σήμα περνώντας από τα modules PolarizationScrambler και SignalConverter, εισέρχεται ξανά στην είσοδο του δεύτερου κόμβου, τόσες φορές όσες ορίζονται από την τιμή της παραμέτρου Iterations, όπως βλέπουμε στην Εικ. 4.1. Σε κάθε επόμενη επανάληψη όμως, οι αλλαγές στο σήμα από την προηγούμενη επανάληψη που οφείλονται στα modules PolarizationScrambler και SignalConverter παραμένουν, και επομένως συσσωρεύονται. Μετά τον δεύτερο κόμβο, το σήμα περνάει από το module PMD_Emulator και στη συνέχεια λαμβάνεται και υφίσταται το DSP. Ομοίως, η διαδικασία αυτή γίνεται για κάθε επανάληψη. Έτσι λοιπόν μας δίνεται η δυνατότητα να παρακολουθήσουμε κάθε φορά τις επιδράσεις του PMD στο σήμα μας, προσομοιώνοντας τη συνεχή αλλαγή της κατάστασης της πόλωσης μέσα στην ίνα, μέσω του PolarizationScrambler.

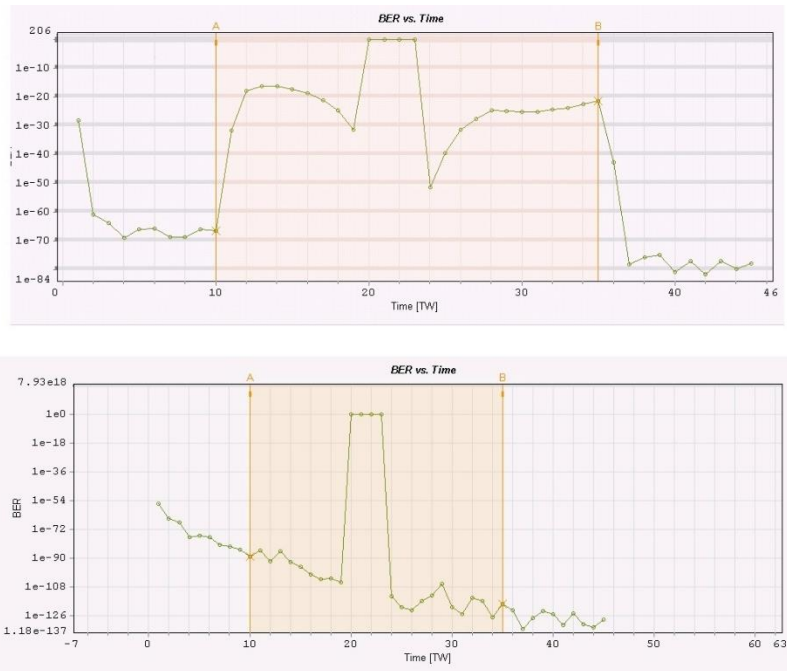
Σκοπός μας λοιπόν είναι με αυτόν τον τρόπο να αξιολογήσουμε την επίδοση του συστήματος μας και πιο συγκεκριμένα την επίδοση του αλγορίθμου που αντιμετωπίζει το φαινόμενο PMD. Ορίζουμε την ενεργοποίηση του PolarizationScrambler να γίνει στην επανάληψη 10 και να σταματήσει στην επανάληψη 35 όπως βλέπουμε στην Εικ. 4.1. Αυτό το κάνουμε ώστε να μπορέσουμε να δούμε ποια είναι η επίδοση του αλγορίθμου πριν και πώς ανταποκρίνεται κατά τη λειτουργία του PolarizationScrambler, δηλαδή καθώς αλλάζει η κατάσταση της πόλωσης, αλλά και αν καταφέρνει να ανακτήσει σωστά το σήμα μας μετά το πέρας της λειτουργίας του PolarizationScrambler, και σε πόσο χρόνο.

Για τις προσομοιώσεις επιλέγουμε το σχήμα διαμόρφωσης QPSK με ταχύτητα 25 Gbaud και η φέρουσα συχνότητα είναι $193.1 \cdot 10^{12}$ Hz. Η αλυσίδα DSP είναι η γνωστή αλυσίδα που έχουμε αναφέρει στο Κεφάλαιο 3 και περιλαμβάνει αλγόριθμους για την αντιμετώπιση της Χρωματικής Διασποράς, του PMD, του Frequency Offset και των Phase Impairments. Όπως βλέπουμε στην Εικ. 4.1, δεν υπάρχει ξεχωριστό module DSP για το Resampling και το Timing Recovery τα οποία αναφέρουμε στο Κεφάλαιο 3. Ο λόγος είναι ότι το Resampling μπορούμε να το ορίσουμε από το module του Receiver, και όσον αφορά το Timing Recovery μπορούμε μέσω των παραμέτρων των modules του Transmitter και του Receiver να συγχρονίσουμε τα ρολόγια, επομένως έτσι γλιτώνουμε το φαινόμενο των ασύγχρονων δειγμάτων που αναφέραμε στο Κεφάλαιο 3. Όσον αφορά τον αλγόριθμο για την αντιμετώπιση του PMD, εφόσον έχουμε διαμόρφωση QPSK, χρησιμοποιείται ο CMA.

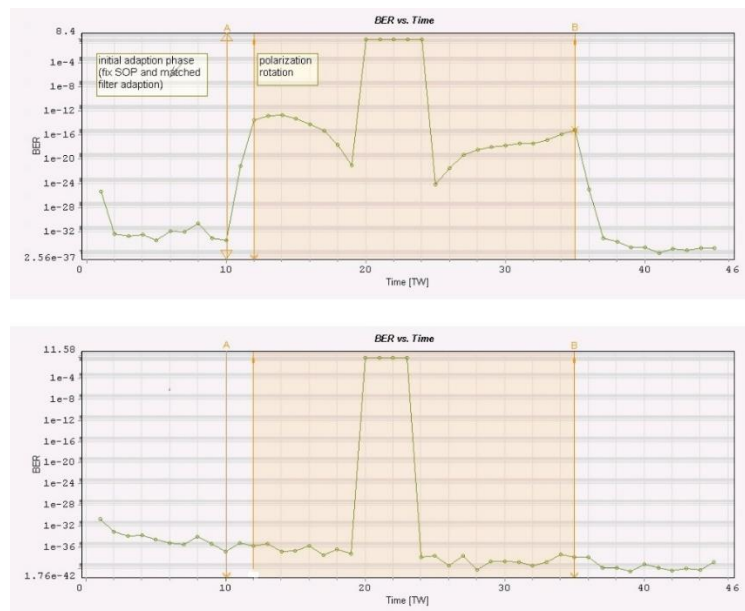
Οι μετρήσεις που τρέχουμε αρχικά είναι για αποστάσεις: 80 km, 500 km, 1000 km, 2000 km 3000 km και τέλος για 6000 km, καθώς αυτό είναι το θεωρητικό όριο της διαμόρφωσης QPSK όσον αφορά την απόσταση. Επίσης έγιναν δύο σετ μετρήσεων για τις παραπάνω αποστάσεις ως προς το module TDE_MIMO, το οποίο αφορά το DSP για την αντιμετώπιση του PMD. Αυτό που αλλάξαμε ήταν η παράμετρος s η οποία δηλώνει το αρχικό error weight του TDE (Time Domain Equalizer) φίλτρου, και επηρεάζει την ταχύτητα σύγκλισης του φίλτρου. Οι τιμές που χρησιμοποιήθηκαν είναι: $s = 5 \cdot 10^{-4}$ και $s = 5 \cdot 10^{-3}$. Σημειώνεται ότι όσο μεγαλύτερη είναι η παράμετρος s , τόσο καλύτερη η απόδοση. Δεν χρησιμοποιήσαμε μεγαλύτερες τιμές, καθώς μετά τη δεύτερη τιμή δεν παρατηρείται κάποια σημαντική βελτίωση και η πολυπλοκότητα αυξάνεται πολύ.

Έχοντας πει όλα αυτά, παρουσιάζουμε αρχικά το διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις του δεύτερου κόμβου για τις παραπάνω τιμές. Συγκεκριμένα, ο $x \cdot x'$ άξονας στα διαγράμματα αναφέρει το T.W. που σημαίνει Time Window. Αυτό ορίζεται ως: Αριθμός Συμβόλων/Ρυθμός Συμβόλων, όπου στην περίπτωσή μας είναι $4096/25 \cdot 10^9 = 1.6384 \cdot 10^{-7}$ seconds. Παρ' όλα αυτά, τα διαστήματα στον

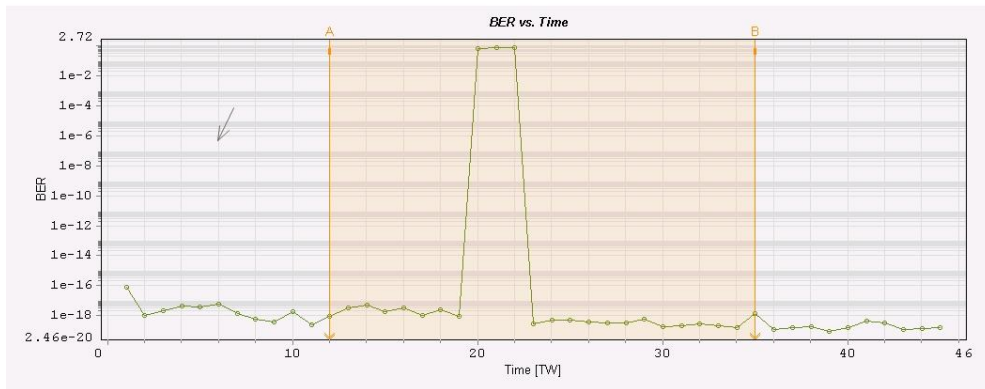
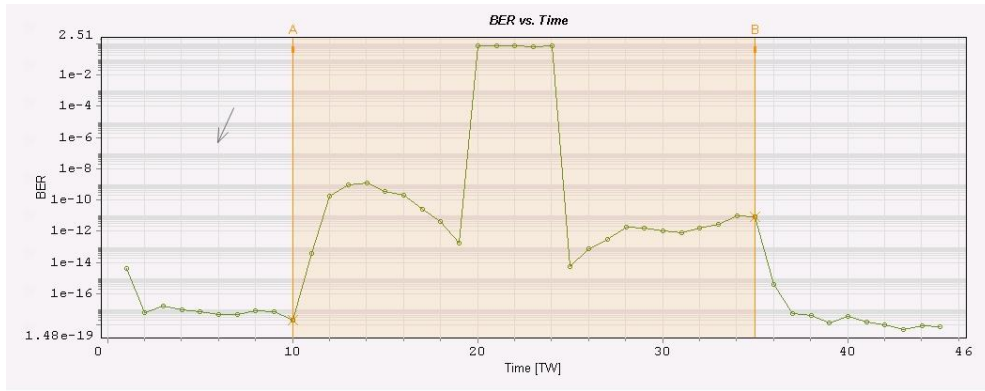
άξονα xx' αντιστοιχούν στην κάθε επανάληψη του δεύτερου κόμβου του set up μας. Όπως αναφέραμε παραπάνω, η αλλαγή της κατάστασης της πόλωσης λαμβάνει χώρα από την επανάληψη 10 έως την επανάληψη 35 στον άξονα xx'.



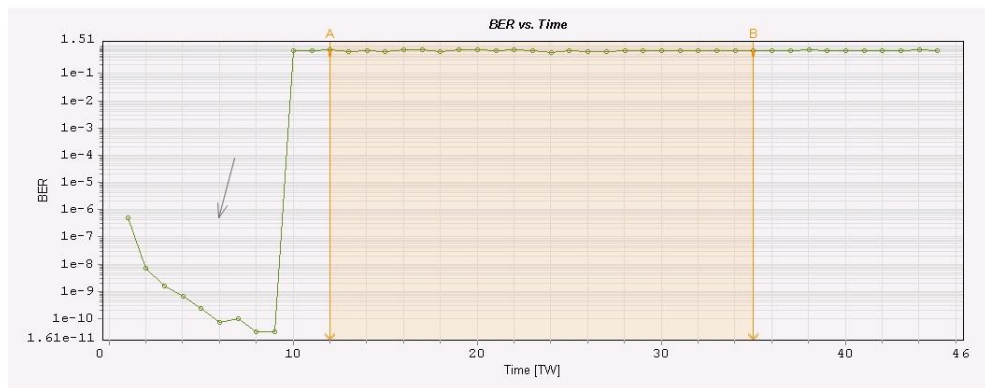
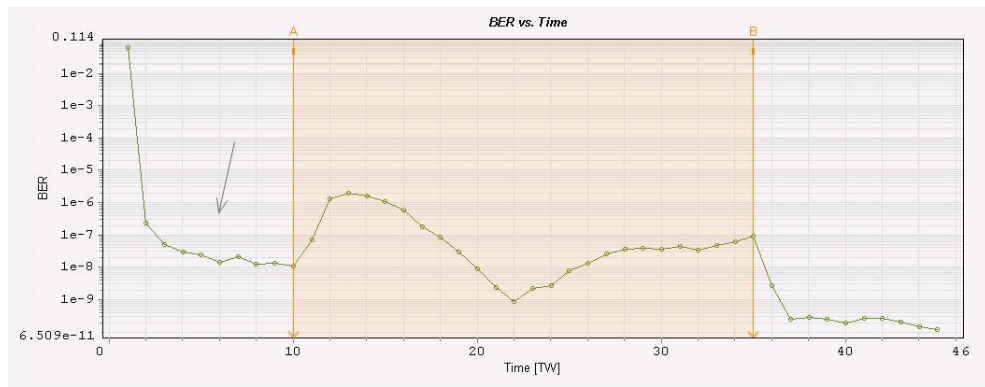
Εικόνα 4. 4 Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 80 Km για $s = 5 * 10^{-4}$ (πάνω) και για $s = 5 * 10^{-3}$ (κάτω)



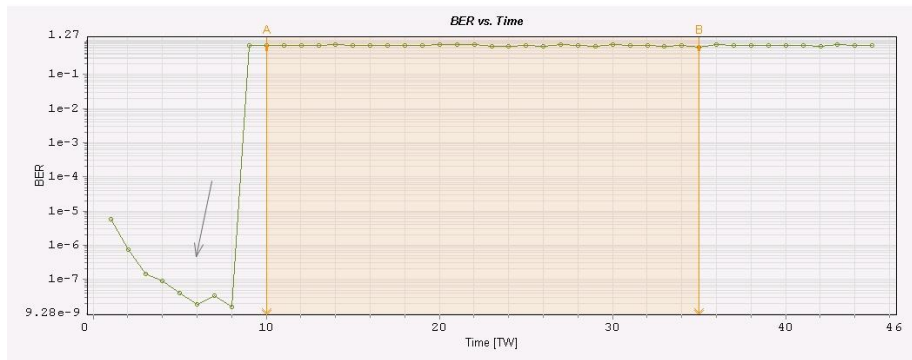
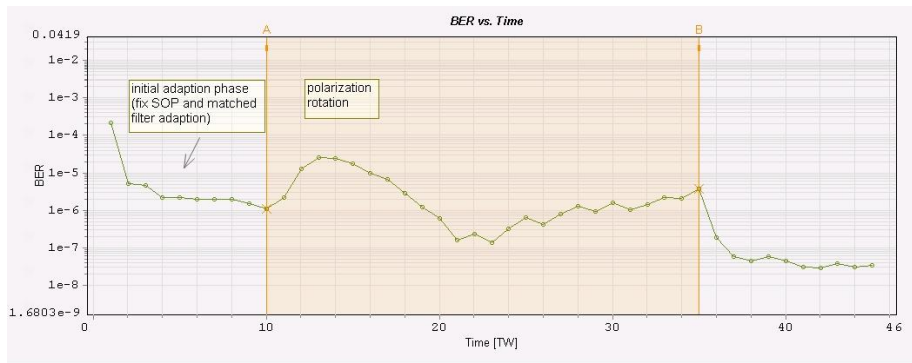
Εικόνα 4. 5 Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 500 Km για $s = 5 * 10^{-4}$ (πάνω) και για $s = 5 * 10^{-3}$ (κάτω)



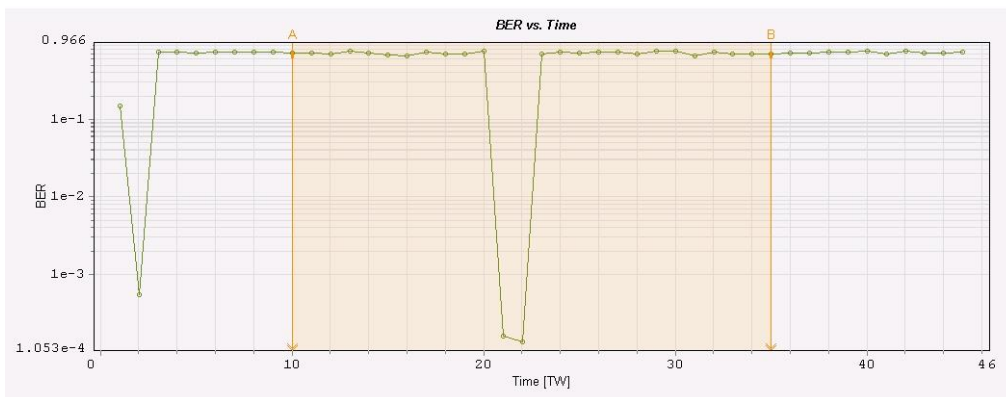
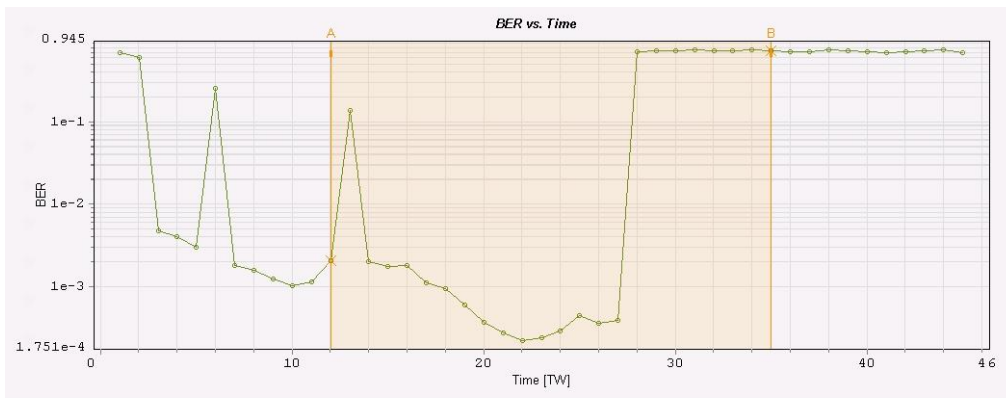
Εικόνα 4. 6 Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 1000 Km για $s = 5 * 10^{-4}$ (πάνω) και για $s = 5 * 10^{-3}$ (κάτω)



Εικόνα 4. 7 Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 2000 Km για $s = 5 * 10^{-4}$ (πάνω) και για $s = 5 * 10^{-3}$ (κάτω)



Εικόνα 4. 8 Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 3000 Km για $s = 5 * 10^{-4}$ (πάνω) και για $s = 5 * 10^{-3}$ (κάτω)



Εικόνα 4. Διάγραμμα BER ως προς τις επαναλήψεις για την απόσταση των 6000 Km για $s = 5 * 10^{-4}$ (πάνω) και για $s = 5 * 10^{-3}$ (κάτω)

Με μια πρώτη ματιά, παρατηρούμε ότι μέχρι και την απόσταση των 1000 Km η περίπτωση με $s = 5 * 10^{-3}$ παρουσιάζει μια πιο σταθερή συμπεριφορά και περισσότερη αντοχή κατά την αλλαγή της κατάστασης της πόλωσης. Παρ' όλα αυτά, από την απόσταση των 2000 Km μέχρι τα 6000 Km παρατηρούμε ότι το σύστημα καταρρέει. Αντιθέτως, στην περίπτωση για $s = 5 * 10^{-4}$ παρατηρούμε ότι στις αποστάσεις των 2000 Km μέχρι τα 6000 Km, το σύστημα μας, παρόλο που βρίσκεται πολύ κοντά σε εσφαλμένες τιμές του BER δεν καταρρέει. Παρακάτω παρουσιάζουμε κάποιες τιμές του BER για κάποιες ενδεικτικές επαναλήψεις για κάθε περίπτωση και απόσταση.

Για $s = 5 * 10^{-4}$:

Επανάληψη Απόσταση	1	10	20	23	24	25	35	45
80 Km	8.95 $* 10^{-29}$	3.57 $* 10^{-67}$	0.73	0.72	4.53 $* 10^{-52}$	2.73 $* 10^{-40}$	3.32 $* 10^{-22}$	1.51 $* 10^{-78}$
500 Km	4.83 $* 10^{-26}$	3.31 $* 10^{-34}$	0.73	0.63	0.71	7.33 $* 10^{-25}$	7.87 $* 10^{-16}$	1.94 $* 10^{-34}$
1000 Km	7.86 $* 10^{-19}$	2.16 $* 10^{-18}$	0.72	0.68	0.70	5.37 $* 10^{-15}$	7.94 $* 10^{-12}$	7.86 $* 10^{-19}$
3000 Km	2.19 $* 10^{-4}$	1.08 $* 10^{-6}$	5.69 $* 10^{-7}$	1.23 $* 10^{-7}$	2.56 $* 10^{-7}$	4.83 $* 10^{-7}$	2.88 $* 10^{-6}$	2.76 $* 10^{-8}$
6000 Km	0.69	1.04 $* 10^{-3}$	3.76 $* 10^{-4}$	1.67 $* 10^{-4}$	2.94 $* 10^{-4}$	4.51 $* 10^{-4}$	0.73	0.69

Πίνακας 5 Τιμές BER συγκεκριμένων επαναλήψεων για τις αποστάσεις 80 km, 500 km, 1000 km, 3000 km και 6000 km για

$$s = 5 * 10^{-4}$$

Για $s = 5 * 10^{-3}$:

Επανάληψη Απόσταση	1	10	20	23	24	25	35	45
80 Km	6.04 $* 10^{-57}$	3.89 $* 10^{-90}$	0.69	0.72	1.02 $* 10^{-114}$	2.73 $* 10^{-117}$	1.67 $* 10^{-111}$	1.31 $* 10^{-129}$
500 Km	2.10 $* 10^{-31}$	1.57 $* 10^{-37}$	0.68	0.71	1.17 $* 10^{-38}$	2.20 $* 10^{-38}$	1.16 $* 10^{-38}$	1.36 $* 10^{-39}$
1000 Km	8.03 $* 10^{-17}$	1.89 $* 10^{-18}$	0.67	2.84 $* 10^{-19}$	5.38 $* 10^{-19}$	5.21 $* 10^{-19}$	1.44 $* 10^{-18}$	1.62 $* 10^{-19}$
3000 Km	5.76 $* 10^{-6}$	0.70	ERROR	ERROR	ERROR	ERROR	ERROR	ERROR
6000 Km	ERROR	ERROR	ERROR	ERROR	ERROR	ERROR	ERROR	ERROR

Πίνακας 6 Τιμές BER συγκεκριμένων επαναλήψεων για τις αποστάσεις 80 km, 500 km, 1000 km, 3000 km και 6000 km για

$$s = 5 * 10^{-3}$$

Οι μετρήσεις για την απόσταση των 2000 km πάρθηκαν μετά τις μετρήσεις για τις παραπάνω αποστάσεις, για να επιβεβαιώσουμε ότι όντως το σύστημα είναι πιο ανθεκτικό, και παρουσιάζονται παρακάτω οι τιμές του BER, για διαφορετικές όμως επαναλήψεις.

Για $s = 5 * 10^{-4}$:

Επανάληψη Απόσταση	1	5	9	10	35	45
2000 Km	0.062	2.39 $* 10^{-8}$	1.37 $* 10^{-8}$	1.07 $* 10^{-8}$	9.22 $* 10^{-8}$	1.19 $* 10^{-10}$

Πίνακας 7 Τιμές BER συγκεκριμένων επαναλήψεων για την απόσταση 2000 km για

$$s = 5 * 10^{-4}$$

Για $s = 5 * 10^{-3}$

Επανάληψη Απόσταση	1	5	9	10	35	45
2000 Km	5.13 $* 10^{-7}$	7.46 $* 10^{-11}$	3.28 $* 10^{-11}$	ERROR	ERROR	ERROR

Πίνακας 8 Τιμές BER συγκεκριμένων επαναλήψεων για την απόσταση 2000 km για

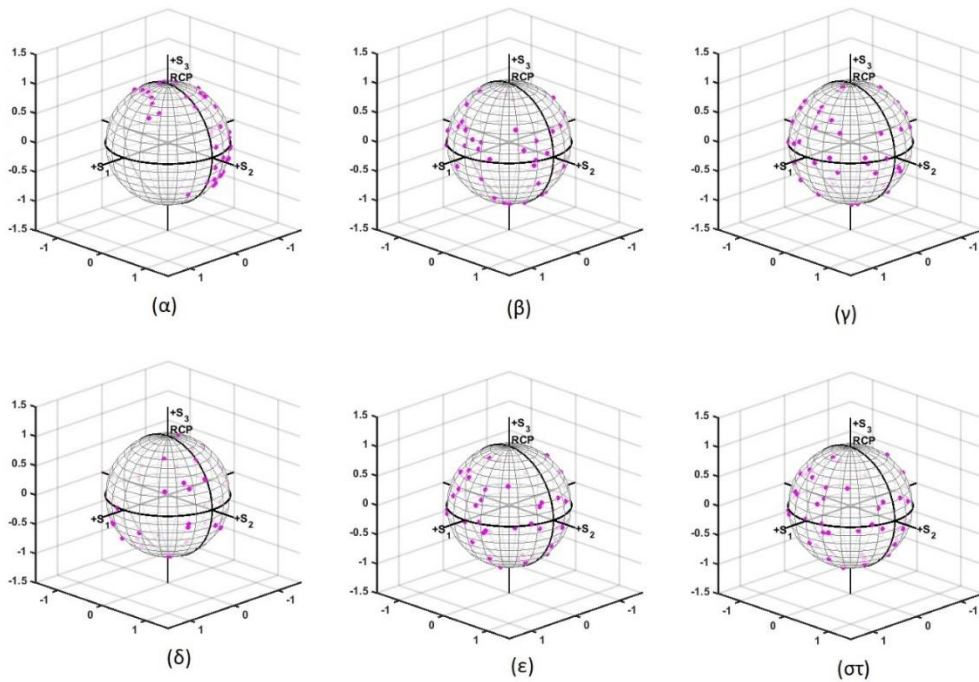
$$s = 5 * 10^{-3}$$

Παρατηρούμε λοιπόν και με βάση τις τιμές του BER ότι στην περίπτωση για $s = 5 * 10^{-3}$ έχουμε μια πολύ ισχυρή απόδοση σε σχέση με την περίπτωση για $s = 5 * 10^{-4}$, μέχρι και τα 1000 Km, όμως από εκεί και μετά το σύστημα καταρρέει, ενώ για την περίπτωση $s = 5 * 10^{-4}$, αν και με πολύ αισθητή μείωση της απόδοσης το σύστημα δεν καταρρέει παρά μόνο στην περίπτωση των 6000 Km. Αυτό πιθανόν οφείλεται στην αυξημένη πολυπλοκότητα της περίπτωσης $s = 5 * 10^{-3}$ όπου λόγω αυτής ο αλγόριθμος δεν καταφέρνει να ανταπεξέλθει και συνεπώς καταρρέει. Με βάση λοιπόν το γεγονός αυτό και όσον αφορά την υλοποίηση του προτεινόμενου coherent δέκτη, πρέπει να αναλογιστούμε στο μέλλον τι θέλουμε να πετύχουμε. Το ιδανικό θα ήταν να έχουμε πολύ ισχυρή απόδοση, όπως αυτή της περίπτωσης για $s = 5 * 10^{-3}$, και μεγάλη αντοχή. Παρ' όλα αυτά εάν αυτό δεν είναι εφικτό, τότε απαιτείται σκέψη για την εκάστοτε περίπτωση που θα χρησιμοποιηθεί το κύκλωμα και τι θέλουμε, αλλά και τι μπορούμε να πετύχουμε.

Στην Εικ. 4.1, μετά το module του PMD_Emulator, βλέπουμε τα modules, SignalAnalyzer και ExtractSOP. Το module ExtractSOP εξάγει την μέση ως προς τη συχνότητα κατάσταση πόλωσης του σήματός μας με τη χρήση των διανυσμάτων Stokes. Με αυτόν τον τρόπο λοιπόν μπορούμε να έχουμε μια εικόνα της κατάστασης πόλωσης του σήματος κατά τη διάρκεια των 45 επαναλήψεων. Με τη βοήθεια κώδικα του Matlab [68] έχουμε τη δυνατότητα να αναπαραστήσουμε τις καταστάσεις πόλωσης για κάθε μία από τις επαναλήψεις πάνω στη σφαίρα Poincare. Αυτό φαίνεται στην Εικ. 4.10 όπου βλέπουμε τη σφαίρα Poincare για τις αποστάσεις 80 km, 500 km, 1000 km, 2000 km 3000 km και 6000

km. Κάθε σημείο πάνω στη σφαίρα αντιπροσωπεύει την πόλωση του σήματος μετά από κάθε επανάληψη.

Κοιτώντας την Εικ. 4.10 και δεν μπορούμε να βγάλουμε κάποια συμπεράσματα για την αλλαγή της πόλωσης κατά τη διάρκεια των επαναλήψεων. Αυτό άλλωστε είναι αναμενόμενο καθώς η αλλαγή της κατάστασης της πόλωσης και το PMD είναι τυχαία φαινόμενα. Αυτό που μπορούμε να κάνουμε είναι να παρατηρήσουμε την αλλαγή της πόλωσης μεταξύ των επαναλήψεων πάνω στη σφαίρα



Εικόνα 4. 9 Σφαίρα για αποστάσεις (α) 80 km (β) 500 km (γ) 1000 km (δ) 2000 km (ε) 3000 km (στ) 6000 km

Poincare μέσω των γωνιών προσανατολισμού (orientation angle) θ ($0 \leq \theta \leq \pi$) και ελλειπτικότητας (ellipticity angle) ψ ($-\pi/4 \leq \psi \leq \pi/4$) της έλλειψης της πόλωσης (βλέπε Παράρτημα Α). Στην σφαίρα Poincare, η γωνία μεταξύ των αξόνων S_1 και S_2 ορίζεται ως 2θ ($0 \leq 2\theta \leq 2\pi$) και η κατεύθυνση αύξησης της είναι αντιωρολογιακή ως προς το επίπεδο που ορίζεται από τους άξονες S_1 και S_2 . Η γωνία μεταξύ των αξόνων S_2 και S_3 ορίζεται ως 2ψ ($-\pi/2 \leq 2\psi \leq \pi/2$), με θετική φορά την αντιωρολογιακή ως προς το επίπεδο που ορίζεται από τους άξονες S_2 και S_3 . Οι γωνίες 2θ και 2ψ , μπορούν να ανακτηθούν με τη βοήθεια των διανυσμάτων Stokes ως εξής:

$$2\theta = \tan^{-1} \left(\frac{s_2}{s_1} \right) \quad (4.9)$$

$$2\psi = \sin^{-1} \left(\frac{s_3}{s_0} \right) \quad (4.10)$$

Με αυτόν τον τρόπο λοιπόν μπορούμε να αποκτήσουμε μια εικόνα για την εξέλιξη της κατάστασης της πόλωσης με τη βοήθεια της σφαίρας Poincare. Έτσι λοιπόν, αρχικά παρουσιάζουμε στον Πίνακα 7 τη διαφορά στις γωνίες 2θ και 2ψ ($\Delta 2\theta, \Delta 2\psi$), για τις επαναλήψεις των οποίων παρουσιάσαμε τις τιμές BER παραπάνω για τις αποστάσεις των 80 km, 500 km, 1000 km, 3000 km και 6000 km.

Καθώς στην αρχή του κυκλώματος που προτείνεται υπάρχει ένας polarization controller ο οποίος ρυθμίζει την πόλωση του εισερχόμενου σήματος ώστε να ταιριάζει με αυτήν του LO, είναι

σημαντικό να έχουμε μια αντίληψη για την κατάσταση της πόλωσης του σήματος, πριν αυτό εισαχθεί στο building block του polarization converter. Αυτό μπορεί να γίνει υπολογίζοντας την διαφορά των γωνιών 2θ και 2ψ της κατάστασης της πόλωσης του εισερχόμενου σήματος από αυτές των ειδικών καταστάσεων της πόλωσης (βλέπε παράρτημα Α).

Επαναλήψεις \ Απόσταση	1 έως 10	10 έως 20	20 έως 23	23 έως 24	24 έως 25	25 έως 35	35 έως 45
80 Km	(-1.19, -1.17)	(4.72, 0.34)	(-0.91, -0.1)	(-0.07, -0.04)	(-0.68, -0.21)	(-4.85, 1.34)	(2.71, 0.55)
500 Km	(-2.79, -0.53)	(1.35, -1.89)	(2.34, -0.12)	(-0.26, -0.67)	(-2.96, -0.81)	(-0.57, 0.62)	(-2.16, 0.35)
1000 Km	(-2.04, 0.14)	(1.17, 1.77)	(2.34, 0.22)	(0.06, 0.70)	(-3.2, 0.59)	(-0.62, -0.36)	(3.9, 0.86)
3000 Km	(3.16, 1.37)	(-3.94, -0.98)	(4.67, 0.48)	(-2.97, -0.56)	(-1.32, -0.32)	(3.25, 0.25)	(0.28, 1.60)
6000 Km	(2.41, -0.08)	(-3.92, 1.02)	(4.67, -0.52)	(-3.0, 0.54)	(-1.34, 0.36)	(3.27, -0.24)	(0.15, -1.64)

Πίνακας 9 Διαφορά γωνιών μεταξύ συγκεκριμένων επαναλήψεων

Στον παραπάνω πίνακα το αρνητικό πρόσημο δηλώνει ότι η γωνία του σημείου που αναπαριστά την κατάσταση της πόλωσης στη σφαίρα Poincare, μεταβάλλεται αντίθετα από την κατεύθυνση αύξησης της εκάστοτε γωνίας. Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να αποκτήσουμε και μια εποπτεία για το πόσο θα “ζοριστεί” ο polarization controller μέχρι να αποδώσει την επιθυμητή κατάσταση της πόλωσης. Για να το επιτύχουμε αυτό, αρκεί να πάρουμε τη διαφορά των γωνιών μόνο της τελευταίας από τις 45 επαναλήψεις, καθώς όπως αναφέραμε παραπάνω οι αλλαγές στο σήμα σε κάθε προηγούμενη επανάληψη συσσωρεύονται στις επόμενες. Επομένως η τελευταία επανάληψη ενσωματώνει όλες τις μεταβολές της κατάστασης της πόλωσης του σήματος. Οι ειδικές καταστάσεις της πόλωσης έχουν γωνίες ($2\theta, 2\psi$) ως εξής:

Οριζόντια Γραμμική: (0,0)

Κάθετη Γραμμική: ($\pi, 0$)

+45° Γραμμική: ($\pi/2, 0$)

-45° Γραμμική: ($3\pi/2, 0$)

Δεξιόστροφη Κυκλική: (0, $\pi/2$)

Αριστερόστροφη Κυκλική: (0,- $\pi/2$)

Παρακάτω παρουσιάζονται οι διαφορές των γωνιών 2θ , 2ψ από τις ειδικές καταστάσεις πόλωσης για τις αποστάσεις 80 km, 500 km, 1000 km, 3000 km και 6000 km .

Κατάσταση Απόσταση	Οριζόντια Γρ.	Κάθετη Γρ.	+45° Γρ	-45° Γρ	Δ.Κ.Π.	Α.Κ.Π
80 Km	(2.74,1.42)	(0.4,1.42)	(1.17,1.42)	(1.97,1.42)	(2.74,0.15)	(2.74,3.0)
500 Km	(0.25,0.43)	(2.90,0.43)	(1.32,0.43)	(4.46,0.43)	(0.25,2.0)	(0.25,1.14)
1000 Km	(6.16,0.21)	(3.02,0.21)	(4.6,0.21)	(1.45,0.21)	(6.16,1.33)	(6.16,1.35)
3000 Km	(5.28,2.74)	(2.13,2.74)	(3.7,2.74)	(0.56,2.74)	(5.28,1.27)	(5.28,4.31)
6000 Km	(5.13,1.18)	(1.98,1.18)	(3.56,1.18)	(0.42,1.18)	(5.13,1.51)	(5.13,0.39)

Πίνακας 10 Διαφορά γωνιών από τις ειδικές καταστάσεις της πόλωσης

Τέλος, όπως αναφέραμε παραπάνω, ο xx' άξονας φέρει το Time Window, το οποίο υπολογίζεται σε seconds. Έτσι λοιπόν, τα αποτελέσματα για κάθε επανάληψη αναφέρονται σε μια μεταβολή του χρόνου. Εχοντας υπολογίσει λοιπόν την τιμή του Time Window, και εφόσον κάθε επανάληψη αντιστοιχεί σε ένα πολλαπλάσιο αυτής, μπορούμε να υπολογίσουμε τη μέγιστη ταχύτητα που μεταβάλλονται οι γωνίες 2θ και 2ψ πάνω στη σφαίρα για κάθε απόσταση. Οι τιμές παρουσιάζονται παρακάτω για τις αποστάσεις 80 km, 500 km, 1000 km, 3000 km και 6000 km:

$$80 \text{ Km: } \left(\frac{\Delta 2\theta}{\Delta t}, \frac{\Delta 2\psi}{\Delta t} \right) = (8.08 * 10^3, 1.90 * 10^3)$$

$$500 \text{ Km: } = (1.33 * 10^3, 4.46 * 10^3)$$

$$1000 \text{ Km: } (1.22 * 10^3, 4.92 * 10^3)$$

$$3000 \text{ Km: } : (1.29 * 10^3, 4.51 * 10^3)$$

$$6000 \text{ Km: } : (1.32 * 10^3, 4.59 * 10^3)$$

Οι μονάδες των γωνιών στους πίνακες είναι σε ακτίνια (rads) και οι μονάδες των μέγιστων ταχυτήτων μεταβολής των γωνιών είναι σε krad/sec. Η γνώση των μέγιστων ταχυτήτων μεταβολής των γωνιών 2θ και 2ψ, πάνω στη σφαίρα Poincare, μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μια μέθοδος ελέγχου του προτεινόμενου κυκλώματος, όσον αφορά την απόδοση του Polarization Controller. Εφόσον όπως είδαμε στο Κεφάλαιο 3, για να επιτευχθεί η αλλαγή της κατάστασης της πόλωσης συμβαίνουν κάποιες ανατροφοδοτήσεις μέσω φωτοδιόδων οι οποίες μετράνε την ισχύ της TM πόλωσης του σήματος και στη συνέχεια ο Polarization Controller δρα αναλόγως με την πληροφορία που έχει λάβει, μέχρις ότου να μηδενιστεί η TM πόλωση. Είναι πολύ σημαντικό λοιπόν η ταχύτητα που ο Polarization Controller μεταβάλλει την κατάσταση πόλωσης του σήματος μας να είναι μεγαλύτερη από τις μέγιστες ταχύτητες που παρουσιάσαμε παραπάνω.

Κεφάλαιο 5

Σύνοψη και Μελλοντική Εργασία

Παραπάνω παρουσιάσαμε μια ποιοτική μελέτη, στο πρόγραμμα προσομοίωσης VPI Transmission Maker Optical Systems, η οποία αφορά τις δυνατότητες και τις αντοχές των υπαρχουσών coherent τεχνολογιών όσον αφορά την αντιμετώπιση του PMD. Για αυτό το λόγο δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στο να αναπαραστήσουμε το συγκεκριμένο φαινόμενο, όσο το δυνατόν γίνεται πιο πιστά. Είδαμε δύο ενδεικτικές περιπτώσεις όσον αφορά την απόδοση του αλγορίθμου για την αντιμετώπιση του PMD. Μέσω των προσομοιώσεων για μια σειρά αποστάσεων καταφέραμε να λάβουμε μια γενική εικόνα για την απόδοση του συστήματος αλλά και για τα όρια του. Στη συνέχεια παρουσιάσαμε έναν τρόπο ώστε να αποκτήσουμε μια εποπτεία της διαδικασίας μεταβολής της κατάστασης της πόλωσης του συστήματος με τη βοήθεια των διανυσμάτων Stokes και της σφαίρας Poincare. Πιο συγκεκριμένα, αρχικά είδαμε πόσα rads μετατοπίζονται τα σημεία που αναπαριστούν την κατάσταση της πόλωσης πάνω στη σφαίρα. Στη συνέχεια, είδαμε πόσα rads από τις κύριες καταστάσεις της πόλωσης απέχει το σημείο που αναπαριστά την κατάσταση της πόλωσης του σήματος, όταν αυτό έχει υποστεί τις συνολικές επιδράσεις του φαινομένου PMD, δηλαδή πριν να εισέλθει στον δέκτη. Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να αποκτήσουμε μια αντίληψη της συνολικής επίδρασης του φαινομένου του PMD στο σήμα μας, αλλά και του πόσο θα “ζοριστεί” ο polarization controller που βρίσκεται στην είσοδο του καινοτόμου coherent δέκτη που προτείνεται, μέχρι να μας επιστρέψει την επιθυμητή κατάσταση της πόλωσης. Τέλος, υπολογίσαμε τις μέγιστες ταχύτητες που μεταβάλλονται τα σημεία που αναπαριστούν την κατάσταση της πόλωσης πάνω στη σφαίρα Poincare, γεγονός που μπορεί να χρησιμεύσει σαν έλεγχος κατά τη διαδικασία ανάπτυξης του Polarization Controller που του καινοτόμου δέκτη που προτείνεται.

Όσον αφορά τη μελλοντική εργασία αρχικά, καθώς, όπως αναφέραμε η συγκεκριμένη μελέτη είναι ποιοτική, θα πρέπει να γίνουν βήματα ώστε να προσομοιωθούν όσο το δυνατόν περισσότερο οι πραγματικές συνθήκες. Για παράδειγμα, οι αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος που χρησιμοποιήθηκαν, είναι οι ενδεικτικοί αλγόριθμοι που παρέχονται από το VPI, και όχι αυτοί που χρησιμοποιούνται στα πραγματικά συστήματα. Ένα πρώτο βήμα λοιπόν θα ήταν να γίνει η παραπάνω διαδικασία με τους αλγόριθμους που χρησιμοποιούνται στα πραγματικά συστήματα, ή με μια όσο το δυνατόν καλύτερη προσέγγιση αυτών, ώστε να διασταυρώσουμε τα συμπεράσματα που βγάλαμε. Στη συνέχεια θα μπορούσαν να διεκρινθούν και άλλες παράμετροι, όπως ο αριθμός των συμβόλων και να μελετηθούν διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης όπως το 16 QAM. Επίσης θα ήταν ενδιαφέρον να διερευνηθεί η απόδοση του συστήματος και σε άλλες κεντρικές συχνότητες ώστε να δούμε τα όρια του δια μέσω διαφορετικών τηλεπικοινωνιακών μπαντών. Τέλος, οι διαδικασίες αυτές θα πρέπει να υλοποιηθούν και σε εργαστηριακές συνθήκες, όπου πλέον θα μπορούμε να βγάλουμε ασφαλή συμπεράσματα για τα όρια του συστήματός μας.

Εκτός από τη μελέτη των δυνατοτήτων και των αντοχών όσον αφορά την αντιμετώπιση του φαινομένου του PMD, θα πρέπει να γίνει μελέτη όσον αφορά και τις άλλες αλλοιώσεις του σήματος, όπως για παράδειγμα το Frequency Offset και των Phase Impairments, καθώς ο καινοτόμος δέκτης που προτείνεται πρόκειται να αντιμετωπίσει και αυτά τα φαινόμενα στον οπτικό τομέα. Θα πρέπει λοιπόν να επαναληφθεί η διαδικασία που ακολουθήσαμε, αρχικά σε επίπεδο προσομοιώσεων, όσο το δυνατόν πιο κοντά στις πραγματικές συνθήκες, και τέλος να υλοποιήσουμε τις διαδικασίες σε εργαστηριακές συνθήκες.

Όσον αφορά το καινοτόμο κύκλωμα του coherent δέκτη που προτείνεται αυτό καθαυτό, τα περισσότερα από τα building blocks από τα οποία θα αποτελείται, βρίσκονται ακόμα σε διαδικασία

ανάπτυξης. Είναι σημαντικό λοιπόν όταν οριστούν τα κύρια χαρακτηριστικά τους, να γίνει μια προσπάθεια προσομοίωσης αυτών, και στη συνέχεια του ολικού κυκλώματος στο VPI, ώστε να αποκτήσουμε μια πρώτη εικόνα της λειτουργίας και της απόδοσης του, και να οριστούν με το βέλτιστο τρόπο διάφοροι παράμετροι ελέγχου αυτών όπως για παράδειγμα οι τάσεις ελέγχου. Τέλος, όταν πλέον θα έχουμε εισέλθει στη διαδικασία ολοκλήρωσης του ολικού κυκλώματος, θα είμαστε πλέον σε θέση να το δοκιμάσουμε σε πραγματικές συνθήκες και να αξιολογήσουμε τη συνολική του απόδοση σε σχέση με τα υπάρχοντα coherent συστήματα.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

Βασική Θεωρία Πόλωσης

A.1 Επίπεδα κύματα.

Το 1873, ο James Clerk Maxwell δημοσίευσε ένα σύνολο τεσσάρων μερικών διαφορικών εξισώσεων οι οποίες αρχικά προορίζονταν για την κλασική ηλεκτροδυναμική. [69] Με το πέρασμα του χρόνου, οι φυσικοί ανκάλυψαν ότι η χρήση των εξισώσεων δεν περιορίζεται μόνο στην κλασική ηλεκτροδυναμική, αλλά επίσης περιγράφουν τη διάδοση του φωτός. Παίρνοντας δύο από τις εξισώσεις του Maxwell έχουμε:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{d\mathbf{B}}{dt} \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \frac{1}{c^2} \varepsilon \frac{d\mathbf{E}}{dt} \quad (\text{A.2})$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός, t ο χρόνος, \mathbf{B} το διάνυσμα της μαγνητικής επαγωγής, \mathbf{E} το διάνυσμα του ηλεκτρικού πεδίου και ε η διηλεκτρική σταθερά.

Παίρνοντας το στροβιλισμό της πρώτης εξίσωσης, και βάζοντας την δεύτερη εξίσωση στην πρώτη έχουμε την εξίσωση:

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{1}{c^2} \varepsilon \frac{d^2 \mathbf{E}}{dt^2} \quad (\text{A.3})$$

Η πιο απλή λύση της εξίσωσης είναι ένα επίπεδο κύμα:

$$\mathbf{E} = E_0 \exp [i(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} - \omega t)] \quad (\text{A.4})$$

όπου E_0 είναι το πλάτος του ηλεκτρικού πεδίου του κύματος, k ο κυματάρθμος, ω η γωνιακή συχνότητα, και \mathbf{r} το διάνυσμα θέσης.

Όταν ένα επίπεδο κύμα ταξιδεύει στο χώρο ή στο χρόνο, το ηλεκτρικό του πεδίο ταλαντώνεται κατά μήκος μιας γραμμής. Προσθέτοντας ένα ακόμα επίπεδο κύμα να ταξιδεύει στην ίδια κατεύθυνση, παρατηρούμε ότι το διάνυσμα του συνδυασμένου ηλεκτρικού πεδίου τους αρχίζει και σχεδιάζει ένα μοτίβο. Αυτό το μοτίβο είναι η κατάσταση της πόλωσης.

Έτσι λοιπόν ένα μόνο κύμα έχει γραμμική κατάσταση πόλωσης. Υπάρχουν και άλλες καταστάσεις της πόλωσης, αλλά όλες μπορούν να περιγραφούν χρησιμοποιώντας μόνο δύο επίπεδα κύματα.

A.2 Καταστάσεις της Πόλωσης

Έστω δύο επίπεδα κύματα E_x και E_y των οποίων τα διανύσματα του ηλεκτρικού πεδίου είναι παράλληλα στους άξονες συντεταγμένων x και y αντίστοιχα:

$$E_x = E_{0x} \cos(kz - \omega t) \quad (\text{A.5})$$

$$E_y = E_{0y} \cos(kz - \omega t + \varphi) \quad (\text{A.6})$$

όπου φ είναι η διαφορά φάσης μεταξύ των κυμάτων. Επεκτείνουμε την Εξ. (A.6) ως την τριγωνομετρική ταυτότητα του αθροίσματος συνημίτονου, βάζουμε την Εξ. (A.5) στην Εξ. (A.6) και παίρνουμε:

$$\frac{E_y}{E_{0y}} = \frac{E_x}{E_{0x}} \cos\varphi - \left[1 - \left(\frac{E_x}{E_{0x}}\right)^2\right]^{1/2} \sin\varphi \quad (\text{A.7})$$

Και υψώνοντας στο τετράγωνο έχουμε:

$$\frac{E_x^2}{E_{0x}^2} + \frac{E_y^2}{E_{0y}^2} - \frac{2E_x E_y}{E_{0x} E_{0y}} \cos\varphi = \sin^2\varphi \quad (\text{A.8})$$

Η εξίσωση (A.8) είναι η εξίσωση μιας έλλειψης. Με άλλα λόγια, το διάνυσμα του συνδυασμού των ηλεκτρικών πεδίων E_x και E_y σχεδιάζει μια έλλειψη όπως βλέπουμε στην Εικ. A.1. Υπάρχουν δύο πράγματα να παρατηρήσουμε εδώ. Πρώτον, το πρόσημο της διαφοράς φάσης μεταξύ των κυμάτων E_x και E_y καθορίζει την κατεύθυνση περιστροφής του διανύσματος του συνδυασμένου ηλεκτρικού πεδίου. Δεύτερον, η έλλειψη ορίζεται μοναδικά από δυο γωνίες: τη γωνία προσανατολισμού θ και τη γωνία ελλειπτικότητας ψ . Αυτές οι γωνίες σχετίζονται με τα πλάτη των κυμάτων και τη διαφορά φάσης ως:

$$\tan 2\theta = \frac{2E_{0x}E_{0y}}{E_{0x}^2 - E_{0y}^2} \cos\varphi, \quad 0 \leq \theta \leq \pi \quad (\text{A.9})$$

$$\sin 2\psi = \frac{2E_{0x}E_{0y}}{E_{0x}^2 + E_{0y}^2} \sin\varphi, \quad -\pi/4 \leq \psi \leq \pi/4 \quad (\text{A.10})$$

Έτσι η γενική κατάσταση της πόλωσης είναι ελλειπτική. Υπάρχουν δύο ειδικές καταστάσεις της ελλειπτικής κατάστασης. Όταν $E_{0x} = E_{0y}$ και $\varphi = \pi/2 + 2\pi m$ (όπου m ακέραιος), η Εξ. (A.8) μετατρέπεται στην εξίσωση ενός κύκλου. Εάν τα κύματα E_x και E_y ταξιδεύουν προς τον παρατηρητή, η γωνία $\varphi = \pi/2 + 2\pi m$ κάνει το διάνυσμα του συνδυασμένου ηλεκτρικού πεδίου να περιστρέφεται ωρολογιακά, και το φως καλείται δεξιόστροφα κυκλικά πολωμένο. Εάν $\varphi = -\pi/2 + 2\pi m$, το διάνυσμα του συνδυασμένου ηλεκτρικού πεδίου περιστρέφεται αντιωρολογιακά, και το φως είναι αριστερόστροφα κυκλικά πολωμένο. Η περίπτωση για $\varphi = 0$ ή πm μετατρέπει την Εξ. (A.8) στη γνωστή γραμμική κατάσταση.

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι για την περιγραφή της πόλωσης στους κυματοδηγούς αναφερόμαστε στους TE και TM ρυθμούς (ή TE και TM πόλωση). Αυτό δεν είναι πλήρως ορθό, καθώς στους κυματοδηγούς οι καταστάσεις πόλωσης είναι ημι-TE και ημι-TM, με την έννοια ότι όλα τα στοιχεία του πεδίου υπάρχουν εκεί. Παρ' όλα αυτά, ισχύει ότι $E_y \approx 0$ για τις ημι-TE και $E_x \approx 0$ για τις ημι-TM μπορούμε να αναφερόμαστε σε TE και TM ρυθμούς. Έτσι λοιπόν η περιγραφή της πόλωσης μπορεί να προσεγγιστεί με τους TE (μόνο E_x) και TM (μόνο E_y) ρυθμούς.[59] Με αυτό, στην ουσία εννοούμε ότι αναφερόμαστε στην οριζόντια πόλωση ως TE και στην κάθετη πόλωση ως TM. Οι ορισμοί που δώσαμε παραπάνω για τις διαφορετικές καταστάσεις πόλωσης ισχύουν για τον παραπάνω τρόπο αναφοράς

A.3 Λογισμός Jones

O R. Clark Jones εισήγαγε μια περιγραφή της πόλωσης βασισμένη σε διανύσματα. Γράφοντας τα E_x και E_y κύματα ως:

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{0x} \cos(kz - \omega t) \\ E_{0y} \cos(kz - \omega t + \varphi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

ή στη μιγαδική μορφή:

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{0x} e^{(kz - \omega t)} \\ E_{0y} e^{(kz - \omega t + \varphi)} \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Εάν ξεφορτοθούμε τον όρο $kz - \omega t$ έχουμε:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} E_{0x} \\ E_{0y} e^{i\varphi} \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Αυτό είναι το διάνυσμα Jones μιας ελλειπτικής κατάστασης πόλωσης.

Το διάνυσμα Jones των γραμμικών και κυκλικών καταστάσεων είναι ως εξής. Για τη γραμμική κατάσταση, η διαφορά φάσης μεταξύ των E_x και E_y κυμάτων είναι πη. Διαιρώντας την Εξ. (A.13) με $(E_{0x}^2 + E_{0y}^2)^{1/2}$ παίρνουμε το κανονικοποιημένο διάνυσμα Jones

$$\bar{\mathbf{J}} = \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Τότε τα κανονικοποιημένα διανύσματα Jones της οριζόντιας γραμμικής κατάστασης $\bar{\mathbf{J}}_H$ και της κάθετης γραμμικής κατάστασης $\bar{\mathbf{J}}_L$ είναι:

$$\bar{\mathbf{J}}_H = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{J}}_L = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

και τα κανονικοποιημένα διανύσματα Jones $\bar{\mathbf{J}}_{+45^\circ}$ και $\bar{\mathbf{J}}_{-45^\circ}$ των $+45^\circ$ και -45° γραμμικών καταστάσεων είναι:

$$\bar{\mathbf{J}}_{+45} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{J}}_{-45} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Παίρνουμε τα κανονικοποιημένα διανύσματα Jones της δεξιόστροφης κυκλικής πόλωσης $\bar{\mathbf{J}}_R$ και της αριστερόστροφης κυκλικής πόλωσης $\bar{\mathbf{J}}_L$ με παρόμοιο τρόπο. Τα διανύσματα είναι:

$$\bar{\mathbf{J}}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ i \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{J}}_L = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

Εαν γνωρίζουμε τα παραπάνω κανονικοποιημένα διανύσματα Jones της κατάστασης της πόλωσης, μπορούμε να αλλάξουμε την βάση αναπαράστασης της κατάστασης της πόλωσης. Ετσι, σχετίζουμε τα κανονικοποιημένα διανύσματα Jones των καταστάσεων μεταξύ τους ως εξής:

$$\bar{\mathbf{J}}_{+45} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\mathbf{J}}_H + \bar{\mathbf{J}}_V), \bar{\mathbf{J}}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\mathbf{J}}_H + i\bar{\mathbf{J}}_V) \quad (\text{A.18})$$

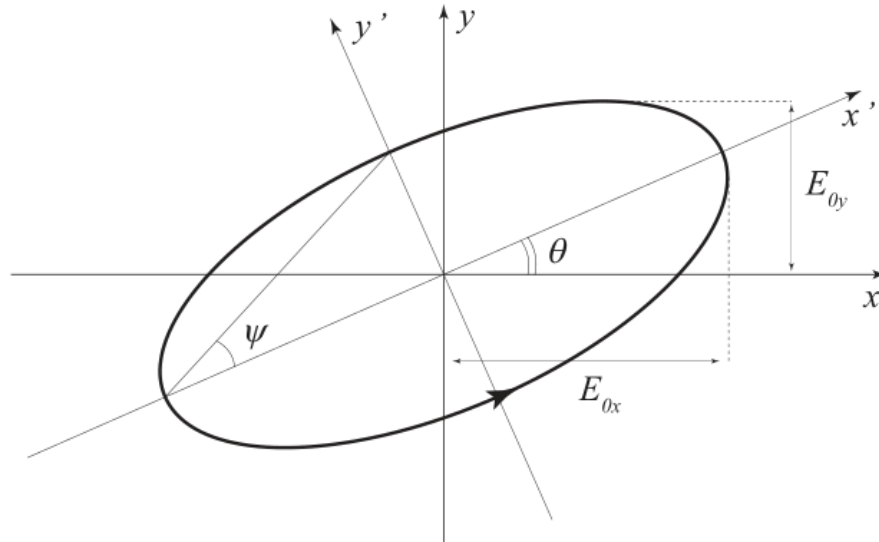
$$\bar{\mathbf{J}}_{-45} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\mathbf{J}}_H - \bar{\mathbf{J}}_V), \bar{\mathbf{J}}_L = \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\mathbf{J}}_H - i\bar{\mathbf{J}}_V)$$

Από αυτές τις εξισώσεις παίρνουμε τους δύο πίνακες που ακολουθούν

$$M_{45 \leftarrow HV} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.19})$$

$$M_{RL \leftarrow HV} = \begin{pmatrix} 1 & -i \\ 1 & i \end{pmatrix} \quad (\text{A.20})$$

Ο πίνακας $M_{45 \leftarrow HV}$ αλλάζει τη βάση αναπαράστασης των οριζόντιων και κάθετων γραμμικών καταστάσεων στη βάση των $\pm 45^\circ$ γραμμικών καταστάσεων, και ο $M_{RL \leftarrow HV}$ στη βάση των αριστερόστροφων και δεξιόστροφων κυκλικών καταστάσεων.



Εικόνα Α. 1 Ελλειπτική κατάσταση της πόλωσης. Τα E_{0x} και E_{0y} είναι τα πλάτη των ηλεκτρικών πεδίων κατά μήκος των αξόνων x και y , θ είναι η γωνία προσανατολισμού της έλλειψης και ψ είναι η ελλειπτικότητα[56]

Η χρησιμότητα των διανυσμάτων Jones είναι ότι μπορούν να περιγράψουν την εξέλιξη της κατάστασης της πόλωσης όταν το φως περνάει μέσα από ένα στοιχείο σε ένα οπτικό σύστημα. Κάθε στοιχείο έχει έναν 2×2 πίνακα Jones. Έτσι, για να βρούμε την κατάσταση της πόλωσης στην έξοδο του συστήματος, πρέπει απλά να πολλαπλασιάσουμε το διάνυσμα Jones της κατάστασης της πόλωσης της εισόδου με τους πίνακες των στοιχείων.

A.4 Παράμετροι Stokes

Ο λογισμός Jones περιγράφει την πόλωση χρησιμοποιώντας μιγαδικά πλάτη. Το πρόβλημα αυτής της περιγραφής είναι ότι δεν μπορούμε να μετρήσουμε απευθείας τα πλάτη. Η απευθείας μέτρηση είναι μια μέτρηση της συχνότητας

Το 1892, ο George Gabriel Stokes εισήγαγε ένα σύνολο παραμέτρων οι οποίες επιτρέπουν να βρούμε την κατάσταση της πόλωσης μέσω μετρήσεων των ισχύων του φωτός.

Ξεκινώντας πάλι από τα δύο γνωστά επίπεδα κύματα E_x και E_y έχουμε:

$$E_x = E_{0x} \cos(kz - \omega t) \quad (\text{A.21})$$

$$E_y = E_{0y} \cos(kz - \omega t + \varphi) \quad (\text{A.22})$$

Παραπάνω δείξαμε ότι αυτά τα επίπεδα κύματα μας δίνουν την εξίσωση της έλλειψης της πόλωσης (Εξ. Α.8). Όμως τα E_x και E_y είναι συναρτήσεις ως προς το χρόνο. Για να σχετίσουμε την εξίσωση της έλλειψης της πόλωσης με τις ισχύεις παίρνουμε το μέσο όρο των E_x και E_y ως προς το χρόνο:

$$\frac{\langle E_x^2 \rangle}{E_{0x}^2} + \frac{\langle E_y^2 \rangle}{E_{0y}^2} - \frac{2\langle E_x E_y \rangle}{E_{0x} E_{0y}} \cos\varphi = \sin\varphi^2 \quad (\text{A.23})$$

όπου $\langle \dots \rangle$ δηλώνει το μέσο όρο της ποσότητας.

Πολλαπλασιάζοντας την Εξ. (Α.23) με $4E_{0x}^2 E_{0y}^2$ έχουμε:

$$4E_{0y}^2 \langle E_x^2 \rangle + E_{0x}^2 \langle E_y^2 \rangle - 8E_{0x} E_{0y} \langle E_x E_y \rangle \cos\varphi = (2E_{0x} E_{0y} \sin\varphi)^2 \quad (\text{A.24})$$

Από τις Εξ. (Α.21) και (Α.22) έχουμε

$$\langle E_x^2 \rangle = \frac{1}{2} E_{0x}^2 \quad (\text{A.25})$$

$$\langle E_y^2 \rangle = \frac{1}{2} E_{0y}^2 \quad (\text{A.26})$$

$$\langle E_x E_y \rangle = \frac{1}{2} E_{0x} E_{0y} \cos\varphi \quad (\text{A.27})$$

Βάζοντας τις τρεις τελευταίες εξισώσεις στην Εξ. (Α.24) έχουμε:

$$4E_{0x}^2 E_{0y}^2 - (2E_{0x} E_{0y} \cos\varphi)^2 = (2E_{0x} E_{0y} \sin\varphi)^2 \quad (\text{A.28})$$

Προσθέτοντας και αφαιρώντας $E_{0x}^4 + E_{0y}^4$ στην αριστερή μεριά της Εξ. (Α.28) και ομαδοποιώντας έχουμε:

$$(E_{0x}^2 + E_{0y}^2)^2 - (E_{0x}^2 - E_{0y}^2)^2 - (2E_{0x} E_{0y} \cos\varphi)^2 = (2E_{0x} E_{0y} \sin\varphi)^2 \quad (\text{A.29})$$

Η παραπάνω εξίσωση μας δείχνει ότι μπορούμε να συσχετίσουμε τη συνολική ισχύς του φωτός με τις ειδικές περιπτώσεις της ελλειπτικής κατάστασης της πόλωσης. Για να το διαπιστώσουμε αυτό, γράφουμε τις ακόλουθες παραμέτρους, τις Stokes παραμέτρους:

$$S_0 = E_{0x}^2 + E_{0y}^2 \quad (\text{A.30})$$

$$S_1 = E_{0x}^2 - E_{0y}^2 \quad (\text{A.31})$$

$$S_2 = 2E_{0x} E_{0y} \cos\varphi \quad (\text{A.32})$$

$$S_3 = 2E_{0x} E_{0y} \sin\varphi \quad (\text{A.33})$$

Τότε η Εξ. (Α.29) γίνεται:

$$S_0^2 = S_1^2 + S_2^2 + S_3^2 \quad (\text{A.34})$$

Έτσι λοιπόν κοιτώντας τις παραμέτρους παρατηρούμε τα εξής: Η S_0 είναι η συνολική ισχύς. Η S_1 είναι η διαφορά στις ισχύεις μεταξύ της οριζόντιας γραμμικής κατάστασης και της κάθετης γραμμικής κατάστασης. Για να κατανοήσουμε τις τελευταίες δύο παραμέτρους ανατρέχουμε πίσω στα διανύσματα Jones. Η ελλειπτική κατάσταση της πόλωσης είναι:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} E_{0x} \\ E_{0y}e^{i\varphi} \end{bmatrix} \quad (\text{A.35})$$

Αυτό το διάνυσμα Jones μας λέει ότι η ελλειπτική κατάσταση είναι ένα άθροισμα της οριζόντιων και της κάθετων γραμμικών καταστάσεων.

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} E_{0x} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{0y}e^{i\varphi} \end{bmatrix} \quad (\text{A.36})$$

και αυτές οι δύο καταστάσεις είναι παρόμοιες με τα κανονικοποιημένα διανύσματα Jones της οριζόντιας γραμμικής \bar{J}_H και της κάθετης γραμμικής \bar{J}_V κατάστασης. Έτσι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τους πίνακες των Εξ. (A.19) και (A.20) για να αναπαραστήσουμε το διάνυσμα Jones μιας ελλειπτικής κατάστασης της πόλωσης είτε με αυτούς των $\pm 45^\circ$ γραμμικών καταστάσεων, είτε με αυτούς των δεξιόστροφων και αριστερόστροφων καταστάσεων.

Για να περιγράψουμε το διάνυσμα Jones της ελλειπτικής κατάστασης χρησιμοποιώντας τις $\pm 45^\circ$ γραμμικές καταστάσεις, πολλαπλασιάζουμε την Εξ. (A.35) με τον πίνακα $M_{45 \leftarrow HV}$:

$$J_{B45} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} E_{0x}e^{-i\varphi/2} + E_{0y}e^{+i\varphi/2} \\ E_{0x}e^{-i\varphi/2} - E_{0y}e^{+i\varphi/2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{+45} \\ E_{-45} \end{bmatrix} \quad (\text{A.37})$$

όπου J_{B45} είναι το διάνυσμα Jones της ελλειπτικής κατάστασης της πόλωσης που περιγράφεται με τη βάση των $\pm 45^\circ$ γραμμικών καταστάσεων. Η διαφορά στις ισχύεις μεταξύ των $\pm 45^\circ$ καταστάσεων είναι:

$$P_{+45} - P_{-45} = 2E_{0x}E_{0y}\cos\varphi \quad (\text{A.38})$$

και αυτή είναι η S_2 παράμετρος Stokes.

Για να περιγράψουμε το διάνυσμα Jones της ελλειπτικής κατάστασης χρησιμοποιώντας τις δεξιόστροφη και αριστερόστροφη κυκλικές καταστάσεις, πολλαπλασιάζουμε την Εξ. (A.35) με τον πίνακα $M_{RL \leftarrow HV}$:

$$J_{BRL} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} E_{0x}e^{-i\varphi/2} - iE_{0y}e^{+i\varphi/2} \\ E_{0x}e^{-i\varphi/2} + iE_{0y}e^{+i\varphi/2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_L \\ E_R \end{bmatrix} \quad (\text{A.39})$$

όπου J_{BRL} είναι το διάνυσμα Jones της ελλειπτικής κατάστασης της πόλωσης που περιγράφεται με τη βάση των δεξιόστροφων και αριστερόστροφων κυκλικών καταστάσεων. Η διαφορά στις ισχύεις μεταξύ των δεξιόστροφων και αριστερόστροφων κυκλικών καταστάσεων είναι:

$$P_L - P_R = 2E_{0x}E_{0y}\sin\varphi \quad (\text{A.40})$$

και αυτή είναι η S_3 παράμετρος Stokes.

Βλέπουμε ότι οι παράμετροι Stokes σχετίζονται με μετρήσιμες ποσότητες-ισχύεις. Τώρα το ερώτημα είναι πως οι παράμετροι Stokes μας βοηθούν να βρούμε την κατάσταση της πόλωσης. Η γωνία προσανατολισμού της έλλειψης της πόλωσης θ και η γωνία ελλειπτικότητας ψ , μας επιτρέπουν να ορίσουμε μοναδικά μια κατάσταση της πόλωσης. Οι Εξ. (A.9) και (A.10) δείχνουν πώς οι γωνίες σχετίζονται με τα πλάτη των E_x και E_y . Όσον αφορά τις παραμέτρους Stokes, οι γωνίες γίνονται

$$\tan 2\theta = \frac{2E_{0x}E_{0y} \cos \varphi}{E_{0x}^2 - E_{0y}^2} = \frac{S_2}{S_1} \quad (\text{A.41})$$

$$\sin 2\psi = \frac{2E_{0x}E_{0y} \sin \varphi}{E_{0x}^2 + E_{0y}^2} = \frac{S_3}{S_0} \quad (\text{A.42})$$

Από τις δύο τελευταίες εξισώσεις οι παράμετροι S_2 και S_3 είναι:

$$S_2 = S_1 \tan 2\theta \quad (\text{A.43})$$

$$S_3 = S_0 \sin 2\psi \quad (\text{A.44})$$

Τότε από την Εξ. (A.34) έπεται ότι:

$$S_1 = S_0 \cos 2\theta \cos 2\psi \quad (\text{A.45})$$

$$S_2 = S_0 \sin 2\theta \cos 2\psi \quad (\text{A.46})$$

$$S_3 = S_0 \sin 2\psi \quad (\text{A.47})$$

ή

$$S = S_0 \begin{bmatrix} 1 \\ \cos 2\theta \cos 2\psi \\ \sin 2\theta \cos 2\psi \\ \sin 2\psi \end{bmatrix} \quad (\text{A.48})$$

Αυτό είναι το διάνυσμα Stokes. Μας δείχνει ότι εάν ξέρουμε τις γωνίες θ και ψ , μπορούμε να δείξουμε μία κατάσταση της πόλωσης με ένα σημείο πάνω σε μία σφαίρα με μοναδιαία ακτίνα. Αυτό είναι κάτι που κατάλαβε ο Γάλλος μαθηματικός Henri Poincaré.

A.5 Η σφαίρα Poincaré

Κοιτάζοντας τις Εξισώσεις (A.45)-(A.47) παρατηρούμε ότι οι παράμετροι Stokes είναι σχεδόν ταυτόσημες σε μορφή με τις γνωστές εξισώσεις που σχετίζουν τις καρτεσιανές συντεταγμένες με τις σφαιρικές συντεταγμένες οι οποίες είναι :

$$x = r \sin \theta \cos \varphi \quad (\text{A.49})$$

$$y = r \sin \theta \sin \varphi \quad (\text{A.50})$$

$$z = r \cos \theta \quad (\text{A.51})$$

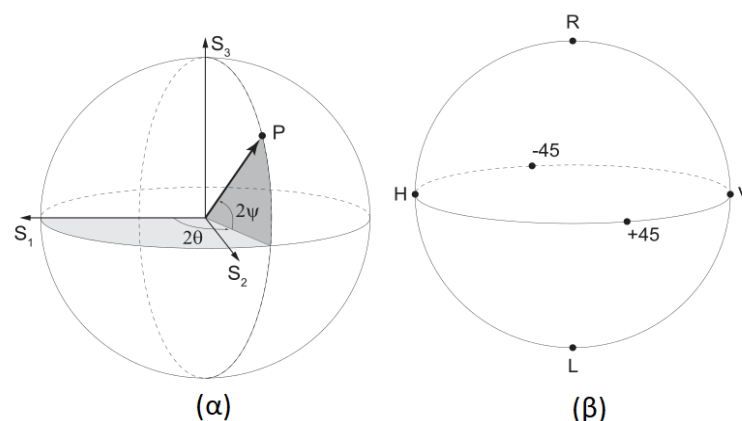
και συγκρίνοντας τις εξισώσεις (A.45) έως (A.51) παρατηρούμε ότι είναι ταυτόσημες εάν η σχέσεις των γωνιών είναι ως εξής:

$$\theta = 90^\circ - 2\psi \quad (\text{A.52})$$

$$\varphi = 2\theta' \quad (\text{A.53})$$

(όπου εδώ γράφουμε τη γωνία προσανατολισμού της έλλειψης της πόλωσης ως θ' αντί για θ , για να μην υπάρξει σύγχυση με τη γωνία θ των σφαιρικών συντεταγμένων).

Ας πάρουμε μια σφαίρα με μοναδιαία ακτίνα και με τις παραμέτρους Stokes τοποθετημένες στους άξονες του ορθογώνιου συστήματος συντεταγμένων όπως στην Εικ. A.2. Στη συνέχεια παίρνουμε μια τυχαία κατάσταση της πόλωσης, έστω P. Η έλλειψη της πόλωσης του P ορίζεται από τη γωνία προσανατολισμού θ και τη γωνία ελλειπτικότητας ψ . Έτσι, δείχνουμε το σημείο P στη συγκεκριμένη σφαίρα, με σφαιρικές συντεταγμένες $(1, 2\theta, 2\psi)$. Ορίζουμε τη γωνία 2θ από το S_1 αντιωρολογιακά στο επίπεδο του ισημερινού της σφαίρας, δηλαδή το επίπεδο που ορίζεται από τους άξονες S_1 και S_2 .



Εικόνα A. 2 Σφαίρα Poincaré (α) Το σημείο "P" αντιπροσωπεύει μια κατάσταση της πόλωσης πάνω στη σφαίρα, όπου θ και ψ είναι οι γωνίες προσανατολισμού και ελλειπτικότητας αντίστοιχα της κατάστασης πόλωσης P (β) Ειδικές καταστάσεις της πόλωσης πάνω στη σφαίρα Poincaré: "H" είναι η οριζόντια γραμμική, "V" είναι η κάθετη γραμμική, "+45" είναι η +45° γραμμική, "-45" είναι η -45° γραμμική, "R" είναι η δεξιόστροφη κυκλική και "L" είναι η αριστερόστροφη κυκλική[56]

Όταν ορίσουμε τη 2θ , η γωνία 2ψ ορίζεται στο επίπεδο του μεσημβρινού της σφαίρας δηλαδή το επίπεδο που ορίζεται από τους άξονες S_2 και S_3 με θετική φορά προς τα πάνω. Έτσι λοιπόν καταλήγουμε στο σημείο P.

Με τις γωνίες της έλλειψης της πόλωσης ορισμένες πάνω στη σφαίρα, μένει να ορίσουμε τις ειδικές περιπτώσεις της ελλειπτικής κατάστασης πάνω στη σφαίρα. Οι γραμμικές καταστάσεις έχουν γωνία ελλειπτικότητας μηδέν και επομένως όλες τοποθετούνται στον ισημερινό της σφαίρας. Ο δυτικός πόλος της σφαίρας είναι η οριζόντια γραμμική κατάσταση H ($\theta = 0$ και $\psi = 0$) και ο ανατολικός πόλος είναι η κάθετη γραμμική κατάσταση V ($\theta = 90^\circ$ και $\psi = 0$). Οι $+45^\circ$ και -45° γραμμικές καταστάσεις έχουν $\theta = 45^\circ$ και $\theta = 135^\circ$ αντίστοιχα και $\psi = 0$ και τοποθετούνται στον ισημερινό της σφαίρας όπως φαίνονται στην Εικ. Α.2. Η δεξιόστροφη κυκλική κατάσταση έχει γωνίες $\theta = 0$ και $\psi = +45^\circ$ και τοποθετείται στον βόρειο πόλο της σφαίρας Poincaré. Τέλος η αριστερόστροφη κυκλική κατάσταση έχει γωνίες $\theta = 0$ και $\psi = -45^\circ$ και τοποθετείται στον νότιο πόλο της σφαίρας Poincaré.[56]

Το δεξί μέρος των εξισώσεων (A.9) και (A.10) αποτελείται από αλγεβρικούς και τριγωνομετρικούς όρους. Οι δύο αυτές εξισώσεις μπορούν να γραφτούν πλήρως με τριγωνομετρικούς όρους εισάγοντας μια γωνία γνωστή ως βοηθητική γωνία α , η οποία ορίζεται ως:

$$\tan \alpha = \frac{E_{0y}}{E_{0x}} \quad (\text{A.54})$$

Και έτσι οδηγούμαστε στις τριγωνομετρικές εξισώσεις:

$$\tan 2\theta = (\tan 2\alpha) \cos \varphi \quad (\text{A.55})$$

$$\sin 2\psi = (\sin 2\alpha) \sin \varphi \quad (\text{A.56})$$

όπου οι συνθήκες των γωνιών αυτών είναι $0 \leq \alpha \leq \pi/2$ και $0 \leq \varphi \leq 2\pi$

Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε να επιβεβαιώσουμε τις γωνίες θ και ψ που ορίσαμε παραπάνω για τις διαφορετικές καταστάσεις πόλωσης. Για παράδειγμα για τη δεξιόστροφη κατάσταση πόλωσης έχουμε $E_{0y} = E_{0x}$ και η $\varphi = \pi/2$. Επομένως η $\tan \alpha$ δίνει $\alpha = 45^\circ$ και μέσω πράξεων βρίσκουμε ότι $\theta = 0$ και $\psi = +45^\circ$, όπως αναφέραμε παραπάνω.[70]

Η σφαίρα Poincaré βοηθάει να απεικονίσουμε την εξέλιξη της κατάστασης της πόλωσης όταν το φως περνάει μέσα από ένα οπτικό στοιχείο, και χρησιμοποιείται ώστε να περιγραφεί η αρχή λειτουργίας συσκευών που χειραγωγούν τη πόλωση.

Βιβλιογραφία

- [1] M. Cooney, “Cisco predicts nearly 5 zettabytes of IP traffic per year by 2022,” *Network World*, Nov. 28, 2018. <https://www.networkworld.com/article/3323063/cisco-predicts-nearly-5-zettabytes-of-ip-traffic-per-year-by-2022.html> (accessed Feb. 01, 2022).
- [2] “white-paper-c11-741490.pdf.” Accessed: Feb. 01, 2022. [Online]. Available: <https://twiki.cern.ch/twiki/pub/HEPIX/TechwatchNetwork/HtwNetworkDocuments/white-paper-c11-741490.pdf>
- [3] “100 Gigabit Ethernet,” *Wikipedia*. Nov. 25, 2021. Accessed: Nov. 27, 2021. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=100_Gigabit_Ethernet&oldid=1057116488
- [4] “The future of NRZ vs PAM4,” *Rambus*. <https://www.rambus.com/blogs/future-nrz-pam4/> (accessed Nov. 27, 2021).
- [5] “IEEE P802.3bs 400 Gb/s Ethernet Task Force.” <https://www.ieee802.org/3/bs/> (accessed Sep. 28, 2021).
- [6] FS, “Generic Compatible 400GBASE-ER8 QSFP-DD PAM4 1310nm 40km LC SMF DOM Optical Transceiver Module,” *FS Germany*. <https://www.fs.com/de-en/products/132698.html> (accessed Nov. 28, 2021).
- [7] “Business Networking Trend 2021: 400G Optical Transceivers,” *Precision OT*, Apr. 06, 2021. <https://www.precisionot.com/es/next-optical-transceivers-400g/> (accessed Sep. 28, 2021).
- [8] “Inphi: 800G Race - Next Gen Data Centers,” *COBO*. <https://www.onboardoptics.org/the-race-to-800g-inphi> (accessed Nov. 29, 2021).
- [9] L. Jiang *et al.*, “Integrated Components and Solutions for High-Speed Short-Reach Data Transmission,” *Photonics*, vol. 8, no. 3, Art. no. 3, Mar. 2021, doi: 10.3390/photonics8030077.
- [10] “Do you know the transceiver laser types? | Optcore.net.” <https://www.optcore.net/transceiver-laser-types/> (accessed Nov. 23, 2021).
- [11] B. J. Offrein, “Chapter 2 - Transceivers, Packaging, and Photonic Integration,” in *Handbook of Fiber Optic Data Communication (Fourth Edition)*, C. DeCusatis, Ed. Oxford: Academic Press, 2013, pp. 23–36. doi: 10.1016/B978-0-12-401673-6.00002-7.
- [12] X. Zhou, R. Urata, and H. Liu, “Beyond 1 Tb/s Intra-Data Center Interconnect Technology: IM-DD OR Coherent?,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 2, pp. 475–484, Jan. 2020, doi: 10.1109/JLT.2019.2956779.
- [13] X. Zhou, H. Liu, R. Urata, and S. Zebian, “Scaling large data center interconnects: Challenges and solutions,” *Optical Fiber Technology*, vol. 44, pp. 61–68, Aug. 2018, doi: 10.1016/j.yofte.2017.10.002.
- [14] L. Wilkinson, “OIF Publishes Implementation Agreement for 400ZR Coherent Optical Interface – OIF.” <https://www.oiforum.com/oif-publishes-implementation-agreement-for-400zr-coherent-optical-interface/> (accessed Nov. 30, 2021).
- [15] M. Eiselt, A. Dochhan, and J.-P. Elbers, “Data Center Interconnects at 400G and Beyond,” Jul. 2018, pp. 1–2. doi: 10.1109/OECC.2018.8730011.
- [16] G. R. Martella, A. Nespola, S. Straullu, F. Forghieri, and R. Gaudino, “Scaling Laws for Unamplified Coherent Transmission in Next-Generation Short-Reach and Access Networks,” *J. Lightwave Technol., JLT*, vol. 39, no. 18, pp. 5805–5814, Sep. 2021.
- [17] J. Cheng, C. Xie, Y. Chen, X. Chen, M. Tang, and S. Fu, “Comparison of Coherent and IMDD Transceivers for Intra Datacenter Optical Interconnects,” in *Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2019 (2019), paper W1F.2*, Mar. 2019, p. W1F.2. doi: 10.1364/OFC.2019.W1F.2.
- [18] M. Smit, K. Williams, and J. van der Tol, “Past, present, and future of InP-based photonic integration,” *APL Photonics*, vol. 4, no. 5, p. 050901, May 2019, doi: 10.1063/1.5087862.
- [19] M. Suzuki, Y. Noda, H. Tanaka, S. Akiba, Y. Kushiro, and H. Isshiki, “Monolithic integration of InGaAsP/InP distributed feedback laser and electroabsorption modulator by vapor phase

- epitaxy," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 5, no. 9, pp. 1277–1285, Sep. 1987, doi: 10.1109/JLT.1987.1075650.
- [20] F. Kish *et al.*, "System-on-Chip Photonic Integrated Circuits," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 1–20, Jan. 2018, doi: 10.1109/JSTQE.2017.2717863.
- [21] "Home," *Jeppix*. <https://www.jeppix.eu/> (accessed Jan. 27, 2022).
- [22] M. Smit *et al.*, "An introduction to InP-based generic integration technology," *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 29, no. 8, p. 083001, Jun. 2014, doi: 10.1088/0268-1242/29/8/083001.
- [23] "Optical Interconnects for Data Centers - 1st Edition." <https://www.elsevier.com/books/optical-interconnects-for-data-centers/tekin/978-0-08-100512-5> (accessed Dec. 08, 2021).
- [24] E. M. T. Fadaly *et al.*, "Direct-bandgap emission from hexagonal Ge and SiGe alloys," *Nature*, vol. 580, no. 7802, pp. 205–209, Apr. 2020, doi: 10.1038/s41586-020-2150-y.
- [25] "Latest edition - 2021-2025," *Jeppix*. <https://www.jeppix.eu/knowledge/roadmap/latest-edition/> (accessed Dec. 14, 2021).
- [26] K. A. Williams *et al.*, "InP photonic circuits using generic integration [Invited]," *Photon. Res., PRJ*, vol. 3, no. 5, pp. B60–B68, Oct. 2015, doi: 10.1364/PRJ.3.000B60.
- [27] K. Lawniczuk *et al.*, "InP-Based Photonic Multiwavelength Transmitter With DBR Laser Array," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 4, pp. 352–354, Feb. 2013, doi: 10.1109/LPT.2013.2238626.
- [28] R. Stabile, A. Rohit, and K. A. Williams, "Monolithically Integrated 8 × 8 Space and Wavelength Selective Cross-Connect," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 2, pp. 201–207, Jan. 2014, doi: 10.1109/JLT.2013.2290322.
- [29] Q. Cheng, A. Wonfor, J. L. Wei, R. V. Penty, and I. H. White, "Monolithic MZI-SOA hybrid switch for low-power and low-penalty operation," *Opt. Lett., OL*, vol. 39, no. 6, pp. 1449–1452, Mar. 2014, doi: 10.1364/OL.39.001449.
- [30] S. Tahvili *et al.*, "InP-Based Integrated Optical Pulse Shaper: Demonstration of Chirp Compensation," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, no. 5, pp. 450–453, Mar. 2013, doi: 10.1109/LPT.2013.2240383.
- [31] D. D'Agostino, R. G. Broeke, M. Boerkamp, J. Mink, H. P. M. M. Ambrosius, and M. K. Smit, "AWG based wavelength-meter with pm resolution," *Proceedings of the 17th European Conference on Integrated Optics and Technical Exhibition, 19th Microoptics Conference (ECIO-MOC), 24-27 June 2014, Nice, France*, p. Tu 2b R2-1/2, 2014.
- [32] "AC1200 Product Family," *Acacia Communications, Inc.* <https://acacia-inc.com/product/ac1200/> (accessed Dec. 15, 2021).
- [33] C. Antonelli, M. Shtauf, and A. Mecozzi, "Kramers-Kronig PAM transceiver," in *Optical Fiber Communication Conference (2017), paper Tu3I.5*, Mar. 2017, p. Tu3I.5. doi: 10.1364/OFC.2017.Tu3I.5.
- [34] S. Ghosh, T. Tanemura, Y. Kawabata, K. Katoh, K. Kikuchi, and Y. Nakano, "Simple direct-detection-based Stokes vector receiver circuit on InP," in *Optical Fiber Communication Conference (2017), paper Th1A.6*, Mar. 2017, p. Th1A.6. doi: 10.1364/OFC.2017.Th1A.6.
- [35] M. Morsy-Osman, M. S. Alam, K. A. Shahriar, S. Lessard, and D. V. Plant, "Optimum Three-Dimensional Constellations for Stokes Vector Direct Detect Receivers," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 31, no. 8, pp. 587–590, Apr. 2019, doi: 10.1109/LPT.2019.2901625.
- [36] D. J. Blumenthal and M. Usami, "Tutorial on 'optical signal processing: The roadmap towards high-speed optical packet/burst switching' ECOC 2009, Vienna Austria," in *2009 35th European Conference on Optical Communication*, Sep. 2009, pp. 1–49.
- [37] M. Spyropoulou, N. Pleros, and A. Miliou, "SOA-MZI-Based Nonlinear Optical Signal Processing: A Frequency Domain Transfer Function for Wavelength Conversion, Clock Recovery, and Packet Envelope Detection," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 47, no. 1, pp. 40–49, Jan. 2011, doi: 10.1109/JQE.2010.2071411.

- [38] B. Dagens, A. Labrousse, R. Brenot, B. Lavigne, and M. Renaud, "SOA-based devices for all-optical signal processing," in *OFC 2003 Optical Fiber Communications Conference, 2003.*, Mar. 2003, pp. 582–583 vol.2. doi: 10.1109/OFC.2003.316006.
- [39] N. Pleros, D. Apostolopoulos, D. Petrantonakis, C. Stamatiadis, and H. Avramopoulos, "Optical static RAM cell," *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 21, pp. 73–75, Feb. 2009, doi: 10.1109/LPT.2008.2008444.
- [40] X. Lin, "Advanced digital signal processing for next-generation flexible optical networks," doctoral, Memorial University of Newfoundland, 2020. Accessed: Sep. 22, 2021. [Online]. Available: <https://research.library.mun.ca/14376/>
- [41] "ARTECH HOUSE USA : Advanced Optical Communication Systems and Networks." <https://us.artechhouse.com/Advanced-Optical-Communication-Systems-and-Networks-P1562.aspx> (accessed Jan. 09, 2022).
- [42] S. J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers," *Opt. Express, OE*, vol. 16, no. 2, pp. 804–817, Jan. 2008, doi: 10.1364/OE.16.000804.
- [43] A. Eghbali, H. Johansson, O. Gustafsson, and S. J. Savory, "Optimal Least-Squares FIR Digital Filters for Compensation of Chromatic Dispersion in Digital Coherent Optical Receivers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 8, pp. 1449–1456, Apr. 2014, doi: 10.1109/JLT.2014.2307916.
- [44] F. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers," *IEEE Trans. Commun.*, 1986, doi: 10.1109/TCOM.1986.1096561.
- [45] X. Zhou, X. Chen, W. Zhou, Y. Fan, H. Zhu, and Z. Li, "All-Digital Timing Recovery and Adaptive Equalization for 112 Gbit/s POLMUX-NRZ-DQPSK Optical Coherent Receivers," *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 2, no. 11, pp. 984–990, Nov. 2010, doi: 10.1364/JOCN.2.000984.
- [46] S. J. Savory, "Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 16, no. 5, pp. 1164–1179, Sep. 2010, doi: 10.1109/JSTQE.2010.2044751.
- [47] M. Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2009. doi: 10.1007/978-3-540-93771-5.
- [48] I. Fatadin and S. Savory, "Compensation of Frequency Offset for 16-QAM Optical Coherent Systems using QPSK Partitioning," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, p. 5871679, 2011, doi: 10.1109/LPT.2011.2158994.
- [49] M. Selmi, Y. Jaouen, and P. Ciblat, "Accurate digital frequency offset estimator for coherent PolMux QAM transmission systems," p. 2, 2009.
- [50] J. Han, W. Li, J. Xiao, J. Feng, Q. Yang, and S. Yu, "Frequency Offset Estimation With Multi-Steps Interpolation for Coherent Optical Systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 27, no. 19, pp. 2011–2014, Oct. 2015, doi: 10.1109/LPT.2015.2449282.
- [51] T. Yang *et al.*, "Hardware-Efficient Multi-Format Frequency Offset Estimation for M-QAM Coherent Optical Receivers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 30, no. 18, pp. 1605–1608, Sep. 2018, doi: 10.1109/LPT.2018.2863739.
- [52] M. Nakazawa, K. Kikuchi, and T. Miyazaki, Eds., *High Spectral Density Optical Communication Technologies*. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2010. doi: 10.1007/978-3-642-10419-0.
- [53] I. Fatadin, D. Ives, and S. J. Savory, "Laser Linewidth Tolerance for 16-QAM Coherent Optical Systems Using QPSK Partitioning," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 631–633, May 2010, doi: 10.1109/LPT.2010.2043524.
- [54] J. J. G. M. van der Tol, M. Felicetti, and M. K. Smit, "Increasing Tolerance in Passive Integrated Optical Polarization Converters," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 17, pp. 2884–2889, Sep. 2012, doi: 10.1109/JLT.2012.2204039.
- [55] M. Felicetti, "Polarization converter post-processing and Brillouin sensing optical functionality in generically integrated photonic circuits," Phd Thesis 1 (Research TU/e / Graduation TU/e), Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, 2014. doi: 10.6100/IR784294.

- [56] D. O. Dzibrou, “Building blocks for control of polarization in photonic integrated circuits,” Phd Thesis 1 (Research TU/e / Graduation TU/e), Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, 2014. doi: 10.6100/IR772730.
- [57] L. M. Augustin, R. Hanfoug, J. J. G. M. van der Tol, W. J. M. de Laat, and M. K. Smit, “A Compact Integrated Polarization Splitter/Converter in InGaAsP–InP,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 17, pp. 1286–1288, Sep. 2007, doi: 10.1109/LPT.2007.902277.
- [58] F. Heismann, “Analysis of a reset-free polarization controller for fast automatic polarization stabilization in fiber-optic transmission systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, no. 4, pp. 690–699, Apr. 1994, doi: 10.1109/50.285366.
- [59] L. M. Augustin, “Polarization handling in photonic integrated circuits,” Phd Thesis 1 (Research TU/e / Graduation TU/e), Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, 2008. doi: 10.6100/IR634815.
- [60] L. M. Augustin *et al.*, “InP-Based Generic Foundry Platform for Photonic Integrated Circuits,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 1–10, Jan. 2018, doi: 10.1109/JSTQE.2017.2720967.
- [61] “Characterization and optimization of photodetectors in generic integration platform,” *Eindhoven University of Technology research portal*. <https://research.tue.nl/en/studentTheses/characterization-and-optimization-of-photodetectors-in-generic-in> (accessed Jan. 13, 2022).
- [62] S. Latkowski *et al.*, “Novel Widely Tunable Monolithically Integrated Laser Source,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 7, no. 6, pp. 1–9, Dec. 2015, doi: 10.1109/JPHOT.2015.2493722.
- [63] S. Andreou, K. A. Williams, and E. A. J. M. Bente, “Frequency Stabilization of an InP-Based Integrated Diode Laser Deploying Electro-Optic Tuning,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 31, no. 24, pp. 1983–1986, Dec. 2019, doi: 10.1109/LPT.2019.2952243.
- [64] J. Gordon and H. Kogelnik, “PMD fundamentals: polarization mode dispersion in optical fibers,” *Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America*, 2000, doi: 10.1073/PNAS.97.9.4541.
- [65] C. Poole and R. E. Wagner, “Phenomenological approach to polarisation dispersion in long single-mode fibres,” 1986, doi: 10.1049/EL:19860703.
- [66] C. Francia, F. Bruyere, D. Penninckx, and M. Chbat, “PMD second-order effects on pulse propagation in single-mode optical fibers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 10, no. 12, pp. 1739–1741, Sep. 1998, doi: 10.1109/68.730487.
- [67] L. E. Nelson, R. M. Jopson, H. Kogelnik, and G. J. Foschini, “Measurement of depolarization and scaling associated with second-order polarization mode dispersion in optical fibers,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 12, pp. 1614–1616, Sep. 1999, doi: 10.1109/68.806864.
- [68] “Poincare Sphere Plot of Polarimetry Stokes Vectors.” <https://uk.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/10979-poincare-sphere-plot-of-polarimetry-stokes-vectors> (accessed Feb. 04, 2022).
- [69] J. C. Maxwell, *A treatise on electricity and magnetism*. Oxford: Clarendon Press, 1873.
- [70] E. Collett, *Field Guide to Polarization*. 1000 20th Street, Bellingham, WA 98227-0010 USA: SPIE, 2005. doi: 10.1117/3.626141.