



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

**Σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης για Οπτικές
Τηλεπικοινωνίες σε Οπτικά Δίκτυα Κορμού και Πρόσβασης
Νέας Γενιάς**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Ιωάννης Σ. Λαζάρου



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

Σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης για Οπτικές Τηλεπικοινωνίες σε Οπτικά Δίκτυα Κορμού και Πρόσβασης Νέας Γενιάς

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Ιωάννης Σ. Λαζάρου

Συμβουλευτική Επιτροπή : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Νικόλαος Ουζούνογλου
Νικόλαος Πλέρος

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την Ιουνίου 2015.

.....
Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Νικόλαος Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Νικόλαος Πλέρος
Επίκουρος Καθηγητής Α.Π.Θ

.....
Κωνσταντίνος Δέρβος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Αμαλία Μήλιου
Επίκουρη Καθηγήτρια Α.Π.Θ

.....
Κωνσταντίνος Γιαννόπουλος
Λέκτορας Παν/μίου Πελοποννήσου

Αθήνα, Ιούνιος 2015

.....
Ιωάννης Σ. Λαζάρου

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

Copyright © Ιωάννης Σ. Λαζάρου, 2015.

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

Η σημερινή κοινωνία της πληροφορίας βασίζεται όλο και περισσότερο σε σύγχρονες τηλεπικοινωνιακές λύσεις για να ικανοποιήσει τις ανάγκες διαφόρων πτυχών της καθημερινότητας, χρησιμοποιώντας κατά κόρον ευρυζωνικές εφαρμογές όπως η γρήγορη πρόσβαση στο διαδίκτυο, οι κινητές υπηρεσίες φωνής και δεδομένων, η κατανεμημένη επεξεργασία δεδομένων, οι υπηρεσίες απομακρυσμένης αποθήκευσης, δεδομένων, το cloud – computing, κτλ. Μέχρι σήμερα οι απαιτήσεις των εφαρμογών αυτών για όλο και περισσότερη χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης των δικτύων, ικανοποιούνται σε ένα μεγάλο βαθμό από οπτικά δίκτυα προηγούμενης γενιάς, τα οποία βασίζονται στην τεχνική πολυπλεξίας ως προς το μήκος κύματος WDM χρησιμοποιώντας διαμορφωμένα κανάλια δυαδικών σχημάτων διαμόρφωσης και σε ρυθμούς μετάδοσης έως 40 Gb/s ανά κανάλι. Παρόλο που οι συμβατικές αυτές μέθοδοι είχαν κυριαρχήσει τα προηγούμενα χρόνια στο σχεδιασμό των οπτικών δικτύων μετάδοσης, η αλήθεια είναι ότι τα επόμενα χρόνια δεν θα είναι σε θέση να ανταπεξέρθουν στην συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση εύρους ζώνης για τις καινούριες υπηρεσίες ευρυζωνικότητας της σύγχρονης εποχής. Πρόσφατες προβλέψεις για την ευρυζωνική διασυνδεσιμότητα αναφέρουν ότι το 2014 ο συνολικός αριθμός των διασυνδεδεμένων συσκευών στο διαδίκτυο ξεπέρασε και επίσημα τον παγκόσμιο πληθυσμό της γης και μέχρι το 2016 ο παγκόσμια IP κίνηση δεδομένων θα αυξηθεί με έναν ετήσιο ρυθμό κατά 29%, αγγίζοντας τα επόμενα 3 χρόνια τα 1.3 Zettabyte/ χρόνο.

Ευτυχώς, μέσα στη πρώτη δεκαετία του 21 αιώνα η κατάσταση στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα άρχισε να αλλάζει σημαντικά. Έως τώρα, η μεγάλη ανάπτυξη που σημειώθηκε στην τεχνολογία των υψίρρυθμων οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων δεν χρησιμοποιείται αποκλειστικά στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης των διαμορφωμένων καναλιών, αλλά παρέχει και μεγάλο επικουρικό ρόλο στην ανάπτυξη πιο εξελιγμένων κυκλωμάτων για τους πομποδέκτες των δικτύων. Η σύγχρονη τάση που αρχίζει να ενσωματώνεται και να αφομοιώνεται σταδιακά στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα είναι αυτή της τεχνολογίας των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης για την κωδικοποίηση των δεδομένων σε συνδυασμό με τελευταίας-τεχνολογίας τεχνικών σύμφωνης φώρασης με αλγορίθμους ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος στο δέκτη. Η κατάσταση αυτή δεν είναι ορατή μόνο στις σύγχρονες τάσεις της βιομηχανίας των τηλεπικοινωνιών με την επίδειξη σύγχρονων πομποδεκτών των 100 Gb/s ανά οπτικό κανάλι για τις εφαρμογές των δικτύων κορμού, αλλά και στην ερευνητική δραστηριότητα για τα μελλοντικά οπτικά δίκτυα πρόσβασης όπου διαφορετικές τεχνικές για την οπτική διαμόρφωση με σχήματα ανώτερης τάξης αρχίζουν να εμφανίζονται στο προσκήνιο. Μέσα σε αυτά τα πλαίσια και ακολουθώντας τις σύγχρονες αυτές τάσεις, η παρούσα διδακτορική διατριβή στοχεύει στην διερεύνηση πιθανών τρόπων για την αύξηση: της χωρητικότητας των οπτικών δικτύων μετάδοσης, της φασματικής αποδοτικότητας των διαμορφωμένων καναλιών, του συνολικού ρυθμού μετάδοσης και της συνολικής απόστασης μετάδοσης των διαμορφωμένων καναλιών, μέσω της τεχνολογίας των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης τόσο στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού όσο και στα δίκτυα πρόσβασης νέας γενιάς.

Εναρμονιζόμενο και με τα τελευταία πρότυπα για τη μετάδοση 100 Gb/s ανά κανάλι στα σύγχρονα οπτικά WDM δίκτυα κορμού, το πρώτο μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής εστιάζει στη μελέτη των σχημάτων διαμόρφωσης 28 και 32 Gbaud QPSK με η χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση [Polarization Multiplexing – (PM)] σε πειράματα μετάδοσης για οπτικά δίκτυα κορμού τύπου Brownfield ή Greenfield. Η μελέτη αυτή περιλαμβάνει το σχεδιασμό, την ανάπτυξη και την υλοποίηση πειραμάτων μετάδοσης μεγάλων χιλιομετρικών αποστάσεων, είτε μέσω προσομοιώσεων είτε μέσω εργαστηριακών πειραμάτων επίδειξης στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (Ε.Φ.Ε) του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου. Επιπλέον, στοχεύοντας σε μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης και δεδομένου ότι οι ρυθμοί των 400 Gb/s και 1 Tb/s θα ακολουθήσουν σύντομα στα μελλοντικά οπτικά δίκτυα κορμού, η διατριβή διερευνά τα σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM, 32-QAM και 64-QAM ως πιθανές υποψήφιες τεχνολογίες καλύπτοντας τα στάδια διαμόρφωσης, της μετάδοσης και της σύμφωνης λήψης τους με

πρωτότυπους DSP αλγόριθμους στο δέκτη. Τέλος, η καταλληλότητα της τεχνολογίας των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης γενιάς για χρήση στα οπτικά WDM δίκτυα κορμού μεγάλων αποστάσεων, επαληθεύεται μέσω μιας πειραματικής WDM μετάδοσης σε δοκιμή πεδίου του εθνικού Ιταλικού παρόχου τηλεπικοινωνιών. Η δοκιμή πεδίου περιλάμβανε την αξιολόγηση ενός WDM καναλιού με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 422 Gb/s σε φασματικό πλέγμα των 50 GHz, διαμορφώνοντας οπτικά κανάλια με σχήματα διαμόρφωσης 28-32 Gbaud (112 Gb/s) DP-QPSK, 43 Gb/s SP-DPSK και 10 Gbaud (40 Gb/s) 16-QAM.

Το δεύτερο μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής διερευνά την ενσωμάτωση των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης, στοχεύοντας στην επίλυση του ανασχετικού παράγοντα του διαθέσιμου εύρους ζώνης των τωρινών παθητικών οπτικών δικτύων πρόσβασης PONs με την αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας των διαμορφωμένων καναλιών και του αριθμού των εξυπηρετούμενων τελικών χρηστών. Ειδικότερα, η παρούσα διατριβή παρουσιάζει πρωτότυπα οπτο-ηλεκτρονικά κυκλώματα μη συμβολομετρικών πομποδεκτών τα οποία σχεδιάστηκαν, αναπτύχθηκαν και αξιολογήθηκαν σε εργαστηριακά πειράματα μετάδοσης στο Ε.Φ.Ε, επιδεικνύοντας μεγάλη φασματική αποδοτικότητα με χαμηλό κόστος και πολυπλοκότητα. Οι συγκεκριμένες προτάσεις είναι ικανές να διαχειριστούν οπτικά διαμορφωμένα κανάλια πέραν των 20 Gb/s με το σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM, είτε πιο εξελιγμένα σχήματα διαμόρφωσης όπως QPSK, 8-QAM, 12-QAM και 16-QAM σε συνδυασμό με τεχνικές σύμφωνης φώρασης και DSP στο δέκτη. Τα κυκλώματα των πομποδεκτών που παρουσιάζονται βασίζονται στους μη συμβολομετρικούς διαμορφωτές των ημιαγωγικών οπτικών ενισχυτών [(Semiconductor-Optical Amplifiers - (SOA)], ως διαμορφωτές της φάσης ή της έντασης του οπτικού πεδίου, και στους διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης [Electro-Absorption Modulators] ως διαμορφωτές της έντασης του πεδίου, επιδεικνύοντας χαμηλή πολυπλοκότητα, δυνατότητα ολοκλήρωσης σε ένα φωτονικό ολοκληρωμένο πλινθίο και δυνατότητα ενσωμάτωσης ως κυκλώματα πομποδεκτών στα οπτικά τερματικά του δικτύου στα νέας γενιάς οπτικά δίκτυα PONs.

Λέξεις Κλειδιά

Οπτική Διαμόρφωση, Σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης, Σύμφωνη Φώραση, Οπτικά Δίκτυα Κορμού, Οπτικά Δίκτυα Πρόσβασης, Παθητικά Οπτικά δίκτυα (PONs), Τετραφασική Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης (QPSK), Τετραγωνισμένη Διαμόρφωση Πλάτους (QAM), Πολυπλεξία ως προς την Πόλωση (PolMux), Τετραδική Διαμόρφωση Πλάτους (4-PAM), Ημιαγωγικός Οπτικός Ενισχυτής (SOA), Διαμορφωτής Ηλεκτροαπορρόφησης (EAM), Διαμορφωτής Ορθογωνιότητας Mach Zehnder (IQ MZM).

Abstract

Today's information society relies to an unprecedented extent on broadband communication solutions, with applications such as high-speed Internet access, mobile voice and data services, multimedia broadcast systems, and high-capacity data networking for grid computing and remote storage. Up to now, the demands on data-bandwidth and global IP-traffic handling induced by these applications were adequately addressed by legacy optical networks, exploiting WDM techniques with line rates up to 40 Gb/s per-channel and simple light-encoding schemes based on binary optical modulation. However, even though these traditional light-encoding schemes have dominated in these networks so far, the truth is that soon they will be unable to cope with the complexity and ultra-fast bitrates that the new Zettabyte Era imposes. Recent forecasts on broadband connectivity have reported that in 2014 the total amount of networked devices have officially surpassed the number of people on Earth and by the end of 2016 global IP traffic will experience a Compound Annual Growth Rate of about 29% in the next 3 years, reaching 1.3 zettabytes/year.

Fortunately, at the turn of the millennium, this situation started to change significantly. Today, advances in high-speed electronics and optoelectronics are not only used to further push per-channel data rates, but also to increase the sophistication of transponder hardware. Advanced optical modulation formats and sophisticated digital signal processing (DSP) techniques on network transceivers, together with/without coherent reception are currently gaining momentum. This situation is evident not only in industry, with the demonstration of state-of-the-art 100 Gb/s network transponders for core network applications, but also in research where sophisticated modulation formats start to penetrate in optical access scenarios. Following the trend in academia and industry, the scope of my PhD dissertation targets on solving the potential capacity crunch on current and next-generation long haul and access networks by exploring techniques to increase the achievable data rates, spectral efficiency and their overall transmission reach.

Coping with the current standards on 100 Gb/s DWDM applications for long haul networks, the first part of my PhD Thesis, focuses on the study of 28 and 32 Gbaud QPSK modulation formats with and without Polarization Multiplexing (PM) over Brownfield and Greenfield optical networks. This study involves the design, development and the implementation of long-reach transmission experiments in combination with direct or coherent detection and DSP at the receiver side, both with simulations and actual laboratory experiments held in PCRL premises at National Technical University of Athens. Additionally, aiming to higher spectral efficiencies and foreseeing that the forthcoming 400 Gb/s Ethernet applications will follow soon, a special investigation on optical 16-QAM, 32-QAM and 64-QAM signal modulation is reported thoroughly, covering the stages of their generation, transmission and demodulation with novel DSP algorithms in a standard coherent detection receiver. Finally, the study on the suitability of the advanced modulation formats in ultra-high long-haul networks is verified with the successful demonstration of a WDM field-trial transmission experiment in a preinstalled optical fiber network of the national operator of Italy- Telecom Italia. The trial involved the transmission and the evaluation of a 422 Gb/s WDM channel with mixed modulation formats over a 50 GHz grid in realistic network conditions. The optical modulation formats used were 28 Gbaud PM QPSK (112 Gb/s), 43 Gb/s PSK and 10 Gbaud (40 Gb/s) 16-QAM.

The second part of my PhD dissertation focuses on the introduction of novel advanced modulation format techniques in the so called "last mile" of the optical network, aiming to address current bandwidth bottleneck offering enhanced bit-rates and high spectral efficiencies to the end-user. More specifically, the PhD thesis reports on the design, development and experimental demonstrations in PCRL premises of novel, low cost and low complexity transceiver scenarios for next generation and future access for Passive

Optical Network (PON) architectures. These designs are able to handle optical traffic beyond 20 Gb/s either with 4-PAM or more sophisticated constellation diagrams such as: QPSK, 8-, 12- and 16-QAM with coherent detection and DSP. Advancing current-state-of-the art in optical transceivers for future access found in literature, the generation and detection of these advanced modulation formats is implemented with a combination of low-cost, low power-consumption and low-complexity optical modulators, based on Semiconductor Optical Amplifiers (SOAs) and Electroabsorption Modulators (EAMs), together with novel DSP signal-demodulation techniques on the transmitter and receiver side, respectively.

Keywords

Optical Modulation, Advanced Modulation formats, Coherent Detection, Long-Haul Networks, Optical Access, Passive Optical Networks (PONs), Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), Quadrature Amplitude Modulation (QAM), Polarization Multiplexing (PolMux), Quaternary Pulsed Amplitude Modulation (4-PAM), Semiconductor Optical Amplifier (SOA), Electro-Absorption Modulator (EAM), Quadrature Mach-Zehnder Modulator (IQ MZM).

Πίνακας Περιεχομένων

Περίληψη	1
Abstract.....	3
Πίνακας Περιεχομένων	6
Κατάλογος Εικόνων	11
Κατάλογος Πινάκων.....	19
Πίνακας Συντμήσεων	20
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	26
Εισαγωγή: Τεχνολογία Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης για Οπτική Μετάδοση Πληροφορίας	26
1.1 Επιτεύγματα και Προκλήσεις της Τεχνολογίας των Οπτικών Τηλεπικοινωνιών.....	26
1.2 Εξέλιξη της Τεχνολογίας Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης	28
1.3 Εξέλιξη της Τεχνολογίας Σύμφωνης Φώρασης στο Δέκτη.....	30
1.4 Κίνητρο και Δομή της Διατριβής.....	31
Αναφορές Κεφαλαίου 1.....	35
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	37
Σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης για Οπτικά Δίκτυα Κορμού.....	37
2.1 Εισαγωγή.....	37
2.2 Βασικές Έννοιες Οπτικής Διαμόρφωσης σε Οπτικό Φέρον	38
2.3 Διαγράμματα Αστερισμού (Constellation Diagrams)	40
2.4 Οπτικός διαμορφωτής τύπου Mach-Zehnder (MZM)	42
2.4.1 Αρχή λειτουργίας του MZM	42
2.4.3 Γενικό Μοντέλο Περιγραφής του διαμορφωτή MZM	44
2.4.4 Διαμόρφωση Φάσης με τον MZM διαμορφωτή.....	48
2.5 Διαφορική (Differential) διαμόρφωση PSK (DPSK)	50
2.5.1 Βασικές έννοιες στη διαμόρφωση κατά φάση	50
2.5.1 Σύμφωνη λήψη των PSK σημάτων.....	51
2.6 Κίνητρα για επέκταση της οπτικής Διαμόρφωσης σε Σχήματα Ανώτερης Τάξης.....	53
2.7 Οπτικός Συμβολομετρικός Διαμορφωτής IQ για Δημιουργία Σχημάτων Ανώτερης Τάξης QPSK & Τετραγωνικών Σχηματισμών QAM	55
2.8 Σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης φάσης	59
Αναφορές Κεφαλαίου 2.....	64

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	66
Προσομοίωση Αρχιτεκτονικής Οπτικού Δικτύου Μετάδοσης Κορμού τύπου Brownfield	66
3.1 Εισαγωγή.....	66
3.2 Περιγραφή της Αρχιτεκτονικής του Οπτικού δικτύου μετάδοσης	67
3.2.1 Αρχιτεκτονική Πολυβαθμιαίου (Multi-degree) κόμβου με αναισθησία στο μήκος κύματος (colorless) και στην κατεύθυνση διάδοσης (directionless)	67
3.3 Περιγραφή των Δομικών στοιχείων του Οπτικού Δικτύου Προσομοίωσης τύπου Brownfield	69
3.3.1 Περιγραφή Μοντέλων Προσομοίωσης για τα Δομικά στοιχεία των Οπτικών Κόμβων του Δικτύου.....	69
3.3.2 Πρότυπα Μοντέλα Προσομοίωσης Οπτικών Πομποδεκτών τύπου RZ-OOK και RZ-DQPSK ενός οπτικού φέροντος	72
3.3.3 Μοντέλο πομπού για διαμόρφωση 40 Gb/s RZ-OOK οπτικού σήματος.....	72
3.3.4 Μοντέλο πομπού για διαμόρφωση 20 Gbaud (40 Gb/s) RZ DQPSK οπτικού σήματος	73
3.3.5 Μοντέλα δέκτη για λήψη OOK και DQPSK σημάτων με άμεση φώραση (Direct Detection) και παραμετροποίηση της οπτικής ζεύξης.....	73
3.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μετάδοσης 40 Gb/s RZ-OOK & RZ-DQPSK σημάτων διαμορφωμένα από Πρότυπα μοντέλα Πομποδεκτών	75
3.4.1 Μετάδοση 40 Gb/s RZ-OOK με άμεση φώραση.....	75
3.4.2 Μετάδοση 40 Gb/s (20 Gbaud) RZ-DQPSK με άμεση και ισοσταθμισμένη φώραση	77
3.5 Μοντέλα Προσομοίωσης Μη Ιδανικών Οπτικών Πομποδεκτών σχημάτων διαμόρφωσης 28 Gbaud QPSK ενός φέροντος με ή χωρίς πολυπλεξία πόλωσης.....	79
3.5.1 Προσομοίωση Μετάδοσης 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK σημάτων από μη ιδανικούς πομποδέκτες με άμεση & σύμφωνη φώραση στο δέκτη.....	80
3.5.2 Προσομοίωση Μετάδοσης 112 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK σήματος με πολυπλεξία ως προς την πόλωση (DP) από μη ιδανικούς πομποδέκτες & σύμφωνη φώραση στο δέκτη	82
3.6 Μοντέλα Προσομοίωσης Οπτικών Πομποδεκτών σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης Dual Polarization (DP)- QAM ενός οπτικού φέροντος	96
3.6.1 Προσομοίωση Μετάδοσης DP 16-QAM και DP 64-QAM οπτικών σημάτων με σύμφωνη Ομόδυνη (homodyne) φώραση στο δέκτη.....	97
3.6.2 Προσομοίωση Μετάδοσης DP 16-QAM και DP 32-QAM οπτικών σημάτων με σύμφωνη Ετερόδυνη (Intradyme) φώραση και DSP στο δέκτη	102
3.7 Υλοποίηση Offline DSP Αλγορίθμων για Αποδιαμόρφωση και Ανάκτηση των Δεδομένων σε Σύμφωνο Δέκτη	109
3.8 Σύνοψη & Συμπεράσματα Κεφαλαίου 3	112
Αναφορές Κεφαλαίου 3.....	116
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	119
Πειραματική Διάταξη Επαναληπτικού Βρόχου Εξομοίωσης Οπτικών Δικτύων Κορμού	119
4.1 Εισαγωγή.....	119

4.2 Σχεδιασμός Διάταξης Επαναληπτικού Βρόχου τύπου Brownfield.....	120
4.2.1 Περιγραφή Λειτουργίας Πειραματικής Διάταξης Εξομοίωσης για Brownfield δίκτυο.....	122
4.2.2 Σχεδιαστικές Παράμετροι Υλοποίησης Πειραματικής διάταξης Brownfield Βρόχου	124
4.2.3 Μεθοδολογία Ρύθμισης Ηλεκτρικών Σημάτων Οδήγησης AOMs	125
4.3 Πείραμα WDM Μετάδοσης σε Επαναληπτικό Βρόχο τύπου Brownfield με σύμφωνη φώρασης και off-line DSP στο δέκτη για QPSK σχήμα διαμόρφωσης.....	127
4.4 Σχεδιασμός Διάταξης Επαναληπτικού Βρόχου τύπου Greenfield	132
4.4.1 Πειραματική Διάταξη Πομπού για Διαμόρφωση σημάτων Ανώτερης Τάξης με πολυπλεξία ως προς την πόλωση (PolMux)	135
4.4.2 Πειραματική Διάταξη Σύμφωνου Δέκτη με Διαφοροποίηση Πόλωσης για σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης.....	138
4.4.3 Πειραματικά Αποτελέσματα Μετάδοσης 10 Gbaud QPSK σήματος ενός Οπτικού φέροντος στον Επαναληπτικό Greenfield βρόχο	139
4.4.4 Πειραματική Αξιολόγηση 22 Gbaud (44 Gb/s) SP QPSK ενός Οπτικού Φέροντος διαμορφωμένου με GaAs IQ διαμορφωτή & Μετάδοση σε Επαναληπτικό Greenfield βρόχο	143
4.5 Σύνοψη & Συμπεράσματα Κεφαλαίου 4	149
Αναφορές Κεφαλαίου 4.....	150
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	152
Πειράματα Μετάδοσης σε Πραγματικές Δικτυακές Συνθήκες μέσω Δοκιμής Πεδίου	152
5.1 Εισαγωγή.....	152
5.2 Διαμόρφωση - Αξιολόγηση 28 Gbaud (112 Gb/s), 32 Gb/s (128Gb/s) DP - QPSK & 10 Gbaud (80 Gb/s) DP 16-QAM καναλιού με GaAs IQ διαμορφωτή	153
5.2.1 Πειραματικά Αποτελέσματα B2B μετρήσεων για 28 και 32 Gbaud DP- QPSK	155
5.2.2 Πειραματικά Αποτελέσματα B2B μετρήσεων για 10 Gbaud DP 16-QAM	158
5.3 WDM Μετάδοση Συνολικού Ρυθμού Μετάδοσης 422-426 Gb/s σε Δοκιμή Πεδίου Greenfield δικτύου μήκους 560 km με 50 GHz φασματικό πλέγμα.....	159
5.3.1 Περιγραφή του δικτύου μετάδοσης.....	160
5.3.2 Περιγραφή & Αποτελέσματα Πειράματος Δοκιμής Πεδίου	164
5.4 Σύνοψη & Συμπεράσματα Κεφαλαίου 5	170
Αναφορές Κεφαλαίου 5.....	172
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6	174
Ενσωμάτωση Οπτικών Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης σε Παθητικά Δίκτυα Πρόσβασης WDM-PONs Νέας Γενιάς	174
6.1 Fiber-to-the-Home (FTTH) Αρχιτεκτονικές	174
6.1.1 Οπτικά δίκτυα PtP	176
6.1.2 Οπτικά δίκτυα τύπου AON	176
6.1.3 Οπτικά δίκτυα τύπου TDM-PON.....	177

6.1.4 Οπτικά δίκτυα τύπου WDM-PON	178
6.1.5 Οπτικά δίκτυα τύπου OCDMA-PON.....	179
6.1.6 Οπτικά δίκτυα τύπου OFDM-PON	179
6.1.7 Υβριδικές αρχιτεκτονικές PON.....	180
6.2 Απαιτήσεις για τα Επόμενης Γενιάς Δίκτυα Πρόσβασης PON & Προτεινόμενες Λύσεις και Τεχνολογίες	180
6.3 Αμφίδρομη (Full-Duplex) Μετάδοση με Σχήμα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης 4-PAM για αναβάθμιση της συνολικής χωρητικότητας σε Loop-Back WDM- PONs.....	185
6.3.1 Εισαγωγή.....	185
6.3.2 Περιγραφή της Τεχνικής Επαναχρησιμοποίησης Μήκους Κύματος & Αρχή Λειτουργίας της Προτεινόμενης ONU.....	187
6.3.3 Πειραματική διάταξη για αμφίδρομη ζεύξη σε WDM περιβάλλον ζεύξης 26 km και δομή της υλοποιούμενης ONU για επαλήθευση του προτεινόμενου σεναρίου.....	189
6.3.4 Πειραματικά Αποτελέσματα Μετάδοσης & Συμπεράσματα.....	192
6.4 Σχήμα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης 4-PAM για οπτικά δίκτυα πρόσβασης WDM-PON με σύμφωνη ετερόδουνη λήψη	195
6.4.1 Εισαγωγή.....	195
6.4.2 Σενάριο Ετερόδουνου Σύμφωνου ψηφιακού δέκτη για δίκτυα πρόσβασης τύπου PON.....	196
6.4.3 Πειραματική διάταξη και αξιολόγηση 20 Gb/s 4-PAM καναλιού σε μετάδοση 100 km με ετερόδουνη λήψη και DSP στο δέκτη.....	197
6.5 Πρωτότυπος Οπτικός Διαμορφωτής EAM/SOA για Μετάδοση Σχημάτων Διαμόρφωσης έως 8-QAM για Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα Πρόσβασης WDM PONs.....	200
6.5.1 Εισαγωγή.....	200
6.5.2 Αρχή λειτουργίας του EAM/SOA οπτικού διαμορφωτή	201
6.5.3 Πειραματική αξιολόγηση του EAM/SOA QAM-διαμορφωτή σε σενάριο μετάδοσης WDM-PON 100 km με σύμφωνη φώραση στο δέκτη	203
6.6 12-QAM & 16-QAM σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης για σύμφωνα οπτικά δίκτυα WDM-PONs με χρήση οπτικού διαμορφωτή SOA/EAM	208
6.6.1 Εισαγωγή.....	208
6.6.2 Αρχή λειτουργίας του διαμορφωτή SOA/EAM για διαμόρφωση σημάτων κατά QAM.....	210
6.6.3 Αξιολόγηση του SOA/EAM διαμορφωτή σε πείραμα μετάδοσης 25 km με σχήματα διαμόρφωσης 12-QAM και 16-QAM	213
6.6.4 DSP αλγόριθμοι για την αποδιαμόρφωση των 12-QAM και 16-QAM με σύμφωνη λήψη	215
6.6.5 Πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης σε 25 km 12- και 16-QAM καναλιού με οπτικό διαμορφωτή SOA/EAM	218
6.7 Σύνοψη Κεφαλαίου 6 & Συμπεράσματα	221
Αναφορές Κεφαλαίου 6.....	224

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	230
Σύνοψη Διατριβής και Προτάσεις για Περεταίρω Έρευνα	230
7.1 Εισαγωγή.....	230
7.2 Τεχνολογία Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης στα Σύγχρονα Οπτικά Δίκτυα Κορμού.....	230
7.3 Προτάσεις για Περεταίρω Έρευνα για τα Οπτικά Δίκτυα Κορμού.....	234
7.4 Τεχνολογία Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης στα Νέας Γενιάς Οπτικά Δίκτυα Πρόσβασης & Προτάσεις για Περεταίρω Έρευνα.....	240
Αναφορές Κεφαλαίου 7.....	243
Παράρτημα	246
Δημοσιεύσεις σε Έγκριτα Περιοδικά και Συνέδρια με κρίση	246

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1. 1 : Εξέλιξη του γινομένου χωρητικότητας-απόστασης/κόστος, μέσω καινοτόμων τεχνολογιών στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα, βάσει της [1.1].	27
Εικόνα 1. 2: Πιθανό σενάριο υλοποίησης ενός μελλοντικού οπτικού δικτύου. LAN: local area Network, WLAN: Wireless LAN, UMTS: Universal Mobile Telecommunication System.	28
Εικόνα 2. 1: Γραφική αναπαράσταση διαγραμμάτων αστερισμού με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και διαφορετικές μεθοδολογίες παραγωγής τους. Οι κόκκινες τελείες αντιπροσωπεύουν τις καταστάσεις διαμόρφωσης ενώ οι μπλε γραμμές αναπαριστούν την τροχιά των μεταβάσεων που ακολουθεί το ηλεκτρικό πεδίο του οπτικού φέροντος ανάμεσα στις καταστάσεις διαμόρφωσης.	41
Εικόνα 2. 2 : Αρχή λειτουργίας του MZM ως συμβολικός διαμορφωτής πλάτους. (a) Σχηματική αναπαράσταση ενός MZM με διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης του ηλεκτρο-οπτικού υλικού σε έναν από τους βραχίονες του (Single Drive MZM) με εφαρμογή χρονομεταβαλλόμενης τάσης, (b) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος εξόδου του MZM με τυπική οδήγησή του από NRZ ηλεκτρικής παλμοσειράς διαμόρφωσης με πλάτος τάσης V_{π} .	43
Εικόνα 2. 3: Τυπική δομή ενός ολοκληρωμένου οπτικού διαμορφωτή MZM τύπου Dual Drive (πηγή Sumitomo Osaka Cement Co., Ltd).	45
Εικόνα 2. 4 : Σχηματική αναπαράσταση των biasing points και της χρονομεταβαλλόμενης τάσης οδήγησης σε έναν MZM για την παραγωγή OOK διαμόρφωσης.	48
Εικόνα 2. 5: Βασική αρχή διαμόρφωσης κατά BPSK, χρησιμοποιώντας ένα MZM διαμορφωτή.	49
Εικόνα 2. 6: Αναπαράσταση της διαδικασίας λήψης ενός PSK σήματος με άμεση φώραση με τη χρήση μόνο ενός φωτοδέκτη.	51
Εικόνα 2. 7: Βασικό σχεδιάγραμμα ενός σύμφωνου ετερόδυνου δέκτη με ισοσταθμισμένη φώραση (αριστερά). Αρχή λειτουργίας της ετερόδυνης φώρασης (a) Συχνοτική τοποθέτηση του οπτικού φέροντος του τοπικού ταλαντωτή σε σχέση με το οπτικό φέρον και (b) ενδιάμεση συχνότητα ω_{IF} στο μικροκυματικό πεδίο μετά τη μίξη τους.	52
Εικόνα 2. 8: Αφαιρετικό σχεδιάγραμμα της δομής ενός IQ διαμορφωτή, οδηγούμενος από δύο ηλεκτρικές παλμοσειρές $u_i(t)$ & $u_o(t)$, (αριστερά). Η επιτρεπτή επιφάνεια των καταστάσεων μετάβασης που καλύπτονται από τον IQ διαμορφωτή φαίνονται στο μιγαδικό επίπεδο (I,Q) (δεξιά).	56
Εικόνα 2. 9: Βασική αρχή δημιουργίας ενός οπτικού QSPK σήματος με τη χρήση ενός IQ διαμορφωτή, αναπαριστώντας τα δυαδικά ηλεκτρικά σχήματα οδήγησης, τα στάδια της διαμόρφωσης με τη μορφή διαγραμμάτων αστερισμού και την εξέλιξη της φάσης του τελικού διαμορφωμένου σήματος συναρτήσει την οπτικής ισχύος εξόδου του.	57
Εικόνα 2. 10: Βασική αρχή λειτουργίας σήματος 16-QAM με τη χρήση ενός IQ διαμορφωτή. Τα ηλεκτρικά 4-PAM σήματα στο παράδειγμα αυτό δημιουργούνται με το συνδυασμό δύο δυαδικών ακολουθιών άνισου πλάτους και οδηγούν ξεχωριστά τον κάθε MZM. Επιπλέον αποτυπώνεται τόσο το διάγραμμα οφθαλμού του 16-QAM σχήματος όσο και το διάγραμμα αστερισμού του.	58
Εικόνα 2. 11: Οπτική διάταξη πομπού και δέκτη για διαμόρφωση και αποκωδικοποίηση ενός διαφορικού διαμορφωμένου PSK σήματος (DSPK).	59
Εικόνα 2. 12: Οπτική διάταξη ενός DQPSK (Differential encoded QPSK) πομπού και ενός διαφορικού δέκτη με άμεση συμβολομετρική φώραση.	59
Εικόνα 2. 13: Σχεδιάγραμμα βασικής δομής ενός σύμφωνου δέκτη με διαχωρισμό φάσης βασιζόμενη στην διάταξη ενός οπτικού 90° υβριδίου.	61
Εικόνα 2. 14: Σχεδιάγραμμα βασικής δομής ενός σύμφωνου δέκτη με διαφοροποίηση φάσης και διαχωρισμό των πολωτικών συνιστωσών του σήματος βασιζόμενη στην διάταξη ενός οπτικού $2 \times 90^\circ$ υβριδίων και ενός διαχωριστή πόλωσης (Polarization Beam Splitter – (PBS).	63

Εικόνα 3. 1: Αφαιρετική αρχιτεκτονική οπτικού WDM δικτύου κορμού τύπου Brownfield, βασιζόμενο σε διαδοχικά spans SMF 80 km και κόμβων ενίσχυσης με αντιστάθμιση της διασποράς, και σε multi-degree κόμβους για routing & switching των οπτικών καναλιών βάσει του μήκους κύματός τους.	67
Εικόνα 3. 2: Βασική αρχιτεκτονική απλού κόμβου ενίσχυσης (αριστερά) και multi-degree directionless & colorless κόμβου βασισμένος σε WSSs (δεξιά) για δρομολόγηση των οπτικών σημάτων ως προς το μήκος κύματος τους, που λήφθηκαν υπόψιν στα πειράματα προσομοίωσης.	68
Εικόνα 3. 3: Γραφική αναπαράσταση των δομικών μπλοκ που χρησιμοποιήθηκαν για τον σχεδιασμό της αρχιτεκτονικής του οπτικού δικτύου τύπου Brownfield σε όλα τα πειράματα προσομοίωσης, α) EDFA δύο σταδίων με αντιστάθμιση της διασποράς ανάμεσα στις ενισχυτικές του βαθμίδες β) Δομή πολύκυματικού πομπού, γ) δομή πολύκυματικού δέκτη ύστερα από πέρασμα των καναλιών από τον multi-degree κόμβο, δ) Δομή multi-degree κόμβου με ανακατεύθυνση (pass through module).....	70
Εικόνα 3. 4: Σχεδιάγραμμα δομικού στοιχείο ενισχυτή EDFA με ίνα αντιστάθμισης της διασποράς ανάμεσα στις ενισχυτικές του βαθμίδες, υλοποιημένο στη πλατφόρμα προσομοίωσης VPI.	71
Εικόνα 3. 5: Πρότυπο μοντέλο προσομοίωσης RZ-OOK πομπού.	72
Εικόνα 3. 6: Πρότυπο μοντέλο προσομοίωσης RZ-DQPSK πομπού.....	73
Εικόνα 3. 7: Πρότυπο μοντέλο προσομοίωσης OOK δέκτη.	74
Εικόνα 3. 8: Πρότυπο μοντέλο προσομοίωσης DQPSK δέκτη με άμεση φώραση	74
Εικόνα 3. 9: Διάταξη προσομοίωσης για μετάδοση 40 Gb/s RZ-OOK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου Brownfield.....	75
Εικόνα 3. 10: Εξέλιξη του OSNR για το 40 Gb/s RZ-OOK καναλιού κατά τη μετάδοσή του στα διαδοχικά spans του Brownfield δικτύου.....	76
Εικόνα 3. 11: Διαγράμματα οφθαλμού για το 40 Gb/s RZ-OOK καναλιού στην έξοδο του κάθε span.....	76
Εικόνα 3. 12: Καμπύλες BER για τη μετάδοση του 40 GB/s RZ-OOK καναλιού συναρτήσει της ισχύς εισόδου στο δέκτη και των συνολικών spans μετάδοσης.....	77
Εικόνα 3. 13: Διάταξη προσομοίωσης για μετάδοση 40 Gb/s (20 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου με άμεση φώραση στο δέκτη.	77
Εικόνα 3. 14: Εξέλιξη του OSNR για το 40 Gb/s (20Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού με άμεση φώραση στο δέκτη κατά τη μετάδοσή του στα διαδοχικά spans του Brownfield δικτύου.....	78
Εικόνα 3. 15: Διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του κάθε span για το 40 Gb/s (20 Gbaud) RZ-DQPSK σήματος ύστερα από άμεση φώραση.....	78
Εικόνα 3. 16: Καμπύλες BER για τη μετάδοση του 40 Gb/s (20 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού με άμεση φώραση συναρτήσει της ισχύς εισόδου στο δέκτη και των συνολικών spans μετάδοσης.	79
Εικόνα 3. 17 : Διάταξη προσομοίωσης για μετάδοση 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου με άμεση φώραση στο δέκτη.	80
Εικόνα 3. 18: Εξέλιξη του OSNR για το 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού κατά τη μετάδοσή του στα διαδοχικά spans του Brownfield δικτύου.	81
Εικόνα 3. 19: Διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του κάθε span για το 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK σήματος ύστερα από άμεση φώραση.....	81
Εικόνα 3. 20: Καμπύλες BER για τη μετάδοση του 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού με άμεση φώραση συναρτήσει της ισχύς εισόδου στο δέκτη και των συνολικών spans μετάδοσης.	82
Εικόνα 3. 21: Διάταξη προσομοίωσης για πομπό 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-DQPSK με πολυπλεξία ως στη πόλωση.....	82
Εικόνα 3. 22: Διάταξη σύμφωνου δέκτη δύο πολώσεων για τη λήψη του DP 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-DQPSK σήματος.	83
Εικόνα 3. 23: Διάταξη προσομοίωσης για μετάδοση 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-QPSK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου με σύμφωνη φώραση (coherent detection) στο δέκτη.	84
Εικόνα 3. 24: Εξέλιξη του OSNR για το 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-QPSK καναλιού με σύμφωνη φώραση στο δέκτη κατά τη μετάδοσή του στα διαδοχικά spans του Brownfield δικτύου.....	84

Εικόνα 3. 25: Διαγράμματα αστερισμού για το 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-QPSK κανάλι πριν και μετά από την ανάκτηση του οπτικού φέροντος (carrier recovery) και την αποπολυπλεξία των πολωτικών συνιστωσών στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης των δεδομένων στο δέκτη με DSP. Απεικονίζονται με τη σειρά οι περιπτώσεις B2B, μετάδοση σε 6 spans, μετάδοση σε 12 spans.	87
Εικόνα 3. 26: Εξάρτηση του BER από το linewidth της πηγής laser του τοπικού ταλαντωτή (LO), κατά την λήψη ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) DP-QPSK καναλιού έπειτα από μετάδοση του σε οπτικό δίκτυο Brownfield.....	89
Εικόνα 3. 27: Εξάρτηση του BER από τη σχετική ολίσθηση φάσης ανάμεσα στο οπτικό φέρον του LO και του σήματος δεδομένων στο σύμφωνο δέκτη, κατά την λήψη ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) DP-QPSK καναλιού έπειτα από μετάδοση του σε οπτικό δίκτυο Brownfield.	90
Εικόνα 3. 28: Απλουστευμένο παράδειγμα σύμφωνης φώρασης με τοπικό ταλαντωτή σε ένα 3 dB συζεύκτη ισχύος και ισοσταθμισμένη φώραση.	91
Εικόνα 3. 29: Εξάρτηση του BER από την ισχύ του τοπικού ταλαντωτή στο σύμφωνο δέκτη, κατά την λήψη ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) DP-QPSK καναλιού έπειτα από μετάδοση του σε οπτικό δίκτυο Brownfield.	92
Εικόνα 3. 30: Απόδοση του 112 Gb/s (28 Gbaud) DP QPSK καναλιού συναρτήσει με το OSNR του, (a-b) Εξέλιξη του OSNR με τιμή εκκίνησης από τον πομπό τα 40 dB (αριστερά) και 26 dB (δεξιά). Έπειτα από μερικά spans μετάδοσης με διαδοχικά περάσματα από EDFAs, το OSNR καταλήγει να κυμαίνεται στα ίδια επίπεδα και στις δύο περιπτώσεις, μειώνοντας τη διαφορά στα 2.5 dB μόνο μετά από μετάδοση σε 12 spans., (c-d) Αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού μετά από μετάδοση σε 12 spans, μόνο για μία πόλωση.	93
Εικόνα 3. 31: (a) Διάταξη προσομοίωσης για τη μετάδοση ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού Brownfield, (b) Δομή προσομοίωσης multi-degree κόμβου για τη περίπτωση ανακατεύθυνσης των καναλιών (σε αντιστοιχία με την εικόνα 3 (d)).	94
Εικόνα 3. 32: Διαγράμματα αστερισμού για το 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-QPSK καναλιού πριν και μετά από την ανάκτηση του οπτικού φέροντος (carrier recovery) και την αποπολυπλεξία των πολωτικών συνιστωσών στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης των δεδομένων στο δέκτη με DSP. Απεικονίζονται με τη σειρά οι περιπτώσεις B2B & μετάδοση σε 7 spans.	95
Εικόνα 3. 33: Διάταξη προσομοίωσης για τη μετάδοση οπτικών σημάτων με διαμόρφωση DP 16-QAM σε δίκτυο τύπου Brownfield, με σύμφωνη ομόδυνη φώραση στο δέκτη.	97
Εικόνα 3. 34: Σταδιακή εξέλιξη του OSNR του 14 και 16 Gbaud DP 16-QAM στο Brownfield δίκτυο με ομόδυνη σύμφωνη φώραση στο δέκτη.	98
Εικόνα 3. 35: Διαγράμματα οφθαλμού DP 16-QAM καναλιού με ομόδυνη φώραση: (a) 14 Gbaud B2B (span 0), (b) 14 Gbaud στην έξοδο του span 4, (c) 16 Gbaud B2B (span 0), (d) 16 Gbaud στην έξοδο του span 4.....	98
Εικόνα 3. 36: Καμπύλες BER υπολογισμένες με τη μετρητική του Q-factor για το 14 Gbaud (112 Gb/s) DP-16 QAM κανάλι για τις περιπτώσεις B2B (πάνω γράφημα) και στην έξοδο του span 4 (κάτω γράφημα).	99
Εικόνα 3. 37: Καμπύλες BER υπολογισμένες με τη μετρητική του Q-factor για το 16 Gbaud (128 Gb/s) DP-16 QAM κανάλι για τις περιπτώσεις B2B (πάνω γράφημα) και στην έξοδο του span 4 (κάτω γράφημα).	100
Εικόνα 3. 38: Σταδιακή εξέλιξη του OSNR του 9 και 20 Gbaud DP 16-QAM στο Brownfield δίκτυο με ομόδυνη σύμφωνη φώραση στο δέκτη.	101
Εικόνα 3. 39: Διαγράμματα οφθαλμού DP 64-QAM καναλιού με ομόδυνη φώραση: (a) 9 Gbaud B2B (span 0), (b) 9 Gbaud στην έξοδο του span 1, (c) 20 Gbaud B2B (span 0), (d) 20 Gbaud στην έξοδο του span 1.	101
Εικόνα 3. 40 : Διάταξη προσομοίωσης για τη μετάδοση οπτικών σημάτων με διαμόρφωση DP 16-QAM σε δίκτυο τύπου Brownfield, με σύμφωνη ετερόδυνη φώραση στο δέκτη.	103

Εικόνα 3. 41: Σταδιακή εξέλιξη του OSNR του 16 Gbaud DP 16-QAM στο Brownfield δίκτυο με ετερόδυνη σύμφωνη φώραση στο δέκτη.	103
Εικόνα 3. 42: Διαγράμματα αστερισμού για το κανάλι μετάδοσης 16 Gbaud DP-16 QAM μετά την ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης για: (a) το span 0 και (b) το span 4.	104
Εικόνα 3. 43: Διαγράμματα αστερισμού για το κανάλι μετάδοσης 32 Gbaud DP-16 QAM μετά την ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης για: (a) το span 0 και (b) το span 1.	105
Εικόνα 3. 44: Διάταξη προσομοίωσης για τη μετάδοση οπτικών σημάτων με διαμόρφωση DP 32-QAM σε δίκτυο τύπου Brownfield, με σύμφωνη ετερόδυνη φώραση στο δέκτη.	106
Εικόνα 3. 45: Διαγράμματα αστερισμού για το κανάλι μετάδοσης 32 Gbaud DP-16 QAM μετά την ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης για: (a) το span 0 και (b) το span 3.	107
Εικόνα 3. 46: Σταδιακή εξέλιξη του OSNR του 16 Gbaud DP 32-QAM στο Brownfield δίκτυο με ετερόδυνη σύμφωνη φώραση στο δέκτη.	107
Εικόνα 3. 47: Διαγράμματα αστερισμού για το κανάλι μετάδοσης 32 Gbaud DP-32 QAM μετά την ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης για: (a) το span 0 και (b) το span 1.	109
Εικόνα 3. 48: Επισκόπηση των DSP αλγόριθμων που χρησιμοποιήθηκαν για την αποδιαμόρφωση του DP QPSK καναλιού με ενδόδυνη φώραση στο δέκτη.	110
Εικόνα 3. 49: Δομή FIR φίλτρου για την αποπολυπλεξία πολώσεων στην έξοδο ενός σύμφωνου δέκτη με διαχωρισμό πολώσεων.	111
Εικόνα 3. 50: Ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος δεδομένων με ύψωση εις την τέταρτη δύναμη.	112
Εικόνα 4. 1: Βασική αρχιτεκτονική της οπτικής ζεύξης που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική διάταξη του Brownfield επαναληπτικού βρόχου, συνολικού μήκους 218km (190 km SMF + 28 km DCF).	121
Εικόνα 4.2: Παλμοσειρά (αριστερά) και διάγραμμα οφθαλμού (δεξιά) σήματος ελέγχου του επαναληπτικού βρόχου με ρυθμό δεδομένων 40Gb/s, διάρκειας 2 ps και σχήμα διαμόρφωσης RZ-OOK.	121
Εικόνα 4. 3: Σχεδιάγραμμα της πειραματική διάταξη επαναληπτικού βρόχου για την εξομοίωση αρχιτεκτονικής Brownfield Core οπτικών δικτύων. Tx: Transmitter, Rx: Receiver, AOM: Acousto-Optical Modulator.	122
Εικόνα 4. 4: Πειραματική διάταξη επαναληπτικού βρόχου στο ΕΦΕ.	124
Εικόνα 4. 5: Σήματα ελέγχου που τροφοδοτούν τους AOMs καθώς και τα όργανα μετρήσεων για υποστήριξη της burst mode λειτουργίας τους.	127
Εικόνα 4. 6: Πειραματική διάταξη επαναληπτικού βρόχου τύπου Brownfield για την μετάδοση WDM κίνηση 10 καναλιών διαφορετικού φασματικού περιεχομένου, ρυθμού δεδομένων και σχήματος διαμόρφωσης.	129
Εικόνα 4. 7: Υπέρθωση του συνολικού φάσματος όλων των μεταδιδόμενων καναλιών στην έξοδο του επαναληπτικού βρόχου σε κάθε περιστροφή τους μέσα σε αυτόν.	130
Εικόνα 4. 8: Εξέλιξη του OSNR του μεσαίου QPSK καναλιού συναρτήσει της απόστασης μετάδοσης (αριθμό περιστροφών) του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.	130
Εικόνα 4. 9: Καμπύλη BER του μεσαίου QPSK καναλιού με coherent detection συναρτήσει της απόστασης διάδοσης με την παρουσία των γειτονικών OOK καναλιών με και χωρίς διαμόρφωση.	132
Εικόνα 4. 10: Πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε ως το βασικό μπλοκ για την υλοποίηση ενός link του Greenfield επαναληπτικού βρόχου.	132
Εικόνα 4. 11: Πειραματική διάταξη Greenfield επαναληπτικού βρόχου. AOM: Acousto-Optic Modulator, VOA: Variable Optical Attenuator, OBPF: Optical Band Pass Filtering, PC: Polarization Controller.	133

Εικόνα 4. 12: (a) Χρονισμός των ηλεκτρικών σημάτων ελέγχου των AOMs 1 & 2 (κόκκινο) και 3 (μπλε), (b) έξοδος του επαναληπτικού βρόχου με μέγιστη απώλεια του σήματος που διαδίδεται σε αυτόν (πάνω) και σε κανονική λειτουργία του σε Balanced κατάσταση.	134
Εικόνα 4. 13: Εξέλιξη του OSNR του σήματος συναρτήσει του αριθμού των περιστροφών μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.	135
Εικόνα 4. 14: Πειραματική διάταξη πομπού για τη δημιουργία DP QPSK σημάτων.....	136
Εικόνα 4. 15: Τυπικό Διάγραμμα οφθαλμού για B2B Single Polarization (SP) QPSK σήματος στα 10 GBaud (20Gb/s).	136
Εικόνα 4. 16: Πειραματική διάταξη εξομοιωτή πολυπλεξίας πόλωσης (αριστερά) και διάγραμμα οφθαλμού 10 Gbaud (40 Gb/s) DP-QPSK σήματος (δεξιά). ODL: Optical Delay Line, VOA: Variable Optical Attenuator, PBC: Polarization Beam Combiner.	137
Εικόνα 4. 17: Πειραματική διάταξη DP σύμφωνου δέκτη με off-line DSP.	138
Εικόνα 4. 18: Ενδεικτικά διαγράμματα αστερισμού των δύο διαμορφωμένων πολώσεων του 10 Gbaud (40 Gb/s) DP QSPK σήματος για κάθε επανάληψη του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.	143
Εικόνα 4. 19: (a) Πειραματική διάταξη πομπού και δέκτη για την αξιολόγηση του GaAs IQ διαμορφωτή, (β) ηλεκτρικά σήματα οδήγησης διαμορφωτή στα 22, 25, 32 Gbaud και (c) πρωτότυπο ηλεκτροοπτικού GaAs διαμορφωτή με 27 GHz ηλεκτροοπτικού 3dB εύρους ζώνης.	144
Εικόνα 4. 20: Παραγόμενα οπτικά SP QPSK σήματα στην έξοδο του IQ διαμορφωτή στα 22 (44 Gb/s), 25 (50 Gb/s) και 32 Gbaud (64 Gb/s).....	145
Εικόνα 4. 21: (a) Διάγραμμα αστερισμού για 22 Gbaud SP QPSK, (b) καμπύλη BER συναρτήσει του OSNR.	145
Εικόνα 4. 22: Πειραματική διάταξη Greenfield επαναληπτικού βρόχου. AOM: Acousto-Optic Modulator, VOA: Variable Optical Attenuator, OBPF: Optical Band Pass Filtering, PC: Polarization Controller.....	146
Εικόνα 4. 23: Πειραματική διάταξη Greenfield επαναληπτικού βρόχου. AOM: Acousto-Optic Modulator, VOA: Variable Optical Attenuator, OBPF: Optical Band Pass Filtering, PC: Polarization Controller.....	147
Εικόνα 4. 24: Ενδεικτικά διαγράμματα αστερισμού των δύο διαμορφωμένων πολώσεων του 22 Gbaud (44Gb/s) SP QSPK σήματος για κάθε επανάληψη του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.....	148
Εικόνα 5. 1: Απεικονιστικό διάγραμμα πειραματικής διάταξης πομπού για τη διαμόρφωση οπτικών καναλιών με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης και με πολυπλεξία ως προς την πόλωση. PS: Phase Shifter, PPG: Pulsed Pattern Generator, CW: Continuous Wavelength.	153
Εικόνα 5. 2: Πειραματική διάταξη οπτικού εξομοιωτή για πολυπλεξία πολώσεων και τη δημιουργία DP σημάτων. PM: Polarization Maintaining fiber, PBC: Polarization Beam Splitter, VOA: Variable Optical Attenuator.....	154
Εικόνα 5. 3: Πειραματική διάταξη σύμφωνου δέκτη για την αξιολόγηση οπτικών καναλιών διαμορφωμένα με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης. EDFA: Erbium Doped Amplifier, OMA: Optical Modulation Analyzer, OBPF: Optical Band Pass Filter.	154
Εικόνα 5. 4: Καμπύλες BER συναρτήσει του OSNR για B2B μετρήσεις των 28 Gbaud (112 Gb/s) DP-QPSK (κόκκινη γραμμή) και 32 Gbaud (128 Gb/s) DP-QPSK καναλιών. Οι διακεκομμένες γραμμές αναπαριστούν το μέγιστο κατώφλι BER για λήψη χωρίς σφάλματα με τη χρήση BER για κάθε περίπτωση : 2×10^{-2} (μπλε – 32 Gbaud) και 1×10^{-3} (κόκκινη-28 Gbaud).	155
Εικόνα 5. 5: Διαγράμματα αστερισμού για την B2B μέτρηση του 28 Gbaud (128 Gb/s) DP-QPSK καναλιού για X και Y πολωτικής συνιστώσας του καναλιού στη : (a-b) μεγαλύτερη τιμή OSNR (44 dB) και 0 σφάλματα (error-free) στα 200.000 σύμβολα, (c-d) για τιμή OSNR ίση με 19.35 dB και BER 5×10^{-4}	156
Εικόνα 5. 6: Διαγράμματα αστερισμού για την B2B μέτρηση του 32 Gbaud (128 Gb/s) DP-QPSK καναλιού για X και Y πολωτικής συνιστώσας του καναλιού στη : (a-b) μεγαλύτερη τιμή OSNR (43.5 dB) και BER ίσο με 2.2×10^{-5} , (c-d) για τιμή OSNR ίση με 20.97 dB και BER 2×10^{-2}	157
Εικόνα 5. 7: Διαγράμματα αστερισμού για το 10 Gbaud (80 Gb/s) DP 16-QAM καναλιού για την X (αριστερά) και Y (δεξιά) πολωτική συνιστώσα του στην B2B περίπτωση με OSNR 40 dB.	158

Εικόνα 5. 8: Χάρτης βασικής τοπολογίας του δικτύου μετάδοσης τύπου Greenfield μήκους 560 km και αφαιρετική δομή του με την ύπαρξη 7 διαδοχικών spans SMF μήκους 80 km (κάτω δεξιά).	160
Εικόνα 5. 9: Συνολικό φάσμα θορύβου C-band στο συνολικό δίκτυο μετάδοσης σε σύνολο 6+1 διαδοχικών EDFAs ανάμεσα στα περιοδικά spans SMF ίνας των 80 km	161
Εικόνα 5. 10: Αξιολόγηση καναλιού εμπορικής κάρτας πομποδέκτη στα 20 Gbaud (80 Gb/s) DP –QPSK με OMA. Εκτίμηση ως προς: τα διάγραμμα αστερισμού και των δύο πολώσεων, το φάσμα, το EVM και τη συνολική διασπορά (~9361 ps/nm) κατά τη μετάδοσή του.	162
Εικόνα 5. 11: Αξιολόγηση καναλιού εμπορικής κάρτας πομποδέκτη στα 10 Gbaud (40 Gb/s) DP –QPSK με OMA. Εκτίμηση ως προς: τα διάγραμμα αστερισμού και των δύο πολώσεων, το φάσμα, το EVM και τη συνολική διασπορά (~9428 ps/nm) κατά τη μετάδοσή του.	162
Εικόνα 5. 12: Διάγραμμα αξιολόγησης ανοχής 40 Gb/s & 100 Gb/s DP QPSK σημάτων με μέτρηση του Q-factor των καναλιών συναρτήσει της μέσης τιμής ισχύος τους κατά τη διάδοση τους σε κάθε span του δικτύου μετάδοσης.....	163
Εικόνα 5. 13: Διάγραμμα εξέλιξης του OSNR των 40 Gb/s και 100 Gb/s καναλιών πριν και μετά τη διάδοση τους στα 7 διαδοχικά spans των 80 km, συναρτήσει του Q-factor τους.	164
Εικόνα 5. 14: Κατανομή φάσματος και ανάθεση συχνοτήτων στα διαμορφωμένα WDM κανάλια με μικτό σχήμα διαμόρφωσης και ρυθμό δεδομένων κατά τη μετάδοσή τους στο πείραμα δοκιμής πεδίου με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 422 Gb/s.....	164
Εικόνα 5. 15: B2B Οπτικό φάσμα για το 28 Gbaud (112 Gb/s) DP-QPSK καναλιού διαμορφωμένο από τον GaAs IQ διαμορφωτή.....	165
Εικόνα 5. 16: Συνολικό οπτικό φάσμα του WDM καναλιού σε φασματικά πλέγμα των 50 GHz ανά κανάλι, πριν από την μετάδοσή του στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης. Πριν την πολυπλεξία των καναλιών σε ένα WDM κανάλι, κάθε μεμονωμένο κανάλι ενισχύθηκε από EDFA και φιλτραρίστηκε από ξεχωριστό οπτικό φίλτρο του WSS εισόδου του δικτύου.	165
Εικόνα 5. 17: Συνολικό οπτικό φάσμα του WDM καναλιού μετά την μετάδοσή του σε 7 διαδοχικά spans του οπτικού δικτύου μετάδοσης. Η υποβάθμιση του OSNR οφείλεται στην αλυσίδα των EDFAs που χρησιμοποιήθηκαν στο πείραμα μετάδοσης.	166
Εικόνα 5. 18: Παραλλαγή του σύμφωνου δέκτη της εικόνας 3, χωρίς την οπτική διάταξη υποβάθμισης του OSNR.....	167
Εικόνα 5. 19: B2B μετρήσεις του 28 Gbaud DP-QPSK καναλιού (Ch.3) και για τις δύο διαμορφωμένες πολώσεις, με λήψη χωρίς σφάλματα σε σύνολο. ~ 560.000 συμβόλων.	167
Εικόνα 5. 20: Διαγράμματα αστερισμού του 28 Gbaud DP-QPSK καναλιού (Ch.3), έπειτα από μετάδοση 560 km στο δίκτυο μετάδοσης, εμφανίζοντας την τιμή του BER στα 3.45×10^{-4} , ύστερα από λήψη 223.000 συμβόλων.	168
Εικόνα 5. 21: B2B μετρήσεις του 32 Gbaud DP-QPSK καναλιού (Ch.3) και για τις δύο διαμορφωμένες πολώσεις με τιμή BER ίση με 1.95×10^{-6} σε ~511.000 σύμβολα.....	169
Εικόνα 5. 22: Διαγράμματα αστερισμού του 32 Gbaud DP-QPSK καναλιού (Ch.3), έπειτα από μετάδοση 560 km στο δίκτυο μετάδοσης, εμφανίζοντας την τιμή του BER στα 4.45×10^{-3} , ύστερα από λήψη 255.000 συμβόλων.	169
Εικόνα 6. 1: Σχηματική αναπαράσταση διαφορετικών τεχνολογιών FFT-x σε σχέση με την απόσταση της της οπτικής ίνας από το χώρο του χρήστη. FFTN: Fiber to the Node, FTTC: Fiber to the Cabinet, FTTB: Fiber to the Building, FHTH: Fibet to the Home.	175
Εικόνα 6. 2: Βασικές Αρχιτεκτονικές FTTH δικτύων (a) PtP, (b) AON, (c) TDM-PON, (d) WDM-PON	177
Εικόνα 6. 3: Προβλέψεις για τη συνολική IP κίνηση των δικτύων μέχρι το 2016, βάσει της [6.62]	181
Εικόνα 6. 4: Προτεινόμενη δομική μονάδα για την ONU για WDM Loop-Back PON αρχιτεκτονικές, βασιζόμενη στην επαναχρησιμοποίηση του μήκους κύματος του DS για την διαμόρφωση των δεδομένων της US ζεύξης.	188

Εικόνα 6. 5: Πειραματική διάταξη επαλήθευσης της προτεινόμενης ONU για μετάδοση αμφίδρομης κίνησης με σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM σε αρχιτεκτονική WDM Loop-Back PONS με επαναχρησιμοποίηση μήκους κύματος. PPG: Pulse Pattern Generator, PS: Phase Shifter, VA: Variable Attenuator, LD: Laser Diode, VOA: Variable Optical Attenuator, OBF: Optical Band Pass Filter, FP: Fabry Perot filter, RN: Remote Node, TIA: Transimpedance Amplifier.	190
Εικόνα 6. 6: Διάγραμμα οφθαλμού ηλεκτρικού σήματος οδήγησης του EAM στο πομπό του OLT, με ρυθμό στα 10 Gbaud (20Gb/s) και πλάτους $0.75 V_{pp}$	190
Εικόνα 6. 7: Διάγραμμα οφθαλμού ηλεκτρικού σήματος οδήγησης του SOA στο πομπό της ONU, με ρυθμό μετάδοσης στα 1 Gbaud (2 Gb/s) και πλάτους $1.5 V_{pp}$	191
Εικόνα 6. 8: (a) Φασματική απόκριση θορύβου του SOA στα 200 mA ρεύμα έγχυσης σε συνάρτηση των οπτικών διαθέσιμων καναλιών προς διαμόρφωση σε φασματικό πλέγμα τα 100 GHz, (b) Υπέρθυση οπτικών φασμάτων των: DS, ανακτημένου οπτικού φέροντος από το DS και US σημάτων.	192
Εικόνα 6. 9: (a) Ανακτημένα διαγράμματα οφθαλμού για τη DS λήψη στις εξής περιπτώσεις: B2B μετρήσεων, μετάδοσης σε 26 km χωρίς τη παρουσία του US, μετάδοσης σε 26 km με παρουσία του US, (b) Καμπύλες μετρήσεων BER της DS λήψης στο δέκτη της ONU συναρτήσει της οπτικής ισχύος στο δέκτη για τις περιπτώσεις της (a).	193
Εικόνα 6. 10: (a) Ανακτημένα διαγράμματα οφθαλμού για τη US λήψη στις εξής περιπτώσεις: B2B μετρήσεων, μετάδοσης σε 26 km, (b) Καμπύλες μετρήσεων BER της US λήψης στο δέκτη του OLT συναρτήσει της οπτικής ισχύος στο δέκτη για τις περιπτώσεις της (a).	194
Εικόνα 6. 11: Διάγραμμα δομικών μπλοκ DSP αλγορίθμων για την ετερόδυνη σύμφωνη φώραση που υλοποιήθηκαν σε κώδικα Matlab. BPF: Band-Pass Filter, LPF: Low Pass Filter.	197
Εικόνα 6. 12: Διάγραμμα δομικών block της πειραματικής διάταξης για μετάδοση του 20 Gb/s (10 Gbaud) 4-PAM καναλιού σε 100 km με heterodyne σύμφωνη φώραση στο δέκτη. PPG: Pulsed pattern Generator, DFB: Distributed Feedback Laser, DAC: Digital-to-Analog Converter, EAM: Electro-Absorption Modulator, EDFA: Erbium Doped Amplifier, Tx: Transmitter, SMF: Single Mode Fiber, LO: Local Oscillator, TIA: Transimpedance Amplifier, Rx: Receiver.	197
Εικόνα 6. 13: Καμπύλες BER για το 20 Gb/s (10 Gbaud) 4-PAM καναλιού, πριν (B2B) και μετά τη μετάδοσή του σε 100 km ίνας και πριν και μετά την εφαρμογή του αλγορίθμου ισοστάθμισης στο σύμφωνο δέκτη.	198
Εικόνα 6. 14: (a) Διαγράμματα οφθαλμού για το 4-PAM 20 Gb/s πριν και μετά τη μετάδοσή του σε 100 km SMF χωρίς της εφαρμογή ισοστάθμισης (b) ισοσταθμισμένες κατανομές των πυκνοτήτων πιθανότητας για κάθε ένα από τα τέσσερα δυνατά σύμβολα του 4-PAM σήματος για την B2B περίπτωση και ύστερα της μετάδοσής του μετά από 100 km SMF ίνας.	199
Εικόνα 6. 15: Διάγραμμα αστερισμού για τη δημιουργία ενός 8-QAM καναλιού με το διαμορφωτή EAM/SOA (δεξιά) και απόσταση συμβόλων συναρτήσει του βάθους διαμόρφωσης του πλάτους του σήματος από τον EAM.	202
Εικόνα 6. 16: Πειραματική διάταξη για την δημιουργία και τη μετάδοση ενός 8-QAM καναλιού με το διαμορφωτή EAM/SOA ως πομπός της άνω ζεύξης σε μια ONU. Στο δέκτη του OLT παρουσιάζονται πειραματικά διαγράμματα αστερισμού για BPSK+ASK και 8-QAM διαμόρφωση τα οποία ελήφθησαν από το παλμογράφο πραγματικού χρόνου.	203
Εικόνα 6. 17: Διαγράμματα αστερισμού διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης που μπορούν να προκύψουν με τον EAM/SOA διαμορφωτή, όπως: for ASK, BPSK, BPSK+ASK, QPSK, και 8-QAM.	204
Εικόνα 6. 18: Καμπύλες BER για όλα τα δυνατά διαγράμματα αστερισμού που προκύπτουν από τον EAM/SOA συναρτήσει της οπτικής ισχύς εισόδου στον σύμφωνο δέκτη, για την B2B περίπτωση με σταθερό OSNR 41 dB για όλες τις περιπτώσεις. Επιπλέον καμπύλη BER του σχήματος 8-QAM μετά από μετάδοσή του σε 100 km.	205
Εικόνα 6. 19: Καμπύλες BER για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης με EAM/SOA συναρτήσει του OSNR του σήματος με σταθερή ισχύ εισόδου -32 dBm στο σύμφωνο δέκτη.	206

Εικόνα 6. 20: Αρχή λειτουργίας του SOA ως διαμορφωτή QPSK, (a) Άμεση διαμόρφωση του ρεύματος έγχυσης του SOA με μία ηλεκτρική παλμοσειρά δεδομένων τεσσάρων επιπέδων, (b) Αντιστοίχιση των επιπέδων πλάτους του RF σήματος οδήγησης V1, V2, V3, σε στροφή φάσης Δx_1 , Δx_2 , Δx_3 στο οπτικά διαμορφωμένο QPSK σήμα μέσα στον SOA.....	212
Εικόνα 6. 21: Εξέλιξη της οπτικής διαμόρφωσης του σήματος με τον SOA/EAM διαμορφωτή. Τα σύμβολα “A” και “B” αντιστοιχούν στην οπτική διαμόρφωση εξόδου του SOA και EAM αντίστοιχα. Αναλόγως με τα M επίπεδα της ηλεκτρικής παλμοσειράς που οδηγεί τον EAM, το τελικό σήμα είναι διαμορφωμένο με το σχήμα διαμόρφωσης 4 x M QAM.	213
Εικόνα 6. 22: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση μετάδοσης 12- και 16-QAM διαμορφωμένων σημάτων με τον SOA/EAM διαμορφωτή. Experimental setup for the SOA/EAM vector modulator. ECL: External Cavity Laser, SOA: Semiconductor Optical Amplifier, PC: Polarization Controller, EAM: Electro-Absorption Modulator, EDFA: Erbium Doped Amplifier, Δt : differential delay, PPG: Pulse Pattern Generator, Tx: Transmitter, SMF: Single Mode Fiber, VOA: Variable Optical Attenuator. Τα σύμβολα “A” και “B” αντιστοιχούν στα στάδια διαμόρφωσης που αναφέρθηκαν στην εικόνα 21	214
Εικόνα 6. 23: Ηλεκτρικά σήματα πολλαπλών επιπέδων πλάτους για την οδήγηση του (a) SOA και (b-c) του EAM για την διαμόρφωση με 12 και 16-QAM σημάτων.	214
Εικόνα 6. 24: (a) Αντιστοίχιση των συμβόλων που χρησιμοποιήθηκαν στη κωδικοποίηση και αποδιαμόρφωση του 12 QAM σήματος, (b) στιγμιότυπο του διαγράμματος αστερισμού 12-QAM από το παλμογράφο πραγματικού χρόνου με μαρκαρισμένη την αντιστοίχιση συμβόλων σε αυτό, παρουσιάζοντας την σπειροειδή τροχιά των ομόκεντρων δακτυλίων QPSK.....	217
Εικόνα 6. 25: (a) Αντιστοίχιση των συμβόλων που χρησιμοποιήθηκαν στη κωδικοποίηση και αποδιαμόρφωση του 16 QAM σήματος, (b) στιγμιότυπο του διαγράμματος αστερισμού 16-QAM από το παλμογράφο πραγματικού χρόνου με μαρκαρισμένη την αντιστοίχιση συμβόλων σε αυτό, παρουσιάζοντας την σπειροειδή τροχιά των ομόκεντρων δακτυλίων QPSK.....	218
Εικόνα 6. 26: (a) Καμπύλες BER για το 12-QAM και 16-QAM διαμορφωμένα σήματα πριν (B2B) και μετά τη μετάδοσή τους σε 25 km ίνας συναρτήσει της ισχύος εισόδου τους στον σύμφωνο δέκτη, (b) υπέρθεση οπτικών φασμάτων των διαμορφωμένων καναλιών κατά 12- και 16-QAM.	219
Εικόνα 6. 27: Διαγράμματα αστερισμού για την 12-QAM κανάλι για συγκεκριμένες τιμές BER πριν και μετά τη μετάδοσή του στο 25 km δίκτυο μετάδοσης.	220
Εικόνα 6. 28: Διαγράμματα αστερισμού για την 16-QAM κανάλι για συγκεκριμένες τιμές BER πριν και μετά τη μετάδοσή του στο 25 km δίκτυο μετάδοσης.....	221
Εικόνα 7. 1 Διαφορετικές εκδοχές σχηματισμού ενός super-channel και αυθαίρετες κυματομορφές του κάθε διαμορφωμένου φέροντος στο χρόνο [7.8]	236
Εικόνα 7. 2: (a) Συμβατική προσέγγιση ενός WDM οπτικού δικτύου κορμού με ξεχωριστά διαμορφωμένα κανάλια DP-QPSK σε φασματικό πλέγμα των 50 GHz, (b) Παραδείγματα ανάθεσης φάσματος σε super-channels με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης [7.8].....	238
Εικόνα 7. 3: Ρεκτόρ οπτικής μετάδοσης σε μονότροπη ίνα τη χρονική περίοδο από 2000-2010, βάσει των αναφορών που αναφέρθηκαν παραπάνω.	239
Εικόνα 7. 4: Τρεις πιθανές διαστάσεις για την αύξηση της χωρητικότητας των 100 Gb/s καναλιών των εμπορικών συστημάτων κορμού.[7.8].....	240

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 3. 1: Παράμετροι αρχικοποίησης του δομικού στοιχείου της DCF ίνας που χρησιμοποιήθηκε στη προσομοίωση	71
Πίνακας 3. 2: Παράμετροι αρχικοποίησης των οπτικών φίλτρων της προσομοίωσης	71
Πίνακας 3. 3: Απόδοση του 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-QPSK σήματος ως προς το επιτεύξιμο BER (μέσος όρος των πολώσεων) στην έξοδο του κάθε span.....	88
Πίνακας 3. 4: Απόδοση 112 Gb/s (28 Gaud) DP RZ-QPSK σήματος ως προς το επιτεύξιμο BER (μέσος όρος των 2 πολώσεων) σε κάθε span του δικτύου, έπειτα από διάδοσή του από διαδοχικούς multi-degree κόμβους.	95
Πίνακας 3. 5: Απόδοση BER ανά span για το σχήμα διαμόρφωσης 16 Gbaud DP 16-QAM με ετερόδυνη σύμφωνη φώραση και DSP στο δέκτη.....	104
Πίνακας 3. 6: Απόδοση BER ανά span για το σχήμα διαμόρφωσης 16 Gbaud DP 32-QAM με ετερόδυνη σύμφωνη φώραση και DSP στο δέκτη.....	108
Πίνακας 4. 1: BER 10 Gbaud (20Gb/s) SP QPSK συναρτήσει των επαναλήψεων του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο με μέτρηση 2×10^5 συμβόλων και διάστημα εμπιστοσύνης 95%.	140
Πίνακας 4. 2: Μέσος όρος BER για κάθε πολωτική συνιστώσα του 10 Gbaud (40Gb/s) DP QPSK συναρτήσει των επαναλήψεων του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο με μέτρηση 2×10^5 συμβόλων για κάθε πολωτική συνιστώσα και διάστημα εμπιστοσύνης 95%.	141
Πίνακας 4. 3: BER 22 Gbaud (44 Gb/s) SP QPSK συναρτήσει των επαναλήψεων του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.	148
Πίνακας 5. 1: Εξέλιξη του ONSR συναρτήσει της μέσης τιμής ισχύος των καναλιών της εικόνας 9 σε δύο περιοχές μηκών κύματος κοντά 1535 και 1555 nm	161
Πίνακας 1: Ενδεικτικός συγκεντρωτικός πίνακας με τις απαιτήσεις σε bandwidth των κυριότερων υπηρεσιών που προσφέρονται μέσω διαδικτύου.	182
Πίνακας 2: Συγκεντρωτικός πίνακας με την μετρημένη απόδοση όλων των σχημάτων διαμόρφωσης που προκύπτουν από το διαμορφωτή EAM/SOA (ευαισθησία δέκτη και απαιτούμενο OSNR για χωρίς σφάλματα λήψη με FEC).....	207
Πίνακας 7. 1: Συγκεντρωτικός πίνακας αποτελεσμάτων για πειράματα προσομοίωσης για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης σε διαφορετικούς ρυθμούς διαμόρφωσης	233
Πίνακας 7. 2: Στάδια προτυποποίησης των παθητικών δικτύων πρόσβασης PON.....	242

Πίνακας Συντμήσεων

(D)PSK	Differential Phase Shift Keying
(D)QPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
3D TV	Three Dimensional Television
AOM	Acousto-Optic Modulator
AON	Active Optical Network
APD	Avalanche Photodiode
ASE	Amplified Spontaneous Emission
ASK	Amplitude Shift Keying
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWG	Arrayed Waveguide Gratings
AWG	Arbitrary Waveform Generator
B2B	Back-to-Back
BER	Bit-Error-Rate
BFS	Blind Phase Search
BPF	Band-Pass Filter
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDM	Code Division Multiplexing
CID	Consecutive Identical Digits
CO	Central Office
CW	Continuous Wavelength
DAC	Digital to Analog Converter
DC	Direct Current
DCF	Dispersion Compensating Fiber

DCM	Dispersion Compensation Module
DEMUX	Demultiplexer
DFB	Distributed Feedback Laser
DI	Delay Interferometer
DP	Dual Polarization
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DS	Downstream
DSP	Digital Signal Processing
E.R	Extinction Ratio
e/o	Electro-optical
EAM	Electro-Absorption Modulator
ECL	External Cavity Laser
EDFA	Erbium Doped Amplifier
EPON	Ethernet Passive Optical Network
EVM	Error Vector Magnitude
FEC	Forward Error Correction Code
FFE	Feed Forward Equalizer
FFTB	Fiber to the Building
FFTC	Fiber to the Cabinet
FFTH	Fiber To the Home
FFTN	Fiber to the Node
FIR	Finite Impulse Response
FP	Fabry Perot
FSK	Frequency Shift Keying
FSR	Free Spectral Range

FTV	Free View-point Television
GPON	Gigabit-capable Passive Optical Network
HD	High Definition
I	In-phase
IF	Intermediate Frequency
IM-DD	Intensity Modulation - Direct Detection
IP	Internet Protocol
ISP	Internet Service Provider
LCoS	Liquid Crystal on Silicon
LED	Light Emitting Diode
LO	Local Oscillator
MAC	Media Access Control
MAI	Multi-Access Interference
MCF	Multicore Fiber
MEMs	Micro-Electro-Mechanical Systems
M-PAM	M th order Pulsed Amplitude Modulation
M-QAM	M th order Quadrature Amplitude Modulation
MUX	Multiplexer
MVOA	Monitor Variable Optical Attenuator
MZI	Mach Zehnder Interferometer
MZM	Mach Zehnder Modulator
NF	Noise Figure
NG PON	Next Generation Passive Optical Network
NRZ	Non-Return to Zero
OBF	Optical Band-Pass Filter
OBPF	Optical Band Pass Filter

OCDMA	Orthogonal Code Division Multiple Access
ODN	Optical Distribution Network
O-E-O	Optical-to-Electrical-to-Optical
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OLT	Optical Line Terminal
OMA	Optical Modulation Analyzer
ONT	Optical Network Terminal
ONU	Optical Network Unit
OOK	On-Off-Keying
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
PAM	Pulsed Amplitude Modulation
PBS	Polarization Beam Splitter
PC	Polarization Controller
PE-FOE	Phase Entropy Frequency Offset Compensation
PMD	Polarization Mode Dispersion
PoIMux	Polarization Multiplexing
PON	Passive Optical Network
PPG	Pulsed Pattern Generator
PRBS	Pseudorandom Bit Sequence
PSK	Phase Shift Keying
PtP	Point to Point
Q	Quadrature
Q	Quadrature
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
REAM	Reflective Electroabsorption Modulator

RF	Radio Frequency
RN	Remote Node
ROADM	Reconfigurable Add Drop Multiplexer
RS	Reighleigh Back-Scatering
RTO	Real Time Oscilloscope
Rx	Receiver
RZ	Return to Zero
SDM	Space Division Multiplexing
SE	Spectral Efficiency
SMF	Single Mode Fiber
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SOP	State of Polarization
SP	Single Polarization
TDM	Time Dividion Multiplexing
TDMA	Time Division Multiple Acess
TIA	Transpendece Amplifier
TWDM	Time and Wavelength Division Multiplexing
Tx	Transmitter
UDWDM	Ultra Dense WDM
US	Upstream
VOA	Variable Optical Atternuator
VOD	Video on Demand
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WSS	Wavelength Selective Switch

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

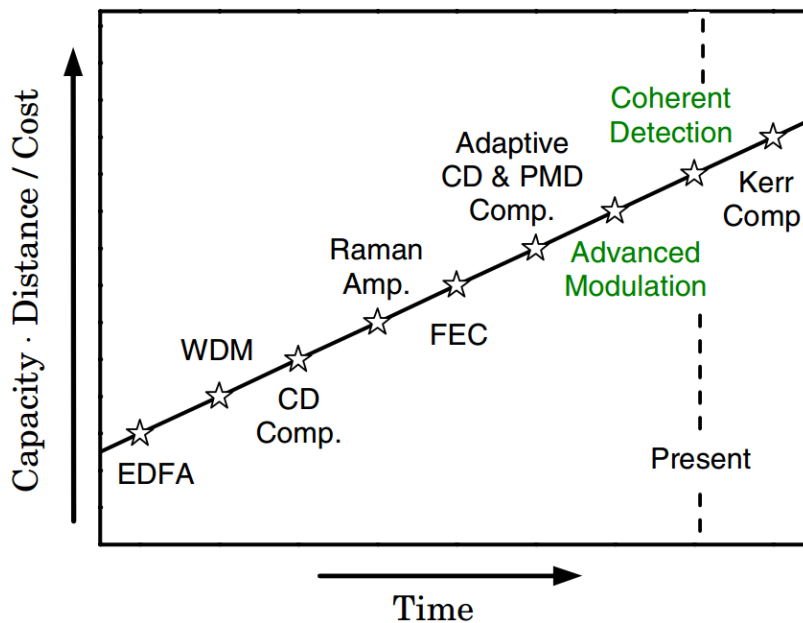
Εισαγωγή: Τεχνολογία Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης για Οπτική Μετάδοση Πληροφορίας

1.1 Επιτεύγματα και Προκλήσεις της Τεχνολογίας των Οπτικών Τηλεπικοινωνιών

Κατά τη διάρκεια του 20^{ου} αιώνα με την άνθιση και την ωρίμανση πολλών κλάδων των επιστημών συντελέστηκαν ποικίλα τεχνολογικά επιτεύγματα, τα οποία επηρέασαν και διαμόρφωσαν τον τρόπο σκέψης και τη δομή της σύγχρονης κοινωνίας. Οι ιστορικοί θα μπορούσαν να κατονομάσουν ορισμένες από αυτές τις ανακαλύψεις, όπως τη χρήση της ατομικής ενέργειας, την ευρεία παραγωγή των ηλεκτρονικών τρανζίστορ, την ανακάλυψη των αντιβιοτικών, την άνθιση της ρομποτικής, την μαζική ολοκλήρωση ημιαγωγίμων κυκλωμάτων και την εγκαθίδρυση των οπτικών τηλεπικοινωνιών με τη χρήση οπτικών ινών. Για τον προσδιορισμό της επιρροής που συνεχίζει να ασκεί στις καθημερινές εκφάνσεις των ανθρώπων ιδιαίτερα ο τομέας των οπτικών τηλεπικοινωνιών, αρκεί να συγκριθεί ο τρόπος επικοινωνίας και διαδραστικότητας των ανθρώπων πριν από δύο δεκαετίες σε σχέση με σήμερα. Σε αντίθεση με τη σημερινή εποχή όπου η τηλεπικοινωνία βασίζεται στη μαζική αποστολή e-mails, στην κινητή και σταθερή ψηφιακή επικοινωνία με υπηρεσίες φωνής ή βίντεο και στην αποστολή μεγάλων ψηφιακών αρχείων οποιασδήποτε μορφής σε οποιοδήποτε μήκος και πλάτος της γης, ο βασικός τρόπος τηλεπικοινωνίας στο κοντινό παρελθόν βασιζόταν αποκλειστικά στην αποστολή γραμμάτων, στα αναλογικά τηλέφωνα και στη χρήση του γνωστού τηλέκτυπου. Το φαινόμενο αυτό της καθολικής διασυνδεσιμότητας οποιαδήποτε στιγμή και με οποιοδήποτε τρόπο έχει οδηγήσει στη δημιουργία μιας παγκοσμιοποιημένης κοινωνίας της πληροφορίας και πάνω σε αυτό το μοντέλο στηρίζεται όλο και περισσότερο τόσο η προσωπική μας αντίληψη όσο και η παγκόσμια οικονομία όπως τη γνωρίζουμε έως τώρα.

Κινητήριος δύναμη για την επίτευξη της άνθισης των οπτικών τηλεπικοινωνιών στη σύγχρονη εποχή, αποτέλεσαν συγκεκριμένες τεχνολογικές ανακαλύψεις οι οποίες διενεργήθηκαν χρονικά σε δύο φάσεις. Η πρώτη φάση της τεχνολογικής άνθισης συντελέστηκε στις αρχές της δεκαετίας του 1970, με την ανακάλυψη και την παραγωγή της οπτικής ίνας ως οπτικό μέσο μετάδοσης του φωτός επιδεικνύοντας μεγάλη ανθεκτικότητα και πολύ χαμηλές απώλειες σε σχέση με τα συμβατικά καλώδια χαλκού, και η ανάπτυξη των ημιαγωγίμων laser ως πηγές συνεχούς φωτός. Από το 1970 και έπειτα χρειάστηκε περίπου δέκα χρόνια μέχρι τα οπτικά δίκτυα οπτικών ινών να αρχίσουν να αναβαθμίζουν και σταδιακά να αντικαθιστούν τα παραδοσιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα που βασιζόταν στα καλώδια χαλκού. Η δεύτερη φάση της ανάπτυξης των οπτικών τηλεπικοινωνιών έλαβε χώρα στο τέλος του 1980, με την ανακάλυψη των οπτικών ενισχυτών ερβίου [Erbium Doped Amplifiers-(EDFAs)] και την επίτευξη ακριβούς ελέγχου της συχνότητας ταλάντωσης των ημιαγωγίμων laser κατανεμημένης ανάδρασης [Distributed Feedback Lasers- (DFBs)]. Αυτές οι ανακαλύψεις με τη σειρά τους οδήγησαν στην επιτυχή εφαρμογή της πολυπλεξίας ως προς το μήκος κύματος [Wavelength Division Multiplexing], βάσει της οποίας ήταν δυνατή η ταυτόχρονη μεταφορά δεδομένων σε πολλαπλά μήκη κύματος μέσω μίας μονότροπης οπτικής ίνας. Έτσι λοιπόν για πρώτη φορά το 1996 μπόρεσε να καταστεί δυνατή η διηπειρωτική μετάδοση WDM δεδομένων σε ρυθμούς μετάδοσης 5 Gb/s [1.34] με τη χρήση αλυσίδων από EDFAs μέσω υποθαλάσσιων οπτικών δικτύων. Επιπλέον, στα τέλη της δεκαετίας του 1990 το γινόμενο ανάμεσα στη συνολική χωρητικότητα του καναλιού και της μεταδιδόμενης απόστασης αυξήθηκε περεταίρω με την υιοθέτηση τεχνικών αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς, την οπτική ενίσχυση με οπτικούς ενισχυτές τύπου Raman, καθώς επίσης και με την εφαρμογή τεχνικών επεξεργασίας του σήματος στο ηλεκτρικό πεδίο όπως τεχνικών κωδικοποίησης για τη διόρθωση των σφαλμάτων [Forward error Correction – (FEC)]. Οι τεχνολογίες αυτές παρουσιάζονται και γραφικά στο γράφημα της εικόνας 1.1. Στα συστήματα μετάδοσης

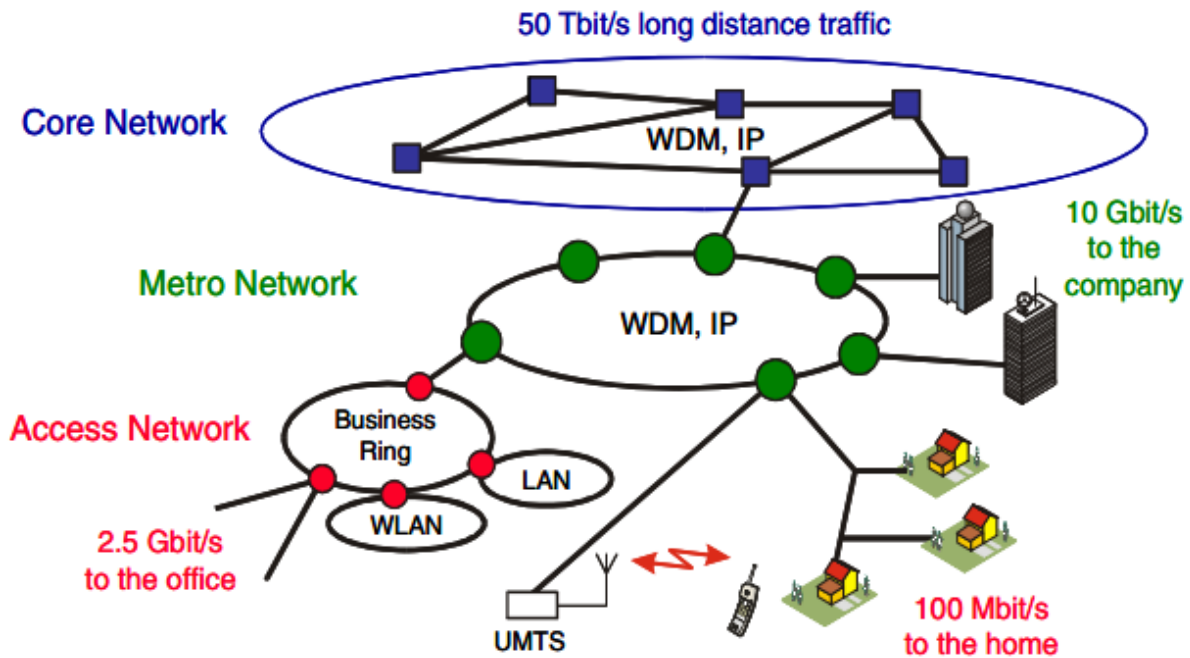
που βασίζονταν μόνο στην πολυπλεξία ως προς το μήκος κύματος WDM, η μείωση ως προς κόστος/bit επιτυγχάνονταν με δύο τρόπους. Ο πρώτος ήταν η αύξηση του συνολικού μήκους μετάδοσης και της χωρητικότητας της συνολικής πληροφορίας που μεταδίδεται σε μία ίνα, ενώ ο δεύτερος ήταν η χρήση όσο το δυνατόν λιγότερων οπτικών δομικών στοιχείων για την ταυτόχρονη εξυπηρέτηση περισσότερων του ενός οπτικών καναλιών. Σύμφωνα με αυτή τη λογική, η φασματική αποδοτικότητα ενός οπτικού δικτύου μπορούσε να αυξηθεί περαιτέρω με τη χρήση πχ. οπτικών ενισχυτών που εξυπηρετούσαν ταυτόχρονα όσο το δυνατόν περισσότερα οπτικά κανάλια στο εύρος της C- μπάντας λειτουργίας τους.



Εικόνα 1. 1 : Εξέλιξη του γινομένου χωρητικότητας-απόστασης/κόστος, μέσω καινοτόμων τεχνολογιών στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα, βάσει της [1.1].

Αν και τα συγκεκριμένα επιτεύγματα του παρελθόντος έχουν ιδιαίτερη αξία προς μελέτη, εφόσον στάθηκαν ως αφορμή για την ανάπτυξη και την ωρίμανση του διαδικτύου και των ευρυζωνικών υπηρεσιών γενικότερα, εντούτοις οι παραδοσιακές τεχνικές διαμόρφωσης, μετάδοσης και λήψης που χρησιμοποιούνται ακόμη και σήμερα στα Legacy οπτικά δίκτυα φαίνεται να μην επαρκούν για να καλύψουν τις όλο και περισσότερες ανάγκες της σύγχρονης κοινωνίας για αυξημένη χωρητικότητα και υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Στη σύγχρονη κοινωνία της “πληροφορίας”, το διαδίκτυο αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι της καθημερινότητας, και το γεγονός αυτό έχει οδηγήσει την εξέλιξή του από ένα απλό εργαλείο αναζήτησης σε μία συνεχώς εξελισσόμενη “οντότητα” εμπριέχοντας υπηρεσίες όπως: video-on-demand, βιντεο-κλήσεων, on-line gaming, απομακρυσμένης εργασίας, cloud computing κτλ. Δεν είναι τυχαίο που οι συνδρομητές υπηρεσιών ευρυζωνικότητας και διαδικτύου αυξάνονται σε καθημερινή βάση και πλέον οι ταχύτητες 100 Mb/s ανά χρήστη για οικιακή χρήση και μερικών Gb/s σε γραφεία υπηρεσιών μέσω δικτύων χαλκού είναι εμπορικά διαθέσιμες εικόνα 1.1. Από το 2000 και έπειτα, η παγκόσμια κίνηση δεδομένων βασίζεται στο πρωτόκολλο διαδικτύου IP (Internet Protocol) και βάσει ερευνών ακόμα από το 2005 έδειξαν ότι η κίνηση αυτή θα αυξάνεται κατά 115% κάθε χρόνο για τα επόμενα χρόνια. Στη περίπτωση που θεωρηθεί ότι αυτή η αύξηση είναι της τάξεως του 50%, τα ήδη υποθαλάσσια εγκατεστημένα οπτικά δίκτυα ανάμεσα στην Ευρώπη και τις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής θα κορεστούν σε λίγα χρόνια. Επιπλέον, αν υιοθετηθεί μία συντηρητική θεώρηση της αύξησης

της παγκόσμιας κίνησης κατά 20% ανά χρόνο, τότε υπολογίζεται ότι η χωρητικότητα των δικτύων κορμού ανά οπτικό ζεύγος οπτικών ινών θα είναι της τάξεων των 50-100 Tb/s μέχρι το 2025 [1.2].



Εικόνα 1. 129: Πιθανό σενάριο υλοποίησης ενός μελλοντικού οπτικού δικτύου. LAN: local area Network, WLAN: Wireless LAN, UMTS: Universal Mobile Telecommunication System.

Για την αντιμετώπιση των καινούριων αναγκών σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και τη δημιουργία αποδοτικότερων οπτικών δικτύων, τα τελευταία χρόνια άρχισαν να εμφανίζονται στο προσκήνιο δύο καινούριες τεχνολογίες, αυτή των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης (Advanced Modulation Formats) και της ψηφιακής σύμφωνης φώρασης (Coherent Detection) στο δέκτη, οι οποίες θα περιγραφούν συνοπτικά στα αμέσως επόμενα κεφάλαια.

1.2 Εξέλιξη της Τεχνολογίας Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης

Όπως θα περιγραφεί και αναλυτικά στο κεφάλαιο 2 της παρούσας διατριβής, το ηλεκτρικό πεδίο μέσα στις μονότροπες οπτικές ίνες (Single-Mode-Fiber (SMF)) επιδεικνύει τρεις φυσικές παραμέτρους οι οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να μεταφέρουν τη διαμορφωμένη πληροφορία. Εκτός από την φάση και την ένταση του πεδίου, η πόλωση του φωτός μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την περεταίρω αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας του καναλιού. Στην αρχές τις δεκαετίας του 1990 ιδιαίτερα, είχαν προταθεί πολλά διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης σε συνδυασμό με τεχνικές σύμφωνης φώρασης στο δέκτη, ως μια ταυτόχρονης προσπάθειας αύξησης της πυκνότητας της διαμορφωμένης πληροφορίας και της απόστασης μετάδοσης της, εφόσον η ευαισθησία του σύμφωνου δέκτη είναι πολύ μεγαλύτερη από τις κλασσικές τεχνικές άμεσης φώρασης στο δέκτη. Παρόλα αυτά, η περεταίρω έρευνα στα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης εγκαταλείφθηκε πρόωρα, εξαιτίας της έλλειψης γρήγορων ηλεκτρικών κυκλωμάτων για να υποστηρίξουν τους τότε πομποδέκτες των δικτύων. Επιπλέον, ένας ακόμη λόγος που συνετέλεσε στην γρήγορη εγκατάλειψη αυτών των τεχνικών διαμόρφωσης ήταν η επαναστατική ανακάλυψη των οπτικών ενισχυτών ερβίου, η οποία προσέφερε νέες προοπτικές στην αύξηση της συνολικής χωρητικότητας και την απόστασης μετάδοσης στα παραδοσιακά συστήματα μετάδοσης τα οποία βασίζονταν στην διαμόρφωση πλάτους και την άμεση λήψη σημάτων (Intensity

Modulation - Direct Detection – (IM-DD)). Έτσι η όλη μελέτη των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και της σύμφωνης λήψης τους εκείνη την εποχή περιορίστηκε απλά στη περιγραφή των βασικών οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων του πομπού και του δέκτη και στον θεωρητικό υπολογισμό του επιτεύξιμου ρυθμού σφαλμάτων [Bit-Error Rate –(BER)] συναρτήσεως του σηματολογικού θορύβου [Signal to Noise Ratio – (SNR)] του σήματος [1.3 -2].

Έχοντας μεγιστοποιήσει τις δυνατότητες των συστημάτων μετάδοσης IM-DD όλα αυτά τα χρόνια, το ενδιαφέρον της επιστημονικής κοινότητας εκείνη τη περίοδο στράφηκε σε εναλλακτικά σχήματα διαμόρφωσης, κυρίως για να περιοριστούν τα φαινόμενα υποβάθμισης των διαμορφωμένων σημάτων, πχ. χρωματική διασπορά και μη γραμμικότητες Kerr) και της μεγιστοποίησης της συνολικής απόστασης μετάδοσης τους, παρά για την αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας του καναλιού. Προς αυτή τη κατεύθυνση το δυαδικό σχήμα διαμόρφωσης φάσης DPSK (Differential Phase Shift Keying) αποδείχθηκε ότι παρουσίαζε ιδιαίτερη ανοχή ως προς το θόρυβο και τα μη γραμμικά φαινόμενα και η αξιοποίηση του θεωρήθηκε αρκετά ελκυστική, εφόσον συνδύαζε μικρή πολυπλοκότητα στο δέκτη σε σχέση με τα IM-DD συστήματα [1.4]. Μέσα στα πλαίσια αυτής της ερευνητικής δραστηριότητας η μελέτη δυαδικών σχημάτων διαμόρφωσης με RZ κωδικοποίηση κέντρισε επίσης αρκετά το ενδιαφέρον της ερευνητικής κοινότητας εκείνη τη περίοδο και αποδείχθηκε ότι τα RZ (RZ-ASK ή RZ-DPSK) σήματα παρουσίαζαν διαφορετικές ιδιότητες κατά τη μετάδοσή τους σε σχέση με τη κλασική NRZ κωδικοποίηση, ιδιαίτερα ως προς την ανοχή τους στη χρωματική διασπορά [1.5].

Τα τελευταία χρόνια με τις αυξημένες ανάγκες για μεγαλύτερες φασματικές αποδοτικότητες ανά κανάλι και την πλήρη αξιοποίηση των καινούριων και των περισσότερο-απαιτητικών ως προς το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης υπηρεσιών ευρυζωνικότητας, άρχισε να αναθερμαίνεται το ενδιαφέρον της ερευνητικής κοινότητας για τα ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης. Η δυνατότητα κωδικοποίησης ενός συνόλου m bits δεδομένων σε ένα σύνολο από M σύμβολα, όπου $m = \log_2 M$, ο ρυθμός διαμόρφωσης των καναλιών μειώνεται κατά ένα παράγοντα m σε σχέση με το συνολικό ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων και με αυτόν τον τρόπο μπορεί να επιτευχθεί μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα του καναλιού σε ένα συγκεκριμένο φασματικό εύρος. Επιπλέον, η συγκεκριμένη τεχνική επιτυγχάνει την χρήση μικρότερης ταχύτητας οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων καθώς τα απαραίτητα e/o bandwidth τους χρειάζεται να είναι τουλάχιστον ίσο με το ρυθμό διαμόρφωσης συμβόλου (Symbol Rate) και όχι ίσο με το συνολικό ρυθμό μετάδοσης τους καναλιού. Το απλούστερο σχήμα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης είναι το M τάξης PAM (Pulsed Amplitude Modulation), βάσει του οποίου η πληροφορία κωδικοποιείται σε ένα σύνολο από M επίπεδα έντασης του πεδίου. Μάλιστα, όπως έχει αναφερθεί και στις [1.6] και [1.7], το συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης απαιτεί υψηλότερες τιμές OSNR για τα διαμορφωμένα κανάλια σε σχέση με το απλό σχήμα ASK στο δέκτη και για αυτόν το λόγο προτιμάται για μετάδοση καναλιών σε μικρές κοντινές αποστάσεις, όπως πχ στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης που θα παρουσιαστεί και στο κεφάλαιο 6 της παρούσας διδακτορικής διατριβής [1.8],[1.9].

Το αμέσως επόμενο λογικό βήμα από τη διαμόρφωση με το σχήμα DPSK, ήταν η διαμόρφωση σημάτων με τέσσερις δυνατές φάσεις, το QPSK, κάτι το οποίο μελετήθηκε τα τελευταία πέντε χρόνια εκτενώς στη διεθνή βιβλιογραφία [1.10], [1.11]. Το συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης, παρόλο που παρουσιάζει πολυπλοκότερα κυκλώματα στους πομποδέκτες του δικτύου, όχι μόνο επιτυγχάνει να διπλασιάσει τη φασματική αποδοτικότητα και το συνολικό ρυθμό μετάδοσης του καναλιού, αλλά επιδεικνύει αυξημένη ανθεκτικότητα στο θόρυβο και την υποβάθμιση κατά τη μετάδοσή του, ιδιαίτερα αν συνδυαστεί και με τεχνικές σύμφωνης φώρασης στο δέκτη. Δεν είναι τυχαίο το γεγονός ότι αποτέλεσε μόλις πρόσφατά τη βάση για τη προτυποποίηση της WDM μετάδοσης σε οπτικά δίκτυα κορμού με ταχύτητες 100 Gb/s ανά οπτικό φέρον, σε συνδυασμό με πολυπλεξία ως προς τη πόλωση και με τη χρήση σύμφωνης φώρασης στο ψηφιακό δέκτη. Μέχρι σήμερα, η ερευνητική κοινότητα ορμώμενη από την ραγδαία ανάπτυξη και εξέλιξη των σύγχρονων οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων έχει να επιδείξει

ενδιαφέρουσες υλοποιήσεις πολυπλοκότερων σχημάτων κωδικοποίησής της πληροφορίας που στηρίζονται στην ταυτόχρονη διαμόρφωση τόσο της έντασης όσο και της φάσης του ηλεκτρικού πεδίου κατά QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Τα κωδικοποιημένα σύμβολα των QAM σχημάτων διαμόρφωσης μπορούν να λάβουν οποιαδήποτε μορφή κυκλική είτε τετραγωνική σχηματίζοντας τις κωδικοποιήσεις star-QAM [1.12],[1.13] ή square-QAM [1.14], και μαζί με το σχήμα διαμόρφωσης QPSK θα αποτελέσουν αντικείμενο μελέτης της παρούσας διατριβής.

1.3 Εξέλιξη της Τεχνολογίας Σύμφωνης Φώρασης στο Δέκτη

Η τεχνική της σύμφωνης φώρασης είναι γνωστή εδώ και πολλές δεκαετίες στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα σε RF συχνότητες και αποτελεί τη προσφορότερη επιλογή για την ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη, εφόσον επιδεικνύει υψηλή ευαισθησία και μεγάλη ευελιξία ως προς την επιλεκτικότητα του διαμορφωμένου καναλιού. Στις οπτικές επικοινωνίες η συγκεκριμένη μέθοδος αποτέλεσε ένα εντατικό πεδίο έρευνας τη δεκαετία του 1980-1990, πριν από την ανακάλυψη των αποδοτικών οπτικών ενισχυτών EDFAs, εφόσον παρείχε τη δυνατότητα της αύξησης της ευαισθησίας του δέκτη και συνεπώς της συνολικής απόστασης μετάδοσης. Παρόλα αυτά, με την ευρεία χρήση των EDFAs, όπως ακριβώς αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, το προτέρημα της σύμφωνης φώρασης ως προς την μεγάλη της ευαισθησία στο δέκτη εξελίχθηκε σε μεγάλο βαθμό. Με το πέρασμα των χρόνων και φτάνοντας στην τωρινή χρονική περίοδο, με την αύξηση των αναγκών για μεγαλύτερες μεταδιδόμενες χωρητικότητες ανά κανάλι και υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης για την υποστήριξη απαιτητικών υπηρεσιών ευρυζωνικότητας, η τεχνική της σύμφωνης φώρασης για τις οπτικές τηλεπικοινωνίες έχει επανέρθει στο προσκήνιο [1.15]. Ώθηση προς αυτήν την κατεύθυνση έδωσε και η ανάπτυξη οπτικών πηγών laser με ιδιαίτερα χαμηλές τιμές linewidth της τάξεων μερικών kHz - ιδιότητα αυτή είναι άκρως σημαντική για τη σωστή ανάκτηση των διαμορφωμένων σημάτων με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και σε υψηλούς ρυθμούς διαμόρφωσης. Επιπλέον, τα τελευταία 5 χρόνια, η ανάπτυξη πρωτότυπων ψηφιακών αλγορίθμων στο σύμφωνο δέκτη, προσαρμοσμένων στην ανάκτηση των δεδομένων στα οπτικά διαμορφωμένα σήματα, επιτρέπουν την υλοποίηση κρίσιμων διαδικασιών όπως: το κλείδωμα της φάσης ανάμεσα στις πηγές laser του πομπού και του δέκτη, το συγχρονισμό στη συχνότητά τους και τον έλεγχο της πόλωσης των σημάτων στο ηλεκτρικό πεδίο. Τα αρχικά στάδια της σύμφωνης φώρασης πραγματοποιήθηκαν με την χρήση οπτικών Phase-Locked -Loops (OPPL) [1.16- 1.22] και έπειτα ακολούθησε η αμιγώς ψηφιακή ανάκτηση του οπτικού φέροντος και η εκτίμηση της φάσης του με τη χρήση πρωτότυπων DSP αλγορίθμων [1.23-1.31]. Συνεπώς λοιπόν με τα νέα αυτά δεδομένα, η ανάπτυξη σύγχρονων και σταθερών οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων για σύμφωνους δέκτες έγινε εφικτή και σταδιακά άρχισαν να εμφανίζονται και εμπορικές εκδόσεις τους.

Πέραν της δυνατότητας για την επίτευξη μεγαλύτερης φασματικής αποδοτικότητας στο κανάλι, οι σύμφωνες τεχνικές φώρασης στο δέκτη παρέχουν και ένα βασικό πλεονέκτημα σε σύγκριση με τα παραδοσιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα μετάδοσης IM-DD. Αυτό εντοπίζεται στη δυνατότητα ανάκτησης στο ηλεκτρικό πεδίο οποιασδήποτε από τις παραμέτρους διαμόρφωσης του οπτικού σήματος (πλάτους, φάσης και πόλωσης) και της περεταίρω επεξεργασίας τους. Κατ' αυτόν τον τρόπο μπορούν να ληφθούν αποτελεσματικά οποιαδήποτε σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης έχοντας ποικίλα διαγράμματα αστερισμού στο δέκτη. Επιπλέον, εφόσον ο σύμφωνος δέκτης μπορεί να συνδυαστεί και με την εφαρμογή πρωτότυπων αλγορίθμων DSP στο ηλεκτρικό πεδίο, δίνεται η δυνατότητα αναίρεσης των περισσότερων υποβαθμίσεων που εισάγονται στα διαμορφωμένα κανάλια από το σύνολο του συστήματος μετάδοσης, όπως: περιορισμένο e/o bandwidth των πομποδεκτών, χρωματική διασπορά και μη γραμμικότητες της SMF [1.32],[1.33], φιλτράρισμα του θορύβου έξω ζώνης του σήματος, αποπολυπλεξία πολώσεων κτλ. Τέλος, ιδιαίτερα για τα WDM συστήματα μετάδοσης, η χρήση ενός οπτικού τοπικού ταλαντωτή με δυνατότητα ρύθμισης της συχνότητας εκπομπής του στο σύμφωνο δέκτη,

εξυπηρετεί στην καλύτερη επιλεκτικότητα ενός συγκεκριμένου διαμορφωμένου καναλιού προς αξιολόγηση. Δεν χρειάζεται δηλαδή η χρησιμοποίηση στενών οπτικών φίλτρων για των διαχωρισμό των WDM καναλιών πριν από τη σύμφωνη φώρασή τους στο δέκτη.

1.4 Κίνητρο και Δομή της Διατριβής

Η σημερινή κοινωνία της πληροφορίας βασίζεται όλο και περισσότερο σε σύγχρονες τηλεπικοινωνιακές λύσεις για να ικανοποιήσει τις ανάγκες διαφόρων πτυχών της καθημερινότητας, χρησιμοποιώντας κατά κόρον ευρυζωνικές εφαρμογές όπως η γρήγορη πρόσβαση στο διαδίκτυο, οι κινητές υπηρεσίες φωνής και δεδομένων, η κατανεμημένη επεξεργασία δεδομένων, οι υπηρεσίες απομακρυσμένης αποθήκευσης, δεδομένων, το cloud – computing, κτλ. Μέχρι σήμερα οι απαιτήσεις των εφαρμογών αυτών για όλο και περισσότερη χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης των δικτύων, ικανοποιούνται σε ένα μεγάλο βαθμό από οπτικά δίκτυα προηγούμενης γενιάς, τα οποία βασίζονται στην τεχνική πολυπλεξίας ως προς το μήκος κύματος WDM με διαμορφωμένα κανάλια δυαδικών σχημάτων διαμόρφωσης και σε ρυθμούς μετάδοσης έως 40 Gb/s ανά κανάλι. Παρόλο που οι συμβατικές αυτές μέθοδοι είχαν κυριαρχήσει τα προηγούμενα χρόνια στο σχεδιασμό των οπτικών δικτύων μετάδοσης, η αλήθεια είναι ότι τα επόμενα χρόνια δεν θα είναι σε θέση να ανταπεξέρθουν στην συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση της σύγχρονης εποχής. Πρόσφατες προβλέψεις για την ευρυζωνική διασυνδεσιμότητα αναφέρουν ότι το 2014 ο συνολικός αριθμός των διασυνδεδεμένων συσκευών στο διαδίκτυο ξεπέρασε και επίσημα τον παγκόσμιο πληθυσμό της γης και μέχρι το 2016 ο παγκόσμια IP κίνηση δεδομένων θα αυξηθεί με έναν ετήσιο ρυθμό κατά 29%, αγγίζοντας τα επόμενα 3 χρόνια τα 1.3 Zettabyte/ χρόνο.

Από την πρώτη δεκαετία του 2000 το τοπίο στις οπτικές τηλεπικοινωνίες άρχισε να αλλάζει δραστικά. Με την ανάπτυξη υψίρρυθμων οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων για τους οπτικούς πομποδέκτες των δικτύων, η επίτευξη υψηλότερων ταχυτήτων μετάδοσης με μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα ανά κανάλι άρχισε να εξετάζεται τόσο από την ερευνητική κοινότητα όσο και από τη βιομηχανία τηλεπικοινωνιών. Προς αυτή τη κατεύθυνση, η ενσωμάτωση των σχημάτων διαμόρφωσης και της ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος στο δέκτη με την τεχνική σύμφωνης φώρασης άρχισε να εδραιώνεται, επιδεικνύοντας τελευταίας τεχνολογίας πομποδέκτες των 100 Gb/s για οπτικά δίκτυα κορμού και πρωτότυπα σενάρια διαμόρφωσης με αυξημένη φασματική αποδοτικότητα για τα οπτικά δίκτυα πρόσβασης. Μέσα σε αυτά τα ερευνητικά πλαίσια, η παρούσα διδακτορική διατριβή εστιάζει στην καθολική υιοθέτηση των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στα σύγχρονα και νέας γενιάς οπτικά δίκτυα κορμού και πρόσβασης, ως έναν από τους προσφορότερου τρόπου επέκτασης των συμβατικών οπτικών δικτύων για την αύξηση της συνολικής χωρητικότητάς τους και την επίτευξη ακόμα υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης ανά διαμορφωμένο κανάλι. Αναλυτικότερα, οι βασικοί άξονες πάνω στους οποίους κινήθηκε η ερευνητική δραστηριότητα της παρούσας διατριβής περιγράφονται περιληπτικά στις παρακάτω παραγράφους, μέσω της παρουσίασης της βασικής της δομής ανά κεφάλαιο.

Στο κεφάλαιο 1 παρουσιάστηκε περιληπτικά η παρούσα κατάσταση στα οπτικά δίκτυα τηλεπικοινωνιών και αναγνωρίστηκε η ανάγκη εισαγωγής της τεχνολογίας των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης για την οπτική μετάδοση πληροφορίας στα σύγχρονα δίκτυα, στοχεύοντας στην επίλυση της μειωμένης χωρητικότητας και της φασματικής αποδοτικότητας που θα κληθούν να αντιμετωπίσουν τα σύγχρονα και μελλοντικά δίκτυα. Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο επίσης επιχειρήθηκε μια ιστορική διαδρομή των σχημάτων διαμόρφωσης στα οπτικά δίκτυα σε διάφορες χρονικές περιόδους και εξετάστηκαν οι συγκυρίες που προέκυψαν στην ερευνητική κοινότητα και οδήγησαν στην σταδιακή υιοθέτηση των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης σε συνδυασμό με τεχνικές σύμφωνης φώρασης τους στο δέκτη.

Στο κεφάλαιο 2 μελετάται θεωρητικά η μεθοδολογία και οι τεχνικές που απαιτούνται για τη διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, τα οποία προσανατολίζονται για χρήση σε μετάδοση της πληροφορίας σε οπτικά δίκτυα κορμού μεγάλης χιλιομετρικής απόστασης. Αρχικά περιγράφονται οι βασικές έννοιες την οπτικής διαμόρφωσης ενός οπτικού φέροντος, και το πώς αυτή μπορεί να αναπαρασταθεί γραφικά με τα διαγράμματα αστερισμού, τα οποία ουσιαστικά παρέχουν όλη τη δυνατή πληροφορία για την πλήρη αξιολόγηση της ποιότητας και των σύνολο των υποβαθμίσεων που εισάγονται σε ένα οπτικά διαμορφωμένο κανάλι κατά τη μετάδοσή του σε οποιοδήποτε σύστημα μετάδοσης. Στα πλαίσια αυτά, αρχικά περιγράφεται η αρχή λειτουργίας της βασικότερης δομής οπτικού διαμορφωτή Mach-Zehnder (MZM) και οι συνθήκες κάτω από τις οποίες μπορεί να οδηγηθεί ούτως ώστε διαμορφώνει σήματα είτε ως προς την ένταση είτε ως προς τη φάση τους. Βάσει του MZM μοντέλου, θα περιγραφεί η αρχή λειτουργίας του διαμορφωτή ορθογωνιότητας IQ-MZM και η διαδικασία δημιουργίας οποιοδήποτε τετραγωνικού διαγράμματος αστερισμού στο μιγαδικό επίπεδο, όπως QPSK και 16-QAM. Τέλος, το κεφάλαιο 2 καταλήγει με την περιγραφή της σύμφωνης τεχνικής φώρασης (coherent detection) στο δέκτη, ως του μόνου τρόπου για την σωστή ανάκτηση δεδομένων τα οποία είναι διαμορφωμένα τόσο στη φάση όσο και στο πλάτος ανεξαρτήτως του σχήματος διαμόρφωσης και της μορφής του διαγράμματος αστερισμού του. Η συγκεκριμένη διάταξη που αναλύεται βασίζεται στη χρήση ενός οπτικού υβριδίου 90° και ενός τοπικού ταλαντωτή, αποτελώντας πρακτικά το οπτικό ανάλογο ενός ηλεκτρικού μίξερ που χρησιμοποιείται στη ηλεκτρονικές τηλεπικοινωνίες. Στην περίπτωση που ο συγκεκριμένος δέκτης διαφοροποίησης φάσης συνδυαστεί και με μία οπτική δομή διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών, δίνεται η δυνατότητα λήψης διαμορφωμένων σημάτων στα οποία έχει εφαρμοστεί και η ευρέως διαδομένη τεχνική της πολυπλεξίας ως προς την πόλωση, διπλασιάζοντας πρακτικά τη φασματική αποδοτικότητα του καναλιού σε μία οπτική συχνότητα.

Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται λεπτομερώς όλη η διαδικασία μοντελοποίησης ενός οπτικού δικτύου κορμού για την μετάδοση οπτικών καναλιών διαμορφωμένων με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης, με τη βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης VPI Transmission Maker. Η διαδικασία παραμετροποίησης του δικτύου περιλαμβάνει όλες τις διαδικασίες εκείνες από την μοντελοποίηση ιδανικών και μη ιδανικών πομποδεκτών για τη δημιουργία οπτικών QPSK και QAM σχημάτων διαμόρφωσης στη διάταξη του πομπού μέχρι τη λήψη τους και την αποδιαμόρφωσή τους στο δέκτη με ή χωρίς την εφαρμογή DSP αλγορίθμων για την ανάκτηση των δεδομένων. Η αξιολόγηση των σχημάτων διαμόρφωσης έγινε με όσο το δυνατόν ρεαλιστικότερες συνθήκες μετάδοσης και υλοποιήθηκαν τόσο η συμβατική τεχνική άμεσης φώρασης στο δέκτη (για τα QSPK σήματα), όσο και η τεχνική της ενδόδυνης (Intradynne) σύμφωνης φώρασης με DSP στο δέκτη για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης. Η συγκριτική αξιολόγηση για όλα τα πειράματα προσομοίωσης έγινε ως προς το επιτεύξιμο BER και τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης των σημάτων στο μοντελοποιημένο οπτικό δίκτυο μετάδοσης. Στα πλαίσια αυτά, το κεφάλαιο 3 θα περιγράψει περιληπτικά και τους βασικούς αλγόριθμους DSP που υλοποιήθηκαν στο δέκτη για την αποδιαμόρφωση και την ανάκτηση των δεδομένων από τα διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης, παρόλο που δεν αποτελεί πεδίο έρευνας της παρούσας διδακτορικής διατριβής.

Στο κεφάλαιο 4 αναλύεται διεξοδικά ο τρόπος οπτικών διατάξεων επαναληπτικών βρόχων, οι οποίες είναι χρήσιμες για την εξομοίωση μετάδοσης σημάτων σε μεγάλες χιλιομετρικές αποστάσεις, έχοντας όμως πεπερασμένο αριθμό από διαθέσιμα τμήματα οπτικής ίνας και εξοπλισμού. Για την αξιολόγηση τόσο των επαναληπτικών βρόχων αλλά και της ποιότητας των διαμορφωμένων σημάτων θα παρουσιαστούν μία σειρά από πειραματικές επιδείξεις που έλαβαν χώρα στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (Ε.Φ.Ε) και αφορούν τη διαμόρφωση και τη μετάδοση σχημάτων σε Brownfield (με χρήση DCF ίνας) ή Greenfield (χωρίς DCF ίνα) επαναληπτικούς βρόχους με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης με ή χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση. Αναλυτικότερα θα παρουσιαστούν τα πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης σε Brownfield βρόχο και σύμφωνης φώρασης ενός 242 Gb/s WDM σήματος

αποτελούμενο από 6 διαμορφωμένα κανάλια, σε διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης με τα σχήματα NRZ-OOK και QPSK. Επιπλέον, θα παρουσιαστούν τα πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης σε Greenfield επαναληπτικό βρόχο για τις εξής περιπτώσεις: α) ενός 20 Gb/s ή 44 Gb/s QPSK σήματος χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση και β) ενός 40 Gb/s DP-QPSK σήματος με πολυπλεξία ως προς τη πόλωση. Η λήψη των σημάτων για όλες τις περιπτώσεις διενεργήθηκε με τη χρήση της τεχνικής της ενδόδυνης σύμφωνης λήψης στο δέκτη με την ανάπτυξη πρωτότυπων αλγορίθμων για την ανάκτηση των δεδομένων και την αξιολόγησή τους.

Στο κεφάλαιο 5 θα παρουσιαστούν όλα τα πειραματικά αποτελέσματα που αφορούσαν τις δραστηριότητες που έλαβαν χώρα στην δοκιμή πεδίου στα εργαστήρια της TILABs στο Τορίνο στα πλαίσια της ευρωπαϊκής ερευνητικής συνεργασίας ICT Galactico, στοχεύοντας στην αξιολόγηση οπτικών καναλιών με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης και τη μετάδοσή τους σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου Greenfield, χωρίς αντιστάθμιση της διασποράς στο οπτικό πεδίο με DCF ίνες. Πιο συγκεκριμένα στο κεφάλαιο 5 θα περιγραφεί η ανάπτυξη και η υλοποίηση σύγχρονων πομποδεκτών για τη διαμόρφωση καναλιών με τα σχήματα 28-32 Gbaud (112-128 Gb/s) DP (Dual Polarization)-QPSK και 10 Gbaud (80 Gb/s) DP 16-QAM και η διαδικασία αξιολόγησής τους με σύμφωνη φώραση και DSP στο δέκτη. Επίσης, θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα μιας πειραματικής WDM μετάδοσης σε πραγματικές συνθήκες, μέσω μίας δοκιμής πεδίου σε ένα προεγκατεστημένο οπτικό δίκτυο μήκους 560 km. Το WDM κανάλι αποτελούνταν από 5 διαμορφωμένα κανάλια τα οποία τοποθετήθηκαν σε φασματικό πλέγμα των 50 GHz και περιλάμβαναν τόσο DP-QSPK όσο και SP (Single Polarization)-DPSK σήματα, και ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης ήταν 422 Gb/s.

Το κεφάλαιο 6 αποτελεί και το δεύτερο μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής και είναι αφιερωμένο την παρουσίαση πρωτότυπων μη συμβολομετρικών οπτο-ηλεκτρικών πομποδεκτών για τη ενσωμάτωση των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στα τα οπτικά τερματικά [Optical Line Terminals-(ONTs)] των σύγχρονων και μελλοντικών παθητικών δικτύων [Passive Optical Networks-(PON)] πρόσβασης. Ο βασικός στόχος της ενσωμάτωσης αυτής παραμένει ο ίδιος με αυτόν που θα περιγραφεί και στα προηγούμενα κεφάλαια 2-5 και αφορούσαν τα οπτικά δίκτυα κορμού- η επίτευξη όσο το δυνατόν μεγαλύτερων ρυθμών μετάδοσης, υψηλότερης φασματικής αποδοτικότητας και αποδοτικότερης εκμετάλλευσης της διαθέσιμης χωρητικότητας των οπτικών ινών. Σε αντίθεση με τα οπτικά δίκτυα κορμού όπου η αξιοπιστία της μετάδοσης και οι υψηλές αποδόσεις των χρησιμοποιούμενων πομποδεκτών αποτελούν κεντρική ιδέα κατά τον σχεδιασμό τους, στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης ο σημαντικότερος κανόνας σχεδιασμού τους επικεντρώνεται στη χρήση μη πολύπλοκων οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων πομποδεκτών με όσο το δυνατόν μικρότερο κόστος μαζικής παραγωγής και χαμηλότερη ενεργειακή κατανάλωση. Βασικά δομικά στοιχεία των πομποδεκτών αυτών είναι ο διαμορφωτής ηλεκτρο- απορρόφησης [Electro-Absorption Modulator -(EAM)] ως διαμορφωτής έντασης του πεδίου και ο ημιαγωγικός οπτικός ενισχυτής [Semiconductor Optical Amplifier -(SOA)] ως διαμορφωτής της φάσης ή της έντασης του πεδίου αντίστοιχα. Στα πλαίσια αυτής της λογικής, μελετώνται αρχικά τα σχήμα διαμόρφωσης τετραδικής διαμόρφωσης πλάτους 4-PAM (Pulsed Amplitude Modulation) σε πειραματική μετάδοση σε WDM-PON περιβάλλοντα, με ή χωρίς σύμφωνη φώραση στο δέκτη. Επιπλέον, για την επίτευξη μεγαλύτερης φασματικής αποδοτικότητας και υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης ανά κανάλι θα παρατεθούν τα πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης οπτικά διαμορφωμένων καναλιών με τα σχήματα QPSK, 8-QAM, 12-QAM και 16-QAM, τα οποία προκύπτουν από την σειριακή διάταξη ενός EAM και SOA ως ανεξάρτητα στάδια οπτικής διαμόρφωσης.

Τέλος το κεφάλαιο 7 ανακεφαλαιώνει όλα τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την παρούσα διδακτορική διατριβή και παραθέτει συγκεκριμένες προτάσεις για περεταίρω έρευνα που στοχεύουν στη περεταίρω αύξηση της χωρητικότητας στα σύγχρονα και νέας γενιάς οπτικά δίκτυα κορμού και πρόσβασης. Αναλυτικότερα, η υιοθέτηση του σχήματος διαμόρφωσης DP 16-QAM σε συνδυασμό με

τεχνικές παραγωγής super-channels πολλαπλών διαμορφωμένων οπτικών φερόντων σε κοντινή απόσταση μεταξύ τους, θα μπορούσε να αποτελέσει το επόμενο βήμα προς ρυθμούς μετάδοσης στα 400 Gb/s ή 1 Tb/s ανά WDM κανάλι στα μελλοντικά οπτικά δίκτυα κορμού, αναβαθμίζοντας τους τωρινούς 100 Gb/s πομποδέκτες. Προς αυτή τη κατεύθυνση και για την καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου οπτικού φάσματος της οπτικής ίνας, προτείνεται η υιοθέτηση της τεχνικής σχεδιασμού οπτικών δικτύων με ευέλικτο φασματικό πλέγμα (flexible-grid) για τη μετάδοση WDM καναλιών. Η πρόταση αυτή με τη σειρά της προϋποθέτει τη περεταίρω έρευνα τόσο σε καινούρια δομικά στοιχεία των οπτικών δικτύων όπως των ROADMs τα οποία τοποθετούνται στους οπτικούς κόμβους των δικτύων αυτών, όσο και σε καινούριους και λιγότερο πολύπλοκους DSP αλγόριθμους στο δέκτη για την σωστή ανάκτηση των διαμορφωμένων δεδομένων από τα super-channels. Ιδιαίτερα για τα μελλοντικά δίκτυα πρόσβασης PONs, προτείνεται η ανάπτυξη μη συμβατικών συμβολομετρικών οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων πομποδεκτών, τα οποία ενσωματώνουν τη τεχνολογία των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης μαζί με σύμφωνες τεχνικές φώρασης στο δέκτη. Κατ' αυτόν τον τρόπο όχι μόνο θα αυξηθεί το σύνολο των εξυπηρετούμενων χρηστών των δικτύων αυτών και η συνολική απόσταση μετάδοσης, αλλά θα ελαχιστοποιηθεί το κόστος τους και η πολυπλοκότητά τους.

Αναφορές Κεφαλαίου 1

- [1.1] J. M Kahn, K.P Ho, “*Ultimate spectral efficiency limits in DWDM systems*”, in Proc. OptoElectronics and Communications Conference, Yokohama, Japan 2002.
- [1.2] E. Desurvire, “*Optical communications in 2025*”, in Proc. ECOC’05, Mo2.1.3, 2005.
- [1.3] S. Betti, et al., *Coherent Optical Communication Systems*. John Wiley & Sons (1995).
- [1.4] M. Rohde, et al, “*Robustness of DPSK direct detection transmission format in standard fiber WDM systems*” *Electronics Letters* vol. 36, pp. 1483–1484, 1999.
- [1.5] P.J Winzer, R.J Essiambre, “*Advanced optical modulation formats*”, in Proceedings of the IEEE, vol. 94, pp. 952–985, 2006.
- [1.6] S. Walklin, J. Conradi, “*Multilevel signaling for increasing the reach of 10 Gb/s Lightwave systems*”. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, pp. 2235–2248, 1999.
- [1.7] Zhao, J., et al.: “*Analytical investigation of optimization, performance bound, and chromatic dispersion tolerance of 4-amplitude-shifted-keying format*”, in Proc. OFC’ 06, JThB15, 2006.
- [1.8] I. Lazarou, S. Dris, P. Bakopoulos, B. Schrenk and H. Avramopoulos, “*Full-Duplex 4-PAM Transmission for Capacity Upgrade in Loop-Back PONs*”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.25,pp.1125-1128, 2013.
- [1.9] N. Argyris, I. Lazarou, S. Dris, P. Bakopoulos, C. Spatharakis, D. Kalavrouziotis, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos, “*Low Cost 4-PAM Heterodyne Digital Receiver for Long Reach Passive Optical Networks*”, in Proc. to be presented in Advanced Photonics Conference, Boston, USA (2015)
- [1.10] W. Rosenkranz, “*Robust multi-level phase shift modulation in high-speed WDM transmission*,” in Proc. SPIE 5625, pp. 241–252, 2005.
- [1.11] C. Wree, et al., “*Differential quadrature phase-shift keying for cost-effective doubling of the capacity in existing WDM systems*”, in: Proc. 4th Conference on Photonic Networks, pp. 161–168. Leipzig, Germany 2003.
- [1.12] M. Ohm, J. Speidel, “*Receiver sensitivity, chromatic dispersion tolerance and optimal receiver bandwidths for 40 Gbit/s 8-level optical ASK-DQPSK and optical 8-DPSK*”, in: Proc. 6th Conference on Photonic Networks, pp. 211–217. Leipzig, Germany. 2005.
- [1.13] K. Sekine, et al., “*Proposal and demonstration of 10-Gsymbol/sec 16-ary (40 Gbit/s) optical modulation / demodulation scheme*”, in Proc. 2004, We3.4.5, 2004.
- [1.14] M. Nakazawa, et al., “*Polarization-multiplexed 1 Gsymbol/s, 64 QAM (12 Gbit/s) coherent optical transmission over 150 km with an optical bandwidth of 2 GHz*”, in proc. OFC’ 07, PDP26 , 2007.
- [1.15] L.G Kazovsky, “*Homodyne phase-shift-keying systems: Past challenges and future opportunities*”. In Proc. OFC’ 05, OTuL3, 2005.
- [1.16] J.R Barry, J. M Kahn, “*Carrier synchronization for homodyne and heterodyne detection of optical quadrature-phase-shift keying*”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, pp.1939–1951, 1992.
- [1.17] Y. Chiou, L Wang, “*Effect of amplifier noise on laser linewidth requirements in long haul optical fiber communication systems with Costas PLL receivers*”, *IEEE Journal of Lightwave Technology* vol. 14, pp. 2126–2134, 1996.

- [1.18] J. M. Kahn, et al., "Heterodyne detection of 310-Mb/s quadriphase-shift keying using fourth-power optical phase-locked loop". IEEE Photonics Technology Letters, vol. 4, pp. 1397–1400, 1992
- [1.19] L.G Kazovsky, "Decision-driven phase-locked loop for optical homodyne receivers: Performance analysis and laser linewidth requirements", IEEE Journal of Lightwave Technology vol. LT-3, pp. 1238–1247, 1985.
- [1.20] L.G Kazovsky, "Balanced phase-locked loops for optical homodyne receivers: Performance analysis, design considerations, and laser linewidth requirements". IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. LT-4, pp. 182–195, 1986.
- [1.21] S. Norimatsu, et al., "An 8 Gb/s QPSK optical homodyne detection experiment using external cavity laser diodes", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 4, pp. 765–767, 1992.
- [1.22] M. Seimetz, "High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission", Springer Series in Optical Sciences, 2009.
- [1.23] K. Kikuchi, "Coherent detection of phase-shift keying signals using digital carrier-phase estimation", in Proc. OFC' 06, OTu14, 2006.
- [1.24] U. Koc, et al., "Digital coherent quadrature phase-shift-keying (QPSK)", in Proc. OFC '06, OTh11, 2006.
- [1.25] H. Louchet, et al., "Improved DSP algorithms for coherent 16-QAM transmission", in Proc. ECOC '08 Tu.1.E.6, 2008.
- [1.26] D.S Ly-Gagnon, et al., "Unrepeated 210-km transmission with coherent detection and digital signal processing of 20-Gb/s QPSK signal", In Proc. OFC' 05, OTuL4, 2005.
- [1.27] R. Noe, "PLL-free synchronous QPSK polarization multiplex/diversity receiver concept with digital I&Q baseband processing", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 17, pp. 887–889, 2005.
- [1.28] M. Seimetz, "Performance of coherent optical Square-16-QAM-systems based on IQ transmitters and homodyne receivers with digital phase estimation", in Proc. OFC/NFOEC '06, NWA4, 2006.
- [1.29] M. Seimetz, "Laser linewidth limitations for optical systems with high-order modulation employing feed forward digital carrier phase estimation", in Proc. OFC '08, OTuM2, 2008.
- [1.30] M.G Taylor, "Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 16, pp. 674–676, 2004.
- [1.31] S. Tsukamoto, "Optical homodyne receiver comprising phase and polarization diversities with digital signal processing", in Proc. ECOC'06, Mo4.2.1, 2006.
- [1.32] C. Hebebrand, et al., "Performance of electronic dispersion compensation for multi-level modulation formats using homodyne coherent detection", In Proc. ECOC '06, We3.P.80, 2006.
- [1.33] B. Spinnler, et al.: "Chromatic dispersion tolerance of coherent optical communication systems with electrical equalization." In: Proc. OFC '06, OWB2, 2006.
- [1.34] W.Ch. Barnet, H. Takahira, J.C. Baroni, Y. Ogi, "The TPC-5 Cable Network", IEEE Communications Magazine. Vol. 34, pp. 36–40, 1996, available at:
http://www.kddi.com/english/corporate/news_release/archive/kdd/press-e96/027.html

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης για Οπτικά Δίκτυα Κορμού

2.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο της παρούσας διδακτορικής διατριβής θα μελετηθεί θεωρητικά η μεθοδολογία και οι τεχνικές που απαιτούνται για τη διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, τα οποία προσανατολίζονται για χρήση σε μετάδοση της πληροφορίας σε οπτικά δίκτυα κορμού μεγάλης χιλιομετρικής απόστασης. Η ανάλυση αρχικά θα ξεκινήσει από την περιγραφή των βασικών εννοιών οι οποίες διέπουν την οπτική διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος και στη συνέχεια θα δοθεί έμφαση στα σχεδιαγράμματα αστερισμού, ως μετρητικού εργαλείου για την αποτύπωση της ποιότητας της διαμορφωμένης πληροφορίας στο μιγαδικό επίπεδο. Όπως θα γίνει κατανοητό και από τα υπόλοιπα κεφάλαια της διδακτορικής διατριβής τα διαγράμματα αστερισμού παρέχουν όλη τη δυνατή πληροφορία για την πλήρη αξιολόγηση της ποιότητας και των σύνολο των υποβαθμίσεων που εισάγονται σε ένα οπτικά διαμορφωμένο κανάλι κατά τη μετάδοσή του σε οποιοδήποτε σύστημα μετάδοσης. Στη συνέχεια, η μεθοδολογία της διαμόρφωσης περιγράφεται μέσω της χρήσης βασικών διατάξεων ηλετρο-οπτικών διαμορφωτών που βασίζονται σε συμβολομετρικές δομές, όπως αυτής του συμβολόμετρου Mach Zehnder. Όπως αναφέρεται και στις ενότητες 2.4 και 2.5, μία απλή δομή ενός Mach Zehnder διαμορφωτή, στην περίπτωση που οδηγηθεί σε κατάλληλες συνθήκες και με σαφώς ορισμένα ηλεκτρικά σήματα οδήγησης, μπορεί να λειτουργήσει ως ένα διαμορφωτής της έντασης του πεδίου ή της φάσης ενός οπτικού φέροντος. Αν και με την συγκεκριμένη δομή δεν είναι δυνατόν να δημιουργηθούν εύκολα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, εντούτοις κρίνεται απαραίτητη η παράθεσή της καθώς αυτές οι βασικές δομές αποτελούν δομικά στοιχεία των διαμορφωτών ορθογωνισμού (IQ modulators), οι οποίοι χρησιμοποιούνται κατά κόρον ως η προσφορότερη τεχνική διαμόρφωσης σχημάτων ανώτερης τάξης κυρίως για τα επόμενης γενιάς οπτικά δίκτυα κορμού.

Βάσει του προηγούμενου σκεπτικού, αφότου περιγραφούν τα κίνητρα πίσω από την ανάγκη χρήσης των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες, στην ενότητα 2.7 παρουσιάζεται λεπτομερώς η αρχή λειτουργίας ενός συμβολομετρικού διαμορφωτή IQ για τη διαμόρφωση οπτικών καναλιών με οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης με τετραγωνισμένης μορφής διάγραμμα αστερισμού. Χωρίς βλάβη της γενικότητας, τα σχήματα διαμόρφωσης στα οποία εστιάζει η συγκεκριμένη ενότητα είναι το QPSK (Quadrature Phase shift Keying) και το τετραγωνικής-μορφής 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Τέλος, το κεφάλαιο 2 καταλήγει με την περιγραφή της σύμφωνης τεχνικής φώρασής (coherent detection) στο δέκτη, ως του μόνου τρόπου για την σωστή ανάκτηση δεδομένων, τα οποία είναι διαμορφωμένα τόσο στη φάση όσο και στο πλάτος ανεξαρτήτως του σχήματος διαμόρφωσης και της μορφής του διαγράμματος αστερισμού του. Η συγκεκριμένη διάταξη που αναλύεται βασίζεται στη χρήση ενός οπτικού υβριδίου 90° και ενός τοπικού ταλαντωτή, αποτελώντας πρακτικά το οπτικό ανάλογο ενός ηλεκτρικού μίξερ που χρησιμοποιείται στη ηλεκτρονικές τηλεπικοινωνίες. Στην περίπτωση που ο συγκεκριμένος δέκτης διαφοροποίησης φάσης συνδυαστεί και με μία οπτική δομή διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών, δίνεται η δυνατότητα λήψης διαμορφωμένων σημάτων στα οποία έχει εφαρμοστεί και η ευρέως διαδομένη τεχνική της πολυπλεξίας ως προς την πόλωση, διπλασιάζοντας πρακτικά τη φασματική αποδοτικότητα του καναλιού σε μία οπτική συχνότητα. Παρόλου που οι διατάξεις των δεκτών αυτών, αποτελούν την αναγκαία συνθήκη για την υλοποίηση της σύμφωνης φώρασης του διαμορφωμένου οπτικού φέροντος στο δέκτη, εντούτοις το τελικό στάδιο της ανάκτησης των δεδομένων στο δέκτη και η αξιολόγησή τους προϋποθέτει την ψηφιακή

επεξεργασία τους με ένα σύνολο από DSP αλγόριθμους στο ηλεκτρικό πεδίο. Η αναφορά στους DSP αλγόριθμους που χρησιμοποιούνται στη σύμφωνη φώραση, ξεπερνάει τα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής και γι' αυτό το λόγο κρίθηκε σκόπιμο να μην αναφερθούν στο παρόν κεφάλαιο. Ωστόσο, για την πληρότητα της θεματολογίας που καλύπτει τη διαδικασία της σύμφωνης φώρασης, ο αναγνώστης θα μπορούσε να ανατρέξει στις αναφορές [2.1-2.7], οι οποίες καλύπτουν το ευρύτερο φάσμα των DSP τεχνικές που χρησιμοποιούνται στα τελευταία γενιάς οπτικά δίκτυα κορμού με σύμφωνη φώραση.

2.2 Βασικές Έννοιες Οπτικής Διαμόρφωσης σε Οπτικό Φέρον

Στα πλαίσια των οπτικών τηλεπικοινωνιών, η διαμόρφωση των δεδομένων περιλαμβάνει με την ευρεία έννοια την αποτύπωση της πληροφορίας που υπάρχει σε ένα ηλεκτρικό σήμα σε ένα οπτικό φέρον. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με την μετατροπή μίας ή και περισσοτέρων φυσικών ιδιοτήτων του ηλεκτρικού πεδίου που σχετίζεται με το οπτικό του φέρον, το οποίο έχει τη μορφή της εξίσωσης (1).

$$\mathbf{E}(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{P(t)} e^{-j\phi(t)} e^{j\omega_o t} \mathbf{e}(t) \right\} \quad (1)$$

Βάσει της παραπάνω εξίσωσης οι παράμετροι εκείνες που μπορούν να διαμορφωθούν, σύμφωνα με το σύνολο της πληροφορίας που θα μεταδοθεί, είναι η ένταση του πεδίου $P(t)$, η φάση του $\phi(t)$, η κεντρική συχνότητα του οπτικού φέροντος ω_o και η πολωτική κατάσταση του φέροντος $\mathbf{e}(t)$. Η αυτονόητη παραδοχή που έχει γίνει γράφοντας την εξίσωση (1) είναι ότι το φασματικό περιεχόμενο του διαμορφωμένου σήματος περιορίζεται σε ένα πεπερασμένο φασματικό εύρος γύρω από την κεντρική συχνότητα του οπτικού φέροντος. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι η ταχύτητα διαμόρφωσης, δηλαδή η ταχύτητα με την οποία η παράμετρος προς διαμόρφωση της εξίσωσης του πεδίου (1) επιβάλλεται να μεταβάλλεται, είναι κατά πολύ μικρότερη από την περίοδο ταλάντωσης της γωνιακής συχνότητας του οπτικού φέροντος $T_o = 2\pi/\omega_o$. Παραμελώντας σε αυτό το σημείο τη διανυσματική φύση του φωτός, η οποία εκφράζεται μέσω της πολωτικής του κατάστασης, το ηλεκτρικό πεδίο της εξίσωσης (1) μπορεί να γραφεί ως [2.11]:

$$E(t) = \text{Re} \left\{ \mathcal{E}(t) e^{j\omega_o t} \right\}, \quad (2)$$

όπου:

$$\mathcal{E}(t) = \sqrt{P(t)} e^{-j\phi(t)} \quad (3)$$

είναι γνωστή ως η σύνθετη μιγαδική περιβάλλουσα του οπτικού σήματος. Η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος μπορεί να είναι είτε ψηφιακή είτε αναλογική. Στην παρούσα διδακτορική διατριβή, εφόσον μελετώνται τα ψηφιακά σχήματα διαμόρφωσης και κατ' επέκταση οι ψηφιακές οπτικές τηλεπικοινωνίες, η μιγαδική περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος μπορεί να εκφραστεί ως το άθροισμα των επιμέρους όρων της ως:

$$\mathcal{E}(t) = \sqrt{P_0} \sum_k a_k p(t - kT_s) \quad (4)$$

όπου P_0 αναπαριστά την ισχύ κορυφής (Peak Power) του διαμορφωμένου σήματος, $p(t)$ είναι η μεταβαλλόμενη ως προς το χρόνο μορφή του παλμού και το πλάτος της οποίας χωρίς βλάβη της γενικότητας περιορίζεται στο κλειστό διάστημα $[0,1]$, και η παράμετρος a_k είναι η ψηφιακή αλληλουχία των δεδομένων προς μετάδοση. Επιπλέον η παράμετρος T_s αντιστοιχεί στην αντίστροφη τιμή του ρυθμού μετάδοσης παλμών του διαμορφωμένου σήματος, η οποία είναι επίσης γνωστή ως και ρυθμός συμβόλου S .

Η ποσότητα a_k μπορεί να λάβει ένα περιορισμένο αριθμό από μιγαδικές τιμές, η οποία πρακτικά εκφράζει την ψηφιακή φύση του σήματος και αποτελεί το ψηφιακό “αλφάβητο” που μπορεί να λάβει το σύμβολο σε μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή. Βάσει αυτού του σκεπτικού, στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί δυαδική ψηφιακή διαμόρφωση για το οπτικό φέρον, η ψηφιακή αλληλουχία συμβόλων μπορεί να λάβει δύο τιμές $\{a_1, a_2\}$ και ισχύει ότι $T_s = T_b$, όπου η περίοδος T_b λαμβάνει την αντίστροφη τιμή του συνολικού ρυθμού μετάδοσης (bit rate) και είναι ίση με $T_b = 1/B$. Για παράδειγμα, στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί το απλό σχήμα διαμόρφωσης On-Off-Keying (OOK) η ψηφιακή αλληλουχία των δεδομένων μπορεί να πάρει διακριτές τιμές στο διάστημα $\{0,1\}$, ενώ στη περίπτωση που επιλεγεί το σχήμα διαμόρφωσης Binary Phase-Shift Keying (BPSK) οι τιμές αυτές περιορίζονται στο διάστημα $\{0, e^{j\pi}\}$. Στην γενικότερη μορφή που επιλεγεί οποιαδήποτε m -τάξη διαμόρφωσης, η αλληλουχία συμβόλων a_k μπορεί να λάβει οποιαδήποτε από τις m καταστάσεις διαμόρφωσης $\{a_1, \dots, a_m\}$ και το κάθε σύμβολο προς μετάδοση μεταφέρει $\log_2 m$ αριθμό από bits. Σε αυτή τη γενική περίπτωση ο ρυθμός συμβόλου (symbol rate) και ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης (bit rate) σχετίζονται σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$S = \frac{B}{\log_2 m} \quad (5)$$

Ο ρυθμός μετάδοσης B εκφράζεται σε μονάδες bit/s , ενώ ο ρυθμός συμβόλου S εκφράζεται με τις μονάδες baud ή πιο σπάνια με $Symbols/s$. Επεκτείνοντας τα παραδείγματα με τα σχήματα διαμόρφωσης που αναφέρθηκε παραπάνω, στη περίπτωση που επιλεγεί το σχήμα Quadrature Phase-Shift-Keying (QPSK), κάθε σύμβολο μπορεί να λάβει τέσσερις δυνατές καταστάσεις και συνεπώς το αλφάβητο a_k διαμορφώνεται ως $\{1, e^{-j\pi/2}, e^{-j\pi}, e^{-j3\pi/2}\}$. Βάσει αυτής της λογικής το κάθε σύμβολο μπορεί να μεταφέρει δύο bits και συνεπώς ο ρυθμός συμβόλου (Symbol Rate) είναι ο μισός από το ρυθμό μετάδοσης (bit-rate).

Επιπλέον, εφόσον η συνάρτηση της περιβάλλουσας του διαμορφωμένου σήματος $\mathcal{E}(t)$ λαμβάνει μιγαδικές τιμές, αυτή μπορεί να εκφραστεί και ως άθροισμα του πραγματικού και του φανταστικού της μέρους σύμφωνα με την εξίσωση:

$$\mathcal{E}(t) = \text{Re} \{ \mathcal{E}(t) \} + j \text{Im} \{ \mathcal{E}(t) \} \quad (6)$$

όπου $\text{Re} \{ \mathcal{E}(t) \}$ και $\text{Im} \{ \mathcal{E}(t) \}$ αναπαριστούν τη “σε-φάση” [In-phase (I)] και την “ορθογώνια” [Quadrature (Q)] συνιστώσα του οπτικού φέροντος. Θεωρώντας λοιπόν την ανεπτυγμένη μορφή του σήματος, όπως αυτή ορίστηκε στην εξίσωση 1 καθώς και την αναπαράσταση ενός μιγαδικού αριθμού $z = \chi + j\psi = |r| \cdot e^{j\theta}$ στο καρτεσιανό μιγαδικό επίπεδο, οι συνιστώσες I και Q των οπτικών σημάτων θα ορίζονται ως

$I(t) = \text{Re}\{\mathcal{E}(t)\}$ και $Q(t) = -\text{Im}\{\mathcal{E}(t)\}$. Συνεπώς λοιπόν η μιγαδική περιβάλλουσα του παλμού μπορεί να οριστεί ως:

$$\mathcal{E}(t) = I(t) - jQ(t) \quad (7)$$

και οποιαδήποτε στροφή φάσης που επιδέχεται το οπτικό φέρον κατά τη διαμόρφωσή του μπορεί να αναπαρασταθεί με θετικό πρόσημο στο καρτεσιανό μιγαδικό επίπεδο (I,Q), συμβαδίζοντας με τις βασικές παραδοχές που συναντώνται στη βιβλιογραφία για τις ψηφιακές επικοινωνίες.

2.3 Διαγράμματα Αστερισμού (Constellation Diagrams)

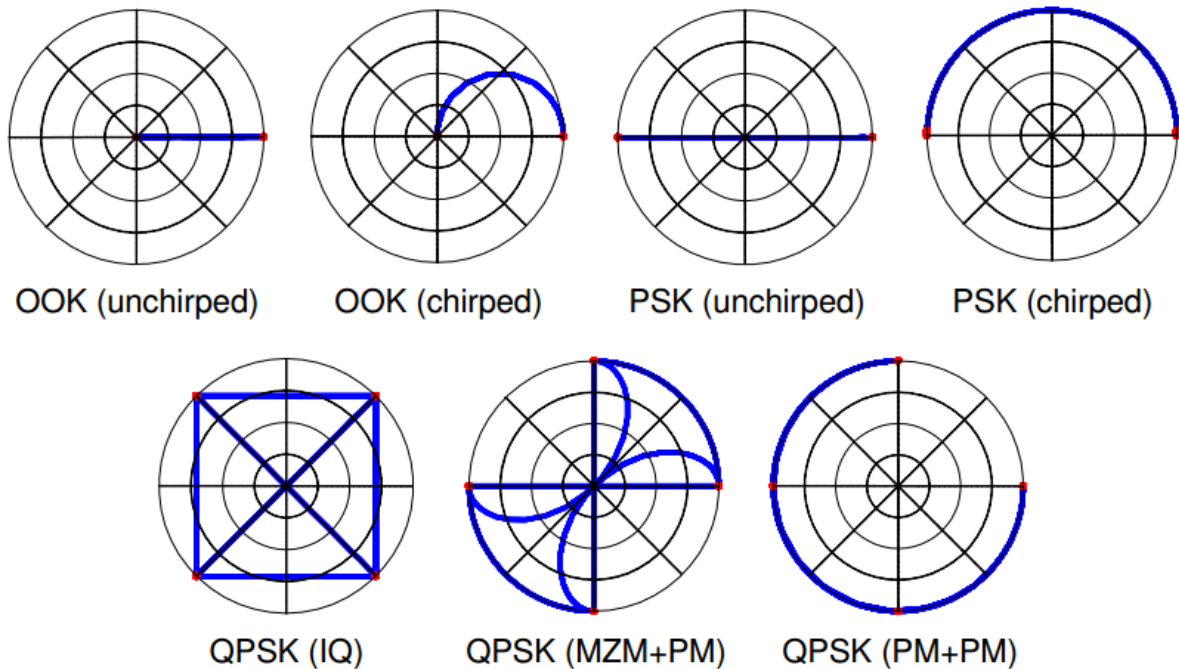
Σε οποιοδήποτε ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα, έτσι και στις ψηφιακές οπτικές επικοινωνίες το ζητούμενο είναι το διαμορφωμένο πεδίο να λαμβάνει σε συγκεκριμένες χρονικές στιγμές και συγκεκριμένες τιμές ανάλογα με τα δεδομένα που μεταδίδονται, οι οποίες από εδώ και στο εξής θα αναφέρονται στη παρούσα διδακτορική διατριβή ως “καταστάσεις διαμόρφωσης” (modulation states). Οι καταστάσεις αυτές μπορούν να αναπαρασταθούν εύκολα σε ένα διάγραμμα αστερισμού, το οποίο πρακτικά αποτυπώνει τις επιτρεπόμενες λογικές τιμές της μιγαδικής περιβάλλουσας $\mathcal{E}(t_k)$, στο μιγαδικό επίπεδο (I, Q). Η παράμετρος t_k αναπαριστά τη χρονική στιγμή δειγματοληψίας του συμβόλου, δηλαδή τη χρονική στιγμή που λαμβάνεται η απόφαση για το ποιο σύμβολο έχει μεταδοθεί. Βάσει αυτής της λογικής, στο διάγραμμα αστερισμού του μιγαδικού επιπέδου (I,Q) ενός διαμορφωμένου σήματος με m-τάξης σχήματος διαμόρφωσης, θα αποτυπώνονται m δυνατές λογικές καταστάσεις διαμόρφωσης στη περίπτωση που η διαμόρφωση είναι ιδανική. Κατά τη διάρκεια των μεταβάσεων των καταστάσεων αυτών από τη μία λογική τιμή στην άλλη, η μιγαδική περιβάλλουσα του ηλεκτρικού πεδίου του σήματος μπορεί να λαμβάνει τιμές εκτός του διακριτού αλφαβήτου α_k , αναπαριστώντας ουσιαστικά τις τροχιές που διαγράφει το πεδίο για την μετάβαση από μία κατάσταση διαμόρφωσης στην άλλη. Οι τροχιές αυτές σπάνια αποτυπώνονται στα διαγράμματα οφθαλμού, εφόσον η σημαντικότερη πληροφορία με τη συγκεκριμένη αναπαράσταση είναι το σύνολο των διακριτών λογικών συμβόλων που μπορεί να λάβει το ηλεκτρικό πεδίο. Παρόλα αυτά, στη πράξη οι μεταβάσεις (transitions) αυτές μπορούν να παρέχουν επιπλέον πληροφορία σχετικά με την ποιότητα του διαμορφωμένου σήματος, εφόσον μπορούν να αποτυπώσουν ευκρινώς τις αποκλίσεις του πεδίου ανάμεσα στις καταστάσεις διαμόρφωσης και συνεπώς το ενδεχόμενο τετέρισμα φάσης (chirp) του διαμορφωμένου σήματος ή την τιμή της ισχύος κορυφής των παλμών. Υπό αυτήν την έννοια, τα διαγράμματα αστερισμού στην πλήρη τους μορφή (συμπεριλαμβανομένου και των τροχιών που διαγράφει το ηλεκτρικό πεδίο) αποτελούν μία ευρύτερη μετρητική απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος σε σχέση με την παραδοσιακή απεικόνιση των διαγραμμάτων οφθαλμού, τα οποία χρησιμοποιούνται για την αναπαράσταση μίας μόνο διάστασης διαμόρφωσης του σήματος.

Η εικόνα 2.1 αναπαριστά μια σειρά από ιδανικά διαγράμματα αστερισμού, τα οποία αντιστοιχούν σε διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και μπορούν να δημιουργηθούν με παραπάνω από έναν τρόπους με τη χρήση διαφορετικών οπτικών διαμορφωτών. Τα κόκκινα στίγματα αναπαριστούν το σύνολο των δυνατών καταστάσεων διαμόρφωσης (συμβόλων) ενώ οι μπλε γραμμές αποτυπώνουν τη σύνθετη τροχιά που ακολουθεί το ηλεκτρικό πεδίο κατά τη μετάβασή του από τη μια λογική κατάσταση στην άλλη. Παραδείγματος χάριν, στην περίπτωση της ΟΟΚ διαμόρφωσης οι καταστάσεις διαμόρφωσης αντιστοιχούν σε δύο κανονικοποιημένα επίπεδα ισχύος το 0 και το 1, τα οποία αποτυπώνονται με δύο κόκκινες τελείες στα σημεία (0, 0) και (1, 0) του μοναδιαίου κύκλου του μιγαδικού επιπέδου (I,Q). Όπως γίνεται εμφανές, στο σχήμα διαμόρφωσης ΟΟΚ μπορεί να δημιουργηθεί με δύο τρόπους και όπως θα

εξηγηθεί και στη συνέχεια το διαμορφωμένο OOK σήμα μπορεί να έχει chirp. Αυτό σημαίνει ότι η στιγμιαία συχνότητα του σήματος, ορισμένη βάσει την εξίσωσης (1) ως:

$$\omega(t) = \omega_0 - \frac{\partial\phi(t)}{\partial t}, \quad (7)$$

αλλάζει κατά τη διαμόρφωση του οπτικού φέροντος ή ορθότερα η φάση του είναι μια χρονομεταβλητή συνάρτηση. Συνεπώς λοιπόν, στα διαγράμματα αστερισμού οι μεταβάσεις που ακολουθούν μία τροχιά μετάβασης με σταθερή φάση σε όλη τη πορεία τους αντιστοιχούν σε διαμορφωμένα σήματα χωρίς chirp, ενώ στην αντίθετη περίπτωση σε διαμορφωμένα σήματα με chirp. Η συγκεκριμένη παρατήρηση έχει ιδιαίτερη σημασία στην περίπτωση που δε χρησιμοποιηθούν ιδανικοί διαμορφωτές, όπως αυτοί που θα περιγραφούν στο κεφάλαιο 6 της παρούσας διδακτορικής διατριβής και αφορούν την ενσωμάτωση των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στα PONs, εφόσον η chirped φύση των διαμορφωμένων παλμών μπορούν να οδηγήσουν σε υποβαθμισμένα διαγράμματα αστερισμού. Συνεχίζοντας την περιγραφή των διαγραμμάτων αστερισμού της εικόνας 2.1, στην περίπτωση της BPSK διαμόρφωσης, οι καταστάσεις διαμόρφωσης του σήματος εμφανίζονται ως κόκκινες τελείες στα άκρα του μοναδιαίου κύκλου έχοντας διαφορά φάσης ίση με π . Και σε αυτήν την περίπτωση υπάρχει ο διαχωρισμός ανάμεσα σε chirped και un-chirped διαμορφωμένα σήματα, τα οποία θα αναφερθούν και σε παρακάτω κεφάλαια.



Εικόνα 2. 1: Γραφική αναπαράσταση διαγραμμάτων αστερισμού με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και διαφορετικές μεθοδολογίες παραγωγής τους. Οι κόκκινες τελείες αντιπροσωπεύουν τις καταστάσεις διαμόρφωσης ενώ οι μπλε γραμμές αναπαριστούν την τροχιά των μεταβάσεων που ακολουθεί το ηλεκτρικό πεδίο του οπτικού φέροντος ανάμεσα στις καταστάσεις διαμόρφωσης.

Τέλος, πέραν των παραδοσιακών δυαδικών σχημάτων διαμόρφωσης OOK και BPSK, φαίνονται και τρία διαγράμματα αστερισμού που αντιστοιχούν σε διαφορετικούς τρόπους διαμόρφωσης με το σχήμα QPSK. Και στις τρεις περιπτώσεις, οι διαφορετικές τεχνικές διαμόρφωσης καταλήγουν στις ίδιες

καταστάσεις διαμόρφωσης με διαφορά φάσης $\pi/2$, εντούτοις οι μεταβάσεις σε κάποια διαγράμματα έχουν chirp ενώ άλλες όχι. Επίσης, γίνεται εμφανές ότι ορισμένες μέθοδοι οδηγούν σε μεταβάσεις που έχουν καθόλη τη διάρκεια σταθερό πλάτος, δηλαδή η τροχιά ακολουθεί την εξωτερική περίμετρο του μοναδιαίου κύκλου, ενώ άλλες οδηγούν σε μεταβολές την έντασης του πεδίου καθώς διαμορφώνεται η φάση τους. Η διαδικασία διαμόρφωσης σημάτων κατά QPSK θα αναλυθεί περισσότερο στην ενότητα 2.7. Όλα αυτά τα παραδείγματα αποδεικνύουν το πόσο χρήσιμο εργαλείο απεικόνισης μπορούν να καταστούν τα διαγράμματα αστερισμού, εφόσον έχουν τη δυνατότητα να αποτυπώνουν τη φύση της διαδικασίας διαμόρφωσης των οπτικών σημάτων. Στις πραγματικές συνθήκες μετάδοσης, οι καταστάσεις διαμόρφωσης στα διαγράμματα αστερισμού δεν εμφανίζονται ποτέ ως μικρές τελείες, εξαιτίας του θορύβου και της παραμόρφωσης του διαμορφωμένου σήματος από το σύνολο των υποβαθμίσεων του συνολικού δικτύου μετάδοσης που εισάγονται από τον πομπό μέχρι το δέκτη (θόρυβος ενισχυτών, πεπερασμένο ηλεκτρο-οπτικό (e/O) εύρος λειτουργίας των διαμορφωτών, κτλ.).

2.4 Οπτικός διαμορφωτής τύπου Mach-Zehnder (MZM)

Η ενότητα αυτή θα περιγράψει την αρχή λειτουργίας του πιο ευρέως χρησιμοποιούμενου οπτικού διαμορφωτή για την υλοποίηση των παραδοσιακών δυαδικών σχημάτων διαμόρφωσης, όπως OOK και BPSK, στα οποία βασίζονται ακόμη και σήμερα τα περισσότερα οπτικά δίκτυα κορμού παλαιότερης γενιάς με συνολικές ταχύτητες μετάδοσης έως 40 Gb/s ανά οπτικό φέρον. Η παράθεση της ενότητας αυτής κρίνεται ιδιαίτερα σημαντική καθώς βάσει της περιγραφής που δοθεί στο σημείο αυτό θα βασιστεί και η ανάλυση των τεχνικών διαμόρφωσης που στοχεύουν στην περεταίρω αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας και του συνολικού ρυθμού μετάδοσης ανά οπτικό φέρον στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα νέας γενιάς, χρησιμοποιώντας σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης όπως τα QPSK και QAM με ή και χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση. Αφότου περιγραφεί η βασική αρχή λειτουργίας του Mach Zehnder διαμορφωτή (MZM) και αναφερθεί περιληπτικά η υλοποίησή με τη χρήση ηλεκτρο-οπτικών κρυστάλλων, θα αναλυθεί και θα παρουσιαστεί διεξοδικά ένα καθολικό μοντέλο που διέπει την αρχή λειτουργίας του MZM. Χρησιμοποιώντας αυτό το μοντέλο, θα περιγραφεί η διαδικασία διαμόρφωσης της έντασης του η της φάσης του πεδίου του. Επιπλέον, θα περιγραφεί η διαδικασία κατά την οποία ο MZM κάτω από ορισμένες συνθήκες διαμόρφωσης μπορεί να λειτουργήσει και ως διαμορφωτής της φάσης του οπτικού φέροντος.

2.4.1 Αρχή λειτουργίας του MZM

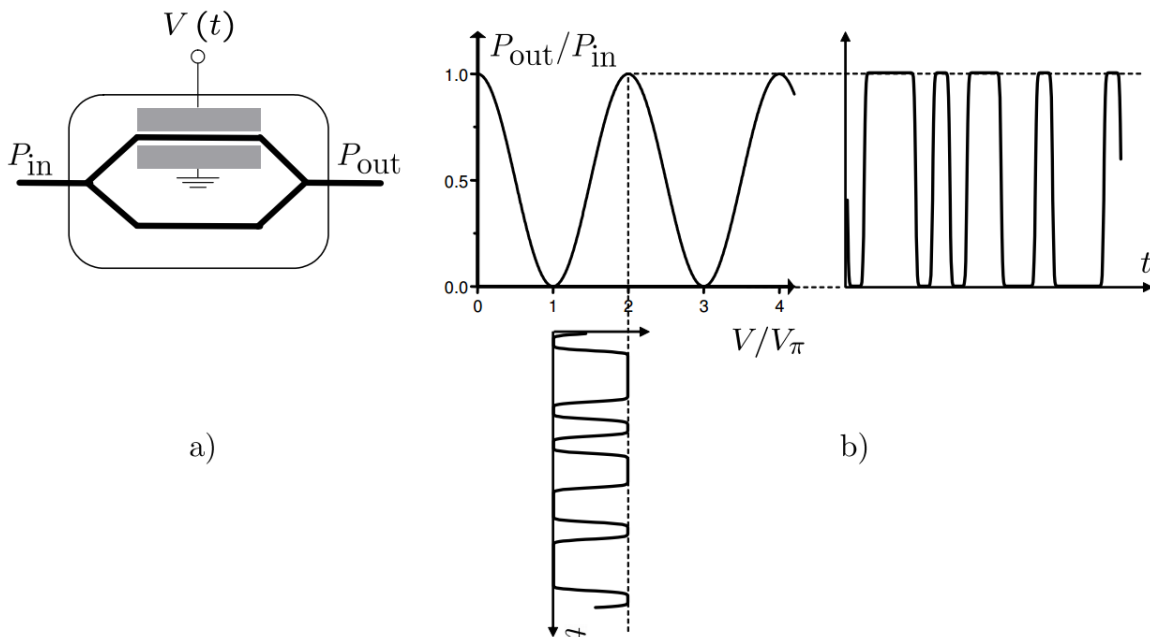
Η αρχή λειτουργίας του MZM βασίζεται στο φαινόμενο Pockels [2.19], βάσει του οποίου υπάρχει δυνατότητα της γραμμικής μεταβολής του δείκτη διάθλασης ενός ηλεκτρο-οπτικού υλικού αν εφαρμοστεί σε αυτό ένα εξωτερικό ηλεκτρικό πεδίο. Η σημαντική ιδιότητα του φαινομένου αυτού είναι ότι η μεταβολή του δείκτη διάθλασης του υλικού είναι ανάλογη της τιμής της τάσης που εφαρμόζεται σε αυτό και για τις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές διαμόρφωσης η διάρκεια του φαινομένου αυτού μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι ακαριαία. Πιο συγκεκριμένα, ο όρος “ακαριαία” αναφέρεται σε στιγμιαίους χρόνους περάτωσης της τάσεων των μερικών femtoseconds, το οποίο είναι πολλές τάξεις μεγέθους μεγαλύτερο από τις ταχύτητες διαμόρφωσης των δεδομένων με 10-100G b/s, οι οποίες κυμαίνονται στα επίπεδα από 10-100 ps. Βάσει αυτού του φαινομένου, η πιο άμεσα υλοποιήσιμη μεθοδολογία διαμόρφωσης του φωτός θα ήταν ως προς τη φάση του οπτικού φέροντος, εισάγοντας ένα μη διαμορφωμένο σήμα σε ένα ευθύ ηλεκτρο-οπτικό κυματοδηγό και εφαρμόζοντας ένα χρονομεταβλητό ηλεκτρικό πεδίο σε αυτόν. Η εφαρμοζόμενη τάση θα διαμόρφωνε το δείκτη διάθλασης του υλικού και

συνεπώς αυτή η διαμόρφωση θα αποτυπωνόταν στη φάση του οπτικού φέροντος. Παρόλα αυτά, εξαιτίας του γεγονότος κατά το οποίο τα παλαιότερης γενιάς δίκτυα βασίζονται κυρίως στη διαμόρφωση της έντασης του πεδίου, είναι αναγκαίο η διαμόρφωση αυτή, που εισάγεται στο οπτικό φέρον μέσω του ηλεκτρο—οπτικού φαινομένου, να μετατραπεί σε διαμόρφωση πλάτους χρησιμοποιώντας μια συμβολομετρική διάταξη

Για την περιγραφή της αρχής λειτουργίας μίας τέτοιας συσκευής διαμορφωτή, θεωρείται η απλή συμβολομετρική διάταξη της εικόνας 2.2 η οποία αναπαριστά ένα MZM με εφαρμογή ηλεκτροοπτικού υλικού μόνο σε έναν από τους δύο βραχίονές του (Single-Drive MZM). Ο πιο απλός τρόπος κατασκευής ενός MZM προοριζόμενο για εξωτερική διαμόρφωση των δεδομένων είναι η ολοκλήρωση των κυματοδηγών πάνω σε ένα στρώμα ενός ηλεκτρο-οπτικού υλικού και η τοποθέτηση ηλεκτροδίων πάνω ή γύρω από την επιφάνειά τους. Θεωρώντας ότι οι 3 dB συζεύκτες ισχύος στην είσοδο και στην έξοδο του MZM είναι ιδανικοί, η οπτική έξοδος του συμβολόμετρου εξαρτάται από τη διαφορά φάσης που υποβάλλεται στη ποσότητα του φωτός που διαδίδεται στο πάνω ($\varphi(t)$) και στο κάτω (φ_0) βραχίονα της δομής του και αυτή δίνεται από τη σχέση:

$$P_{\text{out}} = P_{\text{in}} \cos^2 \frac{\Delta\phi}{2}, \quad (9)$$

όπου $\Delta\phi = \varphi(t) - \varphi_0$



Εικόνα 2. 2 : Αρχή λειτουργίας του MZM ως συμβολικός διαμορφωτής πλάτους. (a) Σχηματική αναπαράσταση ενός MZM με διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης του ηλεκτρο-οπτικού υλικού σε έναν από τους βραχίονες του (Single Drive MZM) με εφαρμογή χρονομεταβαλλόμενης τάσης, (b) Συνάρτηση μεταφοράς ισχύος εξόδου του MZM με τυπική οδήγησή του από NRZ ηλεκτρικής παλμοσειράς διαμόρφωσης με πλάτος τάσης V_{π} .

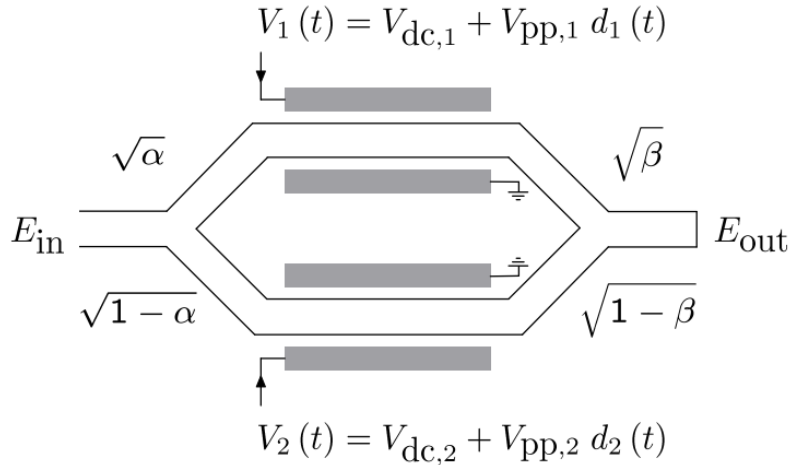
Η στροφή φάσης που εισάγεται στον πάνω βραχίονα του συμβολόμετρου εξαρτάται από τον δείκτη διάθλασης του ηλεκτρο-οπτικού υλικού, ο οποίος με τη σειρά του εξαρτάται από το εξωτερικά εφαρμοζόμενο πεδίο μέσω του φαινομένου Pockels. Στη περίπτωση λοιπόν που εφαρμοστεί μια χρονικά μεταβαλλόμενη τάση $V(t)$ κατά μήκος του ηλεκτρο-οπτικού κυματοδηγού στον επάνω βραχίονα του MZM, η μεταβολή του δείκτη διάθλασης του κυματοδηγού θα είναι επίσης χρονομεταβαλλόμενη και αυτό με τη σειρά του θα οδηγήσει σε μια οπτική έξοδο P_{out}/P_{in} της οποίας η τιμή θα εξαρτάται από το χρόνο. Στην περίπτωση που η οπτική είσοδος του MZM είναι ένα συνεχές οπτικό φέρον [Continuous Wavelength - (CW)], τότε η έξοδος του MZM θα διαμορφωθεί βάσει των ηλεκτρικών δεδομένων της τάσης $V(t)$. Η τιμή της στροφής της φάσης που θα επιτευχθεί στο οπτικό φέρον από την εξωτερική εφαρμογή τάσης εξαρτάται από πολλούς παράγοντες συμπεριλαμβανομένου: α) του ηλεκτρο-οπτικού υλικού που θα χρησιμοποιηθεί (LiNbO₃, InP, GaAs), β) τον προσανατολισμό του εφαρμοζόμενου ηλεκτρικού πεδίου ως προς τους άξονες του κρυστάλλου, γ) την πολωτική κατάσταση του οπτικού σήματος εισόδου και τις διαστάσεις/γεωμετρία του κυματοδηγού. Για την περιγραφή της ποσότητας της εφαρμοζόμενης τάσης που απαιτείται για να επιτευχθεί στροφή φάσης ίση με π στον επάνω βραχίονα του MZM ώστε η έξοδος του να είναι ένα διαμορφωμένο κατά πλάτος (OOK) σήμα, χρησιμοποιείται η παράμετρος V_π (half-wave Voltage). Συνεπώς λοιπόν, η ηλεκτρο-οπτική στροφή φάσης $\phi(t)$ που εφαρμόζεται στο οπτικό φέρον σχετίζεται με την χρονικά μεταβαλλόμενη τάση $V(t)$ σύμφωνα με την σχέση:

$$\phi(t) = \pi \frac{V(t)}{V_\pi} \quad (10)$$

Μέσω των εξισώσεων (9) και (10) είναι δυνατόν να υπολογιστεί η έξοδος του MZM ως συνάρτηση της εφαρμοζόμενης τάσης, όπως φαίνεται και στην εικόνα 2.2 με κανονικοποίηση της εφαρμοζόμενης τάσης ως προς τη ποσότητα V_π .

2.4.3 Γενικό Μοντέλο Περιγραφής του διαμορφωτή MZM

Η σχηματική αναπαράσταση ενός MZM διαμορφωτή παρουσιάζεται στην εικόνα 2.3. Σε αντίθεση με την εικόνα 2.2, στη συγκεκριμένη περίπτωση θεωρείται ότι υπάρχει η δυνατότητα διαμόρφωσης όχι μόνο του πάνω βραχίονα του MZM αλλά και του κάτω και ο τύπος αυτός του MZM συναντάται στη βιβλιογραφία με την ονομασία Dual-Drive MZM. Σύμφωνα λοιπόν με αυτήν τη θεώρηση ο διαμορφωτής αυτός αποτελείται από τον κυματοδηγό εισόδου ο οποίος ακολουθείται από έναν οπτικό διαχωριστή ισχύος τύπου Y-διακλάδωσης (Y-junction). Ο τελευταίος διαχωρίζει το εισερχόμενο οπτικό πεδίο προς τους δύο ίδιου μήκους βραχίονες του MZM, όπου το οπτικό πεδίο υφίσταται στροφή φάσης ίση με φ_1 και φ_2 στον πάνω και κάτω βραχίονα, αντίστοιχα. Στην πιο γενική περίπτωση, θεωρείται ότι οι φ_1 και φ_2 , οι οποίες εξαρτώνται από την εφαρμοζόμενη τάση $V1$ και $V2$ στους άνω και κάτω βραχίονες του MZM αντίστοιχα, μπορούν να δημιουργηθούν ανεξάρτητα. Τα οπτικά πεδία που διαδίδονται κατά μήκος δύο βραχιόνων του MZM συνδυάζονται με τη βοήθεια ενός Y-junction συζεύκτη και οδηγούνται προς τον κυματοδηγό εξόδου. Επίσης θεωρείται ότι ο λόγος διαχωρισμού/σύζευξης των Y-junctions της διάταξης είναι διαφορετικός και ίσα με τις παραμέτρους α και β . Επιπλέον, η συνολική απώλεια που υφίσταται το οπτικό πεδίο στο άνω και κάτω βραχίονα του MZM περιγράφονται από τις παραμέτρους ρ_1 και ρ_2 .



Εικόνα 2. 3: Τυπική δομή ενός ολοκληρωμένου οπτικού διαμορφωτή MZM τύπου Dual Drive (πηγή Sumitomo Osaka Cement Co., Ltd).

Το συνολικό πεδίο στην έξοδο του διαμορφωτή αποτελείται από το άθροισμα των πεδίων που διαδίδονται διαμέσου των άνω και κάτω βραχιόνων του MZM και η μιγαδική του περιβάλλουσα μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\mathcal{E}_{\text{out}}(t) = \left(\rho_1 \sqrt{\alpha} \sqrt{\beta} e^{-j\phi_1} + \rho_2 \sqrt{1-\alpha} \sqrt{1-\beta} e^{-j\phi_2} \right) \mathcal{E}_{\text{in}}(t) \quad (11)$$

Θέτοντας όπου:

$$a = \rho_1 \sqrt{\alpha} \sqrt{\beta} \quad (12)$$

και

$$b = \rho_2 \sqrt{1-\alpha} \sqrt{1-\beta} \quad (13)$$

η εξίσωση (11) παίρνει τη μορφή:

$$\mathcal{E}_{\text{out}}(t) = e^{-j\bar{\phi}} \left[a e^{-j\frac{\Delta\phi}{2}} + b e^{j\frac{\Delta\phi}{2}} \right] \mathcal{E}_{\text{in}}(t) \quad (14)$$

όπου:

$$\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 \quad (15)$$

$$\bar{\phi} = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2} \quad (16)$$

Επιχειρώντας το διαχωρισμό της πραγματικής και της φανταστικής συνιστώσας της μιγαδικής περιβάλλουσας του πεδίου η εξίσωση (14) μπορεί να αναπτυχθεί στη παρακάτω εξίσωση:

$$\mathcal{E}_{\text{out}}(t) = e^{-j\bar{\phi}} \left[(a+b) \cos \frac{\Delta\phi}{2} + j(b-a) \sin \frac{\Delta\phi}{2} \right] \mathcal{E}_{\text{in}}(t) \quad (17)$$

η οποία με τη σειρά της οδηγεί στην:

$$\mathcal{E}_{\text{out}}(t) = \mathcal{E}_{\text{in}}(t) e^{-j(\bar{\phi}+\psi)} \sqrt{(a+b)^2 \cos^2 \frac{\Delta\phi}{2} + (a-b)^2 \sin^2 \frac{\Delta\phi}{2}} \quad (18)$$

Η παράμετρος της φάσης ψ εξαρτάται από την ανισοροπία ισχύος ανάμεσα στο άνω και στο κάτω βραχίονα του συμβολόμετρου, όπως επίσης και από τη διαφορά φάσης που υφίσταται το οπτικό φέρον καθώς αυτό διαδίδεται κατά μήκος των κυματοδηγών τους, σύμφωνα με την:

$$\tan \psi = \left[\frac{a-b}{a+b} \right] \tan \frac{\Delta\phi}{2} \quad (19)$$

Η στροφή φάσης που εισάγεται στο πάνω και τον κάτω βραχίονα του MZI, ϕ_1 και ϕ_2 , μπορούν να εκφραστούν ως συνάρτηση των εφαρμοζόμενων τάσεων V_1 και V_2 , καθώς και της τάσης V_π η οποία θεωρείται ότι είναι ίδια και για του δύο βραχίονες ως:

$$\phi_1(t) = \pi \frac{V_1(t)}{V_\pi} \quad (20)$$

$$\phi_2(t) = \pi \frac{V_2(t)}{V_\pi} \quad (21)$$

Επιπλέον, αν αναλυθούν οι εφαρμοζόμενες τάσεις αυτές ως ένα άθροισμα των d.c και a.c συνιστωσών τους, τότε οι χρονομεταβλητές τάσεις $V_1(t)$ και $V_2(t)$ παίρνουν τη μορφή:

$$V_1(t) = V_{\text{dc},1} + V_{\text{pp},1} d_1(t) \quad (22)$$

$$V_2(t) = V_{\text{dc},2} + V_{\text{pp},2} d_2(t) \quad (23)$$

όπου, $V_{pp,i}$ είναι το συνολικό πλάτος peak-to-peak του ηλεκτρικού σήματος που εφαρμόζεται στο βραχίονα i , και $d_i(t)$ είναι η κανονικοποιημένη ηλεκτρική παλμοσειρά έτσι ώστε να ισχύει $d_i(t) \in [-1/2, 1/2]$. Εν συνεχεία, θεωρείται ότι ο λόγος διαχωρισμού/σύζευξης των Y-junctions του MZM είναι $\alpha = \beta = 1/2$, και οι συνολικές απώλειες που εισάγονται στο οπτικό φέρον κατά τη διάδοσή του τόσο στον πάνω όσο και στον κάτω βραχίονα είναι ίσες, ισχύει δηλαδή $\rho_1 = \rho_2 = \rho$ και $\alpha = \beta = \rho/2$. Συνεπώς λοιπόν αντικαθιστώντας της προηγούμενες σχέσεις στην εξίσωση (18), αυτή μετατρέπεται στην:

$$\mathcal{E}_{\text{out}}(t) = \sqrt{P_{\text{out}}(t)} e^{-j\phi(t)}, \quad (24)$$

όπου,

$$P_{out}(t) = P_{in}(t) \rho^2 \cos^2 \left[\frac{\pi}{2V_{\pi}} \{V_{dc,1} - V_{dc,2} + V_{pp,1} d_1(t) - V_{pp,2} d_2(t)\} \right] \quad (25)$$

και

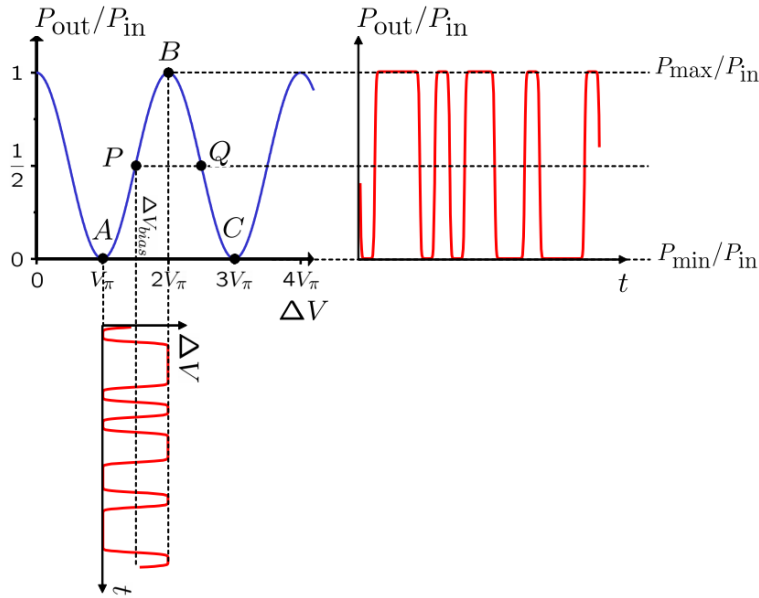
$$\phi(t) = \frac{\pi}{2V_{\pi}} \{V_{dc,1} + V_{dc,2} + V_{pp,1} d_1(t) + V_{pp,2} d_2(t)\} \quad (26)$$

Βάσει της παραπάνω ανάλυσης, η οπτική ισχύς στην έξοδο του MZM εξαρτάται τόσο από τη διαφορά ανάμεσα στις d.c συνιστώσες που εφαρμόζονται σε κάθε ένα από τους βραχίονες $\Delta V_{bias} = V_{dc,1} - V_{dc,2}$ (biasing του διαμορφωτή) όσο και από την διαφορά V_{pp} των ηλεκτρικών σημάτων που οδηγούν το διαμορφωτή $V_{pp,1} d_1(t) - V_{pp,2} d_2(t)$. Αυτή λοιπόν η εξάρτηση της οπτικής εξόδου του MZM δίνει πολλές δυνατότητες ως προς τη διαμόρφωση του φωτός μέσα σε αυτούς και θα αναλυθούν εκτενέστερα και στα παρακάτω κεφάλαια. Στο σημείο αυτό, θα περιγραφεί πρώτα η πιο απλή περίπτωση της διαμόρφωσης κατά πλάτος σε ένα CW οπτικό φέρον, χρησιμοποιώντας μία ηλεκτρική ακολουθία $d(t)$.

Στην εικόνα 2.4 φαίνεται η ισχύς εξόδου του MZM ως ο λόγος ανάμεσα στην οπτική ισχύ εισόδου προς την οπτική ισχύ εξόδου P_{out}/P_{in} ως συνάρτηση της διαφοράς των τάσεων που εφαρμόζονται σε κάθε ένα βραχίονα του MZM και είναι ίση με $\Delta V = V1-V2$. Για απλούστευση του παραδείγματος θεωρήθηκε ότι η απώλεια του διαμορφωτή μπορεί να παραληφθεί έτσι ώστε να ισχύει ότι $\rho^2 = 1$. Όπως γίνεται εμφανές, η συνάρτηση μεταφοράς της ισχύος εξόδου του MZI είναι περιοδική, με περίοδο $2V_{\pi}$ και βάσει της συμπεριφοράς της οπτικής εξόδου του MZI μπορεί να επιτευχθεί διαμόρφωση ΟΟΚ, οδηγώντας τον διαμορφωτή ανάμεσα στο τοπικό μέγιστο και στο κοντινότερο τοπικό ελάχιστο της συνάρτησης μεταφοράς του με μια ηλεκτρική ακολουθία $d(t)$ πλάτους $\Delta V = V_{\pi}$. Ιδανικά, ο σκοπός της ΟΟΚ διαμόρφωσης είναι η επίτευξη του μέγιστου E.R του εξερχόμενου σήματος, το οποίο ορίζεται ως:

$$ER = \frac{P_{max}}{P_{min}} \quad (27)$$

με P_{max} και P_{min} να αντιστοιχούν στη μέγιστη και στην ελάχιστη ισχύ εξόδου. Η επίτευξη ενός θεωρητικά άπειρου E.R απαιτεί ολική προσθετική και αφαιρετική συμβολή των οπτικών πεδίων που διαδίδονται σε διαμέσου κάθε βραχίονα του MZM, η οποία μπορεί να επιτευχθεί μόνο η απώλειες διαχωρισμού της οπτικής ισχύος και οι απώλειες διάδοσης είναι απολύτως ισοσταθμισμένες, όπως εμφανίζονται και στην (18). Παρόλα αυτά, επειδή οι συνθήκες αυτές δεν μπορούν να ισχύσουν ποτέ, E.R της τάξεως των 10-15 dB θεωρούνται αρκετά για αποδοτική διαμόρφωση. Ακόμη, στην περίπτωση που επιλεγεί ο MZM να οδηγείται από ένα ηλεκτρικό σήμα μέγιστου πλάτους και ίσο με V_{π} , η μη γραμμική φύση της συνάρτησης μεταφοράς ισχύος του MZM θα οδηγήσει στην εξασθένηση της μεταφοράς ενδεχόμενων ηλεκτρικών κυματισμών από τα ηλεκτρικά σήματα οδήγησης στο οπτικό διαμορφωμένο με ΟΟΚ φέρον.



Εικόνα 2. 4 : Σχηματική αναπαράσταση των biasing points και της χρονομεταβαλλόμενης τάσης οδήγησης σε έναν MZM για την παραγωγή ΟΟΚ διαμόρφωσης.

2.4.4 Διαμόρφωση Φάσης με τον MZM διαμορφωτή

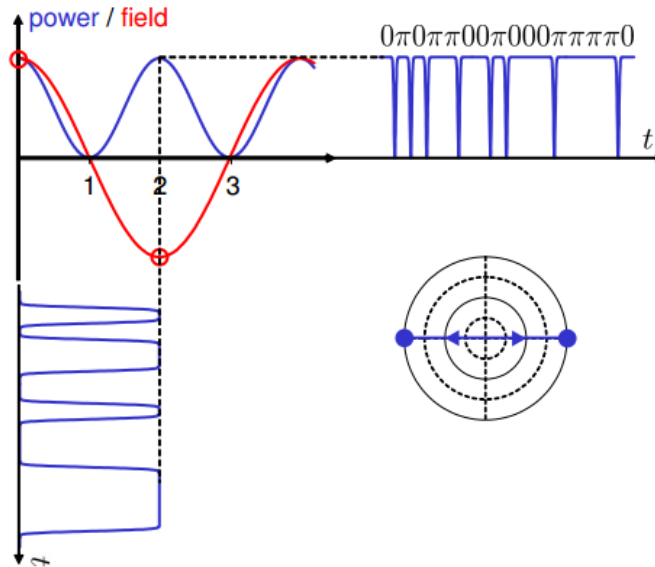
Στα εισαγωγικά κεφάλαια που αφορούσαν τις γενικές έννοιες της ηλετρο-οπτικής διαμόρφωσης, αναφέρθηκε ότι ο πιο εύκολος τρόπος διαμόρφωσης σε ένα ηλεκτρο-οπτικό κρύσταλλο είναι η διαμόρφωση ως προς τη φάση του οπτικού φέροντος, καθώς η στροφή φάσης που εισάγεται σε αυτό είναι ανάλογη με την αλλαγή του δείκτη διάθλασης του υλικού του και συνεπώς εξαρτάται γραμμικά από την εφαρμοζόμενη σε αυτόν τάση. Η οπτική έξοδος ενός τέτοιου διαμορφωτή μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\mathcal{E}_{\text{out}}(t) = \mathcal{E}_{\text{in}} e^{-j\frac{\pi}{V_{\pi}}V(t)}, \quad (28)$$

και βάση της παραπάνω σχέσης, μπορεί να επιτευχθεί οποιοδήποτε ποσοστό στροφής φάσης ανάλογα με την εφαρμοζόμενη τάση $V(t)$. Αν και η συγκεκριμένη διαμόρφωση παρουσιάζει αυξημένη απλότητα, εντούτοις περιέχει ιδιαίτερες δυσκολίες κατά τη διαδικασία της διαμόρφωσης. Η δυνατότητα επίτευξης μιας συγκεκριμένης στροφής φάσης $\Delta\varphi$ δεν είναι εύκολα υλοποιήσιμη, ιδιαίτερα για τα ψηφιακά διαμορφωμένα σήματα, εφόσον η στροφή φάσης που προέρχεται από τη διαμόρφωση δεν είναι εύκολα ορατή όπως στα ΟΟΚ σήματα διαμόρφωσης με τη χρήση ενός παλμογράφου και μιας φωτοδιόδου. Το φαινόμενο αυτό αποτυπώνεται και στην εικόνα 2.1, η οποία αναφέρεται στη περίπτωση της BPSK διαμόρφωσης. Στην ιδανική περίπτωση όπου τα ηλεκτρικά σχήματα οδήγησης είναι καλά ορισμένα και έχουν μέγιστη διαφορά πλάτους (voltage-swing) ίση με V_{π} , μπορεί να επιτευχθεί στροφή φάσης ίση με π όπως ακριβώς φαίνεται και στην εικόνα 2.5 (μπλε κουκίδες). Παρόλα αυτά, αν υπάρχουν κάποιες ατέλειες στις ηλεκτρικές ακολουθίες ως προς τη διαφορετικότητα του κάθε παλμού ως προς το πλάτος τους ή στο χρονισμό τους, τότε αυτό αποτυπώνεται ως μια απόκλιση φάσης $\delta\varphi$ στο παρακάτω διάγραμμα οφθαλμού (κόκκινες κουκίδες). Η συγκεκριμένη απόκλιση φάσης αποτυπώνεται πρακτικά ως μία αζιμουθιακή απόκλιση των ιδανικών καταστάσεων διαμόρφωσης σε μία σταθερή ακτίνα πάνω στο μοναδιαίο κύκλο, η οποία πρακτικά ισοδυναμεί με θόρυβο φάσης. Επίσης, βάσει της εικόνας 2.5

παρατηρείται ότι η γραμμική σχέση της στροφής φάσης συναρτήσει της εφαρμοζόμενης τάσης V οδηγεί σε chirped διαμορφωμένα οπτικά σήματα, εφόσον η τροχιά του ηλεκτρικού πεδίου στο διάγραμμα αστερισμού ακολουθεί μια ελλειπτική τροχιά γύρω από την περίμετρο του μοναδιαίου κύκλου.

Στη περίπτωση που δεν χρησιμοποιηθεί ένας απλός ηλεκτρο-οπτικός κυματοδηγός για τη διαμόρφωση με το σχήμα BPSK, υπάρχει η ενδιαφέρουσα επιλογή να χρησιμοποιηθεί ο MZM ούτως ώστε να επιτευχθεί η απαιτούμενη στροφή φάσης π . Αν και η συγκεκριμένη επιλογή αυξάνει τη πολυπλοκότητα του κυκλώματος του διαμορφωτή, εφόσον ένας MZM αποτελείται πρακτικά από δύο επιμέρους διαμορφωτές φάσης απλού κυματοδηγού σε κάθε ένα από τους βραχίονές του, ωστόσο πρέπει να σημειωθεί ότι υπάρχει η δυνατότητα το διαμορφωμένο οπτικό φέρον εξόδου να μη έχει chirp. Η αρχή λειτουργίας για τη περίπτωση αυτή εμφανίζεται στην εικόνα 2,3, στην οποία δεν εμφανίζεται μόνο η συνάρτηση μεταφοράς της ισχύος εξόδου αλλά επίσης και η αντίστοιχη συνάρτηση μεταφορά του πεδίου $\mathcal{E}_{out}/\mathcal{E}_{in}$. Όπως παρατηρείται, όποτε η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος του διαμορφωτή φτάνει σε ένα τοπικό ελάχιστο, η αντίστοιχη συνάρτηση μεταφοράς του πεδίου αλλάζει πρόσημο, η οποία αλλαγή στο πρόσημο αντιστοιχεί με μία στροφή φάσης π ($e^{-j\pi} = 1$). Συνεπώς λοιπόν όταν ο MZM οδηγείται ανάμεσα στην περιοχή δύο γειτονικών τοπικών μεγίστων καταλήγει στην επίτευξη μίας στροφής φάσης ίση με π , κάθε φορά που το σημείο λειτουργίας του MZM περνάει από ένα τοπικό ελάχιστο. Η αρχή λειτουργίας αυτή αποτελεί και τη μεθοδολογία δημιουργίας ενός BPSK οπτικά διαμορφωμένου φέροντος.



Εικόνα 2. 5: Βασική αρχή διαμόρφωσης κατά BPSK, χρησιμοποιώντας ένα MZM διαμορφωτή.

Στη περίπτωση μάλιστα που ο διαμορφωτής MZM οδηγείται σε λειτουργία push-pull, το διαμορφωμένο οπτικό σήμα δεν έχει chirp. Ένα μειονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι ότι πέραν της επιθυμητής διαμόρφωσης ως προς τη φάση, εισάγεται ταυτόχρονα και μία ανεπιθύμητη διαμόρφωση του φέροντος ως προς το πλάτος του. Όπως γίνεται αισθητό και από την οπτική παλμοσειρά εξόδου της εικόνας 2.5, κάθε φορά που η φάση του πεδίου μεταπηδά ανάμεσα στις καταστάσεις 0 και π παρατηρείται ένα βύθισμα στο πλάτος ισχύος του κάθε παλμού. Το φαινόμενο αυτό γίνεται αισθητό και στο διάγραμμα αστερισμού, στο οποίο οι μεταβάσεις μεταξύ των καταστάσεων διαμόρφωσης από το 0 στο π ακολουθεί μια ευθεία τροχιά περνώντας από την αρχή των αξόνων. Παρόλα αυτά, τα πλεονεκτήματα της chirp-free διαμόρφωσης των παλμών είναι κατά πολύ περισσότερα από το

προαναφερθέν μειονέκτημα, εφόσον η ποιότητα του σήματος ως προς το επιτεύξιμο μήκος μετάδοσης του είναι υψηλότερο και η υποβάθμισή του κατά τη διάδοση αισθητά ελαττωμένη. Εντούτοις, από πρακτικής άποψης αξίζει να σημειωθεί ότι ο MZM ως διαμορφωτής φάσης χρειάζεται μία διαφορά ως προς το μέγιστο πλάτος της/των τάσης/εων (V_{pp}) που εφαρμόζεται στο έναν (Single Drive) ή και τους δύο βραχίονες (Dual Drive) του ίση με $2 V_{\pi}$, η οποία είναι η διπλάσια στη περίπτωση που χρησιμοποιηθεί ένας απλός ηλετρο-οπτικός κυματοδηγός ως διαμορφωτής φάσης.

2.5 Διαφορική (Differential) διαμόρφωση PSK (DPSK)

2.5.1 Βασικές έννοιες στη διαμόρφωση κατά φάση

Παραδοσιακά, η δυαδική διαμόρφωση της έντασης του πεδίου ενός οπτικού φέροντος, πχ. με το σχήμα διαμόρφωσης OOK, χρησιμοποιούταν έως τώρα στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα εξαιτίας της μειωμένης πολυπλοκότητας τόσο στη διαμόρφωση όσο και στη φώρασή του. Με τη χρήση μίας απλής φωτοδίοδου οι εναλλαγές στην οπτική ένταση του πεδίου μετατρέπονται σε ηλεκτρικές παλμοσειρές, βάσει των οποίων λαμβάνεται και η δυαδική απόφαση με τη χρήση ενός απλού κυκλώματος κατωφλιού στο δέκτη. Παρόλα αυτά όπως είναι γνωστό από τη θεωρία των ψηφιακών τηλεπικοινωνιών ότι η χρήση διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης που στοχεύουν στη διαμόρφωση της φάσης ή της συχνότητας μπορούν να οδηγήσουν σε καλύτερη ευαισθησία στο δέκτη σε περίπτωση που συνδυαστούν και με τη κατάλληλη μεθοδολογία φώρασης, οδηγώντας έτσι σε μεγαλύτερες τιμές του διαθέσιμου προϋπολογισμού ισχύος (power-budget) στο σύστημα και συνεπώς σε μεγιστοποίηση της απόστασης μετάδοσης.

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί το απλούστερο σχήμα διαμόρφωσης ως προς τη φάση, το δυαδικό BPSK και ο λόγος που γίνεται αυτό είναι επειδή αποτελεί τη βάση για τη δημιουργία σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης όπως QPSK και QAM που θα αναφερθούν και στη συνέχεια. Στο σχήμα διαμόρφωσης BPSK η διαμορφωμένη φάση του οπτικού φέροντος μπορεί να λάβει δύο ιδανικές τιμές, την 0 και π αποσκοπώντας στη μεγιστοποίηση της απόστασης ανάμεσα στις δύο αυτές καταστάσεις διαμόρφωσης στο μοναδιαίο κύκλο του μιγαδικού επιπέδου. Η μαθηματική αναπαράσταση ενός BPSK διαμορφωμένου οπτικού σήματος μπορεί να λάβει την εξής μορφή [2.9],[2.12]:

$$\mathbf{E}_s(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{P_s} e^{-j[\phi_s(t) + \varphi_s(t)]} e^{j\omega_s t} \mathbf{e}_s \right\}, \quad (29)$$

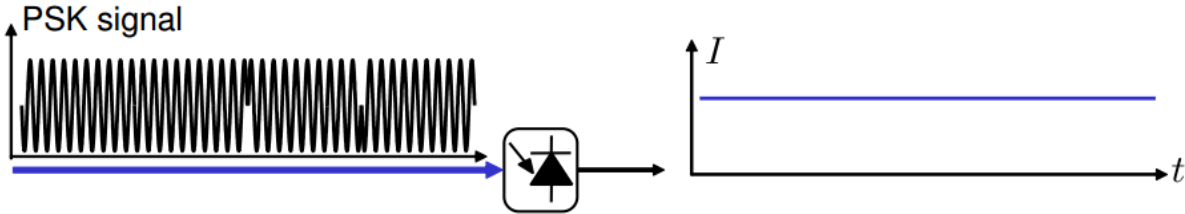
όπου, P_s αναπαριστά τη σταθερή ισχύ του οπτικού σήματος, ο ντετερμινιστικός όρος $\varphi_s(t)$ λαμβάνει τις τιμές 0 και π ανάλογα με το κανονικοποιημένο δυαδικό ηλεκτρικό σήμα που εφαρμόζεται στο διαμορφωτή $a(t)$

$$\phi_s(t) = \pi a(t) \quad (30)$$

Και $\varphi_s(t)$ είναι ο όρος θορύβου εξαιτίας των τυχαίων διακυμάνσεων που σχετίζονται με τη διαδικασία εκπομπής του φωτός από τη πηγή laser. Το φωτορεύμα που παράγεται στη φωτοδίοδο είναι ανάλογο της οπτικής ισχύος του ληφθέντος σήματος:

$$i(t) = RP(t) \quad (31)$$

όπου, R είναι η αποκρισιμότητα της φωτοδιόδου. Η τιμή αυτή ειδικά για τα BPSK σήματα παραμένει σταθερή, όπως φαίνεται και στο διάγραμμα της εικόνας 2.6. Συνεπώς λοιπόν χρησιμοποιώντας την κλασική μέθοδο της άμεσης φώρασης (direct detection) με τη χρήση μιας φωτοδιόδου για τη λήψη τέτοιων σημάτων, οδηγεί στην απώριψη οποιασδήποτε πληροφορίας εμπεριέχεται στη φάση του φέροντος, οδηγώντας στην ανάγκη υιοθέτησης άλλων τεχνικών για τη λήψη τους.



Εικόνα 2. 6: Αναπαράσταση της διαδικασίας λήψης ενός PSK σήματος με άμεση φώραση με τη χρήση μόνο ενός φωτοδέκτη.

2.5.1 Σύμφωνη λήψη των PSK σημάτων

Μία λύση για την αντιμετώπιση του παραπάνω φαινομένου είναι η μίξη ενός CW οπτικού φέροντος από μία πηγή laser στη μεριά του δέκτη (τοπικός ταλαντωτής) μαζί με το διαμορφωμένο κατά φάση σήμα με τη βοήθεια ενός συζεύκτη ισχύος, όπως φαίνεται και στην εικόνα 2.7. Εκφράζοντας το ηλεκτρικό πεδίο του της πηγής του τοπικού ταλαντωτή [Local Oscillator - (LO)] ως [2.10]:

$$\mathbf{E}_{lo}(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{P_{lo}} e^{-j\varphi_{lo}(t)} e^{j\omega_{lo}t} \mathbf{e}_{lo} \right\} \quad (32)$$

και θεωρώντας ότι τόσο το διαμορφωμένο ως προς τη φάση σήμα όσο και ο τοπικός ταλαντωτής έχουν την ίδια πολωτική κατάσταση, τότε το τελικό οπτικό πεδίο μετά το συνδυασμό τους μπορεί να συνδυαστούν και να εκφραστούν ως:

$$P_{tot}(t) = P_s + P_{lo} + 2\sqrt{P_s P_{lo}} \cos [(\omega_s - \omega_{lo})t + \phi_s(t) + \varphi_s(t) - \varphi_{lo}(t)] \quad (33)$$

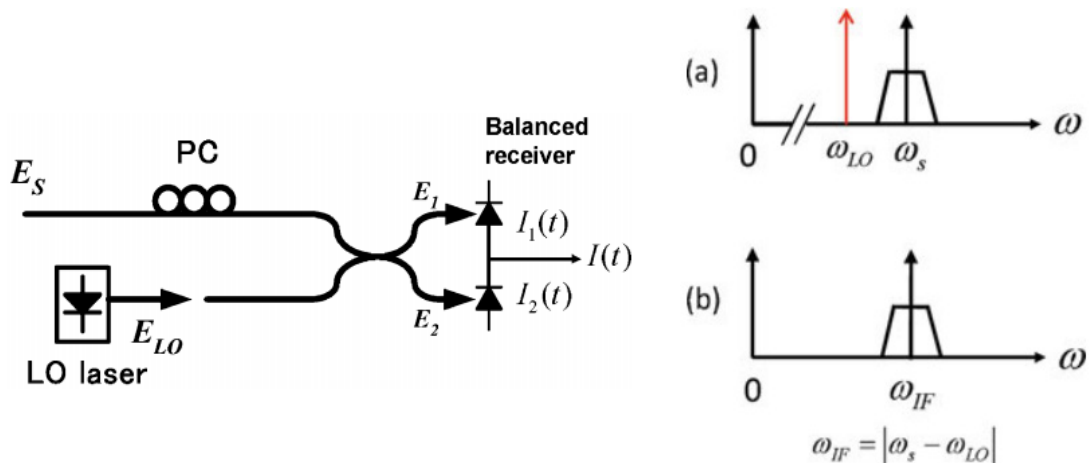
Στη σχέση (41) οι παράμετροι P_{lo} , ω_{lo} και \mathbf{e}_{lo} συμβολίζουν την ισχύ, τη γωνιακή ταχύτητα και τη πόλωση του τοπικού ταλαντωτή αντιστοίχως, και φ_{lo} συμβολίζει τον όρο του θορύβου όπως αυτός ορίστηκε στην εξίσωση (29). Συνεπώς λοιπόν, στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί ένας ισοσταθμισμένος δέκτης (balance receiver) ο a.c όρος από το φωτορεύμα που παράγεται δίνεται από:

$$i_{ac}(t) = 2R\sqrt{P_s P_{lo}} \cos [(\omega_s - \omega_{lo})t + \phi_s(t) + \varphi_s(t) - \varphi_{lo}(t)], \quad (34)$$

Το οποίο εξαρτάται από την τιμή της φάσης $\varphi_s(t)$ του διαμορφωμένου κατά BPSK σήματος.

Σε αυτό το σημείο, κρίνεται σκόπιμο να γίνει ο διαχωρισμός ανάμεσα στην ομόδυνη (homodyne) και στη ετερόδυνη (heterodyne) σύμφωνη φώραση. Στη πρώτη περίπτωση η συχνότητα του διαμορφωμένου σήματος είναι ακριβώς η ίδια με αυτήν του τοπικού ταλαντωτή $\omega_{lo} = \omega_s$, ενώ στη δεύτερη περίπτωση η απόλυτη τιμή της διαφοράς τους ω_{IF} (ενδιάμεση συχνότητα) βρίσκεται στη μικροκυματική περιοχή και ισχύει $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_{lo}|$ (εικόνα 2.7(b)). Στη δεύτερη περίπτωση είναι αναγκαία η περαιτέρω επεξεργασία του

σήματος στο ηλεκτρικό πεδίο ούτως ώστε να γίνει η εξαγωγή και η αποδιαμόρφωση των μεταδιδόμενων δεδομένων. Από την παραπάνω ανάλυση που προηγήθηκε προηγουμένως, οι συγκεκριμένοι τύπου δέκτες έχουν μια ιδιαίτερη πολυπλοκότητα στην υλοποίησή τους, όταν αυτοί εφαρμοστούν στη πράξη, εφόσον η πολωτική κατάσταση του LO πρέπει να είναι ίδια με αυτήν του ληφθέντος διαμορφωμένου σήματος. Ιδιαίτερα για την ομόδυνη φώραση οι συχνότητες και των δύο οπτικών φερόντων πρέπει να ταυτίζονται απολύτως, καθώς είναι αναγκαίο να ληφθεί υπόψιν το κλειδίωμα τη φάσης ανάμεσα στις δύο οπτικές πηγές laser, ούτως ώστε η σχετικές εναλλαγές στη φάση $\varphi_s(t) - \varphi_{lo}(t)$ στο δέκτη να αντιστοιχούν σε συγκεκριμένες λογικές καταστάσεις διαμόρφωσης. Στην περίπτωση της ομόδυνης φώρασης η τεχνική κλειδώματος ανάμεσα στις πηγές laser υλοποιείται αποκλειστικά στο οπτικό πεδίο, ενώ στην ετερόδυνη σύμφωνη φώραση χρησιμοποιείται ένα ηλεκτρικό κύκλωμα ανάκτησης της φάσης του οπτικού φέροντος. Στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι για επιτυχή αποδιαμόρφωση των δεδομένων χωρίς σφάλματα στον ετερόδυνο δέκτη η διαφορά ω_{IF} θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το ρυθμό συμβόλου (Symbol-rate) ούτως ώστε να μην χάνεται κανένα τμήμα του φασματικού περιεχομένου.



Εικόνα 2. 7: Βασικό σχεδιάγραμμα ενός σύμφωνου ετερόδυνου δέκτη με ισοσταθμισμένη φώραση (αριστερά). Αρχή λειτουργίας της ετερόδυνης φώρασης (α) Συχνοτική τοποθέτηση του οπτικού φέροντος του τοπικού ταλαντωτή σε σχέση με το οπτικό φέρον και (β) ενδιάμεση συχνότητα ω_{IF} στο μικροκυματικό πεδίο μετά τη μίξη τους.

Οι παραπάνω απαιτήσεις για την επιτυχή εκτέλεση της σύμφωνης φώρασης ήταν αντικείμενο μελέτης σε όλη τη δεκαετία από το 1980 έως το 1990. Ο κύριος λόγος πίσω από αυτή την ερευνητική δραστηριότητα ήταν ότι με οποιαδήποτε από τις δύο μεθοδολογίες σύμφωνης φώρασης και αν χρησιμοποιηθούν αποδίδουν πολύ καλύτερα ως προς την ευαισθησία στο δέκτη σε σχέση με τις παραδοσιακές τεχνικές άμεση φώρασης. Η εικόνα της ερευνητικής δραστηριότητας αυτής άρχισε να αλλάζει στα τέλη της δεκαετίας του 1980 με την ανάπτυξη των οπτικών ενισχυτών ερβίου (EDFAs), οι οποίοι παρείχαν ένα αποδοτικό και συνάμα πρακτικό σχήμα ενίσχυσης των διαμορφωμένων σημάτων κατά τη μετάδοση, ανεβάζοντας το συνολικό power-budget του δικτύου ακόμα και για τα ΟΟΚ σχήματα διαμόρφωσης με άμεση φώραση στο δέκτη. Συνεπώς λοιπόν, μέσα στα πλαίσια όλης της ερευνητικής δραστηριότητας, τα οπτικά συστήματα μετάδοσης με σύμφωνη φώραση στο δέκτη άρχισαν να εγκαταλείπονται μέχρι τα τέλη του 2004, όπου τη συγκεκριμένη περίοδο είχε επιτευχθεί σημαντική πρόοδος στην ταχύτητα των ηλεκτρικών κυκλωμάτων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP). Με τη βοήθεια των κυκλωμάτων και τη χρήση των σύμφωνων τεχνικών φώρασης, το μεγαλύτερο ποσοστό υποβάθμισης των μεταδιδόμενων διαμορφωμένων καναλιών μπορούσε να ανευρεθεί αποτελεσματικά

στο δέκτη στο ηλεκτρικό πεδίο. Πράγματι, εξαιτίας του γεγονότος κατά του οποίου η σύμφωνη φώραση παρέχει τη δυνατότητα ανάκτησης τόσο του πλάτους, τη σε-φάση [In-Phase- (I)] συνιστώσα, όσο και της φάσης, την ορθογώνια [Quadrature (Q)] συνιστώσα του διαμορφωμένου οπτικού φέροντος. Κατ' αυτόν τον τρόπο καθίσταται δυνατή η αποτύπωση όλης της δυνατής πληροφορίας του ηλεκτρικού πεδίου του διαμορφωμένου οπτικού φέροντος, σε αντίθεση με την άμεση φώραση η οποία απορρίπτει την πληροφορία της φάσης. Η σύμφωνη φώραση σε συνδυασμό με ηλεκτρικά κυκλώματα αναλογικού/ψηφιακού μετατροπέων [Digital-to-Analog Converter-(DAC)] επιτρέπουν την εφαρμογή DSP αλγορίθμων στο ψηφιακό ηλεκτρικό πεδίο, ούτως ώστε να επιτύχουν την αναίρεση φαινομένων της διασποράς, της διασποράς των τρόπων πόλωσης και την ανάκτηση του οπτικού φέροντος του διαμορφωμένου σήματος. Η ανάγκη για το κλείδωμα των πηγών laser του πομπού και του έκτη τόσο ως προς τη φάση όσο και προς τη συχνότητα, πλέον επιτελείται καθαρά στο ηλεκτρικό πεδίο με τη χρήση πρωτοτύπων DSP αλγορίθμων στο δέκτη, όπως ακριβώς θα παρουσιαστεί και στα πειράματα της παρούσας διδακτορική διατριβής των επόμενων κεφαλαίων, και ο τύπος των σύμφωνων δεκτών αυτών ονομάζεται πλέον ενδόδυνος (intradynne).

2.6 Κίνητρα για Επέκταση της Οπτικής Διαμόρφωσης σε Σχήματα Ανώτερης Τάξης

Στις προηγούμενες ενότητες αναφέρθηκε ότι με τη χρήση μιας απλής δομής ενός ηλεκτρο-οπτικού κυματοδηγού μπορεί επιτευχθεί η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος κατά φάση. Επιπλέον, έγινε σαφές ότι χρησιμοποιώντας τη δομή ενός συμβολομετρικού διαμορφωτή τύπου MZM, καθίσταται δυνατή η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος τόσο ως προς την ένταση του πεδίου του κατά ΟΟΚ (για απλότητα αναφέρεται στη παρούσα διδακτορική διατριβή πολλές φορές και ως διαμόρφωση κατά πλάτος) ή προς τη φάση του με το σχήμα BPSK λαμβάνοντας τις τιμές (0, π). Παρόλα αυτά, είναι γνωστό από τη θεωρία των ψηφιακών τηλεπικοινωνιών ότι τα συγκεκριμένα σχήματα διαμόρφωσης είναι πολύ απλά και υστερούν ως προς τη φασματική αποδοτικότητα του καναλιού και στο μέγιστο ρυθμό μετάδοσης που μπορούν να επιτύχουν. Ωστόσο, η πραγματικότητα στη μετάδοση της πληροφορίας στη καθημερινότητα, όπως πχ: α) στις ασύρματες και τις ενσύρματες τεχνολογίες τηλεπικοινωνιών, β) στην ψηφιακή μετάδοση τηλεόρασης και ραδιοφώνου και γ) σε όλες τις πτυχές της παροχής υπηρεσιών ευρυζωνικότητας, χρησιμοποιούνται πολυπλοκότερα σχήματα διαμόρφωσης τόσο για την αντιμετώπιση συγκεκριμένων ιδιαιτεροτήτων του μέσου μετάδοσης όσο και για την παροχή μεγαλύτερων ταχυτήτων μετάδοσης και φασματικής πυκνότητας στο τελικό χρήστη. Εντούτοις, σε όλες τις προαναφερθέντες εφαρμογές της καθημερινότητας οι συνολικοί ρυθμοί μετάδοσης ανά κανάλι είναι κατά πολύ μικρότερες σε Symbol rate από ότι στους ρυθμούς που χρησιμοποιούνται για τις οπτικές τεχνολογίες. Πιο συγκεκριμένα, ρυθμοί μετάδοσης της τάξεως των 40 Gb/s ανά κανάλι με ΟΟΚ διαμόρφωση είχαν επιτευχθεί πολύ πριν τεθεί το ερώτημα στην ερευνητική κοινότητα για την ανάγκη ύπαρξης των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης – θεματολογία που πραγματεύεται και η παρούσα διδακτορική διατριβή.

Το κίνητρο πίσω από την ενσωμάτωση των τεχνικών διαμόρφωσης των οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης ήταν απλό. Για ίδιο ρυθμό συμβόλου (όρος που συναντάται στην διατριβή είτε ως Symbol Rate είτε ως ρυθμός διαμόρφωσης – modulation rate), η χρήση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης μπορεί να μεταφέρει μεγαλύτερη πυκνότητα πληροφορίας επιτυγχάνοντας υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, εφόσον μπορούν να κωδικοποιηθούν περισσότερα bits ανά σύμβολο βάσει της εξίσωσης (5). Ως γνωστόν, επειδή ο ρυθμός συμβόλου καθορίζει και το ελάχιστο δυνατό φασματικό περιεχόμενο ενός διαμορφωμένου σήματος, η φασματική αποδοτικότητα [Spectral Efficiency

– (SE)] ως bit/s/Hz μπορεί να αυξηθεί. Βάσει αυτής της θεώρηση η φασματική αποδοτικότητα ενός συστήματος μετάδοσης με πολλά οπτικά κανάλια μπορεί να οριστεί ως:

$$SE = \frac{B}{\Delta\nu}, \quad (35)$$

όπου B είναι ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης (bit-rate) που μεταδίδεται σε ένα μεμονωμένο κανάλι, και $\Delta\nu$ είναι η συχνοτική απόσταση (αλλιώς φασματικό πλέγμα) ανάμεσα στις κεντρικές συχνότητες των οπτικών διαμορφωμένων φερόντων από τα γειτονικά κανάλια. Βάσει αυτού του ορισμού, το ευρέως χρησιμοποιούμενο σχήμα διαμόρφωσης OOK δεν είναι δυνατόν να κάνει αποτελεσματική χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης (bandwidth). Στην συγκεκριμένη προσέγγιση θεωρείται ότι όλα τα κανάλια έχουν την ίδια τιμή B . Επιπλέον, στο σημείο αυτό θα πρέπει να αναφερθεί και ένας εναλλακτικός ορισμός της φασματικής αποδοτικότητας, που θα χρησιμοποιηθεί και στα πειράματα της διδακτορικής διατριβής που θα ακολουθήσουν. Η SE μπορεί να θεωρηθεί και ως μετρητική για τον προσδιορισμό της φασματικής αποδοτικότητας ενός συγκεκριμένου σχήματος διαμόρφωσης με την παράμετρο $\Delta\nu$ στη περίπτωση αυτή αναπαριστά το οπτικό φασματικό 3dB bandwidth του διαμορφωμένου καναλιού.

Το χαρακτηριστικό γνώρισμα της SE είναι ότι παρόλο που μπορεί να αυξηθεί έως ένα σημείο, δεν είναι δυνατόν αυτή η αύξηση να γίνει με τυχαίο τρόπο. Το βασικό όριο της χωρητικότητας ενός καναλιού C , το οποίο ορίζεται ρητά από το θεώρημα του Shannon [2.20] δεν μπορεί να ξεπεράσει μια συγκεκριμένη τιμή, όπως αυτή προκύπτει από την:

$$C = W \log_2 (1 + SNR), \quad (36)$$

Όπου W είναι το συνολικό bandwidth του καναλιού και το SNR ο σηματολογικός θόρυβος (Signal to noise ratio) του σήματος, θεωρώντας ότι ο θόρυβος είναι προσθετικός και ακολουθεί κατανομή Gauss. Βάσει αυτού του τύπου η φασματική αποδοτικότητα μπορεί να οριστεί και ως C/W και όπως γίνεται εμφανές η SE μπορεί να επιτευχθεί με το κόστος μεγαλύτερων τιμών του SNR . Η θεώρηση αυτή ισχύει και για την διαμόρφωση με σχήματα ανώτερης τάξης, όπου το απαιτούμενο SNR σε συγκεκριμένο Symbol Rate μεγαθύνεται με την αύξηση της τάξης του σχήματος διαμόρφωσης. Επιπλέον αυτή συνθήκη μπορεί να παρατηρηθεί και διαισθητικά από το διάγραμμα αστερισμού που χρησιμοποιείται για την αποτύπωση όλων των δυνατών καταστάσεων διαμόρφωσης στο μιγαδικό πεδίο, όπου η αύξηση της τάξης του σχήματος διαμόρφωσής οδηγεί νομοτελειακά σε μικρότερες αποστάσεις ανάμεσα στα γειτονικά σύμβολα.

Από πρακτική σκοπιά, τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης επιτυγχάνουν τη διαμόρφωση οπτικών καναλιών με μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα και συνολικούς ρυθμούς μετάδοσης με τη χρήση οπτο-ηλεκτρονικών συστημάτων κυκλωμάτων με μικρότερο e/o bandwidth, εφόσον αυτά πρέπει τουλάχιστον να λειτουργούν στο ρυθμό συμβόλου και όχι στο συνολικό ρυθμό μετάδοσης (bit rate). Εάν συνυπολογιστεί και ο παράγοντας του κόστους, τα οπτικά σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης μπορούν να θεωρηθούν μία αρκετά ελκυστική λύση εφόσον οποιοσδήποτε ηλεκτρο-οπτικός εξοπλισμός με χαμηλό e/o bandwidth είναι πολύ χαμηλότερου κόστους. Η πρώτη μετάδοση σήματος με σχήμα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης περιελάμβανε το σχήμα QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) στα 40 Gb/s, όπου το κάθε σύμβολο μετέφερε δύο bits και τα ηλεκτρο-οπτικά κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν είχαν e/o εύρος λειτουργίας στα 20 GHz. Επιπλέον, χρησιμοποιώντας τη τεχνική πολυπλεξίας ως προς τη πόλωση (Polarization Multiplexing- (PolMux)), η οποία θα περιγραφεί παρακάτω, είναι δυνατόν διαμορφώνοντας κανάλια με 25 GHz ηλεκτρονικά κυκλώματα να επιτευχθεί συνολικός ρυθμός μετάδοσης 100 Gb/s ανά κανάλι με το σχήμα διπλής πόλωσης (Dual Polarization) QSPK

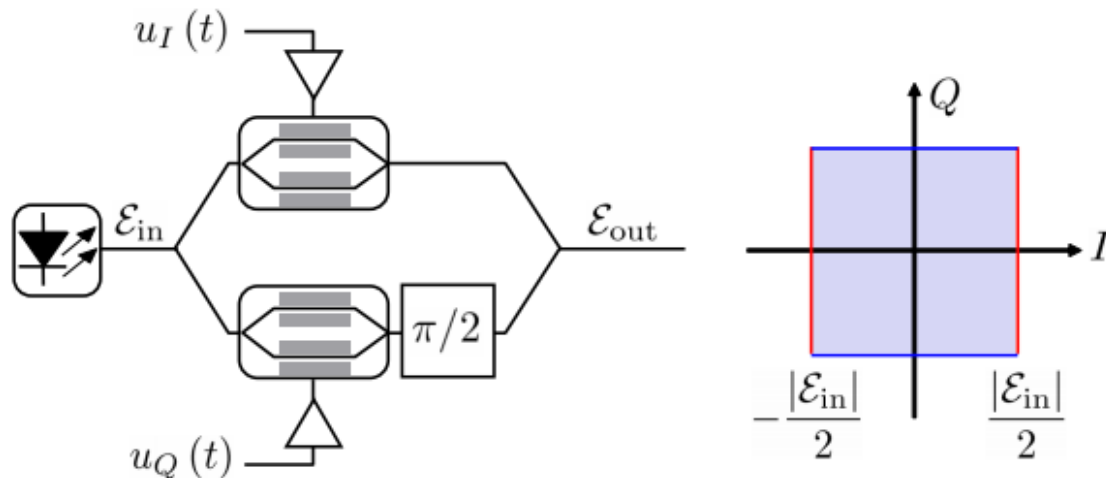
(η αλλιώς QPSK με πολυπλεξία ως προς τη πόλωση Pol-Mux QOSK). Στο αμέσως επόμενο κεφάλαιο της διατριβής θα περιγραφεί η μεθοδολογία διαμόρφωσης οπτικών καναλιών με QSPK και τετραγωνικών σχημάτων διαμόρφωσης QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

2.7 Οπτικός Συμβολομετρικός Διαμορφωτής IQ για Δημιουργία Σχημάτων Ανώτερης Τάξης QPSK & Τετραγωνικών Σχηματισμών QAM

Για τη διαμόρφωση καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης QSPK και QAM, όπως έχει γίνει κατανοητό από την έως τώρα συζήτηση, δεν είναι δυνατόν να επιτευχθούν με τη χρήση των παραδοσιακών συμβολομετρικών διατάξεων τύπου MZM αλλά χρειάζεται να υλοποιηθούν πολυπλοκότερες διατάξεις αποτελούμενες από τα δομικά στοιχεία των MZM. Η εικόνα 2.8 παρουσιάζει τη κλασική δομή διαμορφωτή που χρησιμοποιείται κατά κόρον για τη διαμόρφωση οπτικών καναλιών με οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης, από QOK μέχρι ανώτερης τάξης QAM. Στη βιβλιογραφία ο συγκεκριμένος διαμορφωτής συναντάται με διαφορετικά ονόματα όπως: διαμορφωτής ορθογωνισμού (quadrature modulator), διαμορφωτής ενθυλάκωσης Mach-Zehnder (Nested-Mach Zehnder modulator), διαμορφωτής με δύο παράλληλες δομές MZM (Dual Parallel MZM) η απλά διαμορφωτής IQ. Η διάταξη του IQ διαμορφωτή περιλαμβάνει δύο παράλληλες δομές MZM οι οποίες είναι ενθυλακωμένες σε μια μεγαλύτερη συμβολομετρική διάταξη τύπου Mach-Zehnder. Κάθε διαμορφωτής MZM οδηγείται από ένα ανεξάρτητο ηλεκτρικό σήμα τα οποία θα συμβολίζονται από εδώ και στο εξής ως $u_I(t)$ και $u_Q(t)$. Επιπλέον στην δομή του εξωτερικού συμβολόμετρου MZM εισάγεται ένας ολισθητής φάσης $\pi/2$ στον έναν από τους δύο βραχίονες του συμβολόμετρου. Στη περίπτωση που η κάθε δομή MZM οδηγηθεί βάση της μεθοδολογίας που περιγράφηκε στην εικόνα 2.5, με ΔV_{bias} , και θεωρώντας λειτουργία χωρίς chirp (Dual Drive MZMs), τότε το ηλεκτρικό πεδίο του οπτικού φέροντος \mathcal{E}_{out} , μπορεί να περιγραφεί από την εξίσωση:

$$\mathcal{E}_{out} = \frac{1}{2} \mathcal{E}_{out} \left[\cos \left(\frac{\pi}{V_{\pi}} u_I(t) \right) + \cos \left(\frac{\pi}{V_{\pi}} u_I(t) \right) e^{j\frac{\pi}{2}} \right] \quad (37)$$

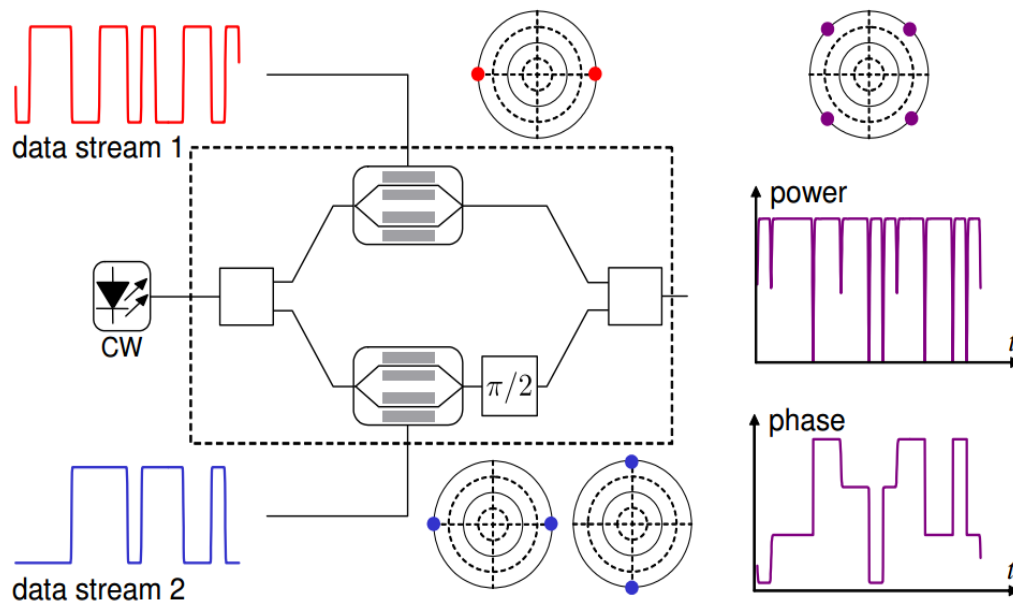
Μία άμεση συσχέτιση με την εξίσωση (7) φανερώνει ότι με το συγκεκριμένο διαμορφωτή δίνεται η δυνατότητα διαμόρφωσης τόσο της In-phase (I) όσο και της Quadrature (Q) συνιστώσας του σήματος. Επίσης η εικόνα 2.8, αποτυπώνει όλα τα σημεία του μιγαδικού επιπέδου (I,Q) που μπορούν να καλυφθούν από τον IQ διαμορφωτή με τα κατάλληλα ηλεκτρικά σήματα οδήγησης $u_I(t)$ και $u_Q(t)$. Γι' αυτόν το λόγο η μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς του IQ διαμορφωτή μέσω των ηλεκτρικών σημάτων οδήγησης σε σχέση με τα σημεία που καλύπτονται στο μιγαδικό IQ διαμορφωτή, πρέπει να ληφθούν υπόψιν κατά τη διάρκεια της διαμόρφωσης.



Εικόνα 2. 8: Αφαιρετικό σχεδιάγραμμα της δομής ενός IQ διαμορφωτή, οδηγούμενος από δύο ηλεκτρικές παλμοσειρές $u_I(t)$ & $u_Q(t)$, (αριστερά). Η επιτρεπτή επιφάνεια των καταστάσεων μετάβασης που καλύπτονται από τον IQ διαμορφωτή φαίνονται στο μιγαδικό επίπεδο (I,Q) (δεξιά).

- Διαμόρφωση κατά QPSK

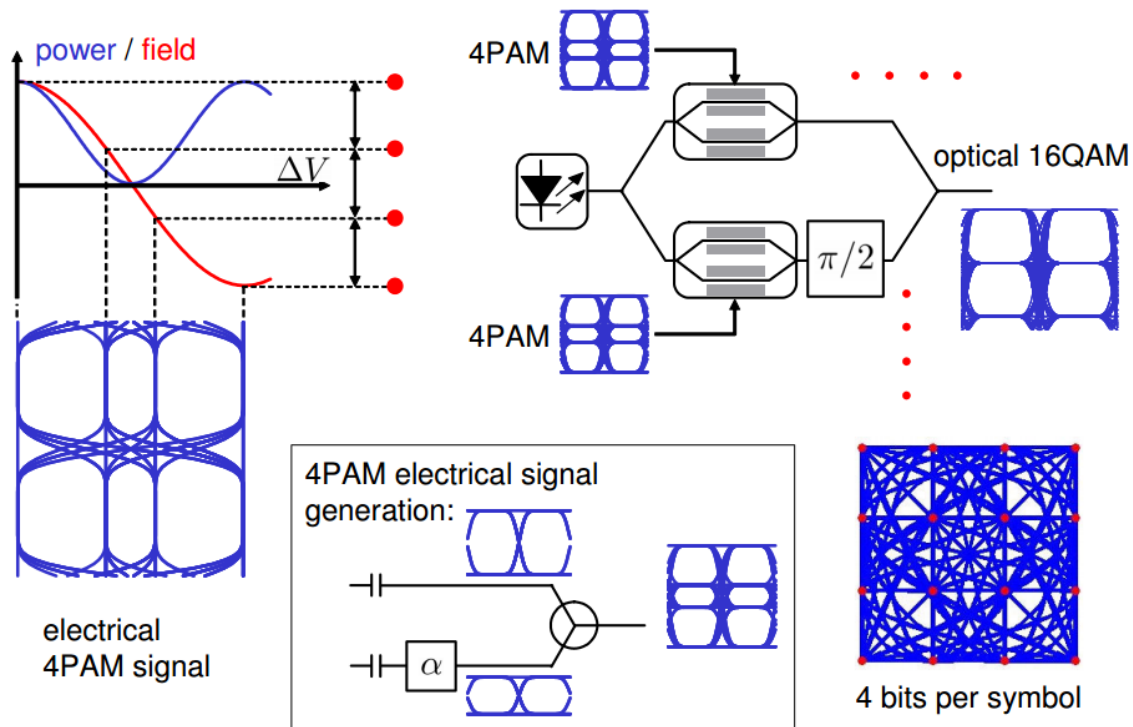
Η χρήση του συγκεκριμένου διαμορφωτή για τη διαμόρφωση QSPK σημάτων παρουσιάζεται γραφικά και στην εικόνα 2.9. Κάθε ένας από τους MZM οδηγείται από ένα δυαδικό ηλεκτρικό σήμα, όπως ακριβώς περιγράφηκε και στην ενότητα για την παραγωγή ενός BPSK σήματος με έναν από διαμορφωτή MZM. Ο ολισθητής φάσης $\pi/2$ στο ένα του άκρο αποσκοπεί στην περιστροφή στο διάγραμμα αστερισμού του παραγόμενου από το κάτω βραχίονα BPSK. Έπειτα από το συνδυασμό των δύο BPSK με τον συζεύκτη ισχύος εξόδου προκύπτει ένα οπτικό φέρον διαμορφωμένο κατά QSPK, όπως φαίνεται και στα στάδια διαμόρφωσης που παρουσιάζονται στην εικόνα 2.9 [2.8]. Εφόσον ένα από τα προτερήματα του να χρησιμοποιείται ο MZM ως διαμορφωτής φάσης είναι ότι επιτυγχάνεται στροφή φάσης ακριβώς π στα διαμορφωμένα BPSK σήματα, η ιδιότητα αυτή των σημάτων παραμένει και μετά την σύνθεση των δύο BPSK σημάτων σε ένα QPSK σήμα. Παρόλα αυτά μία πρακτική δυσκολία στη σύνθεση του QSPK σήματος είναι η εύρεση του ακριβούς σημείου biasing για την επίτευξη της στροφής φάσης κατά $\pi/2$ στο διαμορφωμένο BPSK σήμα που δημιουργείται από το κάτω άκρο του διαμορφωτή – διαδικασία η οποία εξασφαλίζει την ορθογωνιότητα ανάμεσα στα δύο BPSK σήματα. Όπως ακριβώς είχε αναφερθεί και στην ενότητα που αναφερόταν στη διαμόρφωση BPSK σημάτων με ένα απλό διαμορφωτή MZM, έτσι και στην QPSK διαμόρφωση με τον συμβολομετρικό διαμορφωτή IQ, το οπτικό διαμορφωμένο σήμα παρουσιάζει βυθίσματα στην ισχύ εξόδου του και πιο συγκεκριμένα δύο επιπέδων. Το ένα από αυτά αντιστοιχεί στη μετάβαση από τη κατάσταση διαμόρφωσης ανάμεσα στην 0 και την π , ενώ η άλλη στις ταυτόχρονες μεταβάσεις και των δύο BPSK σημάτων. Οι συγκεκριμένες μεταβάσεις μπορούν να γίνουν ορατές και στο διάγραμμα οφθαλμού της εικόνας 2.9, όπου οι τροχιές των μεταβάσεων που μπορούν να επιτευχθούν ακολουθούν είτε μια παράλληλη πορεία σε σχέση με τους άξονες I και Q είτε μία πορεία που διέρχεται από την αρχή των αξόνων. Το παραγόμενο σχήμα διαμόρφωσης QPSK στην έξοδο του διαμορφωτή μπορεί να ληφθεί είτε συμβολομετρικά, όπου η διαφορά φάσης ανάμεσα σε γειτονικά σύμβολα μετατρέπεται σε διαφορά πλάτους ακολουθώντας ένα επιπλέον στάδιο διαφορικής κωδικοποίησης [2.18], είτε με την τεχνική της σύμφωνης φώρασης που θα περιγραφεί σε επόμενη ενότητα.



Εικόνα 2. 9: Βασική αρχή δημιουργίας ενός οπτικού QSPK σήματος με τη χρήση ενός IQ διαμορφωτή, αναπαριστώντας τα δυαδικά ηλεκτρικά σχήματα οδήγησης, τα στάδια της διαμόρφωσης με τη μορφή διαγραμμάτων αστερισμού και την εξέλιξη της φάσης του τελικού διαμορφωμένου σήματος συναρτήσει την οπτικής ισχύος εξόδου του.

- Διαμόρφωση με τετραγωνικούς σχηματισμούς QAM

Το σχήμα διαμόρφωσης QAM χρησιμοποιείται κατά κόρον στα ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα, όπως στη περίπτωση μετάδοσης των μικροκυματικών σημάτων της τηλεόρασης, και μπορεί ουσιαστικά να θεωρηθεί ως μια επέκταση του σχήματος QPSK. Το QPSK σχήμα διαμόρφωσης μπορεί να θεωρηθεί ως μια ειδική περίπτωση διαμόρφωσης με 4-QAM όπου οι δυνατές καταστάσεις διαμόρφωσης είναι συνολικά 4. Ως ένα παράδειγμα QAM διαμόρφωσης, το οποίο μπορεί να επιτευχθεί με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού, θα θεωρηθεί η περίπτωση του 16-QAM σχήματος, βάσει του οποίου η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος μπορεί να λάβει συνολικά 16 λογικές καταστάσεις με το κάθε σύμβολο να μεταφέρει συνολικά τέσσερα bits πληροφορίας. Το διάγραμμα αστερισμού του 16 QAM που θα εξεταστεί στην ενότητα αυτή αποτυπώνει ένα σύνολο από δεκαέξι καταστάσεις διαμόρφωσης σε ένα τετραγωνικό πλέγμα του μιγαδικού επιπέδου (I,Q). Για την δημιουργία αυτών των λογικών καταστάσεων ο IQ διαμορφωτής που περιγράφηκε παραπάνω θα πρέπει να οδηγείται από ηλεκτρικά σήματα διαμόρφωσης τεσσάρων επιπέδων, τα οποία πλέον δεν είναι δυαδικά



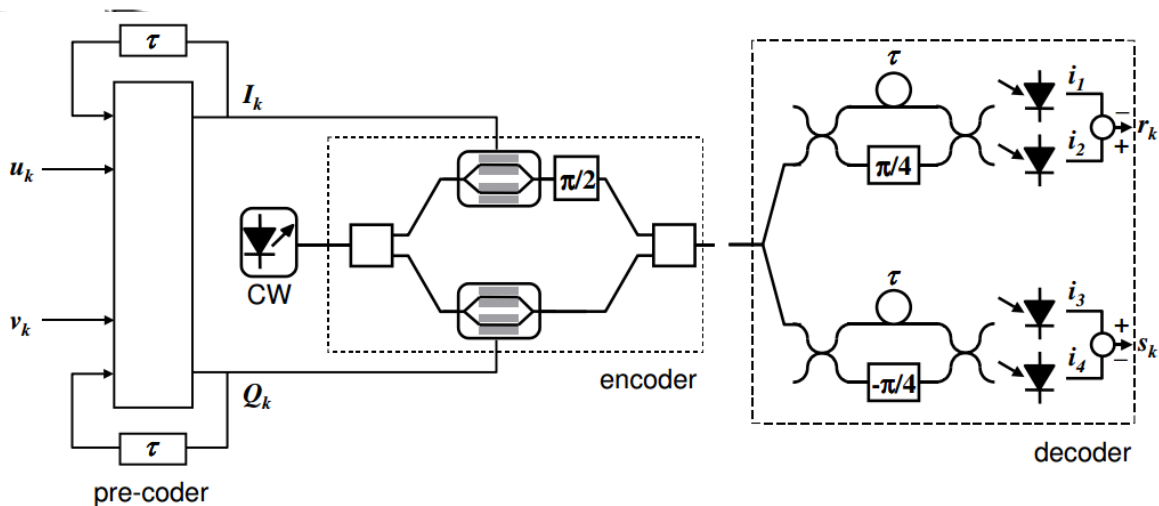
Εικόνα 2. 10: Βασική αρχή λειτουργίας σήματος 16-QAM με τη χρήση ενός IQ διαμορφωτή. Τα ηλεκτρικά 4-PAM σήματα στο παράδειγμα αυτό δημιουργούνται με το συνδυασμό δύο δυαδικών ακολουθιών άνισου πλάτους και οδηγούν ξεχωριστά τον κάθε MZM. Επιπλέον αποτυπώνεται τόσο το διάγραμμα οφθαλμού του 16-QAM σχήματος όσο και το διάγραμμα αστερισμού του.

αλλά φέρουν την ηλεκτρική διαμόρφωση (4-PAM). Τα ηλεκτρικά αυτά σχήματα μπορούν να δημιουργηθούν είτε με τη χρήση ενός ψηφιακού κυκλώματος DAC είτε με το συνδυασμό δύο δυαδικών ακολουθιών άνισου πλάτους με ένα ηλεκτρικό συζεύκτη ισχύος.

Στη δεύτερη περίπτωση αυτό θα μπορούσε να επιτευχθεί συνδυάζοντας πχ. μία δυαδική RF ακολουθία πλάτους V_π και μίας με πλάτος $V_{\pi/2}$, το οποίο θα οδηγούσε σε μία 4-PAM παλμοσειρά δεδομένων με ίση απόσταση πλάτους ανάμεσα στα τέσσερα επίπεδά τους. Συνεπώς λοιπόν όταν κάθε ένας από τους MZM του IQ διαμορφωτή είναι biased στη μικρότερη ισχύ μετάδοσή τους, τότε τα δύο ηλεκτρικά 4-PAM σήματα δεδομένων αντιστοιχίζονται σε τέσσερις δυνατές καταστάσεις ανά τεταρτημόριο του μιγαδικού επιπέδου (I,Q), δημιουργώντας ένα 16-QAM σήμα. Στην περίπτωση που ο κάθε MZM οδηγείται σε δύο συνεχόμενα τοπικά μέγιστα της συνάρτησης μεταφοράς της ισχύος του, αυτό θα οδηγήσει και στην μέγιστη ισχύ εξόδου του διαμορφωτή. Παρόλα αυτά στην περίπτωση αυτή, εξαιτίας της μη γραμμικής σχέσης ανάμεσα στο ηλεκτρικό πεδίο και την εφαρμοζόμενη τάση, η απόσταση ανάμεσα στα ηλεκτρικά επίπεδα των 4-PAM σημάτων διαμόρφωσης θα πρέπει να αναπροσαρμοστούν, όπως φαίνεται στην εικόνα 2.10.

2.8 Σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης φάσης

Παρόλο που δεν αναφέρθηκε εκτενώς στα προηγούμενα κεφάλαια, η φώραση σημάτων διαμορφωμένα κατά φάση είναι δυνατόν να υλοποιηθεί πέραν της σύμφωνης φώρασης στο δέκτη και με τη χρήση συμβολομετρικών διατάξεων τύπου Mach Zehnder. Βασικός στόχος των διατάξεων αυτών, και εφόσον τα διαμορφωμένα κατά φάση σήματα έχουν κωδικοποιηθεί με διαφορική κωδικοποίηση (differential encoding), είναι η μετατροπή της διαφοράς φάσης ανάμεσα σε δύο διαδοχικά σύμβολα σε διαφορά πλάτους με τη χρήση ενός συμβολόμετρου καθυστέρησης (DI) Mach Zehnder. Με αυτόν τον τρόπο, στην περίπτωση πχ ενός διαμορφωμένου BPSK σήματος όταν εισέρθει σε ένα διαφορικό δέκτη άμεση φώρασης, αυτό διαχωρίζεται και συμβάλει με μια καθυστερημένη κατά-ένα-σύμβολο ρεπλίκια του εαυτού του με τη βοήθεια ενός DI, όπως φαίνεται στην εικόνα 2.11. Αντίστοιχα, για την αποδιαμόρφωση ενός QPSK σήματος η πολυπλοκότητα του δέκτη αυξάνεται, εφόσον χρειάζονται δύο συμβολομετρικές δομές στο δέκτη για την ανάκτηση των δεδομένων του (εικόνα 2.12). Η συγκεκριμένη τεχνική θα μπορούσε να επεκταθεί και σε ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης ως προς τη φάση $M-PSK$, ωστόσο η πολυπλοκότητα του δέκτη αυξάνεται κατακόρυφα. Παραδείγματος χάριν στην περίπτωση που επιλεγεί το σχήμα διαμόρφωσης $8-PSK$ (με κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης), συνήθως χρειάζονται 4 παράλληλα DI και τέσσερα ζεύγη ισοσταθμισμένων φωτοδιόδων (balanced receivers). Όπως γίνεται εμφανές, η περεταίρω αύξηση των bits ανά σύμβολο και η χρήση του ίδιου σχήματος αποδιαμόρφωσης δεν είναι δυνατόν να επιτευχθεί στη πράξη και επιπλέον η αποδιαμόρφωση σημάτων διαμορφωμένα κατά QAM δεν είναι εφικτή.



Εικόνα 2. 12: Οπτική διάταξη ενός DQPSK (Differential encoded QPSK) πομπού και ενός διαφορικού δέκτη με άμεση συμβολομετρική φώραση.

Αντιθέτως, η χρήση της σύμφωνης τεχνικής φώρασης στο δέκτη επιτρέπει την ορθή αποδιαμόρφωση οποιουδήποτε σχήματος διαμόρφωσης με οποιοδήποτε διάγραμμα αστερισμού στο δέκτη και επιτρέπει την αντιστοίχιση τόσο του πραγματικού όσο και του φανταστικού μέρους του ηλεκτρικού πεδίου στο μιγαδικό επίπεδο (I,Q). Η πιο διαδομένη δομή σύμφωνου δέκτη η οποία βασίζεται στην τοποθέτηση μιας οπτικής διάταξης ενός οπτικού υβριδίου 90° [2.13] στο δέκτη και χρησιμοποιείται πλέον στα σύγχρονα κυκλώματα πομποδεκτών των σύγχρονων οπτικών δικτύων κορμού είναι ο σύμφωνος δέκτης

διαφοροποίησης της φάσης (phase diversity receiver) (εικόνα 2.13). Βασίζοντας την ανάλυση του συγκεκριμένου δέκτη στη συνάρτηση μεταφοράς ενός απλού 3 dB συζεύκτη που δίνεται από την:

$$\begin{array}{ccc} E_{i,1} & \boxed{\text{---}} & E_{o,1} \\ E_{i,2} & \boxed{\text{---}} & E_{o,2} \end{array}$$

$$\begin{pmatrix} E_{o,1} \\ E_{o,2} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{i,1} \\ E_{i,2} \end{pmatrix} \quad (38)$$

μπορεί εύκολα να δειχθεί ότι στην περίπτωση που εισέρθει στο δέκτη ένα διαμορφωμένο οπτικό φέρον με πεδίο E_s και το οπτικό φέρον του τοπικού ταλαντωτή E_{lo} , τότε οι οπτικές έξοδοι του οπτικού υβριδίου δίνονται από τις κάτωθι εξισώσεις:

$$E_1 = \frac{1}{2} (E_s - E_{lo}) \quad (39)$$

$$E_2 = -\frac{j}{2} (E_s + E_{lo}) \quad (40)$$

$$E_3 = -\frac{j}{2} (E_s - jE_{lo}) \quad (41)$$

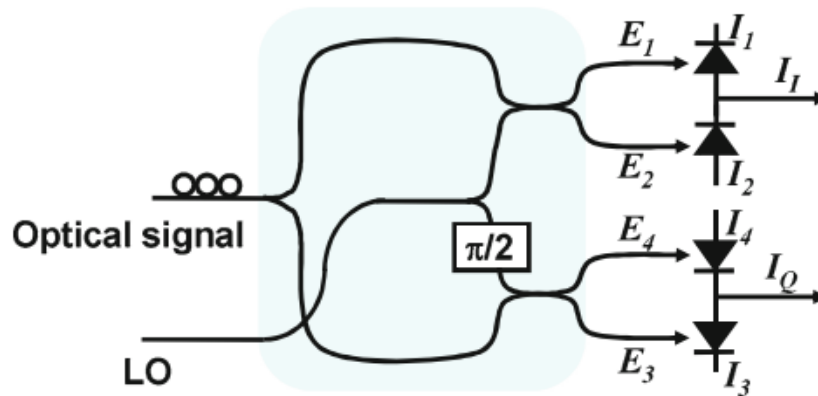
$$E_4 = -\frac{j}{2} (-jE_s + E_{lo}) \quad (42)$$

Θεωρώντας ότι η πολωτική κατάσταση τόσο του τοπικού ταλαντωτή (LO) όσο και του εισερχόμενου σήματος είναι ίδιες στην είσοδο του σύμφωνου δέκτη, τότε το ηλεκτρικό πεδίο του σήματος μπορεί να εκφραστεί ως:

$$E_s = \text{Re} \left\{ \sqrt{P_s} e^{-j\phi_s} e^{-j\omega_s t} \right\} \quad (43)$$

και ομοίως του LO ως:

$$E_{lo} = \text{Re} \left\{ \sqrt{P_{lo}} e^{-j\phi_{lo}} e^{-j\omega_{lo} t} \right\} \quad (44)$$



Εικόνα 2. 13: Σχεδιάγραμμα βασικής δομής ενός σύμφωνου δέκτη με διαχωρισμό φάσης βασιζόμενη στην διάταξη ενός οπτικού 90° υβριδίου.

Τότε τα πεδία στις τέσσερις εξόδους του οπτικού υβριδίου δίνονται από τις εξισώσεις που γράφηκαν παραπάνω (38-42). Για λόγους απλότητας χρησιμοποιείται η υπόθεση ότι η υπέρθεση των δύο πεδίων είναι γραμμική και δίνεται από:

$$E = E_s + aE_{l_0} \quad (45)$$

Το ολικό ηλεκτρικό πεδίο δίνεται από:

$$E = \text{Re} \left\{ \left(\sqrt{P_s} e^{-j\phi_s} + a\sqrt{P_{l_0}} e^{-j\phi_{l_0}} e^{j(\omega_{l_0} - \omega_s)t} \right) e^{j\omega_s t} \right\} \quad (46)$$

Το οποίο μπορεί να μετασχηματιστεί βάσει της μιγαδικής περιβάλλουσας του σήματος (σε σχέση με τη κεντρική συχνότητά του) και αυτής του τοπικού ταλαντωτή (σε σχέση με τη κεντρική συχνότητα του ταλαντωτή), \mathcal{E}_s και \mathcal{E}_{l_0} αντίστοιχα,

$$E = \text{Re} \left\{ \left(\mathcal{E}_s + a \mathcal{E}_{l_0} e^{j(\omega_{l_0} - \omega_s)t} \right) e^{j\omega_s t} \right\} \quad (47)$$

Δεδομένου ότι η συχνότητα $\omega_{l_0} - \omega_s$ είναι πολύ μικρή σε σχέση με το ω_s , ο όρος μέσα στη παρένθεση μπορεί να θεωρηθεί πρακτικά η μιγαδική περιβάλλουσα του πεδίου στη συχνότητα ω_s . Η συνθήκη αυτή ισχύει στη πράξη όταν ο τοπικός ταλαντωτής ρυθμιστεί να εκπέμπει σε μια συχνότητα υπερβολικά κοντινή με αυτή του σήματος δεδομένων, σύμφωνα και με τον ορισμό της ομόδυνης και της ετερόδυνης σύμφωνης φώρασης που δόθηκε και παραπάνω. Σε αυτήν την περίπτωση η ισχύς μπορεί να εκφραστεί και ως:

$$P = \left| \mathcal{E}_s + a \mathcal{E}_{l_0} e^{j(\omega_{l_0} - \omega_s)t} \right|^2, \quad (48)$$

και συνεπώς:

$$P = |\mathcal{E}_s|^2 + |a|^2 |\mathcal{E}_{10}|^2 + 2\text{Re} \left\{ \mathcal{E}_s \mathcal{E}_{10}^* a^* e^{j(\omega_s - \omega_{10})t} \right\} \quad (49)$$

Εφαρμόζοντας την παραπάνω εξίσωση στις (39) - (42), η οπτική ισχύς στις τέσσερις εξόδους του οπτικού υβριδίου μπορούν να εκφραστούν ως:

$$P_1 = \frac{1}{4} \left[|\mathcal{E}_s|^2 + |\mathcal{E}_{10}|^2 - 2 \text{Re} \left\{ \mathcal{E}_s \mathcal{E}_{10}^* e^{j(\omega_s - \omega_{10})t} \right\} \right] \quad (50)$$

$$P_2 = \frac{1}{4} \left[|\mathcal{E}_s|^2 + |\mathcal{E}_{10}|^2 + 2 \text{Re} \left\{ \mathcal{E}_s \mathcal{E}_{10}^* e^{j(\omega_s - \omega_{10})t} \right\} \right] \quad (51)$$

$$P_3 = \frac{1}{4} \left[|\mathcal{E}_s|^2 + |\mathcal{E}_{10}|^2 - 2 \text{Im} \left\{ \mathcal{E}_s \mathcal{E}_{10}^* e^{j(\omega_s - \omega_{10})t} \right\} \right] \quad (52)$$

$$P_4 = \frac{1}{4} \left[|\mathcal{E}_s|^2 + |\mathcal{E}_{10}|^2 + 2 \text{Im} \left\{ \mathcal{E}_s \mathcal{E}_{10}^* e^{j(\omega_s - \omega_{10})t} \right\} \right] \quad (53)$$

Εξαιτίας της χρήσης ισοσταθμισμένων δεκτών αφαιρώντας την P2 από την P1 και την P3 από την P4 τότε:

$$P_2 - P_1 = \text{Re} \left\{ \mathcal{E}_s \mathcal{E}_{10}^* e^{j(\omega_s - \omega_{10})t} \right\} \quad (54)$$

$$P_4 - P_3 = \text{Im} \left\{ \mathcal{E}_s \mathcal{E}_{10}^* e^{j(\omega_s - \omega_{10})t} \right\} \quad (55)$$

Όπως γίνεται εμφανές από τις (54) και (55), όταν οι έξοδοι από το οπτικό υβρίδιο 90° ανιχνευτούν και αφαιρεθούν από τους ισοσταθμισμένους δέκτες, τα φωτορεύματα i_I και i_Q είναι ανάλογα με το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της ποσότητας $\mathcal{E}_s \mathcal{E}_{10}^* e^{j(\omega_s - \omega_{10})t}$.

Θεωρώντας την ιδανική περίπτωση της ομόδυνης φώρασης, όπου $\Delta\omega = \omega_s - \omega_{10} = 0$ και υποθέτοντας ότι χρησιμοποιείται ένα CW laser με μηδενικό θόρυβο φάσης ως LO, $\mathcal{E}_{10} = \sqrt{P_{10}}$, τα φωτορεύματα i_I και i_Q

$$i_I = R\sqrt{P_{10}} \text{Re} \{ \mathcal{E}_s \} \quad (56)$$

$$i_Q = R\sqrt{P_{10}} \text{Im} \{ \mathcal{E}_s \} \quad (57)$$

Όπου R είναι η αποκρισμότητα των ισοσταθμισμένων φωτοδιόδων και θεωρείται ίδια για όλες τις φωτοδιόδους του σύμφωνου δέκτη. Από τις παραπάνω εξισώσεις γίνεται εμφανές ότι είναι εφικτό να ανακτηθούν τόσο η in-phase (I) όσο και η quadrature (Q) συνιστώσα του διαμορφωμένου σήματος ανεξαρτήτως του σχήματος διαμόρφωσης που θα επιλεγθεί.

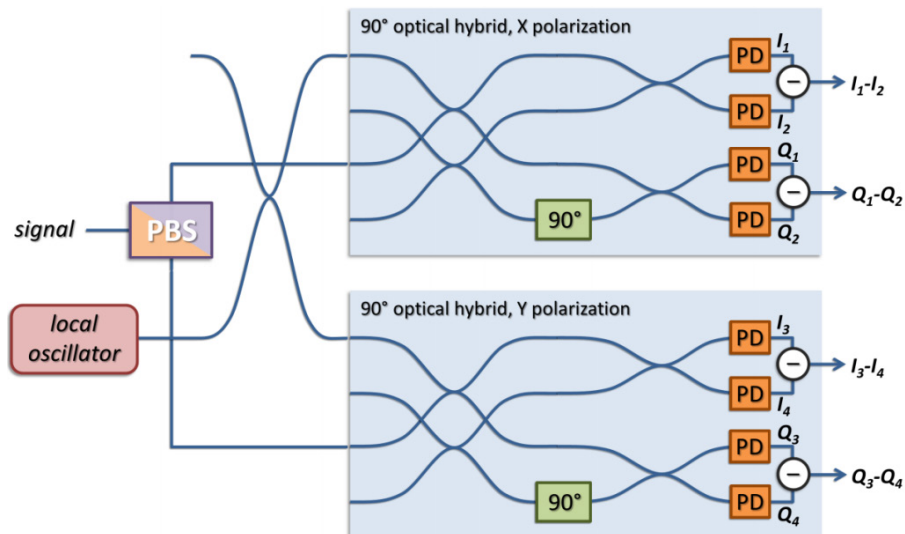
Στη πιο γενική περίπτωση, όπου το διαμορφωμένο σήμα και το LO έχουν διαφορετικές συχνότητες, δηλαδή ισχύει $\Delta\omega \neq 0$, και στη περίπτωση που οι πηγές laser έχουν εναλλαγές στις φάσεις τους $\varphi_s(t)$ και $\varphi_{10}(t)$ λόγω linewidth (κάτι που ισχύει πάντα στη πράξη), τότε τα παραγόμενα φωτορεύματα παίρνουν τη μορφή:

$$i_I(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{I_0}} \cos[\Delta\omega t - \phi_s(t) - \varphi_s(t) + \varphi_{I_0}(t)] \quad (58)$$

$$i_Q(t) = R\sqrt{P_s(t)P_{I_0}} \sin[\Delta\omega t - \phi_s(t) - \varphi_s(t) + \varphi_{I_0}(t)] \quad (59)$$

Εάν τα παραπάνω φωτορεύματα υποστούν δειγματοληψία σε ορισμένα χρονικά στιγμιότυπα t_k με ένα DAC, και αν μπορούν να υπολογιστούν τόσο η συχνοτική διαφορά $\Delta\omega$ όσο και η σχέση διαφοράς της φάσης του LO με το διαμορφωμένο σήμα, τότε είναι δυνατόν να ανακτηθούν και οι δύο συνιστώσες του σήματος I και Q οποιουδήποτε σχήματος διαμόρφωσης. Οι παραπάνω σχέσεις αποτελούν ουσιαστικά την τεχνική αποδιαμόρφωσης των σημάτων με την σύμφωνη ενδόδυνη (intradyne) φώραση, κάνοντας χρήση ψηφιακών DSP αλγόριθμων στο ηλεκτρικό πεδίο για την ανάκτηση των δεδομένων στο χρήστη, απαλείφοντας ουσιαστικά το πρόβλημα του μη κλειδώματος ως προς τη φάση των δύο πηγών laser στο πομπό και στο δέκτη λόγω του linewidth τους [2.3].

Επιπλέον στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί και ο σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης της φάσης με διαχωρισμό ως προς τη πόλωση (εικόνα 2.14), δεν είναι αναγκαίο η πολωτική κατάσταση του LO και του διαμορφωμένου σήματος να είναι ίδιες, εφόσον χρησιμοποιείται στην είσοδο του δέκτη μια δομή διαχωρισμού των δύο πολωτικών συνιστωσών του σήματος. Κατ' αυτό τον τρόπο τόσο το LO όσο και το διαμορφωμένο οπτικό φέρον αναλύονται σε δύο κάθετες πολωτικές συνιστώσες προτού εισέρθουν στα οπτικά υβρίδια 90° , στις οπτικές φωτοδιόδους και στο κύκλωμα του DAC. Κατ' αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται ότι πάντα το αποτέλεσμα της μίξης των δύο σημάτων θα εμφανίζεται με διαφορετικά ποσοστά ισχύος και στα δύο σετ από τα οπτικά υβρίδια 90° . Επίσης με τη χρήση ενός σύμφωνου δέκτη που έχει και διαχωρισμό των πολώσεων, υπάρχει η δυνατότητα μετάδοσης σημάτων ανώτερης τάξης με οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης και με πολυπλεξία ως προς την πόλωση (Dual Polarization) διπλασιάζοντας πρακτικά τη φασματική αποδοτικότητα του καναλιού [2.17]. Εντούτοις, κρίνεται αναγκαία η υλοποίηση ενός επιπλέον σταδίου στο DSP το οποίο είναι υπεύθυνο για την αποπολυπλεξία και των πολωτικών συνιστωσών του σήματος [2.14- 2.16].



Εικόνα 2. 14: Σχεδιάγραμμα βασικής δομής ενός σύμφωνου δέκτη με διαφοροποίηση φάσης και διαχωρισμό των πολωτικών συνιστωσών του σήματος βασισμένη στην διάταξη ενός οπτικού $2 \times 90^\circ$ υβριδίων και ενός διαχωριστή πόλωσης (Polarization Beam Splitter – (PBS)).

Αναφορές Κεφαλαίου 2

- [2.1] F. Derr, “Coherent Optical QPSK Intradyne System: Concept and Digital Receiver Realization”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 10, pp.1290 – 1296, 1992.
- [2.2] E. Ip, A. P. Tao Lau, D. J. F. Barros, J. M. Kahn, “Coherent detection in optical fiber systems”, OSA Optics Express, Vol. 16, pp. 753-791, 2008
- [2.3] M. Seimetz, “Laser Linewidth Limitations for Optical Systems with High-Order Modulation Employing Feed Forward Digital Carrier Phase Estimation”, in Proc. OFC/NFOEC’ 08, OTuM2, 2008.
- [2.4] A. Leven, N. Kaneda, Ut-Va Koc, Y. Kai Chen, “Frequency Estimation in Intradyne Reception”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 19, pp.366-368, 2007.
- [2.5] G. Li “Recent advances in coherent optical communication”, Advances in Optics and Photonics, vol. 1, pp. 279–307, 2009.
- [2.6] Κωνσταντίνος Σ. Πέτρου, “Μελέτη Αλγόριθμων Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος για Ομόδυνο Δέκτη QSPK σε Οπτικά Συστήματα Μεγάλων Αποστάσεων Υψηλής Φασματικής Απόδοσης”, Διδακτορική διατριβή 246, Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Τεχνολογίας Υπολογιστών, 2010.
- [2.7] X. Zhang, “Digital Signal Processing for Optical Coherent Communication Systems”, PhD Thesis, DTU Fotonik Department of Photonics Engineering Technical University of Denmark.
- [2.8] M. Seimetz, “High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission”, Springer Series in Optical Sciences, 2009.
- [2.9] K.-P. Ho, “Phase-Modulated Optical Communication Systems”, Springer 2005.
- [2.10] M. Nakazawa, K. Kikuchi, T. Miyazaki, “High Spectral Density Optical Communication Technologies” Springer series in Optical and Fiber Communications Reports, 2010.
- [2.11] C. Peucheret, “Generation and Detection of Optical Modulation Formats”, DTU Photonics, Department of Photonics Engineering Technical University of Denmark, 2012.
- [2.12] I. Kaminov, T. Li, A. E. Willner, “Optical Fiber Telecommunications V B”, Elsevier Academic Press, 5th edition, 2008.
- [2.13] M. Seimetz & C. M. Weinert, “Options, Feasibility, and Availability of 2×4 90° Hybrids for Coherent Optical Systems”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.23, pp. 1317- 1322, 2006.
- [2.14] Xiaobo Xie, F. Yaman, Xiang Zhou, Guifang Li “Polarization Demultiplexing by Independent Component Analysis”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, pp. 805 – 807, 2010.
- [2.15] B. Szafraniec, B.Nebendahl, and T.Marshall, “Polarization demultiplexing in Stokes space”, OSA Optics Letters, vol. 18, pp. 17928-17939, 2010.

[2.16] S. B. Savory, “*Digital filters for coherent optical receivers*”, OSA Optics Express, vol.16, pp. 804-817, 2008.

[2.17] K. Roberts, “*Performance of Dual-Polarization QPSK for Optical Transport Systems*”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 27, 2009.

[2.18] Y. Gen “*Detection and Processing of Phase Modulated Optical Signals at 40 Gbit/s and Beyond*”, Phd Thesis COM DTU, of Department of Communications, Optics & Materials Technical University of Denmark, 2007.

[2.19] RF Photonics Encyclopedia: http://www.rp-photonics.com/pockels_effect.html

[2.20] Shannon, C. E. (1948). A mathematical theory of communication. Bell System Technical Journal, 27 (7, 10):379-423, 623 646, 1948

[2.21] W.H Steier, “*A push-pull optical amplitude modulator*,” IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 3, pp. 664 – 667, 1967.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Προσομοίωση Αρχιτεκτονικής Οπτικού Δικτύου Μετάδοσης Κορμού τύπου Brownfield

3.1 Εισαγωγή

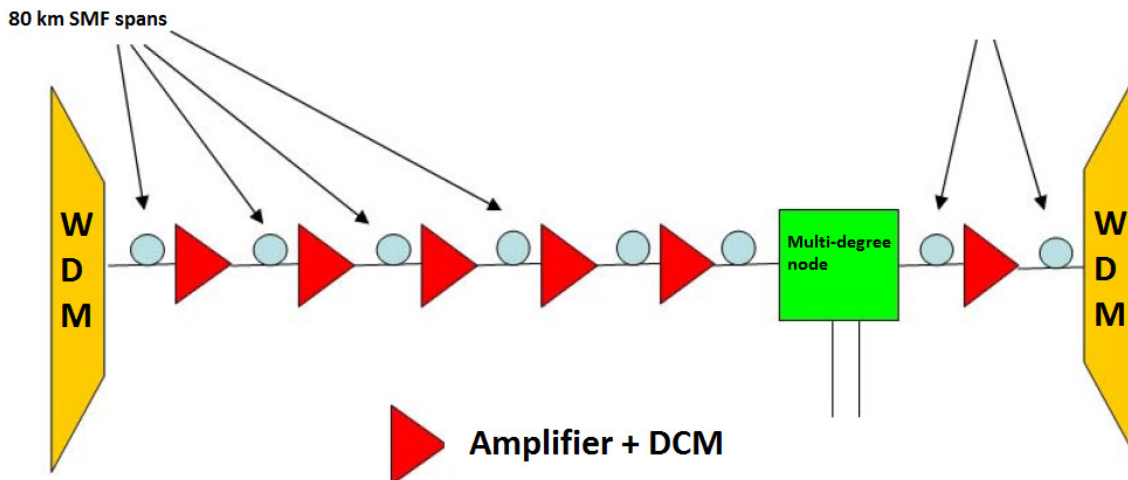
Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιαστούν αναλυτικά τα μοντέλα και τα αποτελέσματα προσομοίωσης που υλοποιήθηκαν στη πλατφόρμα VPI Transmission Maker [3.1] με σκοπό την μελέτη και την αξιολόγηση οπτικών σημάτων με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, ως προς την υποβάθμισή τους και την μέγιστη απόσταση διάδοσής τους σε δίκτυα κορμού τύπου Brownfield. Όπως θα αναφερθεί και αναλυτικότερα και στο κεφάλαιο 4, στα δίκτυα Brownfield [3.2-3.6] συγκαταλέγονται τα Legacy οπτικά δίκτυα κορμού, όπου σε αντίθεση με τα τύπου Greenfield [3.7], η αντιστάθμιση της διασποράς γίνεται αποκλειστικά στο οπτικό πεδίο με τη χρήση περιοδικών τμημάτων ίνας αντιστάθμισης της διασποράς [Dispersion Compensation Fibers (DCF)] ανάμεσα σε διαδοχικά τμήματα οπτικών ζεύξεων (spans) πολλών χιλιομέτρων. Αυτού του τύπου τα οπτικά δίκτυα, τα οποία είναι εγκατεστημένα ακόμα και στις μέρες μας από τους παρόχους ευρυζωνικότητας και υπηρεσιών διαδικτύου [Internet Service Providers (ISP)], φιλοξενείται οπτική κίνηση βασισμένη κυρίως σε συμβατικά σχήματα διαμόρφωσης όπως OOK και DPSK με άμεση φώραση στο δέκτη (direct detection). Αντιθέτως, στα Greenfield οπτικά δίκτυα, η αντιστάθμιση της διασποράς καθώς και των μη γραμμικών φαινομένων ολόκληρης της οπτικής ζεύξης αντισταθμίζονται στο δέκτη με τη βοήθεια DSP αλγορίθμων, όπου η ανάκτηση των δεδομένων επιτελείται με σύμφωνες τεχνικές φώρασης (coherent detection). Αν και για τη μετάδοση οπτικών σημάτων με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, όπως QPSK, 16-QAM και 64-QAM έχει εδραιωθεί ο Greenfield τύπος οπτικών δικτύων, εφόσον δεν χρησιμοποιεί τμήματα DCF ίνας τα οποία εισάγουν υψηλή απώλεια και μη γραμμικότητες στα διαδιδόμενα οπτικά κανάλια, εντούτοις τα συγκεκριμένα σχήματα διαμόρφωσης κάνουν την εμφάνισή τους και στα δίκτυα τύπου Brownfield με χρήση σύμφωνων δεκτών [3.8]. Η τάση αυτή έχει ως στόχο την αύξηση του συνολικού εύρους ζώνης της οπτικής ζεύξης στα ήδη προεγκατεστημένα οπτικά δίκτυα, εξαλείφοντας την επιβάρυνση εγκατάστασης ενός καινούριου οπτικού δικτύου, με κόστος όμως την μείωση της συνολικής μετάδοσης των διαμορφωμένων καναλιών.

Αναγνωρίζοντας την τάση αυτή, στις υποενότητες που θα ακολουθήσουν θα παρουσιαστούν αρχικά τα αποτελέσματα προσομοίωσης για τα σχήματα διαμόρφωσης RZ-OOK και RZ-DQPSK με άμεση φώραση στο δέκτη, ως προς το μέγιστο μήκος μετάδοσής τους και το επιτεύξιμο ρυθμό σφαλμάτων [Bit-Error-Rate (BER)], σε μία πρότυπη αρχιτεκτονική WDM οπτικού δικτύου τύπου Brownfield. Η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική υλοποιήθηκε με σκοπό να αντικατοπτρίζει τις πραγματικές συνθήκες που επικρατούν κατά τη μετάδοση οπτικών σημάτων σε δίκτυα κορμού και σύμφωνα με τις τεχνικές προδιαγραφές ήδη προεγκατεστημένων δομικών στοιχείων των δικτύων αυτών (ίνας, φίλτρων, κόμβων, ενισχυτών, κτλ.). Έπειτα, βάσει της ίδιας αρχιτεκτονικής δικτύου κορμού, θα περιγραφεί η αξιολόγηση του σχήματος διαμόρφωσης RZ-QPSK με και χωρίς πολυπλεξία στην πόλωση τόσο ως προς την μέγιστη απόσταση μετάδοσης συναρτήσει του επιτεύξιμου BER όσο και συναρτήσει βασικών παραμέτρων του συστήματος προσομοίωσης όπως του εύρους φασματικής διεύρυνσης (linewidth) των πηγών laser στο σύμφωνο πομποδέκτη, του οπτικού σηματολογικού θορύβου [Optical Signal-to-Noise Ratio (OSNR)] και το λόγο ισχύος ανάμεσα στις πηγές laser του τοπικού ταλαντωτή και του ληφθέντος σήματος δεδομένων στο δέκτη. Τέλος, η μελέτη της απόδοσης των σχημάτων διαμόρφωσης θα ολοκληρωθεί παρουσιάζοντας συγκριτικά BER και διαγράμματα αστερισμού (Constellation Diagrams) οπτικών σημάτων με 16-, 32- και 64- QAM διαμόρφωση χρησιμοποιώντας ομόδυνη (homodyne) ή ετερόδυνη (heterodyne) στο δέκτη. Η συγκεκριμένη μελέτη θα συμπληρωθεί με την περιληπτική αναφορά των βασικότερων offline DSP

αλγόριθμων και τεχνικών που χρησιμοποιήθηκαν για την επιτυχή αποδιαμόρφωση και ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη.

3.2 Περιγραφή της Αρχιτεκτονικής του Οπτικού δικτύου μετάδοσης

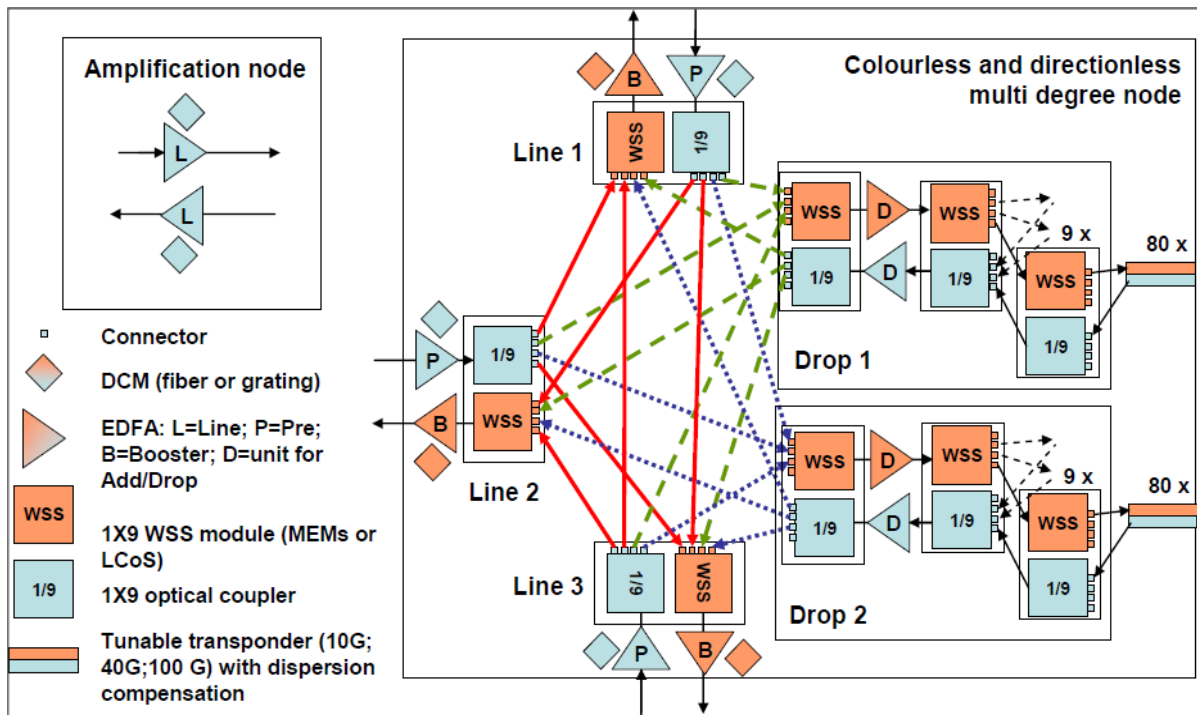
Η βασική αρχιτεκτονική του οπτικού δικτύου μετάδοσης τύπου Brownfield που υλοποιήθηκε σε όλα τα πειράματα προσομοίωσης του κεφαλαίου παρουσιάζεται γραφικά στην εικόνα 3.1. Βάσει αυτής, η μετάδοση των διαμορφωμένων συστημάτων επιτελείται από διαδοχικά spans των 80 km απλής μονορυθμικής ίνας [Single-Mode-Fiber (SMF)] ακολουθούμενα από απλούς κόμβους ενίσχυσης. Οι συγκεκριμένοι κόμβοι επιτελούν τη βασική λειτουργία της τμηματικής αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς που εισάγεται σε ολόκληρο το δίκτυο μετάδοσης με τη προσθήκη τμημάτων ίνας DCF ανάμεσα στα δύο ενισχυτικά στάδια ενός ενισχυτή EDFA δύο σταδίων. Η τοποθέτηση των ενισχυτών αυτών όχι μόνο αντισταθμίζει τις απώλειες που εισάγονται από τα διαδοχικά τμήματα SMF ίνας των 80 km, αλλά εξισορροπούν και τις απώλειες που εισάγονται από τα τμήματα της DCF ίνας. Επιπλέον, εφόσον μία από τις βασικές αρχές στην οποία βασίστηκε η υλοποίηση της Brownfield αρχιτεκτονικής είναι η μετάδοση οπτικών καναλιών με πολυπλεξία ως προς το μήκος κύματος [Wavelength Division Multiplexing (WDM)], η ύπαρξη ενός κόμβου ο οποίος θα μπορεί να δρομολογεί και να ανακατευθύνει τα κανάλια αυτά σύμφωνα με το μήκος κύματος τους, με όσον το δυνατόν λιγότερες μετατροπές των οπτικών σημάτων σε ηλεκτρικά και έπειτα ξανά σε οπτικά, κρίνεται αναγκαίος. Στην αρχιτεκτονική δικτύου που προσομοιώθηκε στα πειράματα προσομοίωσης που θα ακολουθήσουν θεωρήθηκε ότι ο κόμβος αυτός είναι ένας πολυβαθμιαίος (Multi-degree) κόμβος, ο οποίος μπορεί να ανακατευθύνει τα μήκη κύματος σε οποιαδήποτε κατεύθυνση (direction-less) με ομοιόμορφη συμπεριφορά για όλα τα μήκη κύματος που δρομολογούνται (color-less). Η δομή και τα χαρακτηριστικά του συγκεκριμένου τύπου κόμβου παρουσιάζονται στην υποενότητα 3.2.1.



Εικόνα 3. 1: Αφαιρετική αρχιτεκτονική οπτικού WDM δικτύου κορμού τύπου Brownfield, βασιζόμενο σε διαδοχικά spans SMF 80 km και κόμβων ενίσχυσης με αντιστάθμιση της διασποράς, και σε multi-degree κόμβους για routing & switching των οπτικών καναλιών βάσει του μήκους κύματός τους.

3.2.1 Αρχιτεκτονική Πολυβαθμιαίου (Multi-degree) κόμβου με αναισθησία στο μήκος κύματος (colorless) και στην κατεύθυνση διάδοσης (directionless)

Ο multi-degree οπτικός κόμβος αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα δομικά στοιχεία ενός οπτικού δικτύου, αφού σε αυτόν υπάρχει η δυνατότητα να προστίθενται (add) ή να αφαιρούνται (drop) WDM μήκη κύματος κατά βούληση και να ανακατευθύνονται σε διαφορετικές οπτικές διαδρομές. Στην



Εικόνα 3. 2: Βασική αρχιτεκτονική απλού κόμβου ενίσχυσης (αριστερά) και multi-degree directionless & colorless κόμβου βασισμένος σε WSSs (δεξιά) για δρομολόγηση των οπτικών σημάτων ως προς το μήκος κύματος τους, που λήφθηκαν υπόψιν στα πειράματα προσομοίωσης.

περίπτωση που ο συγκεκριμένος τύπος κόμβου επιτελεί τις προαναφερθέντες λειτουργίες αποκλειστικά στο οπτικό πεδίο, χωρίς δηλαδή τα οπτικά κανάλια να μετατρέπονται σε ηλεκτρικά και έπειτα ξανά σε οπτικά, αποτελεί ένα «διαφανές» (transparent) οπτικό δίκτυο ικανό να αυτόδιοργανώνεται με γρήγορους ρυθμούς ως προς την ανακατεύθυνση (switching) και τη δρομολόγηση (routing) των WDM καναλιών του. Οι περισσότεροι από αυτούς τους κόμβους βασίζονται στη χρήση πολλαπλών Wavelength Selective Switches (WSS) [3.9], τα οποία αποτελούνται πρακτικά από ένα πίνακα $1 \times M$ οπτικών διακοπών (μία είσοδος με M αριθμό από εξόδους) φιλτράροντας και να ανακατευθύνοντας οποιοδήποτε κανάλι εισόδου με συγκεκριμένο οπτικού 3 dB bandwidth και ορισμένης φασματικής απόστασης από γειτονικά του κανάλια, σε οποιαδήποτε έξοδο. Η λειτουργία αυτή επιτελείται κυρίως από διακόπτες σχεδιασμένους με MEMs [3.10], αν και τα τελευταία χρόνια με την ανάγκη για καλύτερη εκμετάλλευση του οπτικού φάσματος της οπτικής ίνας με μεγαλύτερη ευελιξία ως προς το 3 dB bandwidth των διαμορφωμένων σημάτων και την φασματική απόσταση των γειτονικών τους WDM καναλιών, τα WSS βασίζονται σε διακόπτες τύπου LCoS (Liquid Crystal on Silicon) [3.11].

Ένας κόμβος που βασίζεται στη χρήση WSS έχει μία κατανεμημένη αρχιτεκτονική switching τύπου Broadcast and Select. Για κάθε οπτική ζεύξη (link) που καταλήγει στην είσοδο ενός τέτοιου κόμβου, ένα στοιχείο διαμερισμού της οπτικής ισχύος αναλαμβάνει να διανείμει τα οπτικά σήματα ταυτόχρονα σε όλες τις εξόδους, χρησιμοποιώντας ενδο-κομβικές ζεύξεις με οπτική ίνα μέσα στο κόμβο, όπου ένα στοιχείο switching των WSSs επιλέγει το κατάλληλο μήκος κύματος. Η ίδια λειτουργία εκτελείται και για τις λειτουργίες add/drop του κόμβου. Στους περισσότερους από τους ήδη εγκατεστημένους multi-degree κόμβους στα Legacy οπτικά δίκτυα, η λειτουργία του broadcast πραγματοποιείται κυρίως με παθητικούς οπτικούς διαχωριστές ισχύος έως και 1/9 και το στοιχείο switching/routing είναι ένα WSS με μία είσοδο και έως 9 εξόδους. Επίσης, στις εισόδους και εξόδους του κόμβου είναι σύνηθες να τοποθετούνται

οπτικοί ενισχυτές EDFAs δύο σταδίων, έχοντας και ένα στοιχείο αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς (chirped Bragg Grating ή ένα τύπου DCF) ανάμεσα στις ενισχυτικές τους βαθμίδες. Αντιθέτως, στις add/drop πόρτες του κόμβου τοποθετούνται ενισχυτές ενός σταδίου. Η απαίτηση για τους κόμβους να είναι “colorless” και “directionless”, δηλαδή οποιοδήποτε μήκος κύματος να εισέρχεται και να εξέρχεται από οποιαδήποτε πόρτα εξόδου του multi-degree κόμβου, προϋποθέτει ότι όλα τα δομικά στοιχεία που συνθέτουν τον οπτικό κόμβο πρέπει να έχουν ένα ομοιόμορφο εύρος λειτουργίας και ρύθμισης της φασματικής τους απόκρισης (για τα φίλτρα των WSSs) σε όλη την οπτική C-band. Για την επιλογή ενός συγκεκριμένου καναλιού από μία έξοδο του κόμβου δύο WSS με 9 πόρτες εξόδου το καθένα πρέπει να συνδεθούν σε αλυσίδα κατά τέτοιο τρόπο ώστε να δίνουν 81 (9x9) δυνατές πόρτες στην έξοδό του. Η εικόνα 3.2 παρουσιάζει γραφικά την αρχιτεκτονική ενός τέτοιου κόμβου σύμφωνα με τις προδιαγραφές που ισχύουν σε legacy WDM οπτικά δίκτυα κορμού για έως 100 Gb/s εφαρμογές με σταθερό συχνοτικό πλέγμα (fixed-grid) ανάμεσα στα γειτονικά οπτικά κανάλια, εστιάζοντας μόνο σε δύο αλυσίδες WSS τύπου drop (drop1/drop2). Με αυτήν την συνδεσμολογία μπορούν να προσθαφαιρεθούν (add/drop) έως 160 κανάλια και να αποφευχθεί η σύγκρουση ως προς το μήκος κύματος σε περίπτωση που δεδομένα με ίδιο μήκος κύματος εισέρθουν από διαφορετικές εισόδους του κόμβου. Η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική κόμβου ήταν αυτή που λήφθηκε υπόψιν και υλοποιήθηκε σε μία πιο απλουστευτική της μορφή στα πλαίσια των πειραμάτων προσομοίωσης που θα παρουσιαστούν στα παρακάτω κεφάλαια.

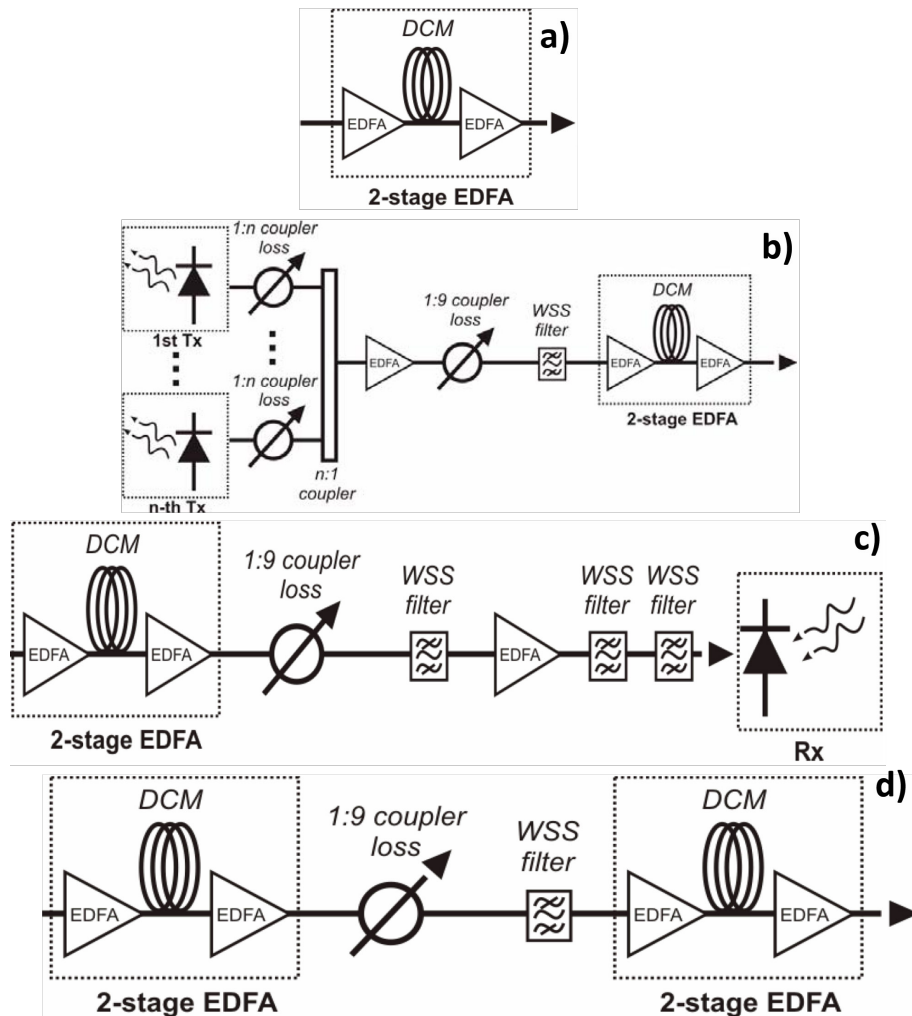
3.3 Περιγραφή των Δομικών στοιχείων του Οπτικού Δικτύου Προσομοίωσης τύπου Brownfield

3.3.1 Περιγραφή Μοντέλων Προσομοίωσης για τα Δομικά στοιχεία των Οπτικών Κόμβων του Δικτύου

Τα δομικά στοιχεία προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκαν για την εξομοίωση μιας απλοποιημένης λειτουργίας του οπτικού κόμβου της ενότητας 2.1 σε point-to-point ζεύξεις, απεικονίζονται στην εικόνα 3.3. Στις παραγράφους που ακολουθούν θα περιγραφούν τόσο τα διαγράμματα αρχιτεκτονικής που χρησιμοποιήθηκαν στη πλατφόρμα προσομοίωσης VPI καθώς επίσης και των παραμέτρων των βασικών δομικών στοιχείων με τα οποία αρχικοποιήθηκαν. Πιο συγκεκριμένα, θα περιγραφούν τα μοντέλα προσομοίωσης των οπτικών ενισχυτών, των στοιχείων αντιστάθμισης της διασποράς και των οπτικών φίλτρων των WSS στοιχείων, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν σε όλα τα σετ των πειραμάτων προσομοίωσης για την μετάδοση διαμορφωμένων σημάτων σε ένα οπτικό δίκτυο κορμού τύπου Brownfield.

A) Οπτικός Ενισχυτής

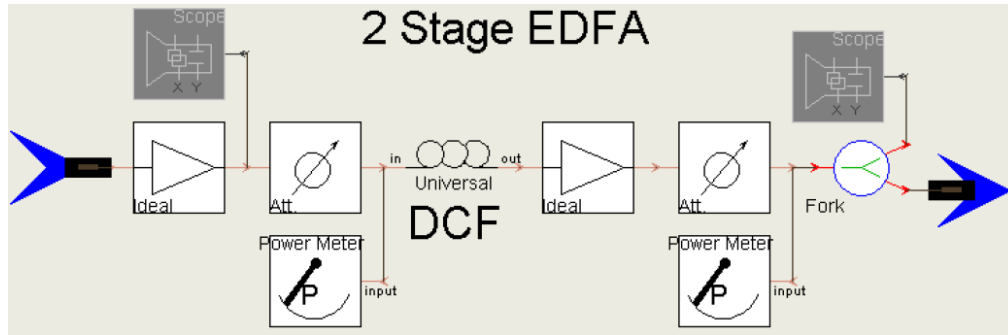
Σε όλα τα πειράματα προσομοίωσης υλοποιήθηκαν δύο ειδών οπτικοί ενισχυτές. Αναφορικά αυτοί ήταν EDFAs μονού και διπλού σταδίου και η μοντελοποίησή τους έγινε υιοθετώντας ένα απλό μοντέλο ανάλυσης της πλατφόρμας προσομοίωσης VPI που περιέγραφε τη συμπεριφορά τους. Πιο συγκεκριμένα, η εικόνα θορύβου (Noise Figure) τους θεωρήθηκε ότι είναι σταθερή και ότι δεν επηρεάζεται από την οπτική ισχύ εισόδου καθώς και του οπτικού τους κέρδους. Ακόμη, η φασματική απόκριση του ASE θορύβου τους ρυθμίστηκε με σκοπό να είναι επίπεδη για όλα τα κανάλια ενίσχυσης, χωρίς να ευνοείται κανένα από αυτά με περισσότερο κέρδος, και να παρέχει οπτική ισχύ ίση με 3 dBm για όλα τα κανάλια της εισόδου του. Η εικόνα θορύβου για τους EDFAs μονού και διπλού σταδίου θεωρήθηκε σε όλα τα πειράματα προσομοίωσης ίση με 7 και 6 αντιστοίχως, ενώ η απόκριση των ενισχυτών δύο σταδίων ρυθμίστηκε με τέτοιο τρόπο ούτως ώστε να δίνουν οπτική έξοδο ίση με -2 dBm στο πρώτο στάδιο ενίσχυσης τους για κάθε κανάλι. Απώτερος στόχος αυτής της αρχιτεκτονικής ήταν ο περιορισμός των μη γραμμικών φαινομένων που εισήγαγε η DCF [3.12] που βρισκόταν ανάμεσα στα δύο στάδια ενίσχυσης τους.



Εικόνα 3. 3: Γραφική αναπαράσταση των δομικών μπλοκ που χρησιμοποιήθηκαν για τον σχεδιασμό της αρχιτεκτονικής του οπτικού δικτύου τύπου Brownfield σε όλα τα πειράματα προσομοίωσης, α) EDFA δύο σταδίων με αντιστάθμιση της διασποράς ανάμεσα στις ενισχυτικές του βαθμίδες β) Δομή πολύκυματικού πομπού, γ) δομή πολύκυματικού δέκτη ύστερα από πέρασμα των καναλιών από τον multi-degree κόμβο, δ) Δομή multi-degree κόμβου με ανακατεύθυνση (pass through module)

B) Δομικό Στοιχείο Αναίρεσης της Διασποράς [Dispersion Compensating Modules (DCM)]

Τα δομικό στοιχείο για την αναίρεση της χρωματικής διασποράς που εισήγαγε η SMF τύπου G.652 [3.13], βασίστηκε στη τοποθέτηση DCF ανάμεσα στα δύο στάδια ενίσχυσης ενός οπτικού ενισχυτή EDFA δύο σταδίων, όπως παρουσιάζεται και στο δομικό διάγραμμα προσομοίωσης της εικόνας 3.4. Για την αντιστάθμιση των απωλειών και την ελαχιστοποίηση της διέγερσης των μη γραμμικών φαινομένων που εισήγαγε η DCF, τοποθετήθηκαν εξασθενητές πριν και μετά από αυτήν για καλύτερο έλεγχο της οπτικής ισχύος εξόδου των σταδίων ενίσχυσης του. Οι παράμετροι για τη μοντελοποίηση της DCF ίνας βασίστηκαν σε πραγματικές παραμέτρους εμπορικά διαθέσιμου τύπου DCF, η οποία χρησιμοποιούνταν και σε εγκατεστημένες οπτικές ζεύξεις του Ιταλικού παρόχου ευζωνικών υπηρεσιών και διαδικτύου TILAB. Οι τιμές αυτές συνοψίζονται στο παρακάτω πίνακα. Βάσει των προσομοιώσεων που υλοποιήθηκαν με τις συγκεκριμένες τιμές βρέθηκε ότι το βέλτιστο μήκος για την επίτευξη πλήρους αναίρεσης της διασποράς για διάδοση σε 80 km SMF τύπου G.652 (πίνακας 3.1) για το μήκος κύματος στα 1550.12 nm ήταν 11.3 km.



Εικόνα 3. 4: Σχεδιάγραμμα δομικού στοιχείο ενισχυτή EDFA με ένα αντιστάθμισης της διασποράς ανάμεσα στις ενισχυτικές του βαθμίδες, υλοποιημένο στη πλατφόρμα προσομοίωσης VPI.

	average value
<i>Attenuation Coeff. [dB/km]</i>	0,4
<i>Dispersion Coeff. (D) [ps/(nm*km)]</i>	-113
<i>Dispersion Slope [ps/(nm²*km)]</i>	-0,33
<i>PMD [ps/√km]</i>	0,1
<i>Effective Area (Aeff) [μm²]</i>	21
<i>Non Linear Refractive Index (n₂) [m²/W]</i>	2,8 x 10 ⁻²⁰
<i>Module connector and splicing loss [dB]</i>	0,7

Πίνακας 3. 1: Παράμετροι αρχικοποίησης του δομικού στοιχείου της DCF ίνας που χρησιμοποιήθηκε στη προσομοίωση

Γ) Οπτικά φίλτρα των οπτικών κόμβων του δικτύου μετάδοσης

Τα οπτικά φίλτρα που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση του Brownfield δικτύου μετάδοσης μοντελοποιήθηκαν με στόχο την εξομείωση της στατικής φασματικής απόκρισης εμπορικά διαθέσιμων WSS [3.14], τα οποία συναντώνται ευρέως σε σύγχρονες αρχιτεκτονικές οπτικών δικτύων. Σύμφωνα λοιπόν με τις προδιαγραφές που ορίζονται για τέτοιου είδους δομές, τα φίλτρα της προσομοίωσης ρυθμίστηκαν έτσι ώστε: α) η φασματική τους απόσταση μεταξύ γειτονικών καναλιών να είναι 50 GHz, β) το σχήμα της φασματικής απόκρισης τους να είναι τύπου Gaussian 6^{ης} τάξης και γ) το 3 dB εύρος ζώνης τους να είναι 50 GHz, όπως ακριβώς φαίνεται και στον πίνακα 3.2.

	average value
<i>Channel Spacing [GHz]</i>	50
<i>Filter shape</i>	Gaussian
<i>Filter order</i>	6
<i>Bandwidth -3 dB [GHz]</i>	50 GHz

Πίνακας 3. 2: Παράμετροι αρχικοποίησης των οπτικών φίλτρων της προσομοίωσης

3.3.2 Πρότυπα Μοντέλα Προσομοίωσης Οπτικών Πομποδεκτών τύπου RZ-OOK και RZ-DQPSK ενός οπτικού φέροντος

Πέραν του ορισμού των δομικών στοιχείων των οπτικών ενισχυτών, των στοιχείων της αντιστάθμισης της διασποράς και των φίλτρων σε κάθε οπτικό κόμβο που περιγράφηκαν στη παραπάνω παράγραφο, υλοποιήθηκαν και δύο σετ πρότυπων πομποδεκτών για τη διαμόρφωση και τη λήψη οπτικών σημάτων διαμορφωμένα με τα σχήματα RZ-OOK και RZ-DQPSK στα 40 Gb/s, αντιστοίχως. Ο όρος «πρότυπο μοντέλο» αναφέρεται στην υλοποίηση πομποδεκτών οι οποίοι δεν περιορίζονται ως προς το ηλεκτρο-οπτικό τους εύρος ζώνης στο ρυθμό δεδομένων που διαμορφώνουν τα οπτικά σήματα (πχ. οπτικοί διαμορφωτές, RF ενισχυτές, φωτοδίοδοι, κτλ.) και από το linewidth των οπτικών τους πηγών laser. Τα διαμορφωμένα σήματα που προέκυψαν από την υλοποίηση των μοντέλων αυτών εξετάστηκαν ως προς την απόδοσή τους (BER, OSNR, κτλ.) σε ένα απλουστευμένο σενάριο point-to-point μετάδοσης ενός δικτύου κορμού τύπου Brownfield, έχοντας ως διττό στόχο:

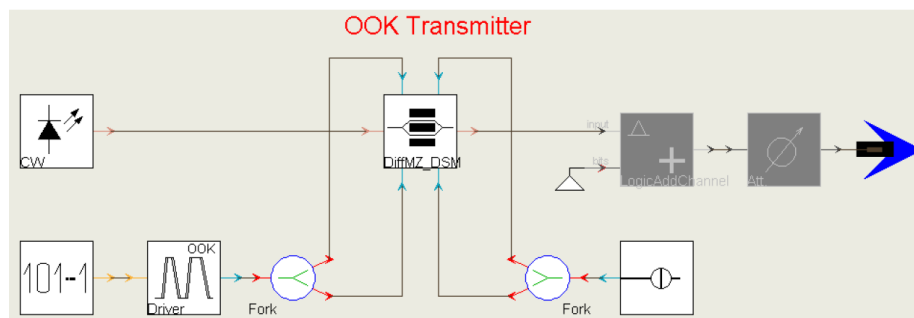
α) την μελέτη της συνολικής υποβάθμισης που εισάγει το δίκτυο μετάδοσης αυτό καθ' αυτό στα διαμορφωμένα σήματα και

β) την συγκριτική αξιολόγηση της απόδοσης ανάμεσα στα σχήματα διαμόρφωσης RZ-OOK και RZ-DQPSK στα 40 Gb/s (20 Gbaud για το DQPSK) με άμεση φώραση (direct detection), θεωρώντας ταυτόχρονα ρεαλιστικές συνθήκες μετάδοσης σε οπτικά δίκτυα κορμού.

Ιδιαίτερα για την περίπτωση του RZ-DQPSK σχήματος διαμόρφωσης, υλοποιώντας ένα πρότυπο μοντέλο πομποδέκτη και αξιολογώντας την απόδοση των παραγόμενων σημάτων του ως προς τη μετάδοση, αποσκοπούσε στον καλύτερο προσδιορισμό της απόδοσης ενός μη ιδανικού RZ-DQPSK πομποδέκτη, όπως αυτός που θα περιγραφεί στην ενότητα 3.5. Επιπροσθέτως, λαμβάνοντας υπόψιν την κοντά-στο-θεωρητικό απόδοση ενός ιδανικού 20 Gbaud RZ-DQPSK με direct detection, θα υπήρχε η δυνατότητα άμεσης σύγκρισης της απόδοσης του συγκεκριμένου σχήματος διαμόρφωσης με σύμφωνες τεχνικές φώρασης (coherent detection) και ανάκτησης των δεδομένων στο δέκτη. Τέλος, να σημειωθεί ότι όλοι οι πομποδέκτες και τα πειράματα προσομοίωσης μετάδοσης με direct detection που θα επακολουθήσουν μέχρι και το κεφάλαιο 3.5.1, αναφέρονται στη διαμόρφωση σημάτων διαμορφωμένα μόνο σε μία πόλωση [Single Polarization (SP)]. Στην περίπτωση διαμόρφωσης και μετάδοσης σημάτων με πολυπλεξία ως προς τη πόλωση (PolMux ή αλλιώς Dual Polarization σημάτων), αυτό θα αναφέρεται ρητά σε κάθε αντίστοιχο κεφάλαιο.

3.3.3 Μοντέλο πομπού για διαμόρφωση 40 Gb/s RZ-OOK οπτικού σήματος

Η διάταξη προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε για τη δημιουργία ενός σήματος στα 40 Gb/s με το σχήμα διαμόρφωσης RZ-OOK φαίνεται στην εικόνα 3.5. Σύμφωνα με αυτό, ένας Dual-Drive εξωτερικός

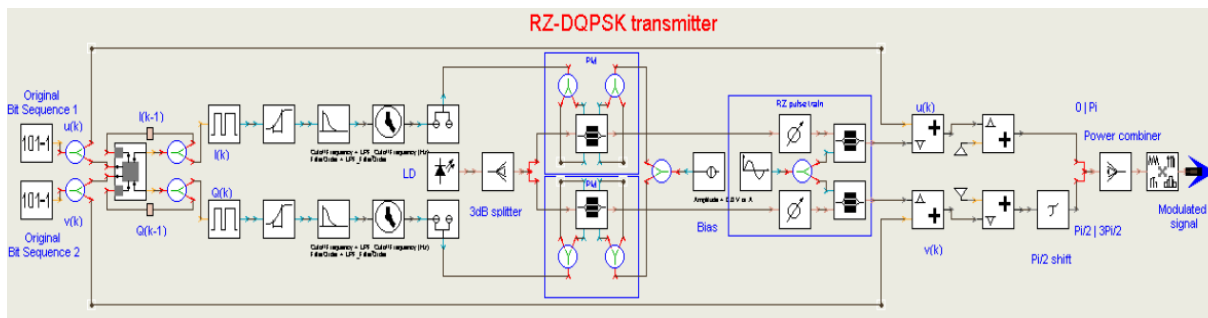


Εικόνα 3. 5: Πρότυπο μοντέλο προσομοίωσης RZ-OOK πομπού.

διαμορφωτής τύπου Mach Zehnder (MZM) διαμόρφωνε το οπτικό φέρον που προερχόταν από ένα συνεχούς κύματος [Continuous Wavelength (CW)] laser ιδανικού (μηδενικό) linewidth με ηλεκτρικές δυαδικές ακολουθίες δεδομένων στα 40 Gb/s. Για να ανταποκρίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης όσον το δυνατόν περισσότερο σε πραγματικές πειραματικές συνθήκες διαμόρφωσης, το ηλεκτρο-οπτικό 3 dB εύρος ζώνης του διαμορφωτή ρυθμίστηκε στα 30 GHz και το OSNR του διαμορφωμένου σήματος στην έξοδο του πομπού στα 40 dB.

3.3.4 Μοντέλο πομπού για διαμόρφωση 20 Gbaud (40 Gb/s) RZ DQPSK οπτικού σήματος

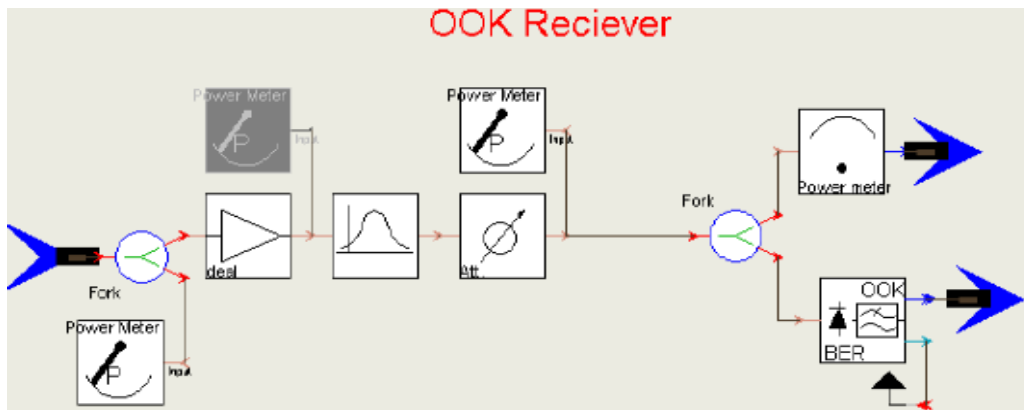
Η διάταξη προσομοίωσης του RZ DQPSK πομπού που υλοποιήθηκε για τη διαμόρφωση 40 Gb/s (20 Gbaud) σημάτων παρουσιάζεται στην εικόνα 3.6. Σύμφωνα με αυτήν το οπτικό φέρον προς εξωτερική διαμόρφωση προερχόταν από ένα CW laser με μηδενικό linewidth, το οποίο εισερχόταν έπειτα σε έναν dual drive IQ διαμορφωτή με 3 dB εύρους ζώνης 30 GHz και διαμορφωνόταν από δύο δυαδικές ηλεκτρικές ψευδοτυχαίες ακολουθίες [Pseudorandom Bit Sequence (PRBS)] των 20 Gb/s. Εν συνεχεία το διαμορφωμένο NRZ-QPSK σήμα εισερχόταν σε έναν επιπλέον Mach Zehnder διαμορφωτή (MZM) για την μετατροπή του σε παλμικό (pulse carving) και τη δημιουργία ενός παλμικού 20 Gbaud RZ-DQPSK. Ο MZM διαμορφωνόταν από ένα ηλεκτρικό ημίτονο (electrical clock) κατάλληλου πλάτους με συχνότητα 20 GHz. Τέλος να σημειωθεί ότι το OSNR του τελικού διαμορφωμένου σήματος ρυθμίστηκε στα 40 dB με τη βοήθεια κατάλληλου δομικού στοιχείου (module) υποβάθμισης του OSNR που παρεχόταν από τη σουίτα προσομοίωσης VPI.



Εικόνα 3. 6: Πρότυπο μοντέλο προσομοίωσης RZ-DQPSK πομπού.

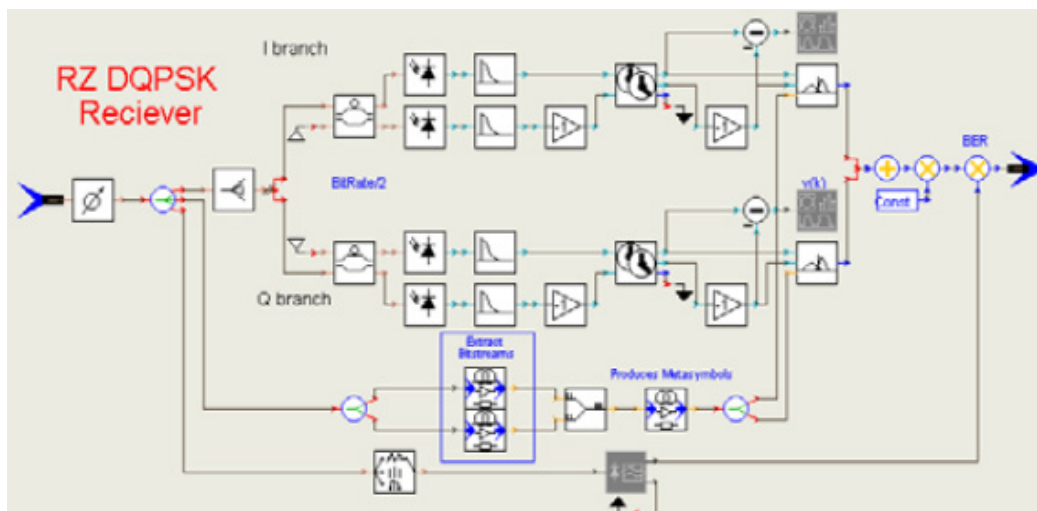
3.3.5 Μοντέλα δέκτη για λήψη OOK και DQPSK σημάτων με άμεση φόραση (Direct Detection) και παραμετροποίηση της οπτικής ζεύξης

Για την λήψη των οπτικών OOK σημάτων υλοποιήθηκε ένας ιδανικός δέκτης, με κύρια δομικά στοιχεία μία ιδανική PIN φωτοδίοδο με αποκρισμότητα (responsivity) 1 A/W, 0 nA ρεύμα σκότους (dark current) και ιδανική φασματική απόκριση (εικόνα 3.7). Αντίστοιχα ο δέκτης για την λήψη DQPSK σημάτων (εικόνα 3.8) υλοποιήθηκε με ένα ιδανικό συμβολόμετρο καθυστέρησης [Mach Zehnder Interferometer (MZI)] για την μετατροπή της διαφοράς φάσης των γειτονικών συμβόλων σε διαφορά πλάτους, όπου η



Εικόνα 3. 7: Πρότυπο μοντέλο προσομοίωσης OOK δέκτη.

καθυστέρηση που εισήγαγε (δηλαδή η ελεύθερη φασματική του περιοχή [Free Spectral Range (FSR)] ήταν ακριβώς η ίδια με το symbol rate των ληφθέντων δεδομένων. Οι δύο συμπληρωματικές έξοδοι του MZI οδηγούνταν σε ένα ισοσταθμισμένο φωτοδέκτη (Balanced Photoreceiver) με χαρακτηριστικά θορύβου ίδια με αυτά που αναφέρθηκαν και για τον OOK δέκτη. Τέλος, για την παραμετροποίηση της οπτικής ζεύξης για την διενέργεια των πειραμάτων προσομοίωσης θεωρήθηκε ότι η οπτική μετάδοση διενεργείται σε διαδοχικά τμήματα ίνας (spans) των 80 km, όπου παρεμβάλλονται DCM στοιχεία για την αντιστάθμιση της διασποράς και των απωλειών μετάδοσης. Κάθε ένα από αυτά τα spans παραμετροποιήθηκε σύμφωνα με τις προδιαγραφές της ITU-T έχοντας υπόψιν τα χαρακτηριστικά της εμπορικά διαθέσιμης οπτικής ίνας τύπου G.652 που συναντάται ευρέως στα ήδη εγκατεστημένα οπτικά δίκτυα των παρόχων ευρυζωνικότητας, και λαμβάνοντας υπόψιν την ύπαρξη της διασποράς τρόπων μετάδοσης [Polarization Mode Dispersion (PMD)]. Επιπλέον, για την εξομοίωση των ενδεχόμενων απωλειών που εισάγουν οι οπτικοί κόνεκτορες και οι επανενώσεις των τμημάτων της οπτικής ίνας κατά μήκος του συνολικού οπτικού δικτύου, θεωρήθηκε 1 dB επιπλέον απώλεια στην είσοδο και έξοδο του κάθε span και 3 dB για κάθε span αντιστοίχως.



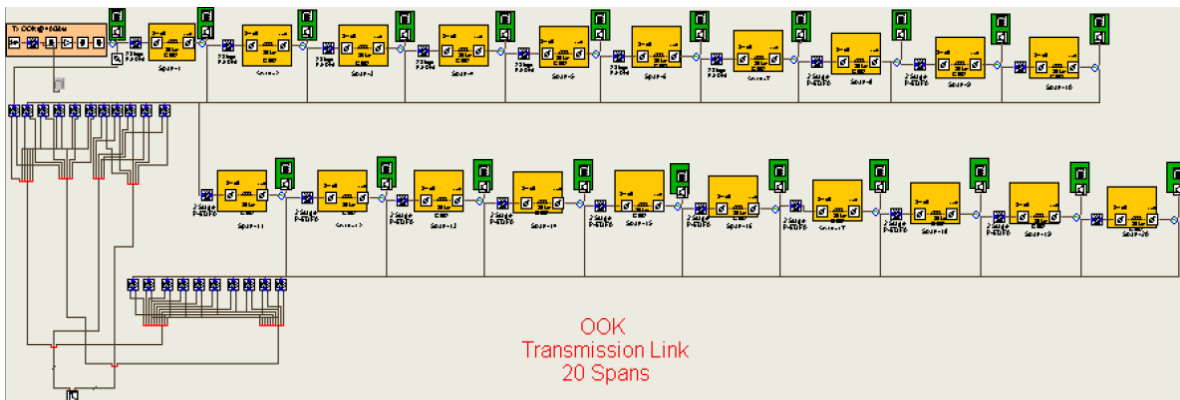
Εικόνα 3. 8: Πρότυπο μοντέλο προσομοίωσης DQPSK δέκτη με άμεση φώραση

3.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μετάδοσης 40 Gb/s RZ-OOK & RZ-DQPSK σημάτων διαμορφωμένα από Πρότυπα μοντέλα Πομποδεκτών

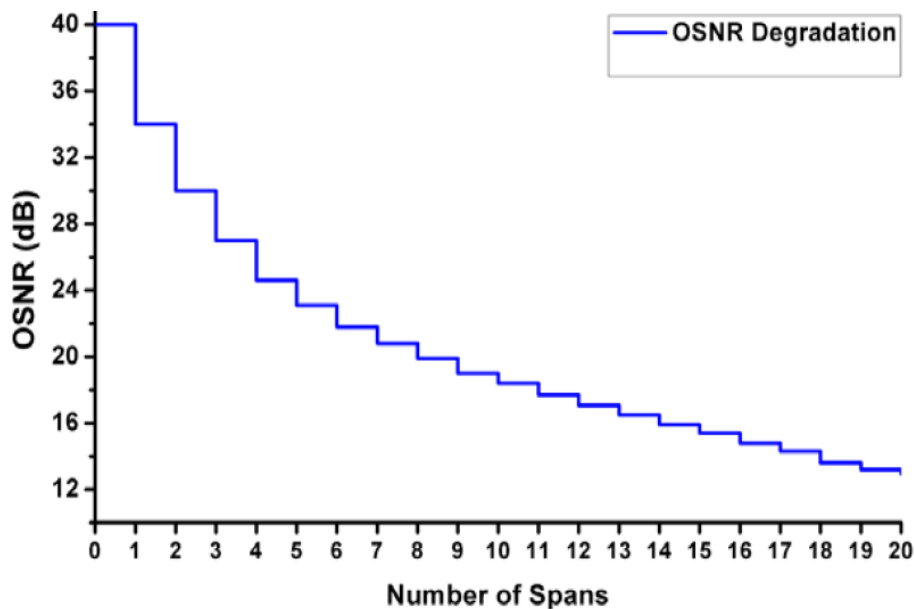
Για την αξιολόγηση και η μελέτη των υποβαθμίσεων που εισάγονται σε OOK και RZ-DQPSK οπτικά σήματα με ρυθμό δεδομένων 40 Gb/s κατά τη μετάδοση τους σε μεγάλες αποστάσεις, προσομοιώθηκε μία ζεύξη με 20 spans και συνολική απόσταση 1600 km βάσει των παραμέτρων που αναφέρθηκαν στις παραπάνω υποπαραγράφους. Πιο συγκεκριμένα κάθε span αποτελούνταν από 80 km SMF τύπου G.652 ακολουθούμενο από 11.3 km DCF, η οποία ήταν τοποθετημένη ανάμεσα στις δύο ενισχυτικές βαθμίδες ενός EDFA για να αντισταθμίζονται οι οπτικές απώλειες (εικόνα 3.4). Στην έξοδο του κάθε span το διαμορφωμένο σήμα αξιολογήθηκε ως προς το OSNR, το διάγραμμα οφθαλμού και το ρυθμό σφαλμάτων BER κατά τη λήψη του σε έναν ιδανικό δέκτη. Για την αποφυγή της άμεσης μέτρησης σφαλμάτων σε ένα μεγάλο δείγμα από bits το οποίο θα αύξανε την πολυπλοκότητα και το χρόνο προσομοίωσης, ο υπολογισμός του BER υπολογίστηκε εμμέσως με τον προσδιορισμό της μετρητικής της ποιότητας [Quality factor (Q-factor)] [3.15]. Στα αποτελέσματα τα οποία θα παρουσιαστούν και παρακάτω, θεωρήθηκε ότι το σήμα μεταδίδεται επιτυχώς στο δέκτη και χωρίς σφάλματα όταν επιτυγχάνεται BER της τάξεως του 1.4×10^{-4} το οποίο αντιστοιχεί στο πρότυπο G709 FEC [3.16] με κωδικοποίηση Reed Solomon RS (255,239) [3.17]. Παρόλα αυτά, θεωρώντας κωδικοποιήσεις FEC με μεγαλύτερη πολυπλοκότητα στο δέκτη, επιτυχής μετάδοση των δεδομένων με BER της τάξεως του 1.9×10^{-2} [3.18] είναι εφικτή, με το κόστος της μεγαλύτερης πολυπλοκότητας στο κύκλωμα του FEC.

3.4.1 Μετάδοση 40 Gb/s RZ-OOK με άμεση φώραση

Για την μετάδοση ενός οπτικού καναλιού διαμορφωμένο με 40 Gb/s RZ OOK, θεωρήθηκε ένα απλό σενάριο point-to-point με 20 spans, χρησιμοποιώντας τους OOK πομποδέκτες και τις παραδοχές που περιγράφηκαν παραπάνω. Η αρχιτεκτονική και η δομή της προσομοίωσης στη γραφική σουίτα VPI φαίνεται στην εικόνα 3.9. Η εξέλιξη του OSNR συναρτήσει του αριθμού των spans παρουσιάζεται στην εικόνα 3.10. Όπως γίνεται εμφανές το OSNR για την Back-to-Back (B2B) μέτρηση ήταν 40 dB και σταδιακά μειώθηκε στα 12.95 dB με τη μετάδοση σε 20 spans. Ο λόγος της υποβάθμισης αυτής οφείλεται στην αρκετά μεγάλη εικόνα θορύβου των χρησιμοποιούμενων EDFAs κατά μήκος της οπτικής ζεύξης που κυμαίνονταν στα 6 και 7 dB για τους ενός και διπλού σταδίου ενισχυτές. Όπως ήταν αναμενόμενο ο μόνος περιορισμός του συστήματος ήταν ο ASE θόρυβος των ενισχυτών, εφόσον η χρωματική διασπορά αντισταθμιζονταν πλήρως και τα μη γραμμικά φαινόμενα ελαχιστοποιούνταν από την χαμηλή ισχύ εισόδου του καναλιού τόσο στην SMF όσο και στην DCF ίνα. Επίσης, η επίδραση του συσσωρευμένου ASE θορύβου γίνεται εμφανής και στα διαγράμματα οφθαλμού για κάθε span (εικόνα 3.11), όπου η λεζάντα με τον αριθμό "1" αντιστοιχεί στην B2B μέτρηση του σήματος. Οι καμπύλες BER που

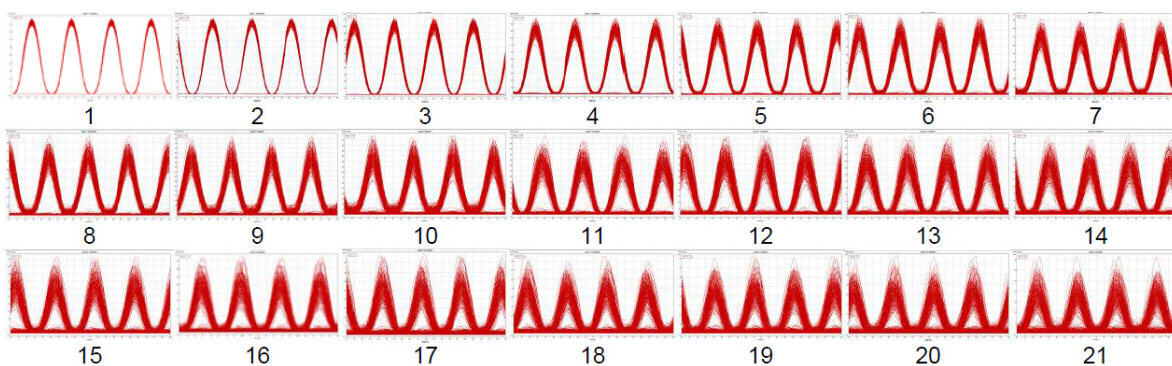


Εικόνα 3. 9: Διάταξη προσομοίωσης για μετάδοση 40 Gb/s RZ-OOK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου Brownfield.

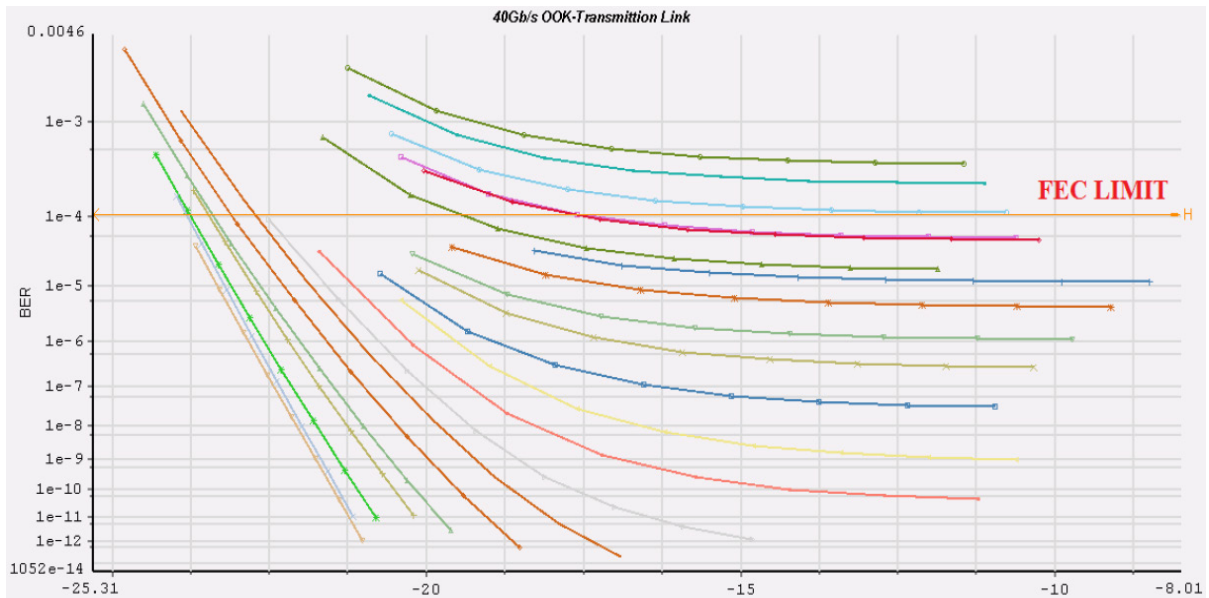


Εικόνα 3. 10: Εξέλιξη του OSNR για το 40 Gb/s RZ-OOK καναλιού κατά τη μετάδοσή του στα διαδοχικά spans του Brownfield δικτύου.

επιτεύχθηκαν στο προσομοιωμένο σύστημα παρουσιάζονται γραφικά στην εικόνα 3.12. Σύμφωνα με αυτό, θεωρώντας το όριο του 1×10^{-4} για την κωδικοποίηση FEC το σήμα μπορεί να ληφθεί χωρίς σφάλματα στο δέκτη ύστερα από μετάδοσή του σε 17 διαδοχικά spans που αντιστοιχούν σε συνολική απόσταση 1552 km (1360 km SMF και 192.1 km DCF). Επιπλέον, όπως προαναφέρθηκε και στην ενότητα 3.4 έχοντας υπόψιν τα νέα στάνταρντ για τα επίπεδα του BER για τις κωδικοποιήσεις των FEC [3.18] στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού, η απόσταση αυτή μπορεί να αυξηθεί παραπάνω από τα 20 διαδοχικά spans.



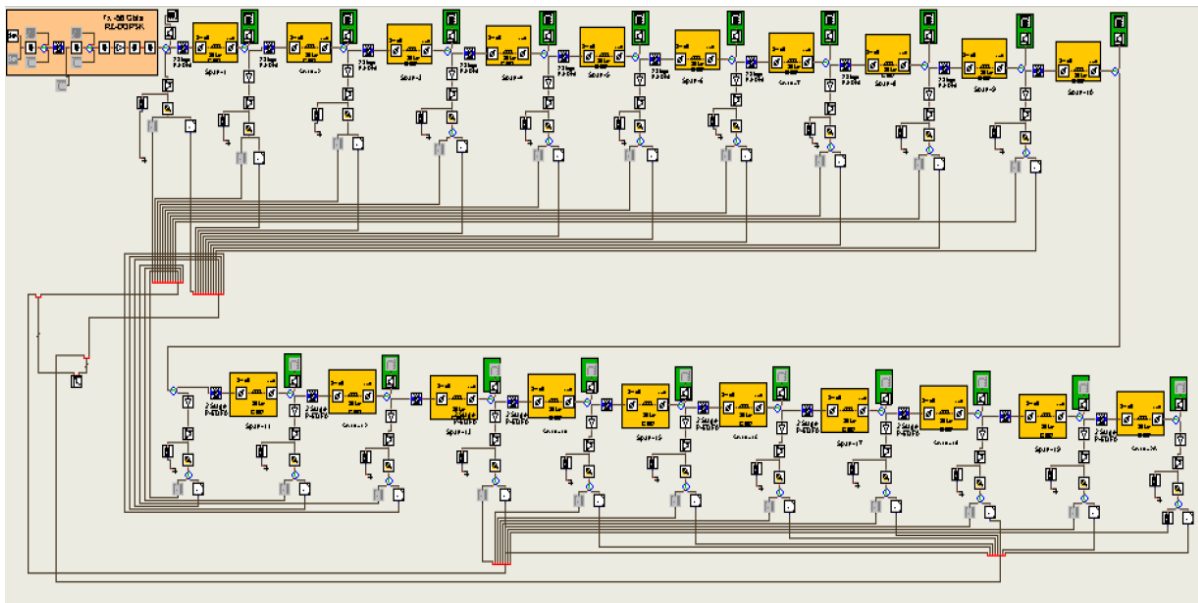
Εικόνα 3. 11: Διαγράμματα οφθαλμού για το 40 Gb/s RZ-OOK καναλιού στην έξοδο του κάθε span.



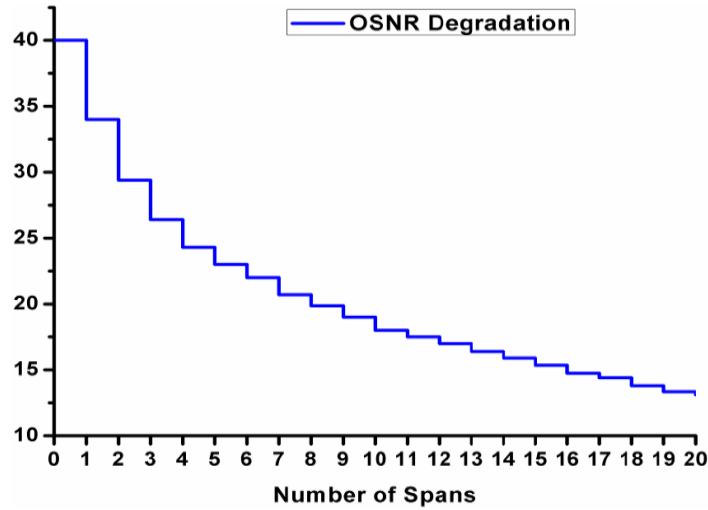
Εικόνα 3. 12: Καμπύλες BER για τη μετάδοση του 40 Gb/s RZ-OOK καναλιού συναρτήσει της ισχύος εισόδου στο δέκτη και των συνολικών spans μετάδοσης.

3.4.2 Μετάδοση 40 Gb/s (20 Gbaud) RZ-DQPSK με άμεση και ισοσταθμισμένη φάραση

Η ίδια αρχιτεκτονική προσομοίωσης εφαρμόστηκε και την μετάδοση και την αξιολόγηση του 40 Gb/s RZ-DQPSK σήματος, χρησιμοποιώντας τα μοντέλα πομποδεκτών που περιγράφηκαν σε προηγούμενα υποκεφάλαια. Τα δομικά μοντέλα προσομοίωσης όλου του συστήματος που προσομοιώθηκε φαίνεται στην εικόνα 3.13. Η εξέλιξη του OSNR στην έξοδο του κάθε span παρουσιάζεται στο διάγραμμα της εικόνας 3.14 όπου από τα 40 dB υποβαθμίζεται στα 13.1 dB με τη μετάδοση σε 20 spans SMF. Όπως και

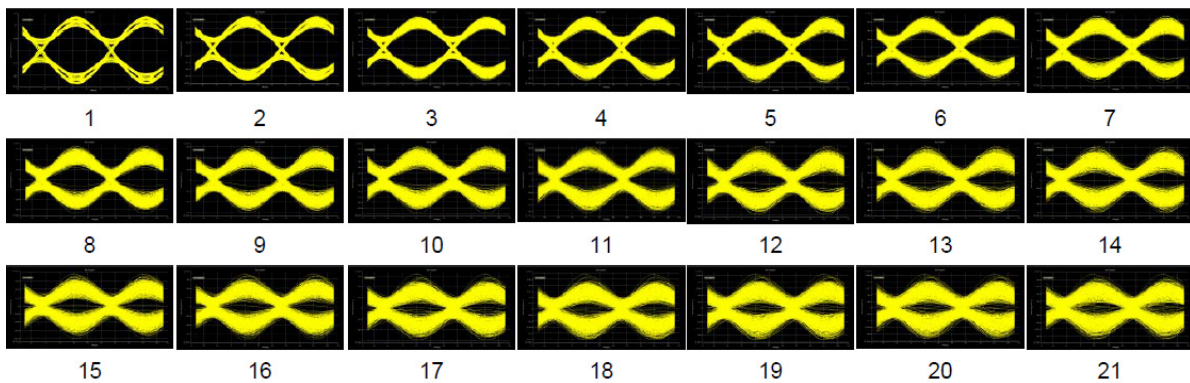


Εικόνα 3. 13: Διάταξη προσομοίωσης για μετάδοση 40 Gb/s (20 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου με άμεση φάραση στο δέκτη.

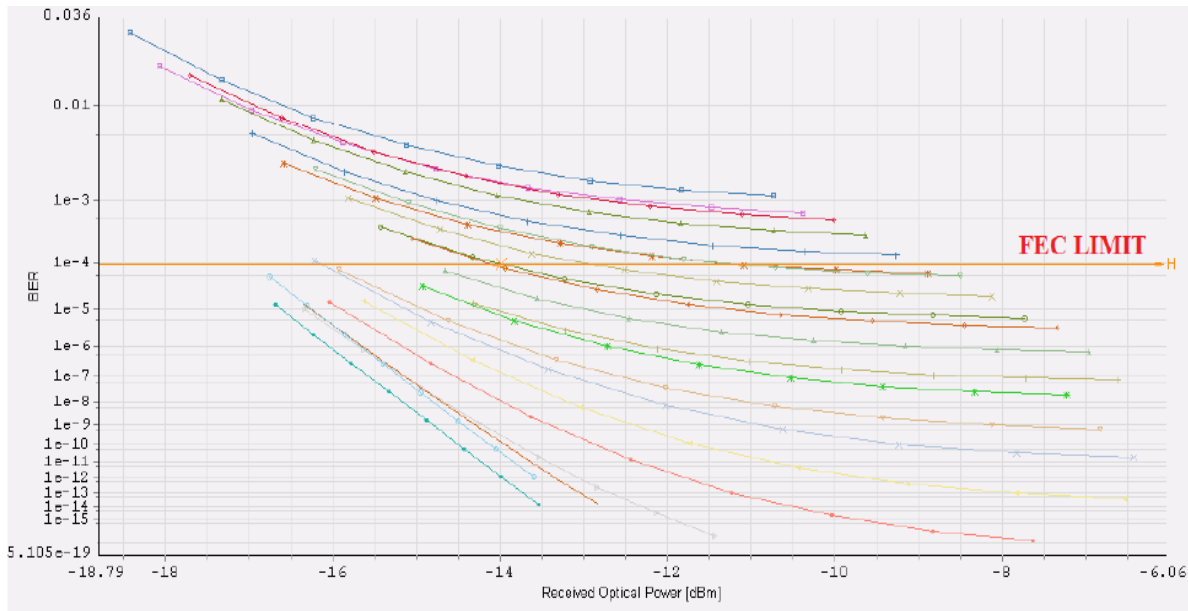


Εικόνα 3. 14: Εξέλιξη του OSNR για το 40 Gb/s (20Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού με άμεση φώραση στο δέκτη κατά τη μετάδοσή του στα διαδοχικά spans του Brownfield δικτύου.

στην περίπτωση προσομοίωσης μετάδοσης του RZ-OOK σήματος, έτσι και σε αυτήν η κυριότερη αιτία υποβάθμισης του RZ-DQPSK σήματος είναι ο ASE θόρυβος των ενισχυτών και η συνεπαγόμενη μείωση του OSNR. Η λήψη του μεταδιδόμενου σήματος για όλα τα διαδοχικά spans έγινε με την δομή του ιδανικού DQPSK δέκτη που παρουσιάστηκε στην εικόνα 3.8, όπου οι δύο συμπληρωματικές έξοδοι του οπτικού συμβολόμετρου καθυστέρησης MZI οδηγήθηκαν προς ισοσταθμισμένη φώραση για τη αύξηση της ευαισθησίας του δέκτη. Τα αντίστοιχα ηλεκτρικά διαγράμματα οφθαλμού που προέκυψαν εμφανίζονται σειριακά στην εικόνα 3.15. Η αξιολόγηση της υποβάθμισης του σήματος και σε αυτήν την περίπτωση, πραγματοποιήθηκε με τη λήψη των καμπυλών BER του σήματος για κάθε span και θεωρήθηκε ότι τα δεδομένα ανακτώνται χωρίς σφάλματα στο δέκτη όταν επιτυγχάνεται BER μικρότερο από 1×10^{-4} σύμφωνα με την G709 κωδικοποίηση FEC. Σύμφωνα λοιπόν με το διάγραμμα της εικόνας 3.16, βρέθηκε ότι το RZ-DQPSK σήμα μπορεί να μεταδοθεί επιτυχώς σε 15 spans των 80 km, δηλαδή σε συνολική απόσταση ίση με 1370 km, τα οποία αντιστοιχούν σε 1200 km SMF και 170 km DCF ίνας.



Εικόνα 3. 15: Διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του κάθε span για το 40 Gb/s (20 Gbaud) RZ-DQPSK σήματος ύστερα από άμεση φώραση.



Εικόνα 3. 16: Καμπύλες BER για τη μετάδοση του 40 Gb/s (20 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού με άμεση φώραση συναρτήσσει της ισχύς εισόδου στο δέκτη και των συνολικών spans μετάδοσης.

3.5 Μοντέλα Προσομοίωσης Μη Ιδανικών Οπτικών Πομποδεκτών σχημάτων διαμόρφωσης 28 Gbaud QPSK ενός φέροντος με ή χωρίς πολυπλεξία πλώωσης

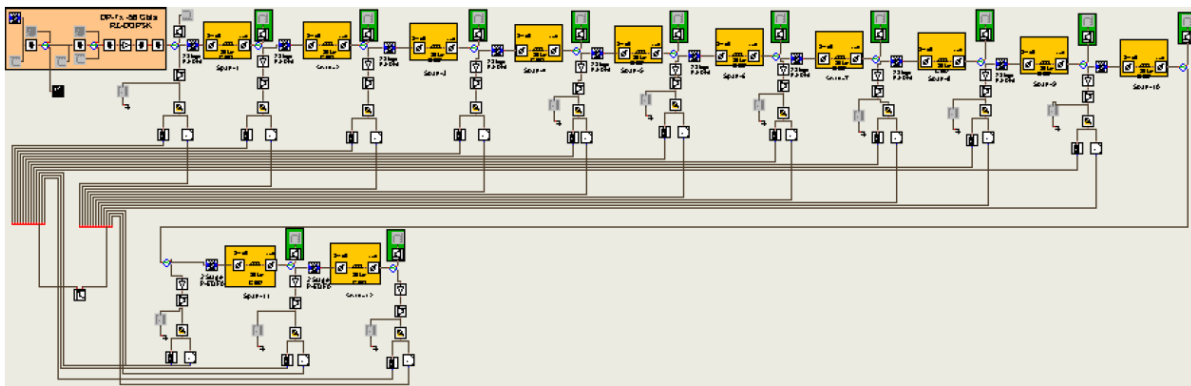
Για την προσομοίωση όσο το δυνατόν ρεαλιστικότερων χαρακτηριστικών των πομποδεκτών που χρησιμοποιούνται για την δημιουργία και τη λήψη οπτικών σημάτων διαμορφωμένων ως προς τη φάση ή/και το πλάτος τους σε πραγματικά συστήματα μετάδοσης δικτύων κορμού, υλοποιήθηκαν μη ιδανικά μοντέλα IQ διαμορφωτών, RF ενισχυτών στο πομπό και το δέκτη, καθώς και φωτοδεκτών στη πλατφόρμα προσομοίωσης VPI Transmission Maker. Ειδικότερα, οι παράμετροι για την απόκριση του πομπού διαμορφώθηκαν βάσει των τεχνικών προδιαγραφών ενός εμπορικά διαθέσιμου C-band IQ διαμορφωτή ολοκληρωμένου σε πλατφόρμα GaAs [3.19] με 26 GHz 3 dB εύρος ζώνης, ο οποίος αρχικά είχε αποτελέσει μέρος του πεδίου έρευνας της ευρωπαϊκής ερευνητικής συνεργασίας FP7 ICT-GALACTICO όπου συμμετείχε ενεργά και το ΕΦΕ του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Οι RF ενισχυτές που οδηγούσαν τον Single-Drive IQ διαμορφωτή στα πειράματα προσομοίωσης, μοντελοποιήθηκαν έτσι ώστε να έχουν ηλεκτροοπτικό 3 dB εύρος ζώνης ίσο με 23 GHz, συμβαδίζοντας με την απόκριση εμπορικά διαθέσιμων μοντέλων ενισχυτών για τη διαμόρφωση 28 και 32 Gbaud ηλεκτρικών σημάτων. Επιπλέον, οι πηγές laser για τα οπτικά φέροντα του σήματος δεδομένων και του τοπικού ταλαντωτή παραμετροποιήθηκαν ώστε να έχουν 100 kHz linewidth και να εκπέμπουν σε οπτική ισχύ μέχρι και 15 dBm, συμπλέοντας έτσι με εμπορικά διαθέσιμα laser [3.20]. Τέλος, να αναφερθεί ότι όλη η υλοποίηση των μη ιδανικών μοντέλων των πομποδεκτών που προσομοιώθηκαν σε αυτήν την φάση των προσομοιώσεων παραμετροποιήθηκαν σύμφωνα με τα στάνταρντ του OIF (Optical Internetworking Group) [3.21] που ισχύουν για τους πομποδέκτες για τις 100 Gb/s εφαρμογές στα DWDM δίκτυα κορμού [3.22].

Αρχικά στις παρακάτω υποενότητες θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα προσομοίωσης για την μετάδοση οπτικών σημάτων με το σχήμα διαμόρφωσης RZ-DQPSK σε ρυθμό δεδομένων 56 Gbit/s (28 Gbaud) σε μία πλώωση και με άμεση φώραση στο δέκτη. Σκοπός των παραγόμενων αποτελεσμάτων ήταν αφενός η αξιολόγηση των μη ιδανικών πομποδεκτών σε συνθήκες μετάδοσης DQPSK σημάτων σε Legacy δίκτυα τύπου Brownfield και αφετέρου η λειτουργία τους ως μέτρο σύγκρισης με τα αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν στην ενότητα 3.5.2, όπου θεωρήθηκε ότι η ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη

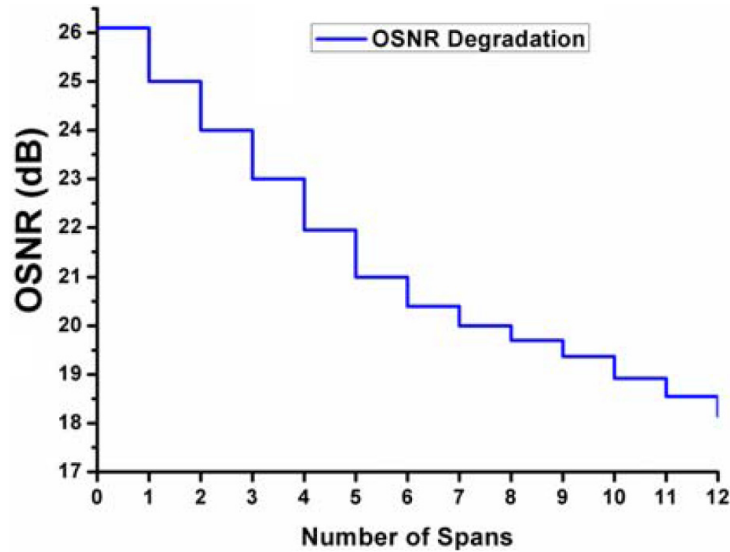
επιτελούνταν με σύμφωνες τεχνικές φώρασης και για τις δύο διαμορφωμένες πολώσεις με τη βοήθεια DSP αλγορίθμων. Έπειτα, για την ολοκλήρωση της μελέτης σχετικά με τη συνολική υποβάθμιση στην οποία υπόκεινται οπτικά σήματα διαμορφωμένα με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης, όπως 16-, 32- και 64-QAM, θα παρουσιαστούν συγκριτικά αποτελέσματα σχετικά με την απόδοσή τους ως προς την μέγιστη απόσταση διάδοσής τους στην ίδια αρχιτεκτονική δικτύου που μοντελοποιήθηκε έως τώρα. Τέλος, να αναφερθεί ότι και σε αυτό το σετ των πειραμάτων προσομοίωσης, η βασική αρχιτεκτονική δικτύου και των μη ιδανικών πομποδεκτών που χρησιμοποιήθηκαν ήταν ίδιες με αυτές που παρουσιάστηκαν στις εικόνες 3.6, 3.8, αντιστοίχως.

3.5.1 Προσομοίωση Μετάδοσης 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK σημάτων από μη ιδανικούς πομποδέκτες με άμεση & σύμφωνη φώραση στο δέκτη

Το μοντέλο και η αρχιτεκτονική αναφοράς για το οπτικό Brownfield δίκτυο προσομοίωσης υλοποιήθηκε ως μία point-to-point ζεύξη με τη δομή των διαδοχικών spans, με σκοπό τη μετάδοση ενός καναλιού με ρυθμό δεδομένων 28 Gbaud (56 Gb/s) και με το σχήμα διαμόρφωσης RZ-DQPSK με άμεση και ισοσταθμισμένη λήψη στο δέκτη. Και σε αυτήν την περίπτωση το σύστημα προσομοίωσης παραμετροποιήθηκε σύμφωνα με τις τυπικές προδιαγραφές ενός Legacy οπτικού δικτύου με αντιστάθμιση της διασποράς (Brownfield), που ίσχυαν και για το δίκτυο του ιταλικού παρόχου TILAB, στοχεύοντας στην αξιολόγηση της συμπεριφοράς ενός πραγματικού IQ διαμορφωτή σε ρεαλιστικές συνθήκες μετάδοσης. Βάσει αυτής της λογικής οι βασικές παράμετροι του πειράματος προσομοίωσης παρέμειναν οι ίδιες με αυτές που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3.3, ενώ οι πομποδέκτες για τη διαμόρφωση και τη λήψη RZ-DQPSK σημάτων παραμετροποιήθηκαν προσεγγιστικά σύμφωνα με την πραγματική απόκριση των: GaAs διαμορφωτή, RF ενισχυτών που οδηγούσαν το διαμορφωτή και των εμπορικά διαθέσιμων ισοσταθμισμένων φωτοδίοδων, αντιστοίχως. Για την εισαγωγή μίας αναγκαίας οπτικής υποβάθμισης του διαμορφωμένου RZ DQPSK σήματος, ούτως ώστε να προσεγγίζει τις πραγματικές συνθήκες διαμόρφωσης, μετάδοσης και λήψης των σημάτων, χρησιμοποιήθηκε ένα δομικό στοιχείο υποβάθμισης του OSNR του σήματος θέτοντάς το στα 26 dB και το linewidth του laser στο πομπό ρυθμίστηκε να είναι ίσο με 100 kHz. Το συνολικό σύστημα προσομοίωσης που υλοποιήθηκε παρουσιάζεται στην εικόνα 3.17.

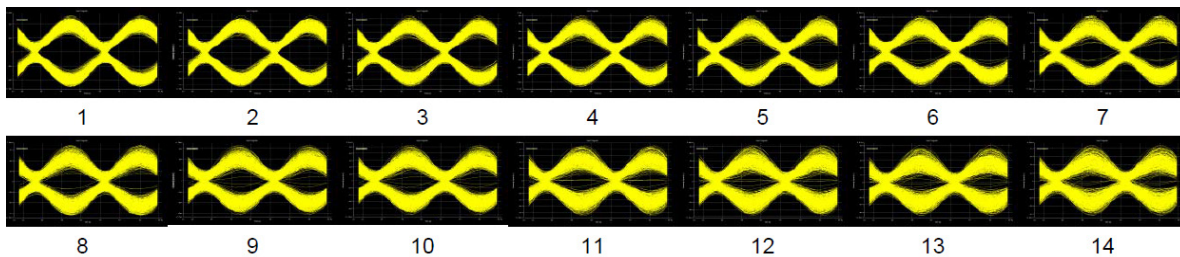


Εικόνα 3. 17 : Διάταξη προσομοίωσης για μετάδοση 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου με άμεση φώραση στο δέκτη.

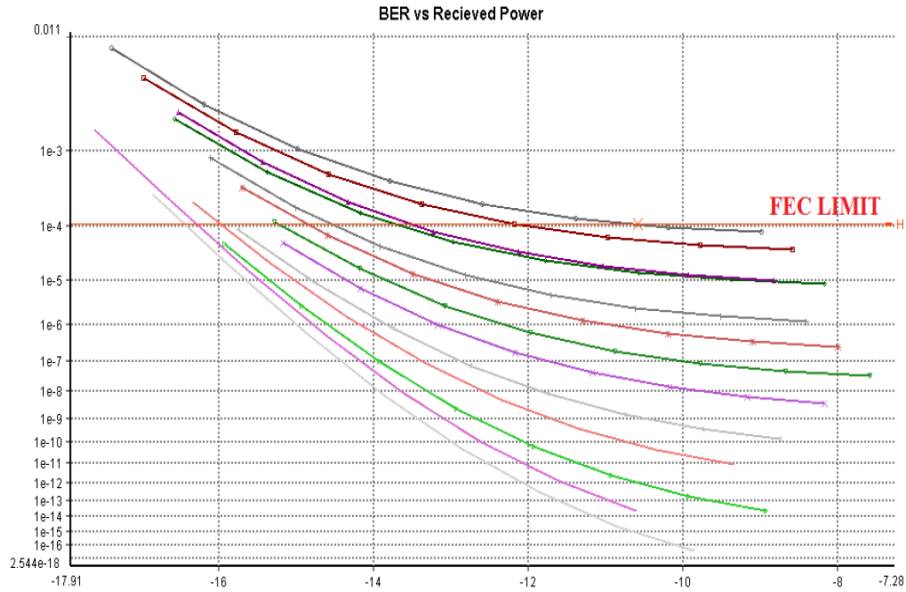


Εικόνα 3. 18: Εξέλιξη του OSNR για το 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού κατά τη μετάδοσή του στα διαδοχικά spans του Brownfield δικτύου.

Στην εικόνα 3.18 παρουσιάζεται η εξέλιξη του OSNR του RZ DQPSK σήματος κατά τη μετάδοσή του μέσα στο link, όπου από τα 26.1 dB υποβαθμίζεται στα 18.2 dB έπειτα από 12 διαδοχικά spans. Και σε αυτήν την περίπτωση του πειράματος προσομοίωσης η βασική υποβάθμιση που εισάγεται στο σήμα προέρχεται από την σχετικά μεγάλη εικόνα του θορύβου που θεωρήθηκε για τους χρησιμοποιούμενους EDFAs. Εν συνεχεία, τα διαγράμματα οφθαλμού μετά την λήψη με άμεση και ισοσταθμισμένη φώραση φαίνεται στην εικόνα 3.19, ενώ η συνολική απόδοση του με την μετρητική της παραμέτρου BER φαίνεται στα συγκεντρωμένα διαγράμματα της εικόνας 3.20. Θεωρώντας το στάνταρντ G709 για την κωδικοποίησή FEC το σήμα μπορεί να διανύσει συνολικά απόσταση ίση 1095.6 km, όπου τα 135.6 km αντιστοιχούν στην DCF ίνα για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς.



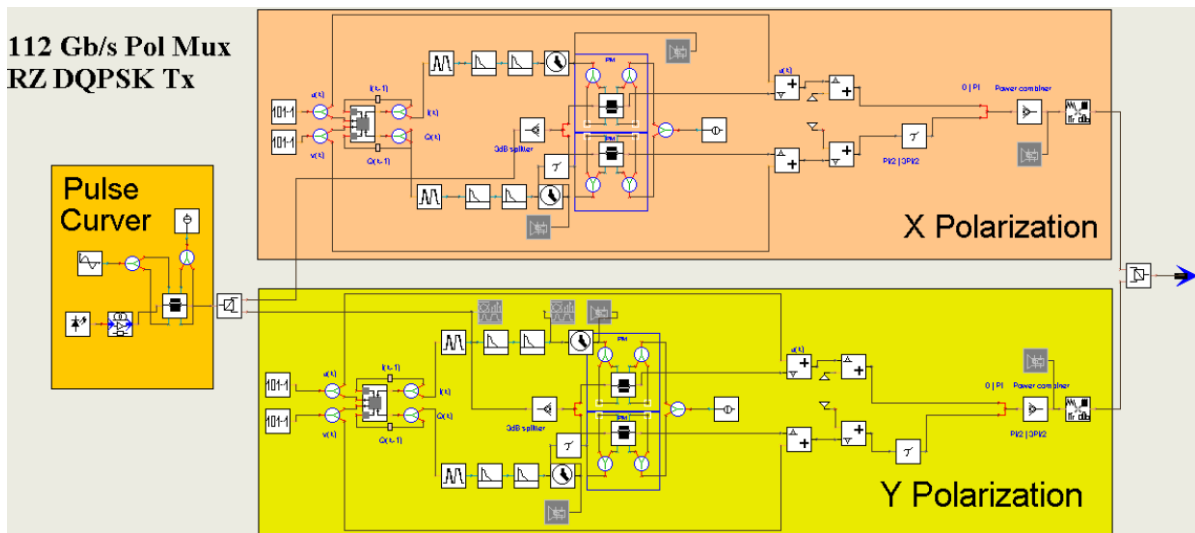
Εικόνα 3. 19: Διαγράμματα οφθαλμού στην έξοδο του κάθε span για το 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK σήματος ύστερα από άμεση φώραση.



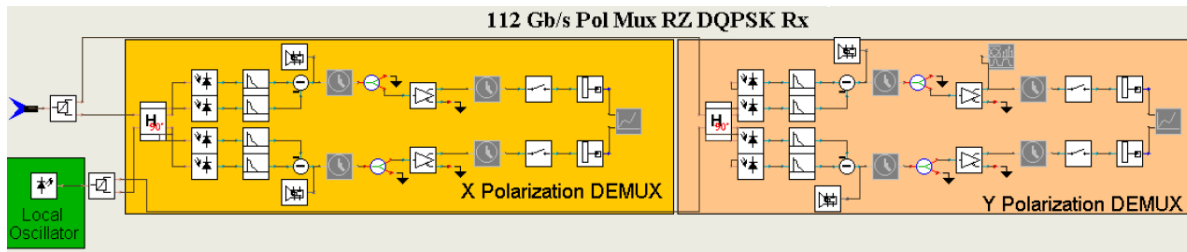
Εικόνα 3. 20: Καμπύλες BER για τη μετάδοση του 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού με άμεση φώραση συναρτήσει της ισχύς εισόδου στο δέκτη και των συνολικών σπρας μετάδοσης.

3.5.2 Προσομοίωση Μετάδοσης 112 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK σήματος με πολυπλεξία ως προς την πόλωση (DP) από μη ιδανικούς πομποδέκτες & σύμφωνη φώραση στο δέκτη

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή του κεφαλαίου 3, ένας από τους κυριότερους λόγους των προσομοιώσεων που υλοποιήθηκαν ήταν κυρίως η διερεύνηση της απόδοσης και της συμβατότητας των οπτικών σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης QPSK, 16- και 64- QAM με ήδη εγκατεστημένα οπτικά



Εικόνα 3. 21: Διάταξη προσομοίωσης για πομπό 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-DQPSK με πολυπλεξία ως στη πόλωση.



Εικόνα 3. 22: Διάταξη σύμφωνου δέκτη δύο πολώσεων για τη λήψη του DP 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-DQPSK σήματος.

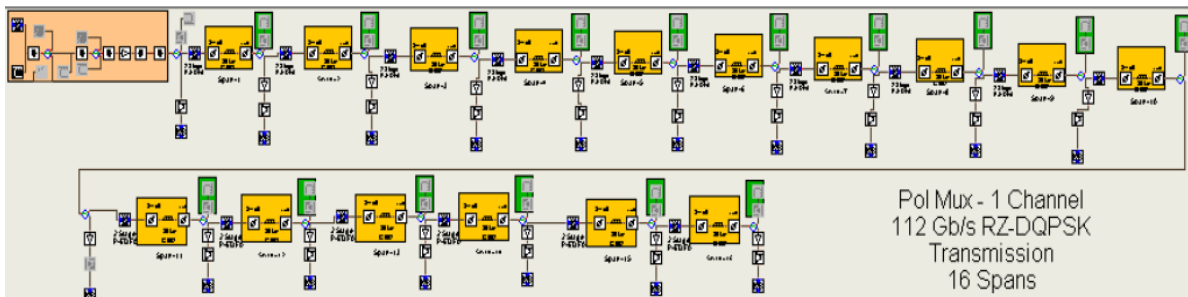
δίκτυα κορμού τύπου Brownfield και τις τεχνικές προδιαγραφές που ορίζουν αυτά, ως προς: α) τη δομή των κόμβων ενίσχυσης (ενισχυτικές βαθμίδες και DCF) και των multi-degree κόμβων, β) το σταθερό φασματικό εύρος των στοιχείων φιλτραρίσματος γύρω στα 50 GHz και γ) τους εγγενείς περιορισμούς που εισάγονται στο σύστημα από τα χαρακτηριστικά των δομικών στοιχείων των πομποδεκτών τα οποία και μοντελοποιήθηκαν στα πειράματα προσομοίωσης. Στο πρώτο στάδιο λοιπόν και υιοθετώντας τα στάνταρντ για τη διαμόρφωση σημάτων για 100 Gb/s εφαρμογές σε δίκτυα κορμού [3.22] αναπτύχθηκε μη-ιδανικός πομπός, για τη διαμόρφωση 28 Gbaud (112 Gb/s) DP RZ-QPSK οπτικών σημάτων ενός οπτικού φέροντος με πολυπλεξία ως προς την πόλωση. Ο συγκεκριμένος οπτικός πομπός μοντελοποιήθηκε σύμφωνα με τις προδιαγραφές που ορίστηκαν στη υποπαράγραφο 3.5 και αποτελούταν από δύο πανομοιότυπους (ένας για κάθε πολωτική συνιστώσα) RZ-QPSK ηλεκτρο-οπτικούς διαμορφωτές (IQ διαμορφωτής + MZI pulse carver για δημιουργία παλμικού QPSK) με 26 GHz 3 dB bandwidth, ακολουθούμενο από έναν συζεύκτη πολωτικών συνιστωσών [Polarization Beam Combiner (PBC)] με E.R 20 dB για την δημιουργία ενός πολυπλεγμένου ως προς την πόλωση (DP) RZ DQPSK σήματος (εικόνα 3.21). Για την προσομοίωση ρεαλιστικών συνθηκών μετάδοσης, το διαμορφωμένο σήμα υποβαθμίστηκε τεχνητά ως προς το OSNR με τη χρήση κατάλληλου δομικού στοιχείου της πλατφόρμας προσομοίωσης. Το μοντέλο του σύμφωνου δέκτη αποτελούνταν από ένα στοιχείο διαχωριστή των πολωτικών συνιστωσών [Polarization Beam Splitter (PBS)] του διαμορφωμένου σήματος με λόγο σβέσης [Extinction Ratio (E.R)] 20 dB, ακολουθούμενο από δύο πανομοιότυπα οπτικά υβρίδια 90° (90° Optical Hybrid) και δύο σετ ισοσταθμισμένων φωτοδίοδων στις τέσσερις εξόδους σε κάθε ένα από αυτά (εικόνα 3.22).

Η πολωτική κατάσταση του φωτός κατά τη μετάδοση του στα διαδοχικά spans αλλά και στην είσοδο στο δέκτη ρυθμίστηκε έτσι ώστε να είναι τυχαία, εξομοιώνοντας με αυτόν τον τρόπο ένα ρεαλιστικό σενάριο μετάδοσης των οπτικών καναλιών. Άμεσο επακόλουθο αυτού ήταν η αποπολυπλεξία των δεδομένων ως προς την πόλωση στο δέκτη να πραγματοποιηθεί σε πρώτο στάδιο με το διαχωρισμό των πολωτικών συνιστωσών του σήματος με τη χρήση του PBS (polarization diversity) και σε δεύτερο στάδιο με την εφαρμογή ειδικών DSP αλγορίθμων στις ηλεκτρικές παλμοσειρές που ελήφθησαν από τις ισοσταθμισμένες φωτοδιόδους, οι οποίοι θα περιγραφούν επιγραμματικά στα επόμενα κεφάλαια. Η DSP επεξεργασία καθώς και αυτή που αφορούσε την τελική ανάκτηση των διαμορφωμένων δεδομένων υλοποιήθηκε σε κώδικα Matlab με offline επεξεργασία. Αν και η αναλυτική περιγραφή των ψηφιακών αλγορίθμων που εφαρμόστηκαν offline κατά την ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη δεν περιλαμβάνεται στα πλαίσια αυτής της διδακτορικής διατριβής, εντούτοις θα γίνει ιδιαίτερη μνεία σε αυτούς σε ξεχωριστό υποκεφάλαιο. Επίσης, το laser του τοπικού ταλαντωτή προσομοιώθηκε με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε: α) να μην είναι κλειδωμένο με το laser του πομπού και να έχει μηδενική σχετική ολίσθηση συχνότητας (frequency offset) σε σχέση με αυτό και β) να έχει 100 kHz linewidth. Στο σημείο αυτό να σημειωθεί ότι σε επόμενο στάδιο των προσομοιώσεων που θα ακολουθήσουν, θα παρουσιαστούν επιπροσθέτως και αποτελέσματα όπου η παράμετρος της ολίσθησης φάσης ανάμεσα στα δυο laser του πομπού και του δέκτη θα είναι υπαρκτή και θα λαμβάνεται υπόψιν. Τέλος, να

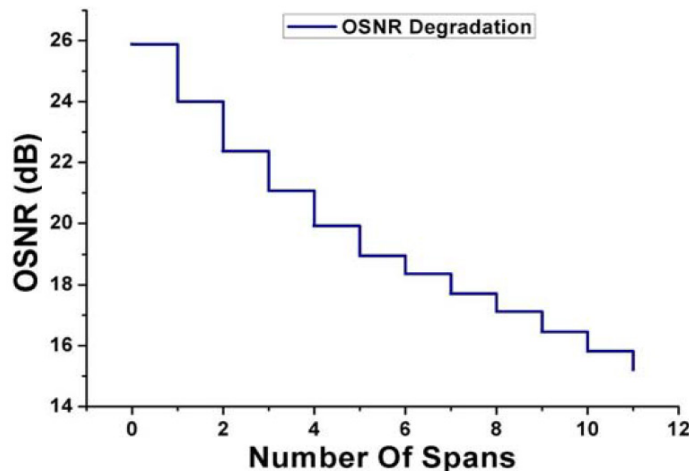
αναφερθεί ότι η αξιολόγηση τόσο της μετάδοσης ενός μόνο καναλιού όσο και της WDM μετάδοσης, αξιολογήθηκε ως προς τις παραμέτρους του OSNR, των διαγραμμάτων αστερισμού και του BER σε κάθε span της οπτικής ζεύξης.

3.5.2.1 Αξιολόγηση μετάδοσης ενός καναλιού 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-QPSK σε δίκτυο τύπου Brownfield

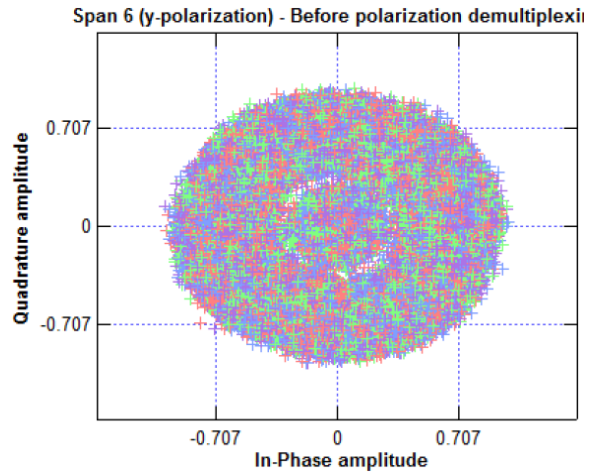
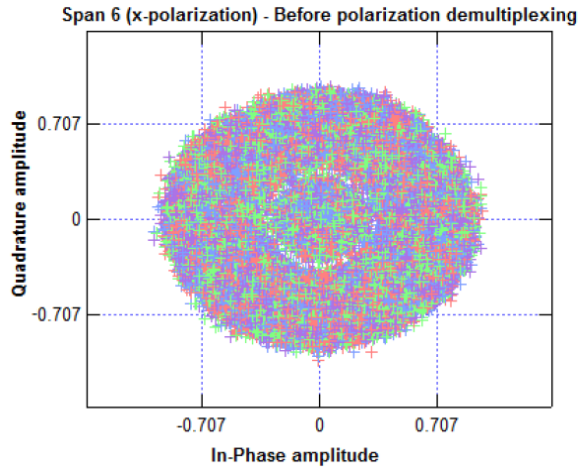
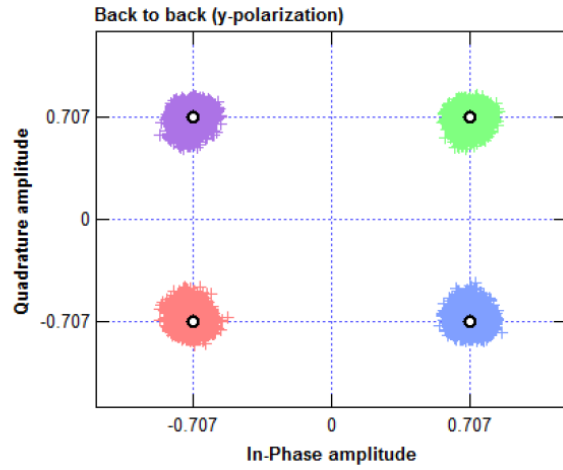
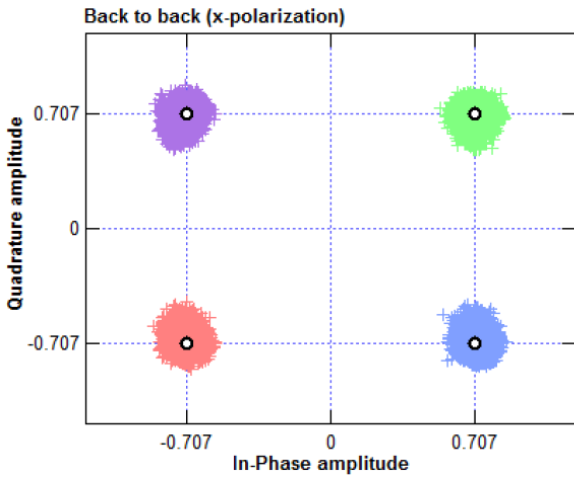
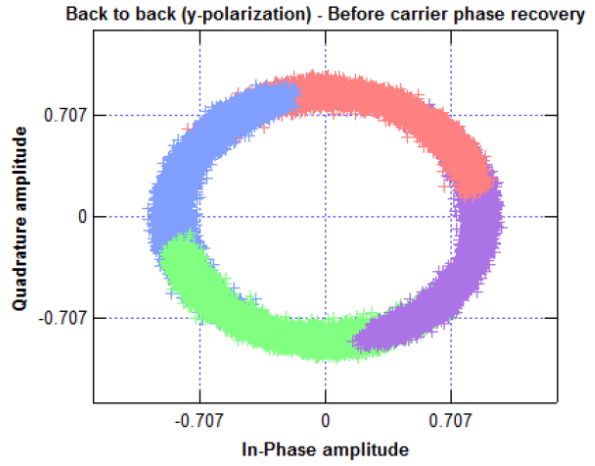
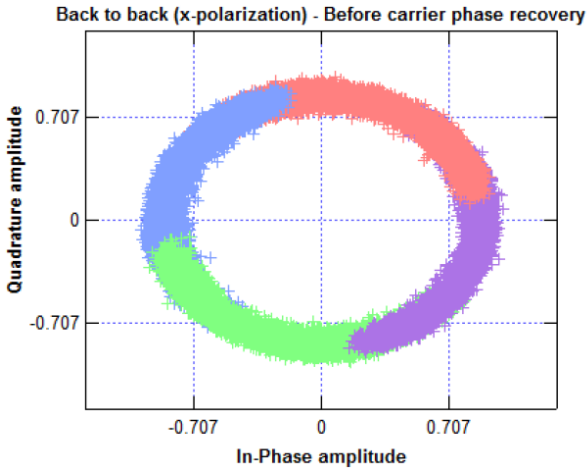
Τα δομικά μπλοκ και η αρχιτεκτονική του σύμφωνου συστήματος προσομοίωσης που υλοποιήθηκε για την αξιολόγηση της ποιότητας ενός 112 Gb/s καναλιού κατά τη μετάδοσή του σε οπτικό δίκτυο τύπου Brownfield, παρουσιάζονται στην εικόνα 3.23, ενώ η εξέλιξη του OSNR συναρτήσει των διαδοχικών spans μετάδοσης φαίνονται στην εικόνα 3.24. Όπως γίνεται εμφανές το OSNR του σήματος μειώνεται από την τιμή των 26 dB στα 15 dB με το πέρας των 12 spans και η υποβάθμιση αυτή γίνεται επίσης αισθητή στην εξέλιξη της διασποράς της κατανομής των συμβόλων στα διαγράμματα αστερισμού της εικόνας 3.25 σε διαφορετικά spans. Η κατανομή αυτή υποδηλώνει τον βαθμό συσσώρευσης του θορύβου φάσης και πλάτους στο διαμορφωμένο κανάλι κατά την μετάβασή του από διαδοχικούς EDFAs. Επίσης, στην ίδια εικόνα εμφανίζονται τα διαγράμματα αστερισμού πριν και μετά την εφαρμογή των DSP αλγορίθμων για την ανάκτηση της φάσης του οπτικού φέροντος (carrier phase recovery) δεδομένων και αποπολυπλεξία των πολώσεων.

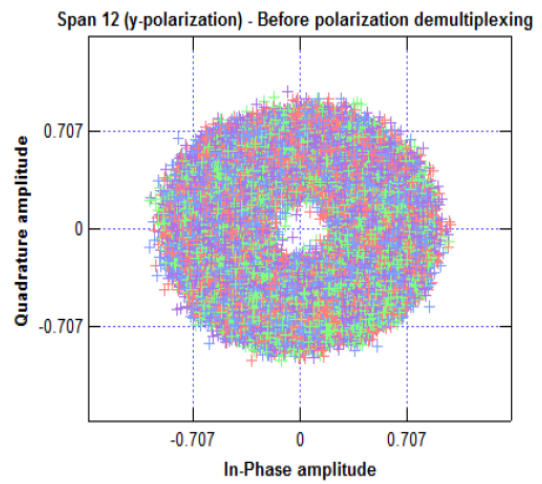
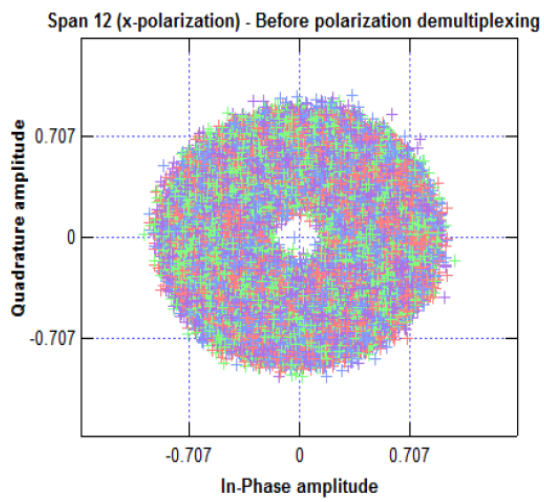
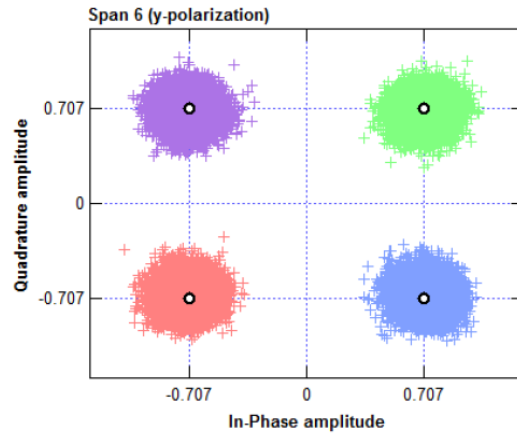
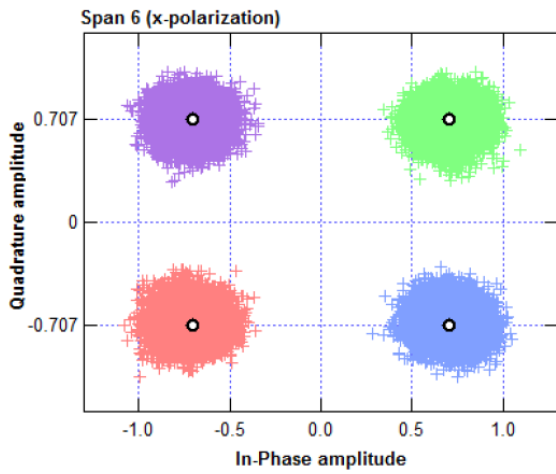
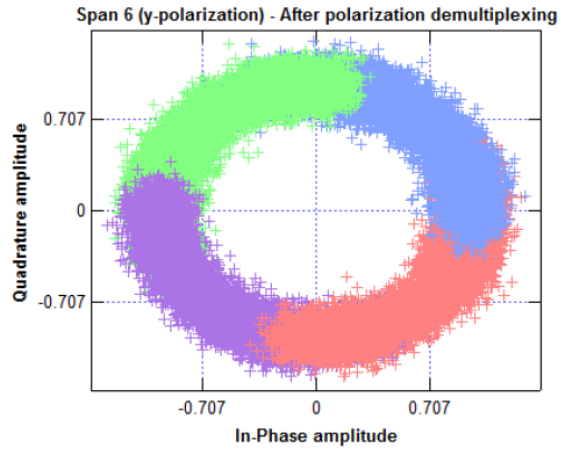
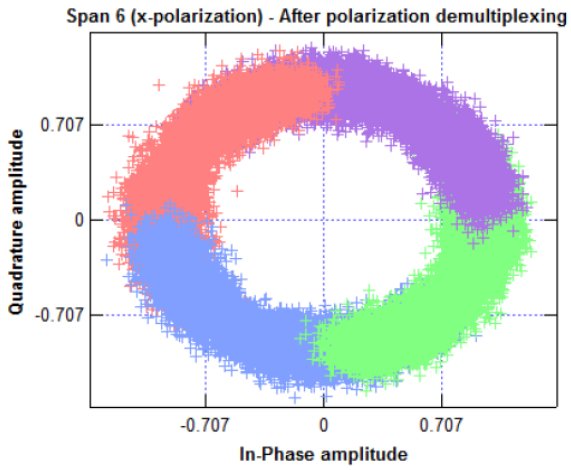


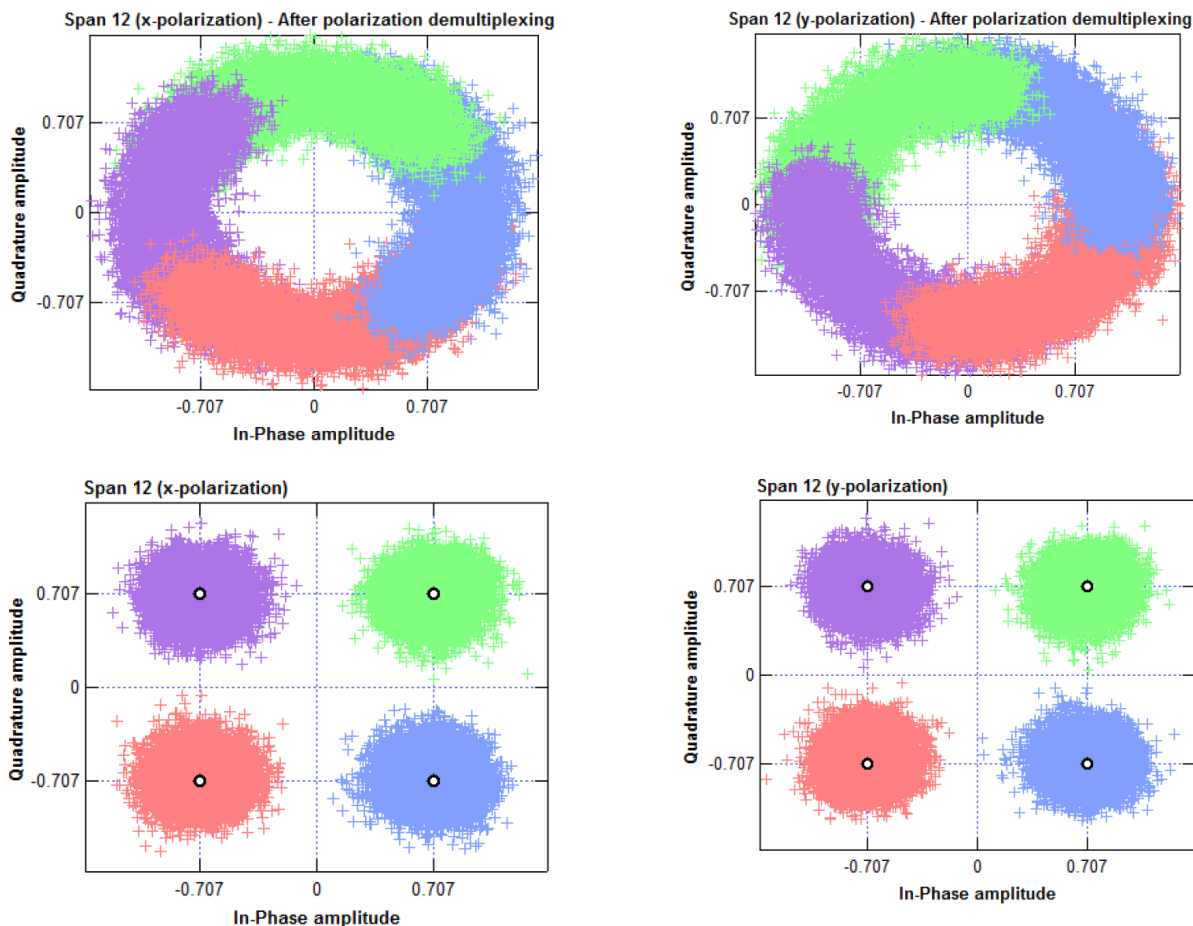
Εικόνα 3. 23: Διάταξη προσομοίωσης για μετάδοση 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-QPSK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου με σύμφωνη φώραση (coherent detection) στο δέκτη.



Εικόνα 3. 24: Εξέλιξη του OSNR για το 56 Gb/s (28 Gbaud) RZ-QPSK καναλιού με σύμφωνη φώραση στο δέκτη κατά τη μετάδοσή του στα διαδοχικά spans του Brownfield δικτύου.







Εικόνα 3. 25: Διαγράμματα αστερισμού για το 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-QPSK κανάλι πριν και μετά από την ανάκτηση του οπτικού φέροντος (carrier recovery) και την αποπολυπλεξία των πολωτικών συνιστωσών στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης των δεδομένων στο δέκτη με DSP. Απεικονίζονται με τη σειρά οι περιπτώσεις B2B, μετάδοση σε 6 spans, μετάδοση σε 12 spans.

Πέραν των παραπάνω μετρητικών, η αξιολόγηση του σήματος έγινε επίσης και με τον υπολογισμό του BER με άμεση καταμέτρηση των λανθασμένων bits που ελήφθησαν στο δέκτη στην έξοδο του κάθε span σε σύγκριση με αυτά που εστάλησαν από τον πομπό (Πίνακας 3.3). Ο υπολογισμός του BER έγινε σε ένα μεγάλο δείγμα δεδομένων, το οποίο αντιστοιχούσε σε 2^{16} σύμβολα για κάθε πόλωση, εξασφαλίζοντας ένα διάστημα εμπιστοσύνης 95% για λήψη χωρίς σφάλματα με τη θεώρηση τη μέγιστη τιμή κατωφλιού FEC στα 1×10^{-4} . Τα αποτελέσματα με τα BER από αντιστοιχούν στο μεταδιδόμενο κανάλι σε κάθε span της οπτικής ζεύξης φαίνεται στο παρακάτω πίνακα. Να σημειωθεί εδώ ότι εξαιτίας της χρησιμοποίησης Gray κωδικοποίησης για τα μεταδιδόμενα δεδομένα, κάθε λάθος που εντοπίζεται σε ένα ληφθέν σύμβολο οδηγεί σε ένα λάθος ανά bit, δηλαδή δύο σφάλματα στο σύνολο του ληφθέντος δείγματος δεδομένων. Επιπροσθέτως, θεωρήθηκε ότι χρησιμοποιήθηκε διαφορική κωδικοποίηση (differential encoding) κατά την οπτική διαμόρφωση των δεδομένων στο πομπό με στόχο την αποφυγή της ασάφειας στο τεταρτημόριο (quadrant ambiguity) κατά την αποδιαμόρφωση των ληφθέντων συμβόλων και συνεπώς τα λάθη στα ληφθέντα σύμβολα συμβαίνουν σε δυάδες [3.23]. Βάσει του παρακάτω πίνακα παρατηρείται ότι το 112 Gb/s DP-QPSK κανάλι μπορεί να ληφθεί χωρίς λάθη ακόμα

Span	Symbol Errors	BER range with 95% C.L.
0 (back to back)	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
1	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
2	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
3	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
4	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
5	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
6	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
7	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
8	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
9	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
10	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
11	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
12	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
13	8	$0.26 \cdot 10^{-4} < BER < 1.20 \cdot 10^{-4}$
14	12	$0.47 \cdot 10^{-4} < BER < 1.60 \cdot 10^{-4}$

Πίνακας 3. 3: Απόδοση του 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-QPSK σήματος ως προς το επιτεύξιμο BER (μέσος όρος των πολώσεων) στην έξοδο του κάθε span.

και μετά την μετάδοσή του σε 14 spans, θεωρώντας το κατώφλι $BER 1 \times 10^{-4}$ για την κωδικοποίησή του FEC, σημειώνοντας ακόμα καλύτερη απόδοση από τη προσομοίωση του 56 Gb/s RZ-DQPSK καναλιού χωρίς πολυπλεξία ως προς την πόλωση με direct detection στο δέκτη που περιγράφηκε στην υποπαράγραφο 3.5.1.

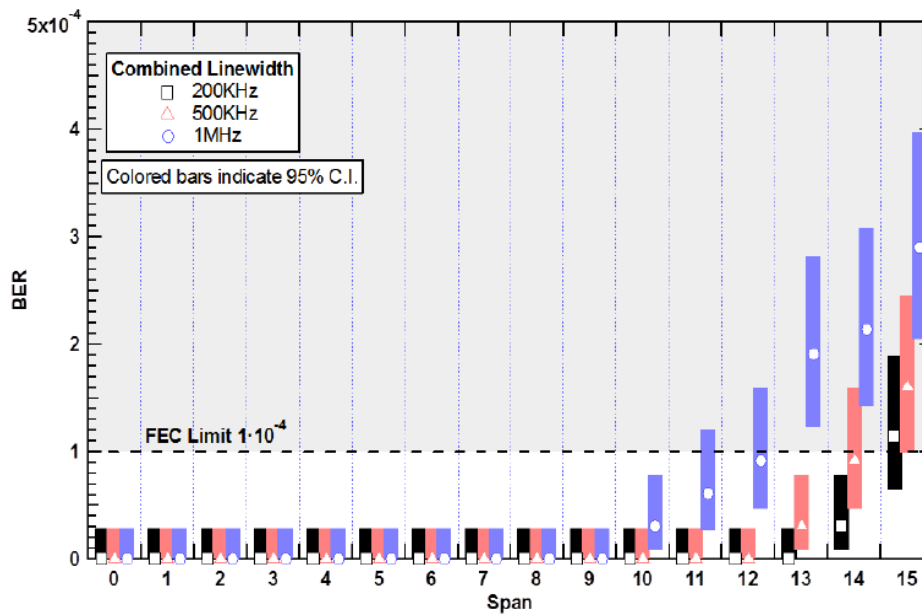
3.5.2.2 Αξιολόγηση υποβάθμισης 112 Gb/s DP RZ-QPSK καναλιού συναρτήσει βασικών παραμέτρων του συστήματος μετάδοσης

Για την ολοκλήρωση της μελέτης σχετικά με τη συνολική υποβάθμιση των οπτικών σημάτων διαμορφωμένα με το σχήμα RZ-DQPSK με πολυπλεξία ως προς την πόλωση, υλοποιήθηκε ένα επιπλέον σετ μετρήσεων σχετικά με την απόδοση των σημάτων αυτών ως προς βασικές παραμέτρους ολόκληρου του συστήματος μετάδοσης. Αναφορικά οι παράμετροι θα παρουσιαστούν στις παρακάτω υποενότητες και περιλάμβαναν την ισχύ και το linewidth των lasers του πομπού και του δέκτη, το OSNR του σήματος δεδομένων και τέλος το πλήθος των WSS κόμβων από τους οποίους διέρχονται.

A. Εξάρτηση του μέγιστου μήκους μετάδοσης με την τιμή του linewidth των CW lasers του πομπού & του δέκτη

Στα συγκεκριμένα πειράματα προσομοίωσης μελετήθηκε η μέγιστη δυνατή απόσταση μετάδοσης του 112 Gb/s DP RZ-QPSK καναλιού στην αρχιτεκτονική προσομοίωσης του δικτύου μετάδοσης που περιγράφηκε στα παραπάνω κεφάλαια, συναρτήσει της τιμής του laser των πηγών laser στο πομπό και στο σύμφωνο δέκτη. Όπως είναι γνωστό, η συγκεκριμένη παράμετρος προκαλεί τη συσσώρευση μιας

επιπλέον πηγής θορύβου φάσης στις ληφθέντες Inphase και Quadrature συνιστώσες του σήματος, η οποία αφενός προκαλεί την διεύρυνση της κατανομής των συμβόλων στο διάγραμμα αστερισμού και αφετέρου μειώνει την απόδοση του συστήματος ως προς το BER. Το φαινόμενο αυτό είναι εντονότερο στις περιπτώσεις όπου τα σήματα προς μετάδοση έχουν διαμορφωθεί με ακόμη μεγαλύτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης QAM, δηλαδή ως προς τη φάση και το πλάτος τους. Στα αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν παρακάτω μελετήθηκε το αποτέλεσμα του συνδυαστικού linewidth στην συνολική υποβάθμιση του μεταδιδόμενου σήματος, το οποίο ορίζεται ως το άθροισμα των linewidth του laser του πομπού και του τοπικού ταλαντωτή στο σύμφωνο δέκτη [3.24]. Τα σετ προσομοιώσεων που υλοποιήθηκαν ήταν τρία και αφορούσαν τις περιπτώσεις όπου το συνολικό αθροιστικό linewidth ήταν 200, 500 και 1000 KHz. Τέλος, να σημειωθεί ότι η παράμετρος της ολίσθησης συχνότητας (frequency offset) ανάμεσα στα δύο lasers θεωρήθηκε ότι ήταν μηδενική και θα εξεταστεί παρακάτω σε επόμενη υποενότητα, ως ξεχωριστό πεδίο μελέτης.

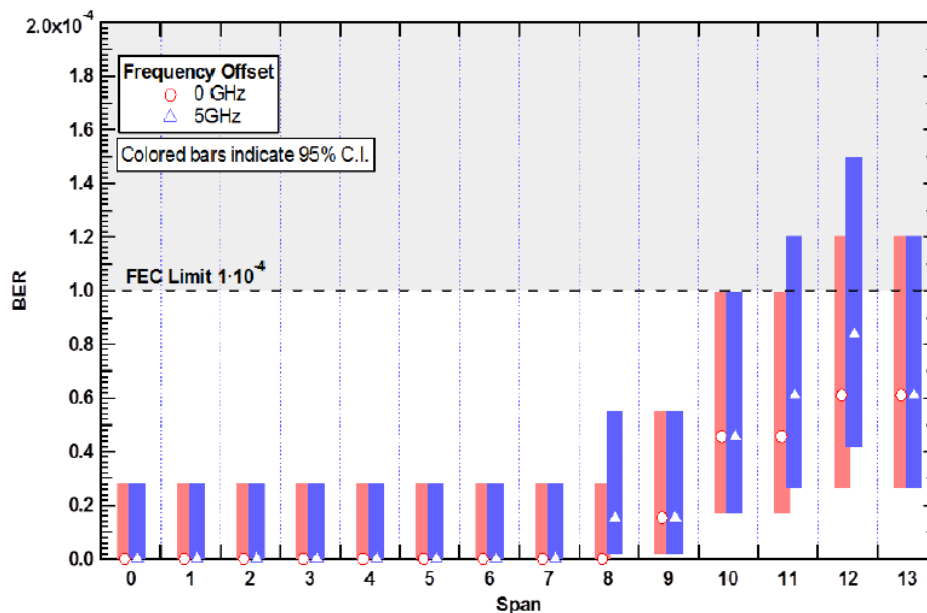


Εικόνα 3. 26: Εξάρτηση του BER από το linewidth της πηγής laser του τοπικού ταλαντωτή (LO), κατά την λήψη ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) DP-QPSK καναλιού έπειτα από μετάδοση του σε οπτικό δίκτυο Brownfield.

Η απόδοση του καναλιού πραγματοποιήθηκε με τον υπολογισμό του BER με την άμεση καταμέτρηση των σφαλμάτων στα μεταδιδόμενα σύμβολα σε ένα μεγάλο σετ από bits. Το μέγεθος του δείγματος στην έξοδο του κάθε span ήταν 2^{16} σύμβολα ανά πόλωση και διασφάλιζε ένα διάστημα εμπιστοσύνης 95% για ανάκτηση των δεδομένων χωρίς σφάλματα, θεωρώντας το κατώφλι 1×10^{-4} για την κωδικοποίηση FEC. Να σημειωθεί ότι σε όλα τα σετ των πειραματικών μετρήσεων που ελήφθησαν, η κωδικοποίηση των δεδομένων που χρησιμοποιήθηκε στο πομπό ήταν η διαφορική (differential) Grey encoding. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στην εικόνα 3.26, όπου τα σημεία του γραφήματος αντιπροσωπεύουν το BER που υπολογίστηκε και οι μπάρες πάνω και κάτω των σημείων αυτών το 95% διάστημα εμπιστοσύνης. Όπως ήταν αναμενόμενο, η αύξηση του αθροιστικού linewidth από 500 KHz σε 1 MHz οδηγεί σε αύξηση της υποβάθμισης του καναλιού ως προς το BER, καθώς η ανοχή των DSP αλγορίθμων στον επιπλέον θόρυβο φάσης για τον προσδιορισμό της φάσης του κάθε συμβόλου μειώνεται αισθητά.

B. Εξάρτηση του μέγιστου μήκους μετάδοσης με την ολίσθηση συχνότητας ανάμεσα στο οπτικό φέρον του σήματος δεδομένων και του τοπικού ταλαντωτή (Carrier-to-LO offset)

Η ολίσθηση της συχνότητας ανάμεσα στο οπτικό φέρον του σήματος δεδομένων (Carrier-to-LO offset) και τον τοπικό ταλαντωτή αποτελεί έναν επιπλέον ανασταλτικό παράγοντα στον προσδιορισμό της φάσης (phase ambiguity) των ληφθέντων συμβόλων σε έναν intradyne δέκτη. Αυτή η ολίσθηση στη συχνότητα προέρχεται από τη χρήση μη κλειδωμένων πηγών laser (free-running) ως προς τη συχνότητα ανάμεσα στο πομπό και το δέκτη, τα οποία έχουν περιορισμένη ακρίβεια και σταθερότητα ως προς την συχνότητα εκπομπής τους. Η ύπαρξη μιας σταθερής φασματικής απόστασης ανάμεσα στα οπτικά φέροντα των lasers του πομπού και του δέκτη, οδηγεί σε μία σταθερή περιστροφή του διαγράμματος αστερισμού στο ληφθέν σήμα, σε αντίθεση με την παράμετρο του linewidth η οποία οδηγεί σε μια τυχαία περιστροφή του διαγράμματος αυτού. Ένα συμπληρωματικό επακόλουθο της ολίσθησης του laser του πομπού ως προς τη συχνότητα εκπομπής τους είναι και το μη ιδανικό φιλτράρισμα του διαμορφωμένου σήματος από τα στοιχεία φιλτραρίσματος Wavelength Selective Switches (WSS) που υπάρχουν σε όλους τους κόμβους ενός οπτικού WDM δικτύου μετάδοσης. Αποτέλεσμα του φαινομένου αυτού είναι η παραμόρφωση του φασματικού περιεχομένου του μεταδιδόμενου σήματος με την άμεση υποβάθμισή του ως προς την μέγιστη απόσταση διάδοσης και την αύξηση του BER στο δέκτη.



Εικόνα 3. 27: Εξάρτηση του BER από τη σχετική ολίσθηση φάσης ανάμεσα στο οπτικό φέρον του LO και του σήματος δεδομένων στο σύμφωνο δέκτη, κατά την λήψη ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) DP-QPSK καναλιού έπειτα από μετάδοση του σε οπτικό δίκτυο Brownfield.

Για την μελέτη του της ολίσθησης της συχνότητας (frequency offset) εκπομπής των laser του πομπού και του δέκτη, προσομοιώθηκε η αρχιτεκτονική του οπτικού δικτύου που παρουσιάστηκε και στα παραπάνω υποκεφάλαια για την μετάδοση ενός 112 Gb/s DP-RZ DQPSK καναλιού, θεωρώντας ότι το frequency offset είναι 5 GHz (+2.5 GHz για το φέρον του διαμορφωμένου σήματος και -2.5 GHz για το laser του τοπικού ταλαντωτή) και αντιπροσωπεύοντας το χειρότερο σενάριο μετάδοσης με τη χρήση frequency-lockers με ακρίβεια ± 2.5 GHz. Όσον αφορά το linewidths των lasers του πομπού και του δέκτη, αυτά παρέμειναν σταθερά και ίσα 100 kHz το καθένα. Τα αποτελέσματα του πειράματος προσομοίωσης και η επίδραση του frequency offset στο BER και στο μέγιστο μήκος μετάδοσης φαίνονται στην εικόνα 3.27, όπου γίνεται εμφανές ότι τόσο η συχνοτική ολίσθηση των 5 GHz όσο και η παραμόρφωση του

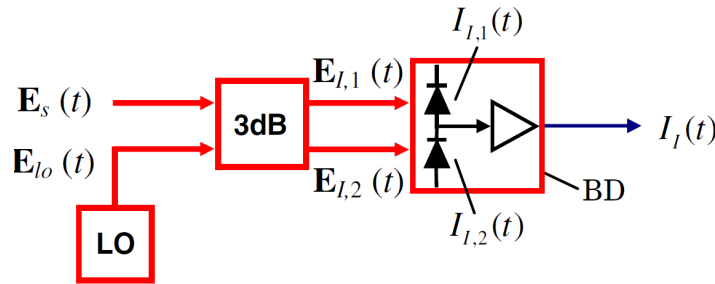
φάσματος του σήματος εκπομπής μπορούν να μετριάσθούν με τους DSP αλγόριθμους υπολογισμού της φάσης και του equalization, ακόμα και σε μετάδοση σε 13 spans.

Γ. Εξάρτηση του μέγιστου μήκους μετάδοσης με τον λόγο ισχύος του σήματος δεδομένων με τον τοπικό ταλαντωτή

Θεωρώντας το απλουστευμένο παράδειγμα σύμφωνης φώρασης της εικόνας 3.28, η οποία βασίζεται στη μίξη του διαμορφωμένου σήματος με τον τοπικό ταλαντωτή μέσω ενός 3 dB συζεύκτη και τη λήψη του παραγόμενου σήματος με μία ισοσταθμισμένη φωτοδίοδο, τα παραγόμενα φωτορεύματα που προκύπτουν δίνονται από τις εξής σχέσεις [3.25]:

$$I_{I,1}(t) = \frac{1}{2}R \cdot (\mathbf{E}_s + j\mathbf{E}_{lo}) \cdot (\mathbf{E}_s + j\mathbf{E}_{lo})^* + i_{sh1} = \frac{1}{2}R P_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2}R P_{lo} + i_{sh1} + R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)], \quad (3.1)$$

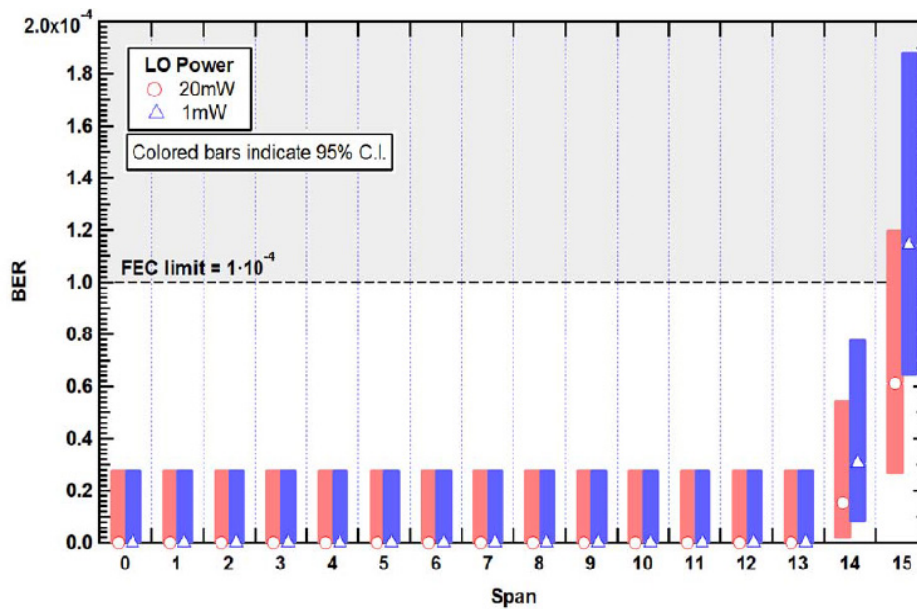
$$I_{I,2}(t) = \frac{1}{2}R \cdot (j\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{lo}) \cdot (j\mathbf{E}_s + \mathbf{E}_{lo})^* + i_{sh2} = \frac{1}{2}R P_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2}R P_{lo} + i_{sh2} - R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] \quad (3.2),$$



Εικόνα 3. 28: Απλουστευμένο παράδειγμα σύμφωνης φώρασης με τοπικό ταλαντωτή σε ένα 3 dB συζεύκτη ισχύος και ισοσταθμισμένη φώραση.

όπου P_s και P_{LO} αντιστοιχούν την ισχύ του διαμορφωμένου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή και τα αντίστοιχο κανονικοποιημένο ηλεκτρικό πεδίο τους με E_s και E_{LO} . Εν συνεχεία, οι παράμετροι i_{sh1} και i_{sh2} αντιστοιχούν στα φωτορεύματα του θορύβου βολής των δύο φωτοδίοδων, $\Delta\omega$ είναι η διαφορά της γωνιακής συχνότητας ανάμεσα στα δύο οπτικά φέροντα του σήματος και του LO ($\Delta\omega = \omega_s - \omega_{LO}$), φ_0 είναι η αρχική διαφορά φάσης ανάμεσα στα δύο laser του πομπού και του δέκτη και $\varphi_n(t)$ είναι ο συνολικός θόρυβος φάσης τους και τέλος e_s και e_{lo} είναι τα μοναδιαία διανύσματα της πολωτικής κατάστασης του σήματος των δεδομένων και του LO αντίστοιχα. Οι πρώτοι όροι των παραπάνω εξισώσεων δηλώνουν την άμεσα ληφθήσα ισχύ του διαμορφωμένου σήματος και του LO αντίστοιχα. Κατά τη διάρκεια της διαδικασίας ισοσταθμισμένης φώρασης (υποθέτοντας ότι αυτή είναι ιδανική) οι όροι αυτοί εξαφανίζονται και παραμένει μόνο ο όρος της μίξης των δύο σημάτων, ο οποίος περιέχει όλη τη βασική πληροφορία της υπέρθεσης των οπτικών πεδίων:

$$I_I(t) = I_{I,1}(t) - I_{I,2}(t) = 2R\sqrt{P_s P_{lo}} \cdot a(t) \cdot \mathbf{e}_s \mathbf{e}_{lo} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_0 + \varphi(t)] + i_{sh}, \quad (X.3)$$



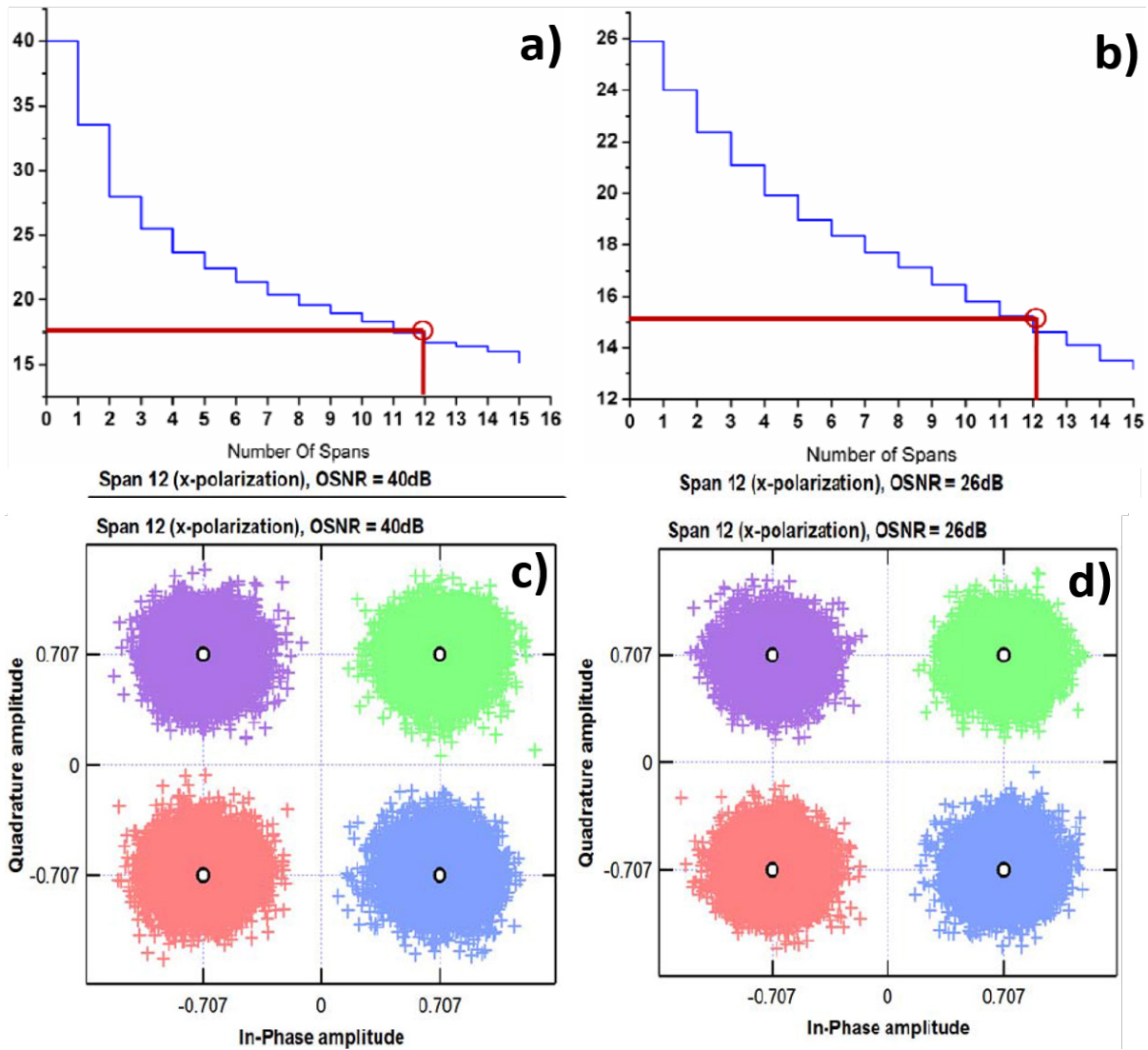
Εικόνα 3. 29: Εξάρτηση του BER από την ισχύ του τοπικού ταλαντωτή στο σύμφωνο δέκτη, κατά την λήψη ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) DP-QPSK καναλιού έπειτα από μετάδοση του σε οπτικό δίκτυο Brownfield.

Στην παραπάνω εξίσωση, ο όρος $i_{sh} = i_{sh1} - i_{sh2}$ είναι ο συνολικός θόρυβος βολής του φωτορεύματος μετά την ισοσταθμισμένη φώραση, του οποίου η διακύμανση δίνεται υποθέτοντας ότι οι παράγοντες θορύβου από την κάθε φωτοδίοδο είναι ασυσχέτιστα γεγονότα. Βάσει αυτών, η θεώρηση αυτή για το παραγόμενο φωτορεύμα αγνοεί την ύπαρξη του θερμικού θορύβου. Παρόλα αυτά, για αρκετά μεγάλες τιμές ισχύος του LO σε σχέση με αυτήν του σήματος δεδομένων, ο θερμικός θόρυβος αυτός μπορεί να παραληφθεί και ο θόρυβος βολής μετατρέπεται στον ισχυρότερο παράγοντα πηγής θορύβου στο ληφθέν σήμα, μαζί φυσικά με τον ASE θόρυβο που προέρχεται από τους EDFAs του οπτικού δικτύου μετάδοσης.

Για τη μελέτη της επίπτωσης της αναλογίας της ισχύος του LO ως προς την ισχύ του διαμορφωμένου σήματος, προσομοιώθηκε το σύστημα μετάδοσης της εικόνας 3.23, με τη διαμόρφωση ενός 112 Gb/s DP RZ-QPSK σήματος. Η αξιολόγηση του συστήματος έγινε με τη ρύθμιση 2 διαφορετικών τιμών για την ισχύ του τοπικού ταλαντωτή στο σύμφωνο δέκτη στα 0 και τα 13 dBm, ενώ παράλληλα η ισχύς του σήματος δεδομένων παρέμεινε σταθερή στα 0.5 dBm. Όπως φαίνεται και στο γράφημα της εικόνας 3.29, παρατηρείται μία μικρή αλλαγή ως προς το επιτεύξιμο BER στη μετάδοση του σήματος σε 14 και 15 διαδοχικά spans, αποδεικνύοντας ότι το σύστημα δεν περιορίζεται ως προς την απόδοσή του από τον θόρυβο βολής (shot noise) των φωτοδίοδων στο δέκτη, αλλά από τον ASE θόρυβο των διαδοχικών EDFAs μέσα στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης.

Δ. Εξάρτηση του μέγιστου μήκους μετάδοσης από το OSNR του σήματος δεδομένων

Σε όλα τα πειράματα προσομοίωσης που παρουσιάστηκαν έως τώρα, το OSNR του διαμορφωμένου σήματος θεωρήθηκε σταθερό και ίσο με 26 dB, χρησιμοποιώντας το δομικό στοιχείο υποβάθμισης του OSNR που περιείχε η πλατφόρμα προσομοίωσης VPI ούτως ώστε να εξομοιωθεί ένα ρεαλιστικό σενάριο μετάδοσης. Στο σετ των προσομοιώσεων που υλοποιήθηκαν στη συγκεκριμένη υποενότητα αξιολογήθηκε η απόδοση του μεταδιδόμενου καναλιού συναρτήσει του OSNR του διαμορφωμένου καναλιού, μειώνοντάς το από την τιμή των 40 dB έως τα 26 dB και υπολογίζοντας το BER και το διάγραμμα αστερισμού για κάθε span. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 3.30 (a-b), η εξέλιξη του OSNR είναι διαφορετική για τις δύο περιπτώσεις που μελετώνται και υποβαθμίζεται πιο γρήγορα όταν το αρχικό OSNR στο πομπό αυξάνεται. Παρόλα αυτά μετά από έναν μεγάλο αριθμό από spans (>10 spans)

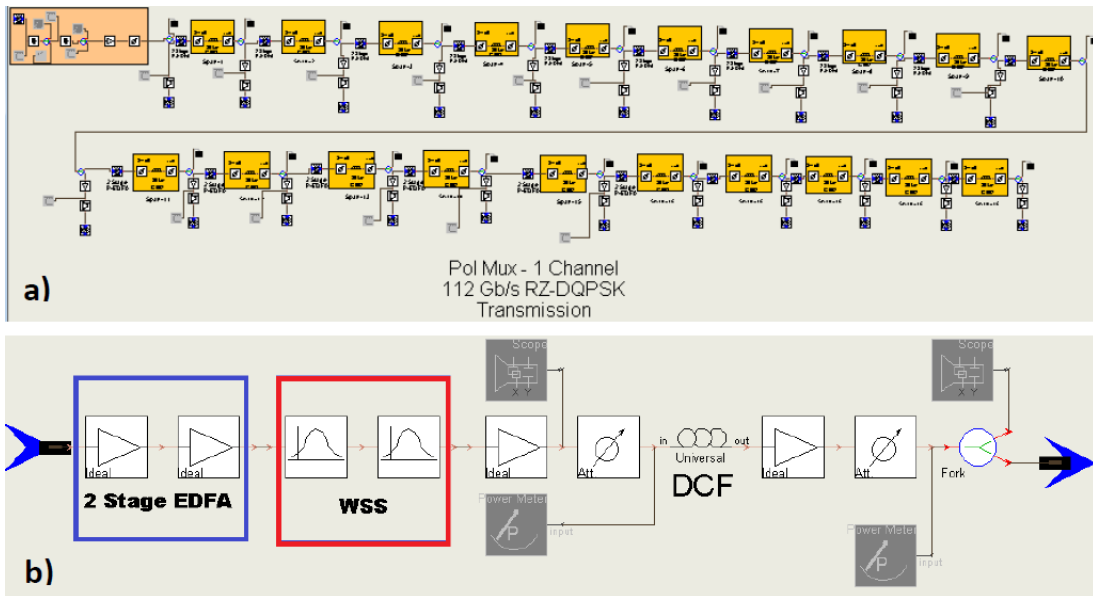


Εικόνα 3. 30: Απόδοση του 112 Gb/s (28 Gbaud) DP QPSK καναλιού συναρτήσει με το OSNR του, (a-b) Εξέλιξη του OSNR με τιμή εκκίνησης από τον πομπό τα 40 dB (αριστερά) και 26 dB (δεξιά). Έπειτα από μερικά spans μετάδοσης με διαδοχικά περάσματα από EDFAs, το OSNR καταλήγει να κυμαίνεται στα ίδια επίπεδα και στις δύο περιπτώσεις, μειώνοντας τη διαφορά στα 2.5 dB μόνο μετά από μετάδοση σε 12 spans., (c-d) Αντίστοιχα διαγράμματα οφθαλμού μετά από μετάδοση σε 12 spans, μόνο για μία πόλωση.

και εξαιτίας της εικόνας θορύβου από το σειριακό πέρασμα από πολλούς EDFAs μέσα στο δίκτυο, το τελικό OSNR του σήματος τείνει να κινείται στα ίδια επίπεδα. Η σύγκλιση αυτή στο OSNR και για τις δύο υπό μελέτη περιπτώσεις επαληθεύτηκε με τον υπολογισμό του BER και το διάγραμμα αστερισμού (εικόνα 3.30 (c-d) σε κάθε span, δείχνοντας ότι αυτή η διαφορά στο OSNR στο σήμα εξόδου του πομπού δεν επηρεάζει τη συνολική απόδοση του καναλιού ως προς τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης του.

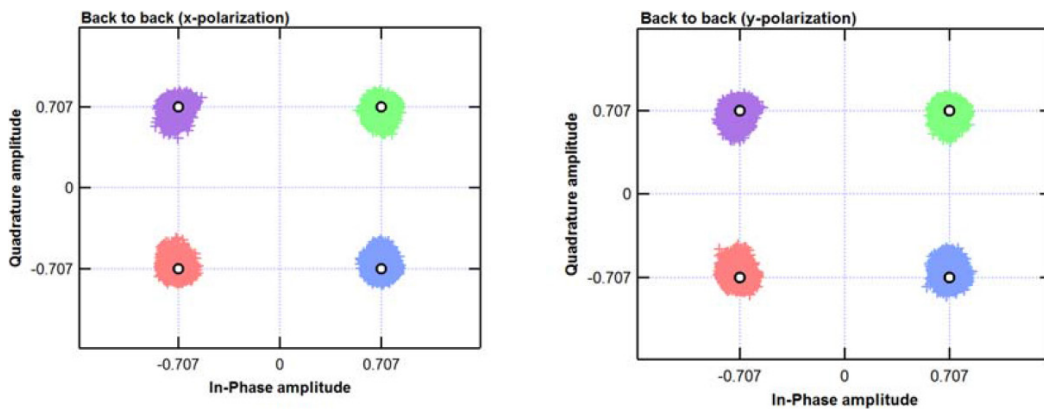
Ε. Εξάρτηση του μέγιστου μήκους μετάδοσης από το πλήθος των συνεχόμενων WSS φίλτρων

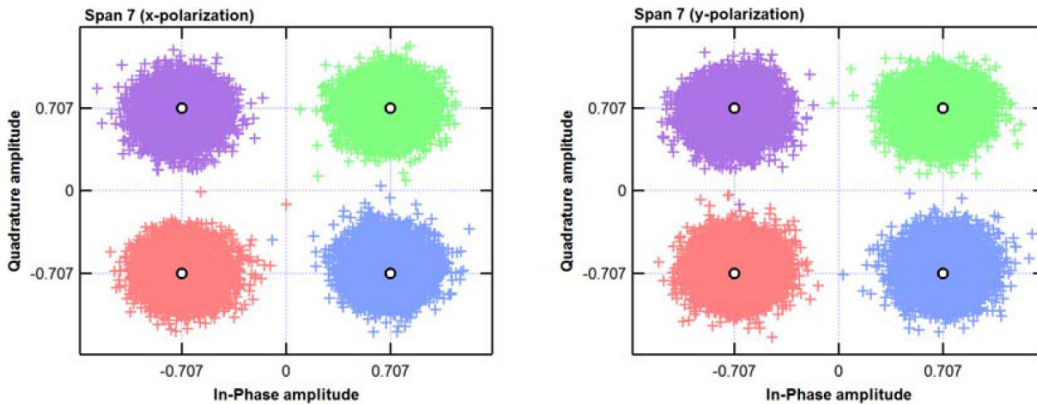
Η μετάδοση ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) DP QPSK σήματος στο στενό φασματικό πλέγμα (frequency grid) των ~50 GHz θέτει αυστηρές προδιαγραφές στα οπτικά στοιχεία φιλτραρίσματος στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης και προσθέτει μια επιπλέον πρόκληση σχετικά με τη φασματική ακεραιότητα του διαμορφωμένου σήματος μετά από διαδοχικά φιλτραρίσματα από τα WSS του δικτύου. Ειδικότερα, η



Εικόνα 3. 31: (a) Διάταξη προσομοίωσης για τη μετάδοση ενός 112 Gb/s (28 Gbaud) RZ-DQPSK καναλιού σε οπτικό δίκτυο κορμού Brownfield, (b) Δομή προσομοίωσης multi-degree κόμβου για τη περίπτωση ανακατεύθυνσης των καναλιών (σε αντιστοιχία με την εικόνα 3 (d)).

μετάδοση ενός 28 Gbaud DP RZ-QPSK από διαδοχικά WSS με 3 dB εύρος ζώνης 43 GHz, υποβαθμίζει σημαντικά την φασματική ποιότητα του σήματος μειώνοντας κατά πολύ το μέγιστο μήκος μετάδοσης. Για την μελέτη της συγκεκριμένης υποβάθμισης, η αρχιτεκτονική προσομοίωσης του οπτικού δικτύου μετάδοσης της εικόνας 3.23 τροποποιήθηκε σε αυτήν της εικόνας 3.30, με σκοπό την αντικατάσταση των κόμβων ενίσχυσης (εικόνα 3.4) με την δομή των multi-degree κόμβων της εικόνας 3.30 (b). Με αυτόν τον τρόπο ήταν δυνατόν να εξομοιωθεί η φασματική παραμόρφωση που εισάγουν τα διαδοχικά στοιχεία WSSs στα οπτικά δίκτυα κορμού. Η εικόνα 3.32 παρουσιάζει το διάγραμμα αστερισμού για διάφορα spans μετάδοσης, μετά την εφαρμογή των DSP αλγορίθμων που αφορούσαν το carrier phase recovery και την αποπολυπλεξία των πολώσεων των ληφθέντων δεδομένων. Για την περαιτέρω βελτίωση του ληφθέντος σήματος και τον μετριασμό της παραμόρφωσης του σήματος εξαιτίας της φασματικής τους υποβάθμισης





Εικόνα 3. 32: Διαγράμματα αστερισμού για το 112 Gb/s (28 Gbaud) DP RZ-QPSK καναλιού πριν και μετά από την ανάκτηση του οπτικού φέροντος (carrier recovery) και την αποπολυπλεξία των πολωτικών συνιστωσών στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης των δεδομένων στο δέκτη με DSP. Απεικονίζονται με τη σειρά οι περιπτώσεις B2B & μετάδοση σε 7 spans.

από το στενό φιλτράρισμα των WSSs, επιπρόσθετες συναρτήσεις φιλτραρίσματος υλοποιήθηκαν σε κώδικα Matlab.

Ο πίνακας 3.4 παρουσιάζει τις μετρήσεις BER που υπολογίστηκαν για κάθε span, λαμβάνοντας υπόψιν την ακριβή καταμέτρηση των λανθασμένων συμβόλων στο δέκτη. Λήψη των δεδομένων χωρίς λάθη επιτεύχθηκε για μετάδοση του διαμορφωμένου καναλιού για 7 spans, τα οποία αντιστοιχούν σε 639.1 km με έξι διαδοχικούς multi-degree κόμβους (συνολικά 10 WSSs συμπεριλαμβανομένου του πομπού και του δέκτη). Οι συγκεκριμένες μετρήσεις BER υποδηλώνουν ότι το μεταδιδόμενο κανάλι μεταδίδεται σε συνολικά 5 λιγότερα spans σε σύγκριση με την περίπτωση που χρησιμοποιηθούν μόνο κόμβοι ενίσχυσης (amplification nodes) αντί για multi degree. Η υποβάθμιση αυτή οφείλεται ως επί το πλείστον στο ελάχιστο ωφέλιμο οπτικό φάσμα που είναι αναγκαίο να έχει ένα 28 Gbaud RZ σήμα διαμορφωμένο με οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης, το οποίο πρέπει να είναι τουλάχιστον 56 GHz (δύο φορές το Baudrate). Εκτός αυτής της υποβάθμισης, σοβαρό αντίκτυπο στην υποβάθμιση του σήματος έχει και η ρήση δύο επιπλέον σταδίων οπτικής ενίσχυσης στον multi degree κόμβο σε σύγκριση με τον κόμβο ενίσχυσης (amplification node).

Span	Symbol Errors	BER range with 95% C.L.
0 (back to back)	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
1	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
2	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
3	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
4	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
5	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
6	2	$1.85 \cdot 10^{-6} < BER < 0.55 \cdot 10^{-4}$
7	8	$2.64 \cdot 10^{-5} < BER < 1.20 \cdot 10^{-4}$

Πίνακας 3. 4: Απόδοση 112 Gb/s (28 Gaud) DP RZ-QPSK σήματος ως προς το επιτεύξιμο BER (μέσος όρος των 2 πλώσεων) σε κάθε span του δικτύου, έπειτα από διάδοσή του από διαδοχικούς multi-degree κόμβους.

3.6 Μοντέλα Προσομοίωσης Οπτικών Πομποδεκτών σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης Dual Polarization (DP)- QAM ενός οπτικού φέροντος

Η οπτική διαμόρφωση σημάτων με σχήματα ανώτερης τάξης προέκυψε μόλις τα τελευταία χρόνια ως μία τεχνολογία αιχμής η οποία έχει ως σκοπό την αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας και του μέγιστου ρυθμού δεδομένων που μπορούν να εξυπηρετηθούν από τα σύγχρονα και της επόμενης γενιάς οπτικά δίκτυα. Όπως έχει γίνει αντιληπτό και από το κεφάλαιο 2 της παρούσας διδακτορικής διατριβής, ο όρος «σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης» για την μετάδοση οπτικών σημάτων αναφέρεται σε όλες τις δυνατές τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης της πληροφορίας κατά την διαδικασία της διαμόρφωσης τους, οι οποίες επιτρέπουν την κωδικοποίηση περισσότερων από δύο δυνατών λογικών καταστάσεων κατά τη μετάδοση ενός δυφίου (bit). Σύμφωνα λοιπόν με αυτήν την ευρεία θεώρηση, τα παραδοσιακά σχήματα διαμόρφωσης του πλάτους ή της φάσης του οπτικού φέροντος τύπου OOK ή (D)PSK αντίστοιχα, τα οποία κυριαρχούν ως και σήμερα στη οπτική μετάδοση πληροφορίας στα Legacy οπτικά δίκτυα μεγάλων χιλιομετρικών αποστάσεων, δεν εμπίπτουν στη συγκεκριμένη κατηγορία. Σε αντίθεση με αυτά τα δυαδικά (binary) σχήματα διαμόρφωσης, το σχήμα διαμόρφωσης QPSK μπορεί να θεωρηθεί ως ένας τρόπος κωδικοποίησης «ανώτερης τάξης», εφόσον η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος επιτελείται ως προς τη φάση του επιτρέποντας 2^2 δυνατές καταστάσεις διπλασιάζοντας τον τελικό ρυθμό μετάδοσης (bit-rate) σε σχέση με το ρυθμό διαμόρφωσης (modulation-rate) του οπτικού σήματος. Ειδικότερα που στην περίπτωση το συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης επιλεγεί σε συνδυασμό με την πολυπλεξία του σήματος ως προς την πόλωση (Polarization Multiplexing ή αλλιώς Dual Polarization [DP]) και με την σύμφωνη φώραση του στο δέκτη, ο συνολικός ρυθμός δεδομένων τετραπλασιάζεται για συγκεκριμένο ρυθμό διαμόρφωσης, αυξάνοντας περαιτέρω την φασματική αποδοτικότητα του καναλιού. Εξαιτίας των ιδιοτήτων αυτών καθώς και της μεγάλης ανοχής του σε υποβαθμίσεις κατά την οπτική μετάδοση του σε μεγάλες χιλιομετρικές αποστάσεις, το DP-QPSK σχήμα διαμόρφωσης με ρυθμούς μετάδοσης 28 και 32 Gbaud (112 και 128 Gb/s) διαμόρφωσε την κυρίαρχη τάση στους οπτικούς πομποδέκτες των σύγχρονων WDM οπτικών δικτύων κορμού για μετάδοση 100 Gb/s δεδομένων σε ένα οπτικό φέρον [3.41].

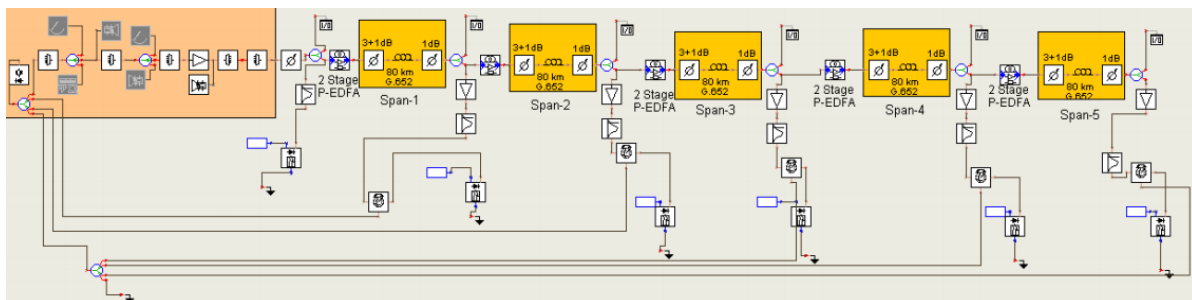
Με την αύξηση των αναγκών για μεγαλύτερα bit-rates, την αποτελεσματικότερη αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος στην οπτική ίνα και με δεδομένη πλέον την κυριαρχία των σύμφωνων οπτικών συστημάτων στην αγορά των σύγχρονων οπτικών δικτύων κορμού για τα 100 Gb/s ανά οπτικό φέρον, η συζήτηση για την επίτευξη 400 Gb/s εφαρμογών έχει ήδη ξεκινήσει. Προς αυτήν την κατεύθυνση, η διαμόρφωση οπτικών καναλιών με ακόμα μεγαλύτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης QAM θεωρούνται πλέον ο προσφορότερος τρόπος για την μετάβαση στην Tb/s εποχή, εξυπηρετώντας ακόμα περισσότερους χρήστες με μεγαλύτερες ταχύτητες [3.42]. Αν και τα συγκεκριμένα σχήματα διαμόρφωσης προσφέρουν μεγαλύτερη φασματική πυκνότητα ανά κανάλι χαλαρώνοντας της απαιτήσεις για μεγαλύτερο bandwidth ηλεκτρονικά κυκλώματα στους πομποδέκτες, εντούτοις η αύξηση των δυνατών λογικών καταστάσεων στα διαγράμματα αστερισμού οδηγεί σε μεγαλύτερη πολυπλοκότητα στη διαδικασία αποδιαμόρφωσης του σήματος στο δέκτη. Η πολυπλοκότητα αυτή συνοδεύεται και με την ανάγκη υλοποίησης αποδοτικότερων DSP αλγόριθμων στο δέκτη, που όχι μόνο θα πρέπει να είναι σε θέση να αποδιαμορφώνουν σύνθετα διαγράμματα αστερισμού αλλά απαιτείται να αναιρούν όσο το δυνατόν περισσότερες από τις υποβαθμίσεις εισάγονται από ολόκληρο το σύστημα μετάδοσης όπως: τη χρωματική διασπορά, τη μη γραμμικότητες διάδοσης που εισάγονται από τις οπτικές ίνες και την μη ιδανική απόκριση των πομποδεκτών. Αναγνωρίζοντας αυτήν την ερευνητική τάση, στα παρακάτω κεφάλαια θα παρουσιαστεί μια σειρά από πειράματα προσομοίωσης που αφορούν τη μετάδοση οπτικών καναλιών διαμορφωμένα τόσο στη φάση όσο και το πλάτος τους με QAM. Τα σχήματα διαμόρφωσης που εξετάζονται είναι DP 16-, 32-, και 64-QAM με το συνδυασμό ενδόδυνης (intradynne) ή ετερόδυνης (heterodyne) φώρασης και offline DSP στο δέκτη.

3.6.1 Προσομοίωση Μετάδοσης DP 16-QAM και DP 64-QAM οπτικών σημάτων με σύμφωνη Ομόδυνη (homodyne) φώραση στο δέκτη

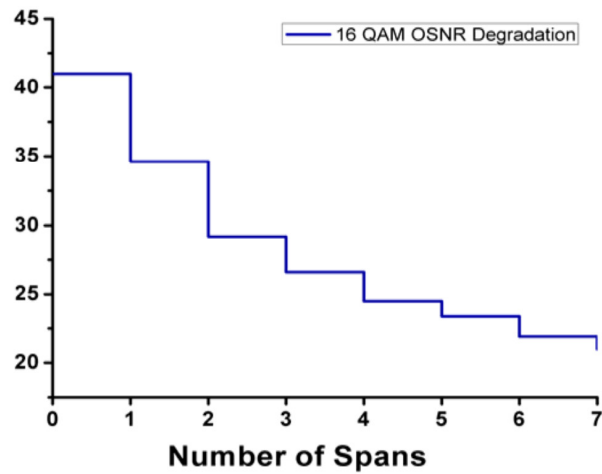
Για την αξιολόγηση της απόδοσης των οπτικών σημάτων κατά QAM διαμόρφωση, ως προς το συνολικό μήκος μετάδοσης και της συνολικής υποβάθμισής τους στο οπτικό δίκτυο τύπου Brownfield, το οποίο εξομοιώθηκε και περιγράφηκε στα παραπάνω κεφάλαια για τις περιπτώσεις μετάδοσης των QSPK σημάτων, θεωρήθηκε αρχικά ότι η λήψη τους επιτελείται με ομόδυνη (homodyne) σύμφωνη φώραση (coherent) στο δέκτη. Σε αντίθεση με την μεθοδολογία της ενδόδυνης (intradynne) σύμφωνης λήψης, η οποία εφαρμόστηκε σε όλα τα πειράματα προσομοίωσης που περιλάμβαναν σύμφωνη φώραση και περιγράφηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια, η ομόδυνη σύμφωνη φώραση προϋποθέτει ότι τόσο η πηγή laser του πομπού όσο και του τοπικού ταλαντωτή στο δέκτη είναι κλειδωμένες ως προς της συχνότητα και τη φάση των οπτικών φερόντων τους καθ' όλη τη διάρκεια του πειράματος προσομοίωσης. Κατ' αυτόν τον τρόπο όλες οι παράμετροι των DSP αλγορίθμων στο δέκτη που σχετίζονται με: την τάξη του QAM σχήματος διαμόρφωσης, το linewidth και το frequency offset των πηγών laser, παράμετροι οι οποίες επηρεάζουν τόσο την απόδοσή των αλγορίθμων όσο και την γενικότερη απόδοση του συστήματος μετάδοσης, εξαλείφονται. Συνεπώς λοιπόν με αυτήν την θεώρηση η συγκριτική αξιολόγηση του συστήματος μετάδοσης με διαφορετικής τάξης σχημάτων διαμόρφωσης QAM γίνεται αποτελεσματικότερη και ρεαλιστικότερη.

3.6.1.1 Μετάδοση DP 16-QAM με μη ιδανικούς πομποδέκτες

Η εικόνα 3.33 παρουσιάζει τη συνολική διάταξη προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση μετάδοσης του DP 16-QAM διαμορφωμένου σήματος ενός οπτικού φέροντος. Η φιλοσοφία και η αρχιτεκτονική του Brownfield συστήματος μετάδοσης παρέμεινε η ίδια με αυτήν που χρησιμοποιήθηκε και στις υπόλοιπες προσομοιώσεις που περιγράφηκαν έως τώρα, καθώς επίσης έγινε και η χρήση των μοντέλων μη ιδανικών πομποδεκτών του κεφαλαίου 3.5. Η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος με 16-QAM επιτεύχθηκε με τη δημιουργία 4-PAM ηλεκτρικών παλμοσειρών με PRBS $2^{15}-1$, οι οποίες οδηγούσαν το μοντέλο του μη ιδανικού IQ διαμορφωτή. Επίσης, οι παράμετροι του ηλεκτροοπτικού bandwidth του IQ διαμορφωτή, των RF ενισχυτών και των φωτοδεκτών ρυθμίστηκαν ομοίως όπως και αυτές που αφορούσαν την αξιολόγηση DP-QPSK σημάτων. Το OSNR στην έξοδο του πομπού ρυθμίστηκε στα 41 dB με τη χρήση του δομικού στοιχείου υποβάθμισης του σήματος, ενώ το E.R του διαμορφωμένου σήματος μετρήθηκε ίσο με 35 dB. Για την επίτευξη ομόδυνης φώρασης, χρησιμοποιήθηκε μόνο η πηγή laser στο πομπό, της οποίας το οπτικό φέρον χρησιμοποιούνταν τόσο για την δημιουργία του DP 16-QAM σήματος όσο και ως τοπικού ταλαντωτή στο σύμφωνο δέκτη. Για το κλείδωμα φάσης ανάμεσα στο πομπό και στους δέκτες που βρίσκονταν στην έξοδο του κάθε span του

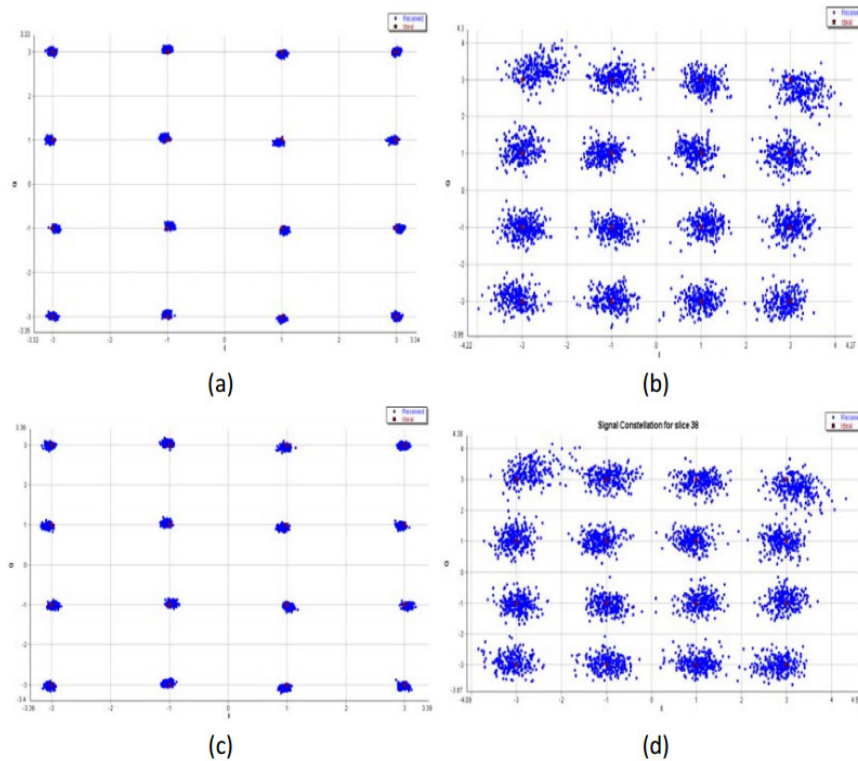


Εικόνα 3. 33: Διάταξη προσομοίωσης για τη μετάδοση οπτικών σημάτων με διαμόρφωση DP 16-QAM σε δίκτυο τύπου Brownfield, με σύμφωνη ομόδυνη φώραση στο δέκτη.



Εικόνα 3. 34: Σταδιακή εξέλιξη του OSNR του 14 και 16 Gbaud DP 16-QAM στο Brownfield δίκτυο με ομόδυνα σύμφωνη φώραση στο δέκτη.

δικτύου, χρησιμοποιήθηκε ένα στοιχείο χρονικής καθυστέρησης στην είσοδο του κάθε δέκτη ίσο με την καθυστέρηση που εισάγαγε το κάθε span κατά τη μετάδοση του σήματος. Επίσης, για την επίτευξη ιδανικής ομόδυνας φώρασης στο δέκτη, οι παράμετροι frequency offset και linewidth της μοναδικής πηγής laser θεωρήθηκαν μηδενικές. Τέλος, το σύστημα μετάδοσης αξιολογήθηκε σε ρυθμούς δεδομένων

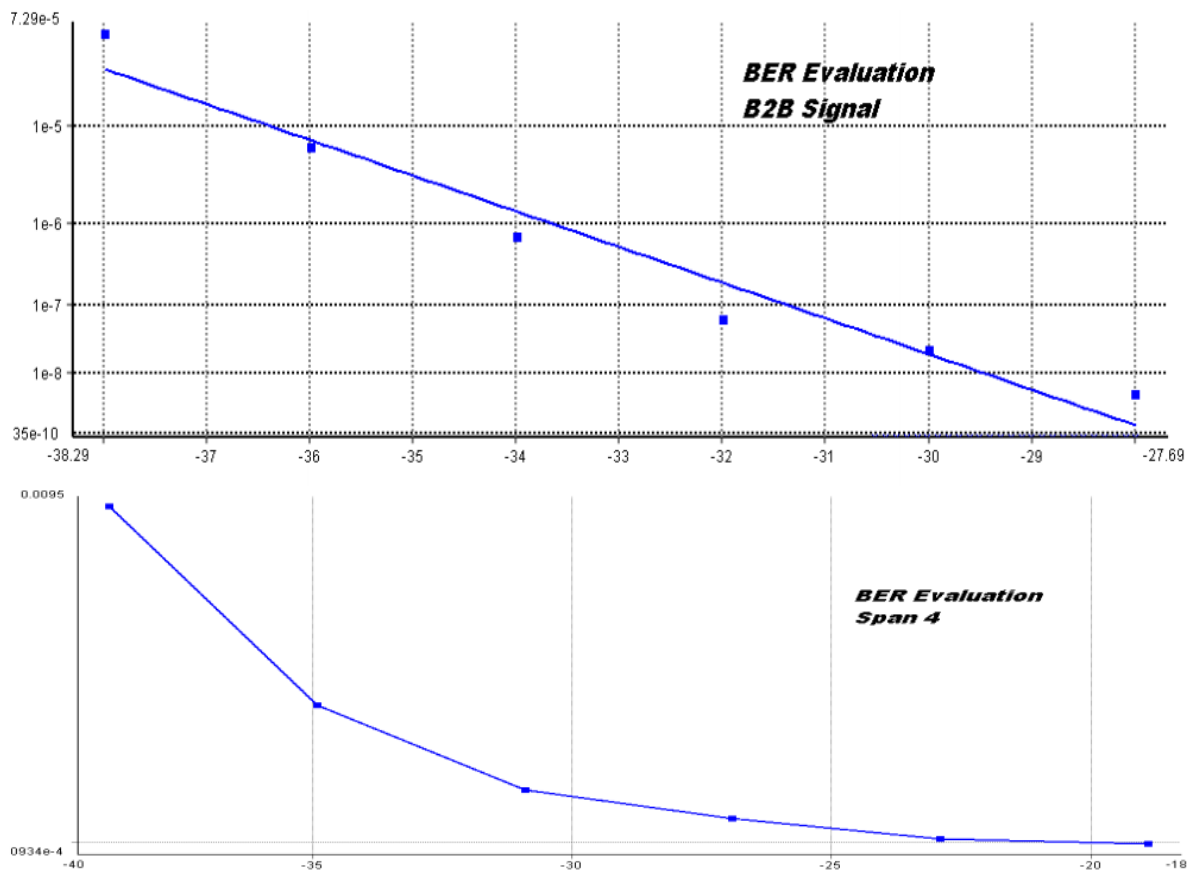


Εικόνα 3. 35: Διαγράμματα οφθαλμού DP 16-QAM καναλιού με ομόδυνα φώραση: (a) 14 Gbaud B2B (span 0), (b) 14 Gbaud στην έξοδο του span 4, (c) 16 Gbaud B2B (span 0), (d) 16 Gbaud στην έξοδο του span 4

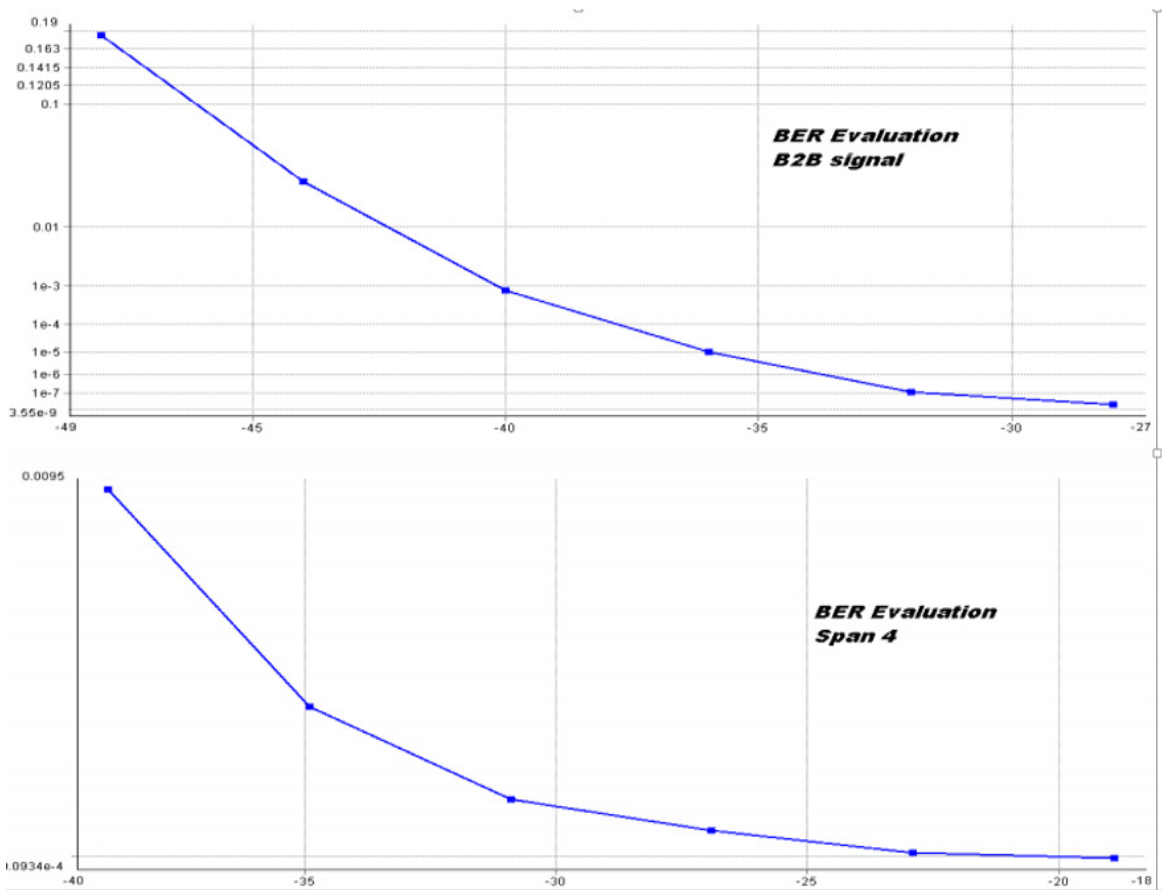
14 και 16 Gbaud (112 και 128 Gb/s), επιτρέποντας έτσι την άμεση σύγκριση της απόδοσης του 16-QAM σχήματος διαμόρφωσης με αυτό του 28 και 32 Gbaud DP QPSK που περιγράφηκαν παραπάνω.

Η εξέλιξη του OSNR του σήματος συναρτήσει του αριθμού των spans του δικτύου μετάδοσης, τόσο για τον ρυθμό μετάδοσης των 14 Gbaud όσο και για των 16 Gbaud φαίνονται στο γράφημα της εικόνας 3.34. Όπως γίνεται εμφανές, η υποβάθμιση του OSNR του καναλιού οφείλεται τόσο στην αλυσίδα των EDFAs του δικτύου όσο και στην αρκετά μεγάλη εικόνα θορύβου τους που ορίστηκε ως παράμετρος για το σχεδιασμό του Brownfield δικτύου. Η ποιότητα και η υποβάθμιση του 14 και 16 Gbaud DP 16-QAM καναλιού στην έξοδο του δικτύου μετάδοσης απεικονίζεται και γραφικά στα διαγράμματα αστερισμού της εικόνας 3.35. Η παρατηρούμενη διακύμανση στην κατανομή για κάθε ληφθέν σύμβολο στο διάγραμμα αστερισμού δείχνει πρακτικά το βαθμό της διακύμανσης στο διαμορφωμένο πλάτος και τη φάσης του οπτικού καναλιού, η οποία προκαλείται κατά τη μετάδοση του σήματος στο δίκτυο από τον ASE θόρυβο των EDFAs αλλά και τις μη γραμμικότητες της ίνας των διαδοχικών spans.

Επιπλέον, η απόδοση του DP 16-QAM καναλιού αξιολογήθηκε με την μέτρηση του BER μέσω της μετρητικής του Q-factor του ληφθέντος σήματος στον ισοσταθμισμένο δέκτη ύστερα από ομόδυνη σύμφωνη φύραση και αποτελέσματα των μετρήσεων αυτών συνοψίζονται στις καμπύλες της εικόνας 3.36 - 3.37. Θεωρώντας το κατώφλι του BER στο επίπεδο του 1×10^{-4} , η μετάδοση του DP 16-QAM καναλιού και για τους δύο ρυθμούς δεδομένων φθάνει τα 320 km (4 spans) και συγκρινόμενη με την περίπτωση μετάδοσης του 28 Gbaud DP-QPSK καναλιού στο κεφάλαιο 3.5, το πρώτο αποδίδει 10 spans μετάδοσης λιγότερα από το δεύτερο. Όπως εξηγείται και στην επιστημονική βιβλιογραφία [3.26] τα



Εικόνα 3. 36: Καμπύλες BER υπολογισμένες με τη μετρητική του Q-factor για το 14 Gbaud (112 Gb/s) DP-16 QAM κανάλι για τις περιπτώσεις B2B (πάνω γράφημα) και στην έξοδο του span 4 (κάτω γράφημα).

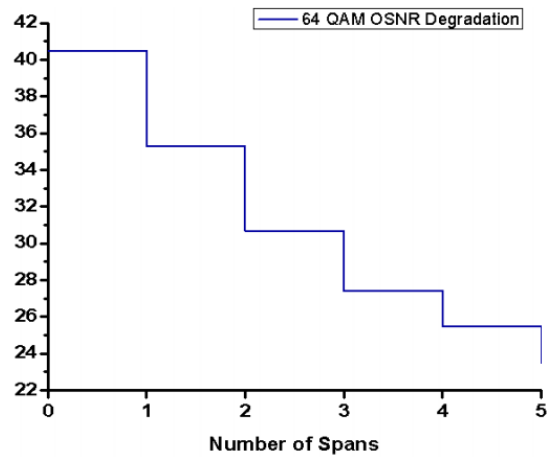


Εικόνα 3. 37: Καμπύλες BER υπολογισμένες με τη μετρητική του Q-factor για το 16 Gbaud (128 Gb/s) DP-16 QAM κανάλι για τις περιπτώσεις B2B (πάνω γράφημα) και στην έξοδο του span 4 (κάτω γράφημα).

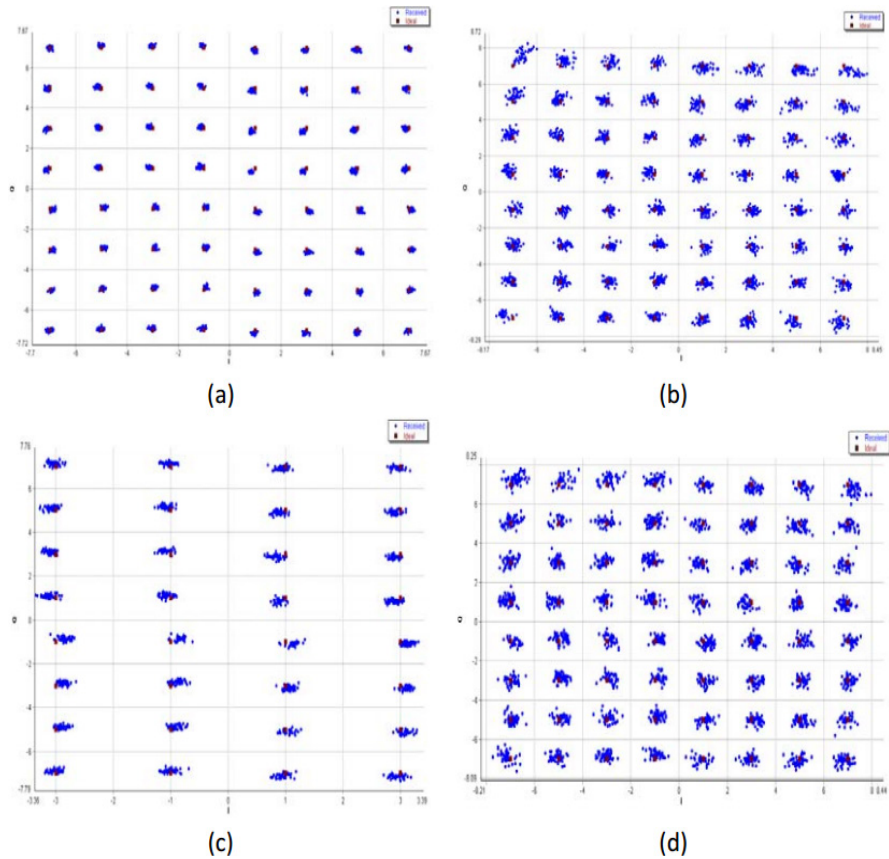
αποτελέσματα αυτά δικαιολογούνται εξαιτίας της μικρότερης ανοχής του QAM σχήματος διαμόρφωσης στο θόρυβο φάσης και στις μη γραμμικότητες που εισάγονται κατά τη μετάδοση του μέσα στην ίνα.

3.6.1.2 Μετάδοση DP 64-QAM με μη ιδανικούς πομποδέκτες

Για την προσομοίωση της απόδοσης μετάδοσης του DP 64-QAM καναλιού χρησιμοποιήθηκε η διάταξη της εικόνας 3.33 με μερικές τροποποιήσεις στα δομικά στοιχεία του πομπού. Πιο συγκεκριμένα, τα ηλεκτρικά σήματα που οδηγούσαν τον IQ διαμορφωτή διπλής πόλωσης είχαν οχτώ επίπεδα πλάτους ούτως ώστε να επιστεφθεί το σύνολο των μεταβάσεων στο οπτικό διαμορφωμένο σήμα με το σχήμα διαμόρφωσης 64-QAM. Οι ρυθμοί δεδομένων που επιλέχθηκαν για το DP 64-QAM κανάλι ήταν τα 9 και τα 20 Gbaud, οι οποίοι αντιστοιχούν σε συνολικό ρυθμό δεδομένων 112 Gb/s και 240 Gb/s αντίστοιχα. Συνεπώς, στην πρώτη περίπτωση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων θα μπορούσαν να συγκριθούν με την απόδοση του 14 Gbaud DP 16-QAM σχήματος διαμόρφωσης και του 28 Gbaud QPSK, ενώ στη δεύτερη περίπτωση τα αποτελέσματα θα μπορούσαν να αποτελέσουν τη βάση για την προοπτική της περεταίρω αύξησης του συνολικού ρυθμού δεδομένων ανά οπτικό φέρον πέραν των 100 Gb/s. Και σε αυτά τα πειράματα προσομοίωσης οι 64-QAM πομποδέκτες βασίστηκαν στα μοντέλα των μη ιδανικών πομποδεκτών που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενα κεφάλαιο, ρυθμίζοντας σε ρεαλιστικές τιμές το ηλεκτρο-οπτικό τους bandwidth και την απόκρισή τους, ενώ το frequency offset και το linewidth των πηγών laser θεωρήθηκε ιδανικό. Τέλος το OSNR και το E.R του διαμορφωμένου σήματος στην έξοδο του πομπού ρυθμίστηκε στα 42.5 και 35 dB αντίστοιχως.



Εικόνα 3. 38: Σταδιακή εξέλιξη του OSNR του 9 και 20 Gbaud DP 16-QAM στο Brownfield δίκτυο με ομόδυνη σύμφωνη φώραση στο δέκτη.



Εικόνα 3. 39: Διαγράμματα οφθαλμού DP 64-QAM καναλιού με ομόδυνη φώραση: (a) 9 Gbaud B2B (span 0), (b) 9 Gbaud στην έξοδο του span 1, (c) 20 Gbaud B2B (span 0), (d) 20 Gbaud στην έξοδο του span 1.

Η εξέλιξη του OSNR του DP 64-QAM καναλιού παρουσιάζεται στην εικόνα 3.38, ξεκινώντας από τα 41 dB και καταλήγοντας στα 22 dB με το πέρας της διάδοσής του σε 5 spans SMF ίνας. Εν συνεχεία, η ποιότητα του DP 64-QAM σήματος στα 9 και 20 Gbaud φαίνεται και στα διαγράμματα αστερισμού της

εικόνας 3.39 πριν και μετά την μετάδοσή τους σε ένα span των 80 km. Όπως και στην περίπτωση του σχήματος διαμόρφωσης 16-QAM, η απόδοση του καναλιού αξιολογήθηκε με τον υπολογισμό του BER βάσει της μετρητικής του Q-factor και σύμφωνα με τα αποτελέσματα που προέκυψαν επιτυχής και χωρίς σφάλματα μετάδοση επιτεύχθηκε για μετάδοση του καναλιού μόνο για ένα span 80 km, θεωρώντας ως κατώφλι του FEC το επίπεδο BER 1×10^{-4} . Αν και η υιοθέτηση πολυπλοκότερων τεχνικών FEC στο δέκτη μπορεί να οδηγήσει στη διάδοση σε μεγαλύτερα του ενός spans, εντούτοις το προφανές αίτιο της μειωμένης απόδοσης του σχήματος διαμόρφωσης 64-QAM οφείλεται κυρίως πλήθος των 64 δυνατών λογικών καταστάσεων που μπορεί να λάβει ένα bit, το οποίο με τη σειρά του μειώνει δραστικά την απόσταση ανάμεσα σε γειτονικά σύμβολα στο καρτεσιανό επίπεδο. Το γεγονός αυτό οδηγεί νομοτελειακά στη μειωμένη ανοχή του διαμορφωμένου σήματος στο θόρυβο πλάτους και φάσης που εισάγεται τόσο από τους οπτικούς ενισχυτές όσο και από τις μη γραμμικότητες που εγείρονται κατά τη διάδοση του σήματος κατά μήκος του οπτικού δικτύου, κυρίως από τα στοιχεία των DCF ινών.

Συνεπώς, βάσει και των αποτελεσμάτων που προέκυψαν, μπορεί να ειπωθεί ότι στην περίπτωση που δεν χρησιμοποιηθούν πολύπλοκοι αλγόριθμοι αναίρεσης των μη γραμμικών φαινομένων στο δέκτη και τεχνικές ανασχηματισμού του φάσματος (pulse shaping) του διαμορφωμένου σήματος στο πομπό - ερευνητική τάση η οποία συναντάται μόλις τα τελευταία 5 χρόνια στη βιβλιογραφία [3.27-3.31]- πολυπλοκότερα σχήματα διαμόρφωσης πάνω από τα 16-QAM δεν ενδείκνυται πρακτικά να χρησιμοποιούνται για μετάδοση σε μεγάλες χιλιομετρικές αποστάσεις [3.33]. Το φαινόμενο αυτό εντείνεται ακόμα περισσότερο στις περιπτώσεις όπου το δίκτυο μετάδοσης, όπως και σε όλα τα πειράματα προσομοίωσης που υλοποιήθηκαν στην παρούσα διδακτορική διατριβή, περιλαμβάνει περιοδικά τμήματα DCF για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς η οποία από τη φύση της εισάγει έντονες μη γραμμικότητες Kerr στα μεταδιδόμενα σε αυτήν σήματα [3.32]. Ο συνδυασμός αυτής της μη γραμμικότητας μαζί με το στενό φιλτράρισμα που επιτελείται στους κόμβους των δικτύων από τα WSSs υποβαθμίζει και επηρεάζει την ποιότητα των σημάτων κυρίως αυτών που είναι διαμορφωμένα με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης.

3.6.2 Προσομοίωση Μετάδοσης DP 16-QAM και DP 32-QAM οπτικών σημάτων με σύμφωνη Ετερόδυνη (Intradynne) φώραση και DSP στο δέκτη

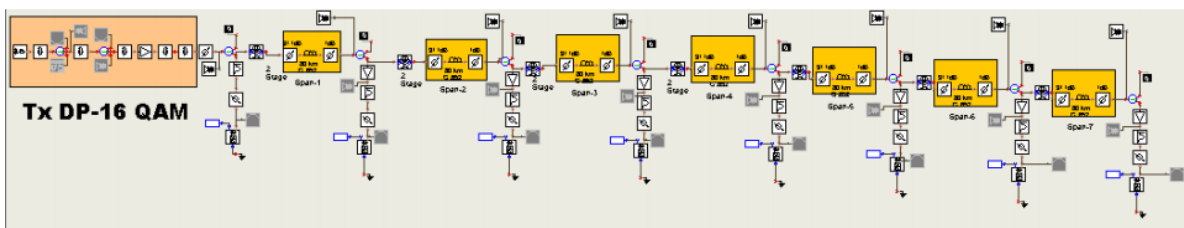
Πέραν των προσομοιώσεων μετάδοσης με ομόδυνη σύμφωνη φώραση στο δέκτη της ενότητας 3.6.1, υλοποιήθηκαν και μετρήσεις για την μετάδοση και τη λήψη QAM σημάτων με ενδόδυνη σύμφωνη λήψη, με την ίδια ακριβώς μεθοδολογία που περιγράφηκε και για το DP-QPSK σχήμα διαμόρφωσης, των οποίων τα αποτελέσματα θα παρουσιαστούν σε αυτήν την ενότητα. Η ανάκτηση των δεδομένων με ενδόδυνη φώραση στο δέκτη προϋποθέτει ότι γίνεται χρήση αρκετών αλγορίθμων DSP στο ηλεκτρικό κομμάτι του δέκτη η οποία περιλαμβάνει ακριβή ανάκτηση της φάσης του οπτικού διαμορφωμένου φέροντος για κάθε σύμβολο καθώς και την αναίρεση όσο το δυνατόν περισσότερων υποβαθμίσεων του σήματος που προέρχονται από το δίκτυο μετάδοσης είτε από την μη ιδανική απόκριση των στοιχείων των πομποδεκτών. Συνεπώς, πολύπλοκες τεχνικές για το κλείδωμα των πηγών laser του πομπού και του δέκτη για την επίτευξη ομόδυνης φώρασης αποφεύγονται.

Στα αποτελέσματα προσομοίωσης μετάδοσης που θα παρουσιαστούν σε αυτό το κεφάλαιο, θεωρήθηκαν τα μη ιδανικά μοντέλα πομποδεκτών και η ίδια αρχιτεκτονική του δικτύου μετάδοσης που αναπτύχθηκε και για τις προηγούμενες προσομοιώσεις. Σε αυτό το σημείο να υπενθυμιστεί ότι το ηλεκτρο-οπτικό bandwidth των IQ διαμορφωτών και των RF ενισχυτών που τους οδηγούσαν ήταν 26 GHz και 23 GHz, το linewidth της κάθε πηγής laser ρυθμίστηκε στα 100 KHz έκαστος και όλα τα οπτικά φίλτρα του δικτύου μετάδοσης ήταν Gaussian OBF 6^{ns} τάσης με οπτικό bandwidth 50 GHz. Η μόνη σημαντική διαφοροποίηση για τις προσομοιώσεις που θα ακολουθήσουν από εδώ και στο εξής είναι ότι πλέον το οπτικό δίκτυο μετάδοσης, αν και διατηρεί τη βασική δομή του, μετατρέπεται σε Greenfield απενεργοποιώντας όλα τα στοιχεία DCF στους κόμβους ενίσχυσης του και πλέον η αναίρεση της

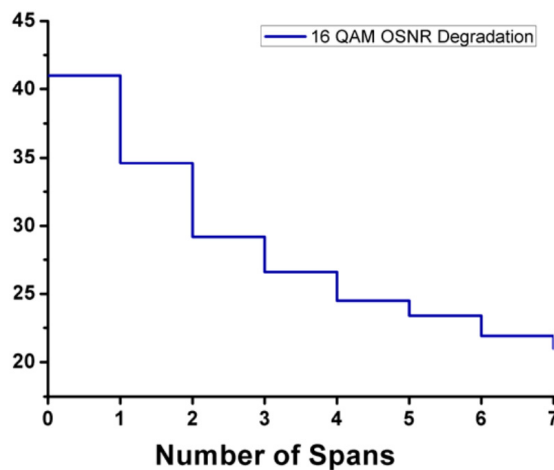
διασποράς γίνεται με τη βοήθεια DSP αλγόριθμων στο δέκτη. Οι συγκεκριμένοι αλγόριθμοι, μαζί με όλους τους υπόλοιπους που χρησιμοποιήθηκαν για τη σύμφωνη φώραση των QPSK και QAM σημάτων υλοποιήθηκαν στο ΕΦΕ και θα παρουσιαστούν περιληπτικά στο κεφάλαιο 3.7.

3.6.2.1 Μετάδοση 16 Gbaud (128 Gb/s) DP 16-QAM με μη ιδανικούς πομποδέκτες

Η διάταξη προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε για τη μετάδοση του 16 Gbaud DP 16-QAM καναλιού και τη λήψη του με έναν σύμφωνο ετερόδυνα δέκτη απεικονίζεται στην εικόνα 3.40. Το OSNR του σήματος στη έξοδο του πομπού ρυθμίστηκε στα 41 dB και το E.R στα 35 dB. Οι πηγές laser τόσο στο πομπό όσο και στο δέκτη υλοποιήθηκαν ως ανεξάρτητα και “free-running” DFBs, έχοντας το καθένα linewidth 100 KHz. Η εξέλιξη του OSNR και η σταδιακή του υποβάθμιση φαίνονται στο σχήμα της εικόνας 3.41, το οποίο είναι το ίδιο με αυτό της homodyne περίπτωσης, ενώ η ποιότητα του σήματος πριν και μετά τη μετάδοσή του σε 5 spans των 80 km παρουσιάζεται στα διαγράμματα οφθαλμού της εικόνας 3.42.

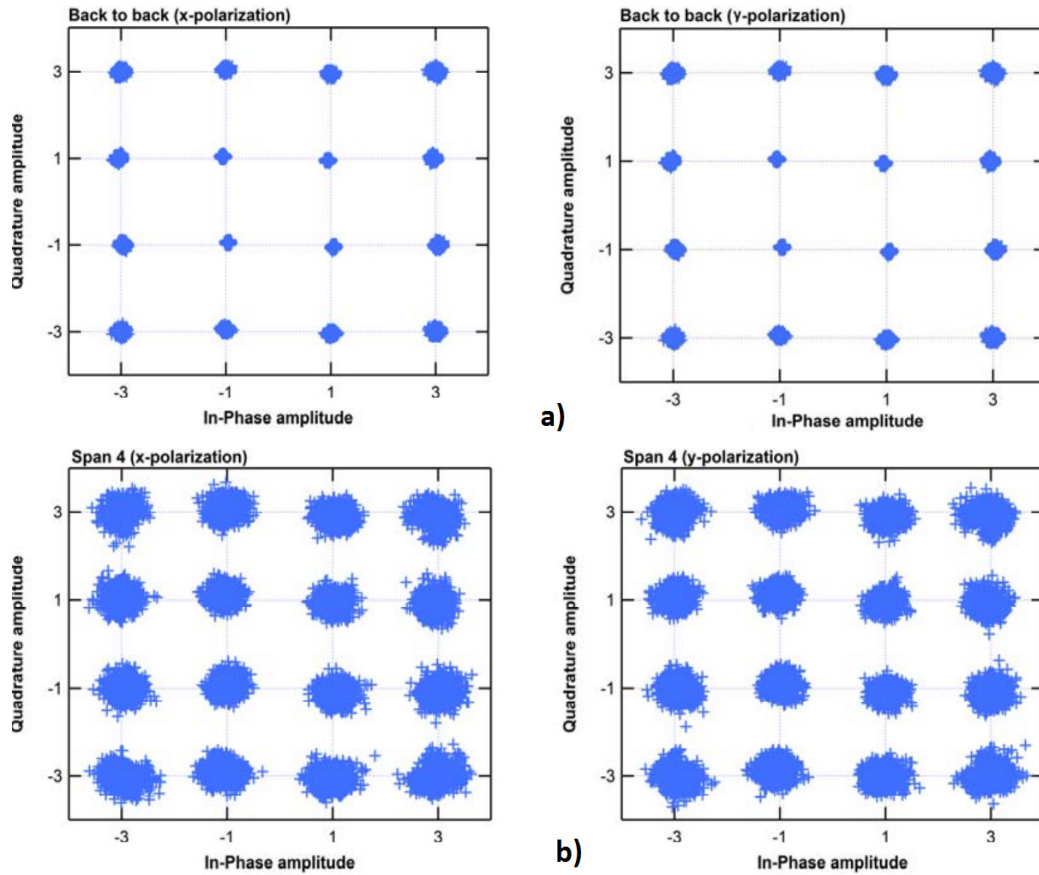


Εικόνα 3. 40 : Διάταξη προσομοίωσης για τη μετάδοση οπτικών σημάτων με διαμόρφωση DP 16-QAM σε δίκτυο τύπου Brownfield, με σύμφωνη ετερόδυνη φώραση στο δέκτη.



Εικόνα 3. 41: Σταδιακή εξέλιξη του OSNR του 16 Gbaud DP 16-QAM στο Brownfield δίκτυο με ετερόδυνη σύμφωνη φώραση στο δέκτη.

Επιπλέον, η απόδοση του σήματος αξιολογήθηκε με τη μέτρηση του BER με άμεση καταμέτρηση των σφαλμάτων στον δέκτη σε ένα μεγάλο δείγμα 2^{16} συμβόλων ανά πολωτική συνιστώσα, το οποίο διασφάλιζε για την τιμή του BER ένα διάστημα εμπιστοσύνης της τάξεως του 95%. Όπως περιγράφηκε και στην ενότητα 3.5.2, για την κωδικοποίηση των δεδομένων στον πομπό χρησιμοποιήθηκε Grey encoding. Θεωρώντας ως κατώφλι την τιμή του BER στα επίπεδα του 1×10^{-4} για το FEC, το οποίο διασφαλίζει ότι τα δεδομένα λαμβάνονται στο δέκτη χωρίς σφάλματα το 16 Gbaud DP 16-QAM κανάλι μπορεί να μεταδοθεί έως 5 spans (400 km). Σύμφωνα με τα αποτελέσματα αυτά και σε σύγκριση με την αντίστοιχη περίπτωση με homodyne λήψη στην ενότητα 3.6.1.1, φαίνεται ότι η εφαρμογή των DSP



Εικόνα 3. 42: Διαγράμματα αστερισμού για το κανάλι μετάδοσης 16 Gbaud DP-16 QAM μετά την ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης για: (a) το span 0 και (b) το span 4.

Span	Symbol Errors	BER range with 95% C.L.
0 (back to back)	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
1	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
2	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
3	1	$1.93 \cdot 10^{-7} < BER < 4.25 \cdot 10^{-5}$
4	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
5	5	$1.24 \cdot 10^{-5} < BER < 0.89 \cdot 10^{-4}$
6	34	$1.80 \cdot 10^{-4} < BER < 3.62 \cdot 10^{-4}$

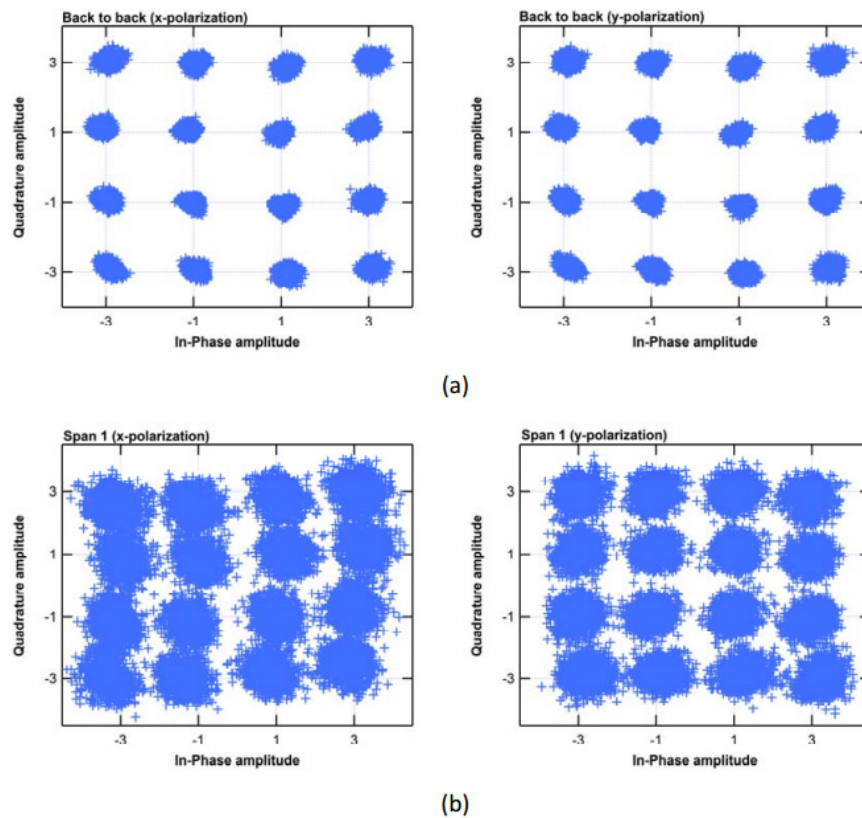
Πίνακας 3. 5: Απόδοση BER ανά span για το σχήμα διαμόρφωσης 16 Gbaud DP 16-QAM με ετερόδυνη σύμφωνη φώραση και DSP στο δέκτη

αλγορίθμων για την εξάλειψη των ατελειών όλου του καναλιού μετάδοσης στην intradyne περίπτωση οδηγεί σε αύξηση του συνολικού μήκους μετάδοσης του 16 Gbaud DP 16-QAM καναλιού κατά 80 km (1 span). Επιπλέον, στο σημείο αυτό κρίνεται σκόπιμο να ειπωθεί ότι παρόλο που η χιλιομετρική απόδοση του 16 Gbaud DP 16-QAM καναλιού είναι κοντά στο μισό σε σχέση με αυτής του 28 Gbaud DP-QPSK καναλιού, το γεγονός αυτό δεν πρέπει συγχέεται αποκλειστικά και μόνο στην μεγαλύτερη ευαισθησία

του OSNR που απαιτείται στο δέκτη για τη σωστή λήψη του 16-QAM σχήματος συγκριτικά με το QPSK [3.34]. Το γεγονός είναι ότι η απόδοση ενός καναλιού διαμορφωμένο με QAM σχήματα εξαρτάται σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό από τους DSP αλγορίθμους που υλοποιούνται στο δέκτη, συγκριτικά με το QPSK. Έχοντας υπόψιν ότι τα τελευταία χρόνια ο τομέας της ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος για την μετάδοση οπτικών καναλιών εξελίσσεται συνεχώς, η χιλιομετρική απόδοση όλων των σχημάτων τύπου QAM μπορεί να βελτιωθεί αισθητά και να καλύψει το κενό σε σχέση με το QPSK.

3.6.2.2 Μετάδοση 32 Gbaud (256 Gb/s) DP 16-QAM με μη ιδανικούς πομποδέκτες

Επιδιώκοντας την περαιτέρω αναβάθμιση του συνολικού bit-rate και της φασματικής αποδοτικότητας ανά οπτικό φέρον, η διάταξης προσομοίωσης της προηγούμενης υποενότητας ρυθμίστηκε έτσι ώστε να υποστηρίζει ρυθμό μετάδοσης του καναλιού ίσο με 32 Gbaud (256 Gb/s). Όλες οι υπόλοιπες παράμετροι που αναφέρθηκαν και παραπάνω παρέμειναν ίδιες. Τα διαγράμματα αστερισμού της εικόνας 3.43 απεικονίζουν γραφικά την ποιότητα του καναλιού για τις περιπτώσεις B2B (a) και της μετάδοσης του καναλιού μετά από 1 span (b), με εφαρμογή της ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης του ληφθέντων σήματος με DSP στο δέκτη. Όπως γίνεται εμφανές η υποβάθμιση του σήματος γίνεται αισθητή ακόμα πριν το σήμα εισέρθει στο δίκτυο μετάδοσης, ενώ έπειτα από διάδοση 80 km αυξάνεται περαιτέρω. Η εκτίμηση αυτή επαληθεύτηκε και από τις BER μετρήσεις στην έξοδο του 1^{ου} span όπου μετρήθηκαν 531 σφάλματα στη λήψη, διαμορφώνοντας το επιτεύξιμο BER στα διάστημα 3.7×10^{-3} με 4.4×10^{-3} με διάστημα εμπιστοσύνης 95%. Η μειωμένη αυτή απόδοση του καναλιού δεν οφείλεται ούτε μόνο στην αλυσίδα των EDFAs του οπτικού δικτύου ούτε και



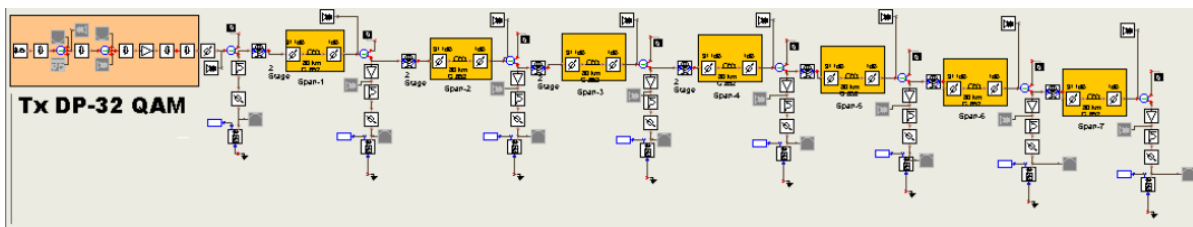
Εικόνα 3. 43: Διαγράμματα αστερισμού για το κανάλι μετάδοσης 32 Gbaud DP-16 QAM μετά την ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης για: (a) το span 0 και (b) το span 1.

στο περιορισμένο bandwidth των RF ενισχυτών (23 GHz) και του IQ διαμορφωτή (26 GHz), ο οποίος περιορισμός στο bandwidth θα μπορούσε να διορθωθεί περαιτέρω με πολυπλοκότερους αλγορίθμους equalization στο δέκτη. Το βασικότερο αίτιο της αυξημένης υποβάθμισης του σήματος οφείλεται στο “στενό” φιλτράρισμα των οπτικών φίλτρων του δικτύου στους κόμβους τους τα οποία είχαν ένα περιορισμένο οπτικό bandwidth της τάξεως των 50 GHz. Στην περίπτωση που δεν χρησιμοποιηθεί κάποια τεχνική Nyquist spectrum-sharing στις ηλεκτρικές παλμοσειρές που οδηγούν τον IQ διαμορφωτή [3.34], δημιουργώντας έτσι ένα οπτικό φάσμα κοντά στο ρυθμό διαμόρφωσής του, το ωφέλιμο «οπτικό» φάσμα ενός διαμορφωμένου σήματος προερχόμενου από ένα CW φέρον είναι ίσο με το διπλάσιο του ρυθμού διαμόρφωσής του. Στην προκειμένη περίπτωση του πειράματος προσομοίωσης που το ωφέλιμο οπτικό bandwidth του 32 Gbaud 16-QAM καναλιού είναι 64 GHz, όλες οι ήδη καταπιεσμένες φασματικές αρμονικές του διαμορφωμένου σήματος από το μειωμένο bandwidth τόσο των RF ενισχυτών όσο και του IQ διαμορφωτή φιλτράρονται ακόμα περισσότερο από τα στενά φίλτρα των 50 GHz, με αποτέλεσμα η επιπρόσθετη αυτή υποβάθμιση να οδηγεί σε μειωμένη απόδοση του καναλιού.

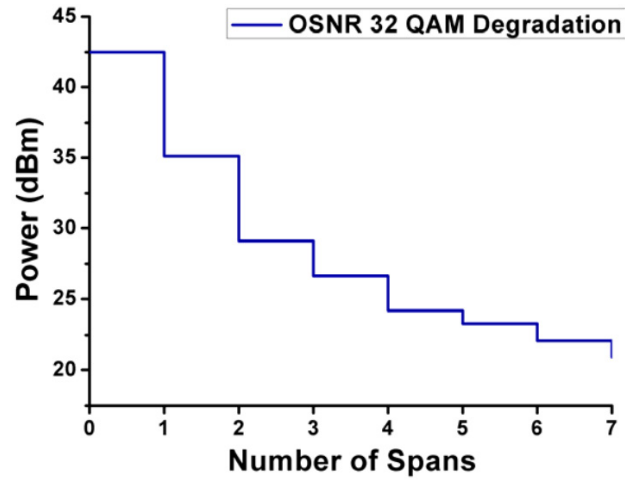
3.6.2.3 Μετάδοση 16 Gbaud (160 Gb/s) DP 32-QAM με Μη Ιδανικούς Πομποδέκτες

Στα πλαίσια αναβάθμισης της φασματικής αποδοτικότητας του καναλιού και του συνολικού bit-rate υλοποιήθηκαν μια σειρά προσομοιώσεων για την αξιολόγηση του σχήματος διαμόρφωσης DP 32-QAM, βάσει του οποίου οι δυνατές λογικές καταστάσεις (σύμβολα) τα οποία μπορούν να κωδικοποιηθούν σε ένα bit ανεβαίνουν σε πέντε. Στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του κεφαλαίου αυτού περιλαμβάνεται η αξιολόγηση ενός 16 Gbaud (160 Gb/s) DP 32-QAM καναλιού με intradyne φώραση και DSP στο δέκτη, κάτω από τις ίδιες συνθήκες και παραμέτρους του δικτύου μετάδοσης που περιγράφηκαν και παρακάτω. Η μόνη διαφορά εντοπίζεται στα επίπεδα των ηλεκτρικών παλμοσειρών που οδηγούσαν τον IQ διαμορφωτή, τα οποία ρυθμίστηκαν ώστε να είναι έξι. Και σε αυτά τα περάματα προσομοίωσης το linewidth της πηγής laser του πομπού και του τοπικού ταλαντωτή του δέκτη ρυθμίστηκαν στα 100 KHz, ενώ το OSNR και το E.R του διαμορφωμένου σήματος στην έξοδο του πομπού ήταν 42.5 και 35 dB αντίστοιχα.

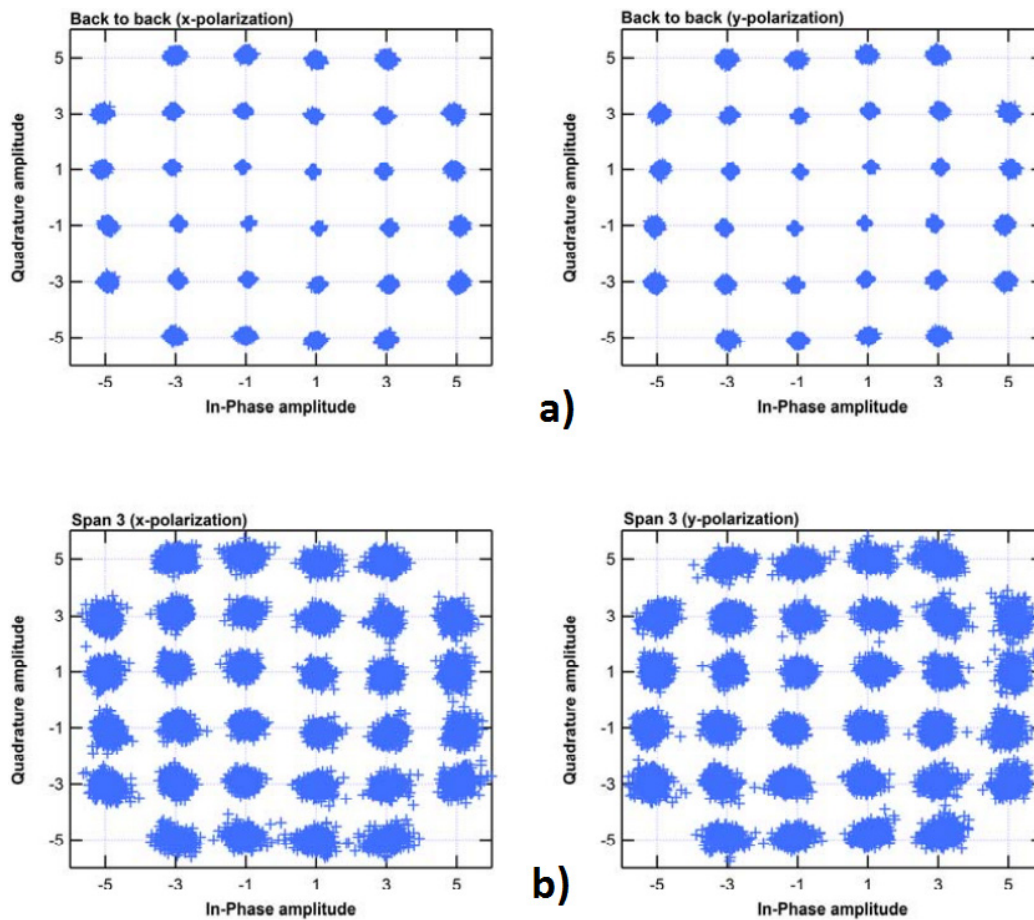
Στο δομικό διάγραμμα της εικόνας 3.44 παρουσιάζεται η διάταξη προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση του 16 Gbaud DP 32-QAM καναλιού με ενδόδυνη σύμφωνη φώραση και εφαρμογή DSP στο δέκτη. Η υποβάθμιση του OSNR του καναλιού κατά την διάδοση του από τα διαδοχικά spans του δικτύου μετάδοσης φαίνεται στην εικόνα 3.45, όπου η συνολική εικόνα θορύβου της αλυσίδας των EDFAs υποβαθμίζουν το OSNR από τα 42.5 dB στα 24 έπειτα από μετάδοση σε 6 spans. Η υποβάθμιση αυτή γίνεται αισθητή και στα διαγράμματα αστερισμού της εικόνας 3.46, έπειτα της ανάκτησης της φάσης του φέροντος σήματος και της αποπολυπλεξίας των πολώσεων στα ληφθέντα δεδομένα στο δέκτη.



Εικόνα 3. 44: Διάταξη προσομοίωσης για τη μετάδοση οπτικών σημάτων με διαμόρφωση DP 32-QAM σε δίκτυο τύπου Brownfield, με σύμφωνη ετερόδυνη φώραση στο δέκτη.



Εικόνα 3. 46: Σταδιακή εξέλιξη του OSNR του 16 Gbaud DP 32-QAM στο Brownfield δίκτυο με ετερόδουνη σύμφωνη φώραση στο δέκτη.



Εικόνα 3. 45: Διαγράμματα αστερισμού για το κανάλι μετάδοσης 32 Gbaud DP-16 QAM μετά την ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης για: (a) το span 0 και (b) το span 3.

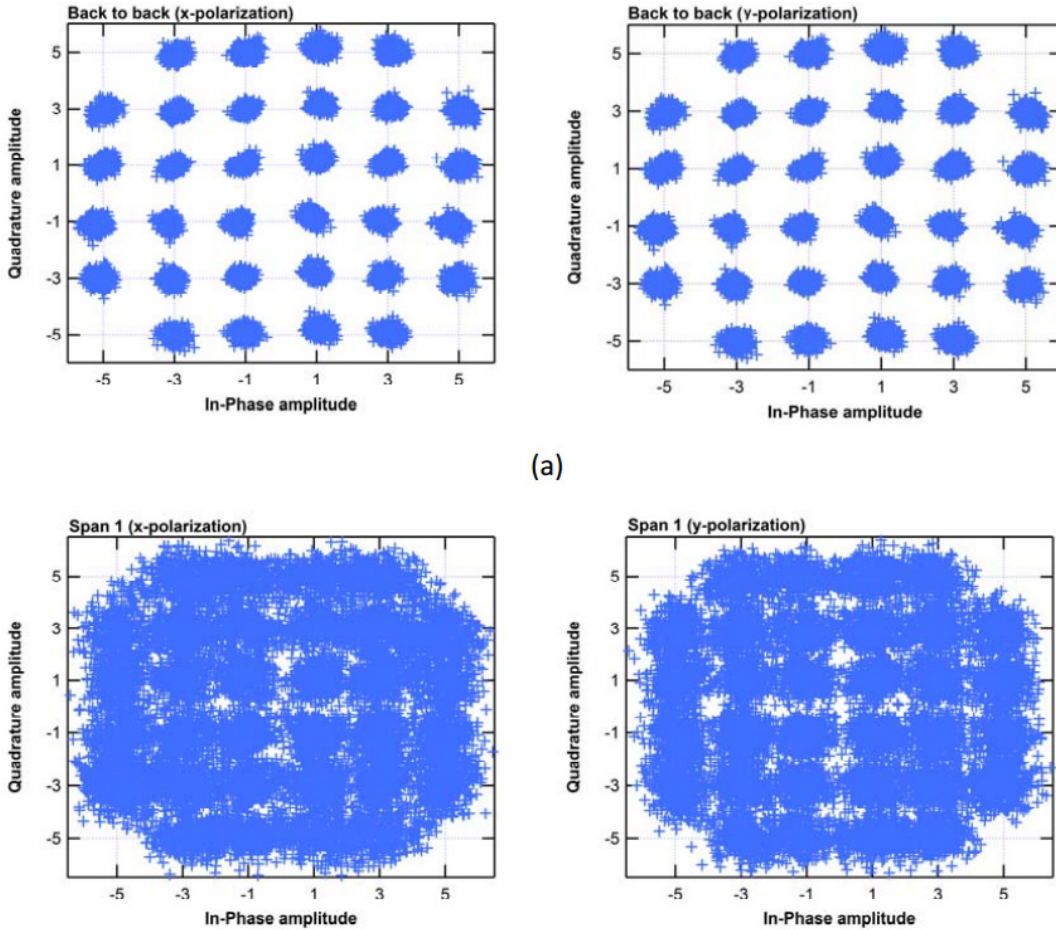
Η ποσοτικοποίηση της υποβάθμισης του σήματος κατά τη διάδοση στο δίκτυο έγινε με τον υπολογισμό του BER με άμεση καταμέτρηση των λαθών στο δέκτη, θεωρώντας ως κατώφλι του BER για την εφαρμογή του FEC στο επίπεδο 1×10^{-4} εξασφαλίζοντας πάντα ένα διάστημα εμπιστοσύνης 95%. Βάσει αυτών, όπως φαίνεται και από τον πίνακα 3.6, η μέγιστη απόσταση που μπορεί να διανύσει το 16 Gbaud DP 32-QAM κανάλι περιορίζεται στα 4 spans (320 km). Σύμφωνα με αυτά τα αποτελέσματα γίνεται κατανοητό ότι μία αύξηση στην τάξη του σχήματος διαμόρφωσης από το 16-QAM στο 32-QAM, κρατώντας σταθερό τον ρυθμό διαμόρφωσης (Baud rate) του καναλιού, μειώνεται η χιλιομετρική απόδοση. Πιο συγκεκριμένα, το μέγιστο επιτεύξιμο μήκος διάδοσης του 32-QAM με συνολικό bitrate 160 Gb/s και φασματική αποδοτικότητα 5bits/sec/Hz μειώνεται κατά 80 km συγκρινόμενο με το 16-QAM με συνολικό ρυθμό δεδομένων 128 Gb/s και φασματική αποδοτικότητα 4 bits/sec/Hz, εξαιτίας της μεγαλύτερης ευαισθησίας του OSNR που απαιτείται στο δέκτη για το πρώτο σχήμα διαμόρφωσης. Η σύγκριση αυτή επαληθεύει ξεκάθαρα ότι πάντα στον σχεδιασμό των σύμφωνων οπτικών δικτύων κορμού νέας γενιάς υπάρχει ένας συμβιβασμός ανάμεσα στην φασματική αποδοτικότητα και κατ'επέκταση του συνολικού bit-rate σε σχέση με την τάξη του σχήματος διαμόρφωσης που επιλέγεται για την διαμόρφωση του καναλιού.

Span	Symbol Errors	BER range with 95% C.L.
0 (back to back)	0	$BER < 0.28 \cdot 10^{-4}$
1	1	$1.90 \cdot 10^{-7} < BER < 4.25 \cdot 10^{-5}$
2	5	$1.24 \cdot 10^{-5} < BER < 8.90 \cdot 10^{-5}$
3	7	$2.15 \cdot 10^{-5} < BER < 1.10 \cdot 10^{-4}$
4	36	$1.92 \cdot 10^{-4} < BER < 3.80 \cdot 10^{-4}$

Πίνακας 3. 6: Απόδοση BER ανά span για το σχήμα διαμόρφωσης 16 Gbaud DP 32-QAM με ετερόδουνη σύμφωνη φώραση και DSP στο δέκτη

3.6.2.3 Μετάδοση 32 Gbaud (320 Gb/s) DP 32-QAM με Μη Ιδανικούς Πομποδέκτες

Το σετ των προσομοιώσεων που υλοποιήθηκαν συνολικά ολοκληρώνεται με την αξιολόγηση μετάδοσης ενός 32 Gbaud DP 32-QAM σήματος με συνολικό bit-rate 320 Gb/s σε ένα οπτικό φέρον, με την διάταξη της εικόνας 3,44. Όλες οι συνθήκες και οι παράμετροι που ίσχυαν για τις προηγούμενες περιπτώσεις εφαρμόστηκαν και σε αυτήν. Στην εικόνα 3.47 παρουσιάζονται τα διαγράμματα αστερισμού του καναλιού πριν και μετά την μετάδοσή του σε ένα span των 80 km στο δίκτυο προσομοίωσης, όπου παρόλο που το επιτεύξιμο BER του καναλιού είναι μικρότερο από 1×10^{-4} και λαμβάνεται τελικώς χωρίς λάθη στο δέκτη, εντούτοις γίνεται εμφανής η υψηλή υποβάθμιση του σήματος. Η αιτιολογία που δόθηκε στην υποενότητα 3.6.2.2 σχετικά με το περιορισμένο bandwidth των RF ενισχυτών που οδηγούν τον IQ διαμορφωτή καθώς και το στενό φιλτράρισμα που επιτελείται από τα 50 GHz WSS φίλτρα των κόμβων του δικτύου, ισχύει και σε αυτήν την περίπτωση. Συνεπώς λοιπόν η DSP διαδικασία equalization που εφαρμόστηκε στο δέκτη δεν ήταν αρκετή ούτως ώστε να επιτρέψει την μετάδοση του καναλιού σε περισσότερα χιλιόμετρα.

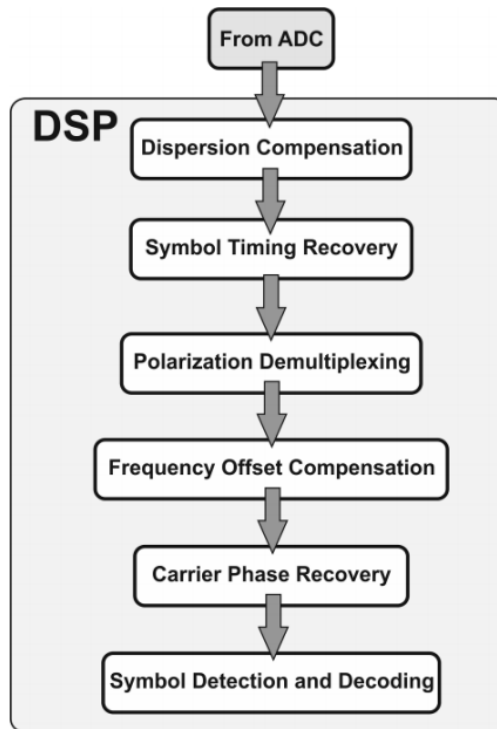


(a)

Εικόνα 3. 47: Διαγράμματα αστερισμού για το κανάλι μετάδοσης 32 Gbaud DP-32 QAM μετά την ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος και την αποπολυπλεξία πόλωσης για: (a) το span 0 και (b) το span 1.

3.7 Υλοποίηση Offline DSP Αλγορίθμων για Αποδιαμόρφωση και Ανάκτηση των Δεδομένων σε Σύμφωνο Δέκτη

Στα πλαίσια των πειραμάτων προσομοίωσης που προηγήθηκαν, τα οποία περιλάμβαναν την αξιολόγηση της μετάδοσης οπτικών σημάτων με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης με σύμφωνες τεχνικές φώρασης στο δέκτη, αναπτύχθηκε μία σειρά από DSP αλγορίθμους στοχεύοντας στην αποδιαμόρφωση και την σωστή ανάκτηση της πληροφορίας στο δέκτη. Η αναφορά των αλγορίθμων αυτών που θα παρουσιαστούν παρακάτω περιλαμβάνουν τεχνικές για την αντιστάθμιση της διασποράς, την αποπολυπλεξία των πολώσεων σε DP διαμορφωμένα σήματα, την ανάκτηση του ρολογιού του ληφθέντος σήματος καθώς και της αποδιαμόρφωσης της φάσης και του πλάτους του κάθε συμβόλου σε σύμφωνους δέκτες ενδόδυνης φώρασης. Το δομικό μπλοκ των σειριακών διαδικασιών αυτών γίνεται εμφανές και στο διάγραμμα της εικόνας 3.48. Στο σημείο αυτό να ειπωθεί ότι η λεπτομερής ανάλυση και η περιγραφή των αλγορίθμων αυτών δεν αποτελεί μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής, εντούτοις κρίθηκε αναγκαία μία περιληπτική αναφορά τους για λόγους πληρότητας και εξοικείωσης του αναγνώστη.



Εικόνα 3. 48: Επισκόπηση των DSP αλγόριθμων που χρησιμοποιήθηκαν για την αποδιαμόρφωση του DP QPSK καναλιού με ενδόδυνη φώραση στο δέκτη.

A) Αντιστάθμιση της Χρωματικής Διασποράς (Dispersion Compensation)

Η αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς σε ένα διαμορφωμένο σήμα ύστερα από τη μετάδοσή του σε ένα γνωστό μήκος οπτικής ίνας μπορεί να αντισταθμιστεί χρησιμοποιώντας έναν Fractionally-Spaced Equalizer (FSE) με τη μορφή ενός στατικού DSP φίλτρου. Στόχος αυτού του φίλτρου είναι η αντιστροφή της συνάρτησης μεταφοράς της οπτικής ίνας στο πεδίο της συχνότητας η οποία δίνεται από:

$$G(l, \omega) = \exp\left(-jD \frac{\lambda^2}{2\pi c} \frac{\omega^2}{2} l\right), \quad (3.4)$$

όπου l είναι το μήκος μετάδοσης, D είναι η παράμετρος της διασποράς, λ είναι το μήκος κύματος, c είναι η ταχύτητα του φωτός και ω είναι η γωνιακή συχνότητα. Η αντιστροφή της παραπάνω συνάρτησης μπορεί να υλοποιηθεί με ένα μιγαδικό φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης [Finite Impulse Response (FIR)] το οποίο προσεγγίζει την επιθυμητή αντίστροφη συνάρτηση μεταφοράς της ίνας στο πεδίο της συχνότητας. Τα βάρη των αριθμών λήψεων του φίλτρου (taps) μπορούν να υπολογιστούν με δύο μεθόδους.

1) Μέθοδος στο πεδίο της συχνότητας:

Η εξίσωση 3.4 αντιστρέφεται και η κρουστική της απόκριση λαμβάνεται με τον υπολογισμό του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier της εξίσωσης. Στο αποτέλεσμα που προκύπτει μπορεί να γίνει απαλοιφή των όρων με τον ορισμό του αριθμού των taps του φίλτρου από τον χρήστη [3.34].

2) Μέθοδος στο πεδίο του χρόνου:

Ο μετασχηματισμός Fourier της εξίσωσης 3.4 υπολογίζεται αναλυτικά και το πρόσημο του όρου της χρωματικής διασποράς στην προκύπτουσα έκφραση αντιστρέφεται για την υλοποίηση την κρουστική

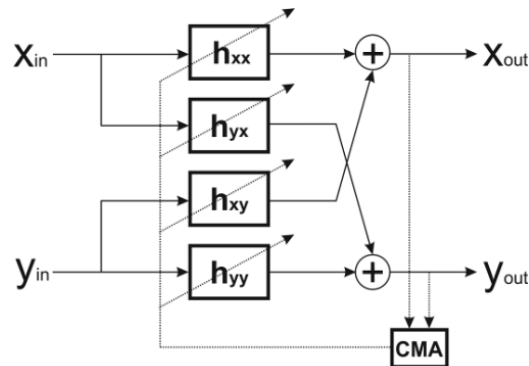
απόκριση που αναιρεί τη διασπορά. Εφόσον η απόκριση αυτή είναι μη πεπερασμένη σε διάρκεια, τα taps του FIR φίλτρου υπολογίζονται και σε αυτή την περίπτωση με απαλοιφή όρων (truncation). Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ο απαραίτητος αριθμός των taps του αλγορίθμου για την αποδοτική αντιστάθμιση της διασποράς υπολογίζεται αυτόματα από τον ίδιο τον αλγόριθμο χωρίς καμία είσοδο από το χρήστη [3.35].

B) Ανάκτηση του Ρολογιού (Symbol Timing Recovery)

Έχοντας αντισταθμίσει τα φαινόμενα της χρωματικής διασποράς, η ανάκτηση του ρολογιού συμβόλου και συνεπώς του ρυθμού δεδομένων του ληφθέντος σήματος προσδιορίστηκε με την εφαρμογή του κλασικού αλγορίθμου ανάκτησης ρολογιού square timing [3.36]. Βάσει αυτού, το δειγματοληπτημένο μιγαδικό σήμα υψώνεται στο τετράγωνο για τη παραγωγή μιας φασματική συνιστώσας στον στο ρυθμό συμβόλου (symbol rate) η οποία και χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της μιγαδικού συντελεστή Fourier. Η κανονικοποιημένη φάση του συντελεστή αυτού χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό των δειγμάτων καθυστέρησης σε σχέση με το “καλύτερο” σημείο δειγματοληψίας. Με την τιμή αυτής της καθυστέρησης, ο αλγόριθμος ανάκτησης ρολογιού χρησιμοποιεί την τεχνική παρεμβολής της απόκρισης πεπερασμένου παλμού (FIR interpolation) για την μετακίνηση των δειγμάτων βάσει αυτής της ποσότητας. Η μέθοδος που χρησιμοποιήθηκε σε όλα πειράματα προσομοίωσης με DSP δέκτη προϋποθέτει ότι το ληφθέν σήμα δειγματοληπτείται σε ένα ρυθμό ίσο με 4 δειγμάτων/ σύμβολο.

Γ) Αποπολυπλεξία Πολώσεων (Polarization Demultiplexing)

Εξαιτίας της τυχαίας περιστροφής της πόλωσης του σήματος κατά μήκος της ίνας στο δίκτυο μετάδοσης, η πολωτική κατάσταση του διαμορφωμένου σήματος [State-of-Polarization- (SOP)] αλλά και του τοπικού ταλαντωτή (LO) στο σύμφωνο δέκτη θεωρείται ότι είναι άγνωστη. Στη περίπτωση λοιπόν που μεταδίδεται διαφορετική πληροφορία στις δύο κάθετες πολώσεις ενός DP διαμορφωμένου σήματος, η τυχαία περιστροφή της πόλωσης οδηγεί σε μία μίξη αυτών των δύο πληροφοριών στην έξοδο ενός σύμφωνου δέκτη με διαχωρισμό πόλωσης. Για την αντιμετώπιση αυτού του φαινομένου και τη σωστή ανάκτηση των δεδομένων και στις δύο πολώσεις υλοποιήθηκε σε κώδικα Matlab ο αλγόριθμος Constant Modulus Algorithm (CMA) [3.37] με μία δομή ενός “τυφλού” (blind) προσαρμοστικού (adaptive) φίλτρου 2 εισόδων / 2 εξόδων, το οποίο φαίνεται στην εικόνα 3.49. Πέραν της αποπολυπλεξίας των δύο πολώσεων, το συγκεκριμένο φίλτρο αντισταθμίζει και την ενδο-συμβολική παρεμβολή [Intersymbol Interference (ISI)] του ληφθέντος σήματος που προκαλείται τόσο από την διασπορά τρόπων πόλωσης [Polarization Mode Dispersion (PDL)] όσο και τη χρωματική διασπορά που δεν αντισταθμίστηκε πλήρως από το βήμα Α. Αν και ο συγκεκριμένος αλγόριθμος μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για την αποπολυπλεξία πολώσεων σε QAM αστερισμούς, εντούτοις όπως επαληθεύεται και από τη



Εικόνα 3. 49: Δομή FIR φίλτρου για την αποπολυπλεξία πολώσεων στην έξοδο ενός σύμφωνου δέκτη με διαχωρισμό πολώσεων.

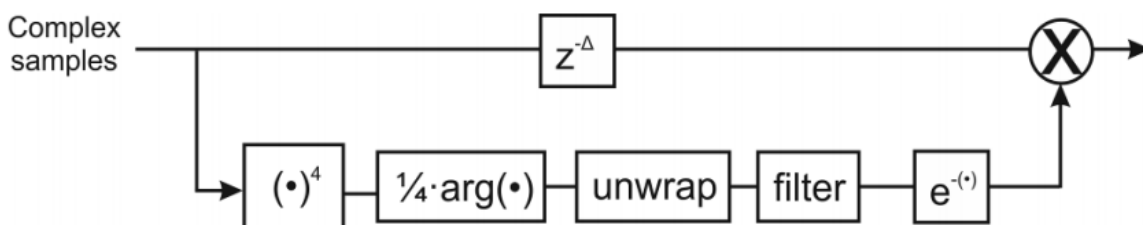
βιβλιογραφία αποδίδει συγκριτικά χειρότερα σε σχέση με την σταθερού πλάτους διαμόρφωση QPSK [3.43]. Συνεπώς λοιπόν για τη αποπολυπλεξία πόλωσης στα σχήματα διαμόρφωσης 16 και 32 –QAM χρησιμοποιήθηκε ο αλγόριθμος Cascaded two-Modulus algorithm, όπως αναφέρεται και στην [3.38].

Δ) Αναίρεση της συχνοτικής ολίσθησης ανάμεσα στα οπτικά φέροντα των πηγών laser (Carrier Frequency Offset Compensation)

Όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 3.6.2 στην τεχνική σύμφωνης φώρασης intradyne οι πηγές laser τόσο του πομπού που παρέχει το οπτικό φέρον προς διαμόρφωση όσο και το οπτικό φέρον του τοπικού ταλαντωτή στο δέκτη δεν είναι ούτε κλειδωμένα στη συχνότητα τους ούτε στη φάση τους. Μία συχνοτική διαφορά ανάμεσα στις συχνότητες εκπομπής των δύο laser οδηγεί στην περιστροφή του διαγράμματος αστερισμού στο δέκτη σε μία σχετικά σταθερή τιμή ίση με την γωνιακή συχνότητα του φέροντος. Για το προσδιορισμό της τιμής της συχνοτικής ολίσθησης αυτής και την αντιστάθμιση του φαινομένου περιστροφής των συμβόλων χρησιμοποιήθηκαν δύο αλγόριθμοι. Ο πρώτος περιγράφεται στην [3.39], όπου υπολογίζεται ο μέσος όρος της στιγμιαία αύξησης στη φάση γειτονικά σύμβολα και βάση αυτής υπολογίζεται η γωνιακή συχνότητα του φέροντος. Αντίθετα, η δεύτερη μέθοδος περιγράφεται στην [3.40], στη οποία επιτελείται ένας πολλαπλασιασμός ενός ληφθέντος συμβόλου με το μιγαδικό συζυγές του αμέσως προηγούμενου συμβόλου και έπειτα ακολουθεί η διαδικασία αφαίρεσης της φάσης των συμβόλων (modulation-stripping) με την τεχνική της ύψωσης στην τετάρτη δύναμη, που περιγράφεται παρακάτω.

Ε) Ανάκτηση της φάσης του οπτικού φέροντος

Λόγω της έλλειψης κλειδώματος στη φάση του τοπικού ταλαντωτή και του οπτικού φέροντος του διαμορφωμένου σήματος κατά τη διάρκεια της λήψης σε ένα ενδόδυνο σύμφωνο δέκτη, το αθροιστικό linewidth των δύο πηγών laser του πομπού και του δέκτη οδηγεί σε τυχαίες περιστροφές του διαγράμματος αστερισμού για οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης. Για την αναίρεση του φαινομένου αυτού και την ορθή ανάκτηση της φάσης του οπτικού φέροντος για το σχήμα διαμόρφωσης QPSK, υλοποιήθηκε ένας εμπρόςθιος (feedforward) αλγόριθμος τυφλής εκτίμησης (blind-estimation) βασισμένος στην τεχνική της ύψωσης εις την τετάρτη δύναμη (εικόνα 3.50) χρησιμοποιώντας την τεχνική φιλτραρίσματος Wiener [3.39]. Παρόλα αυτά, επειδή έχει παρατηρηθεί και στη βιβλιογραφία ότι η εφαρμογή του συγκεκριμένου αλγόριθμου δεν αποδίδει επαρκώς και για τα ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης 16- και 32-QAM εξαιτίας της κοντινής απόστασης των συμβόλων στα διαγράμματα αστερισμού τους και του αυξημένου θορύβου φάσης στα σύμφωνα δίκτυα μετάδοσης, χρησιμοποιήσέ ο αλγόριθμος QPSK partitioning [3.40].



Εικόνα 3. 50: Ανάκτηση φάσης του οπτικού φέροντος δεδομένων με ύψωση εις την τέταρτη δύναμη.

3.8 Σύνοψη & Συμπεράσματα Κεφαλαίου 3

Συνοψίζοντας την μελέτη αξιολόγησης των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, στο κεφάλαιο 3 παρουσιάστηκε λεπτομερώς όλη η διαδικασία μοντελοποίησης ενός οπτικού δικτύου κορμού για την

μετάδοση οπτικών καναλιών διαμορφωμένων με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης. Η διαδικασία παραμετροποίησης του δικτύου περιλάμβανε όλες τις διαδικασίες εκείνες από την μοντελοποίηση ιδανικών και μη ιδανικών πομποδεκτών για τη δημιουργία οπτικών QPSK και QAM σχημάτων διαμόρφωσης στη διάταξη του πομπού μέχρι τη λήψη τους και την αποδιαμόρφωσή τους στο δέκτη με ή χωρίς την εφαρμογή DSP αλγορίθμων για την ανάκτηση των δεδομένων.

Πιο συγκεκριμένα, στο κεφάλαιο 3.2 και 3.3 έγινε μία λεπτομερής αναφορά στην αρχιτεκτονική δικτύου κορμού που χρησιμοποιήθηκε για την μετάδοση των σημάτων και περιγράφονται τα δομικά στοιχεία που την απαρτίζουν, όπως: κόμβοι ενίσχυσης, πολυβαθμιαίοι κόμβοι, μοντέλα ινών μετάδοσης, μοντέλα στοιχείων αντιστάθμισης της διασποράς και μοντέλα φίλτρων των κόμβων του δικτύου. Η παραμετροποίηση όλων των στοιχείων αυτών έγινε σύμφωνα με τις ρεαλιστικές προδιαγραφές που ισχύουν σε σύγχρονα WDM δίκτυα κορμού με αντιστάθμιση της διασποράς με αμιγώς οπτικό τρόπο. Εν συνεχεία, περιγράφονται πρότυπα μοντέλα πομποδεκτών που υλοποιήθηκαν για τη δημιουργία 40 Gb/s σημάτων τόσο με το σχήμα διαμόρφωσης RZ OOK όσο και RZ DQPSK με άμεση φώραση στο δέκτη – σχήματα διαμόρφωσης τα οποία κυριαρχούν ακόμη και σήμερα για την μετάδοση υψηλού ρυθμού καναλιών δεδομένων σε Legacy οπτικά δίκτυα κορμού. Η συγκριτική τους απόδοση και αξιολόγηση, ως προς το μέγιστο μήκος μετάδοσης τους συναρτήσει το επιτεύξιμο BER στο δέκτη αναφέρεται στο κεφάλαιο 3.4. Πέραν της συγκριτικής τους μελέτης, σκοπός των αποτελεσμάτων που προέκυψαν από τις προσομοιώσεις του κεφαλαίου 3.4 ήταν η διερεύνηση της μέγιστης δυνατής απόδοσης των συγκεκριμένων σχημάτων διαμόρφωσης στη δομή και τις παραμέτρους του δικτύου κορμού τύπου Brownfield που επιλέχθηκε να προσομοιωθεί.

Στο πλαίσιο του δικτύου αναφοράς των προηγούμενων κεφαλαίων, το κεφάλαιο 3.5 εστίασε στην περιγραφή των μοντέλων προσομοίωσης για μη ιδανικούς πομποδέκτες για τη διαμόρφωση 28 Gbaud QPSK σημάτων με ή χωρίς πολυπλεξία στην πόλωση (DP) και με χρήση άμεσης (direct) ή σύμφωνης (coherent) ενδόδυνης (intradyne) στο δέκτη σε συνδυασμό με DSP αλγόριθμους για την ανάκτηση των δεδομένων. Οι παράμετροι των μη ιδανικών πομποδεκτών όπως: διαθέσιμο ηλεκτρο-οπτικό bandwidth, απόκριση θορύβου, εύρος φασματικής γραμμής των πηγών laser κτλ., ορίστηκαν βάσει ρεαλιστικών τεχνικών προδιαγραφών σύγχρονων και εμπορικά διαθέσιμων στοιχείων. Αναλυτικότερα τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για το 28 Gbaud (56 Gbit/s) DQPSK με άμεση φώραση στο δέκτη έδειξε ότι μπορεί να μεταδοθεί έως 1095.6 km, ενώ αντίστοιχα το διπλάσιο σε bitrate 28 Gbaud (112 Gb/s) DP QPSK με σύμφωνη φώραση και DSP στο δέκτη μεταδόθηκε πολύ περισσότερο σε απόσταση 1306 km. Τα αποτελέσματα αυτά απέδειξαν ότι η χρησιμοποίηση της σύμφωνης τεχνολογίας σε συνδυασμό ευέλικτων DSP τεχνικών κατά τη διαδικασία λήψης οπτικών σημάτων με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης όχι μόνο μπορεί να αυξήσει δραματικά το συνολικό bitrate και τη φασματική αποδοτικότητα ανά κανάλι σε ένα οπτικό φέρον, αλλά και το συνολικό μήκος διάδοσης του δικτύου.

Ολοκληρώνοντας τα πειράματα προσομοίωσης, το κεφάλαιο 3.6 αξιολόγησε την απόδοση ανώτερων τάξεων σχημάτων διαμόρφωσης 16-, 32- και 64-QAM με τα μη ιδανικά μοντέλα πομποδεκτών που αναπτύχθηκαν στα αρχικά κεφάλαια, θέτοντας ως στόχο την περεταίρω αύξηση του συνολικού ρυθμού δεδομένων στο ίδιο και μικρότερο φασματικό εύρος ανά οπτικό φέρον. Αρχικά θέτοντας ως αναφορά το συνολικό bit-rate των 112 και 128 Gb/s ανά οπτικό φέρον, τα οποία επιτυγχάνονται με το σχήμα διαμόρφωσης 28 και 32 Gbaud DP-QPSK αντίστοιχα στα τελευταία γενιάς οπτικά δίκτυα κορμού με σύμφωνη φώραση, παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα μετάδοσης ενός DP 16-QAM στα 14 και στα 16 Gbaud το οποίο απέδιδε το ίδιο συνολικό bit-rate σε διπλάσια φασματική αποδοτικότητα ανά κανάλι. Το οπτικό δίκτυο αναφοράς παρέμενε το ίδιο με αυτό της μετάδοσης του 28 Gbaud DP QSPK καναλιού, αλλά για τη λήψη του χρησιμοποιήθηκε η ομόδυνη τεχνική φώρασης για τον μη περιορισμό του συστήματος μετάδοσης από τυχόν μη βέλτιστη απόδοση των DSP αλγορίθμων στο δέκτη. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης έδειξαν τόσο το 14 όσο και τα 16 Gbaud DP 16-QAM μπορεί να μεταδοθεί σε απόσταση

360 km, θεωρώντας ως όριο του FEC το επίπεδο BER 1×10^{-4} . Εν συνεχεία, με το ίδιο σκεπτικό προσομοιώθηκε η μετάδοση ενός 9 (109 Gb/s) και 20 Gbaud (240 Gb/s) DP 64-QAM καναλιού ανεβάζοντας την φασματική απόδοση ακόμη περισσότερο. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι η μετάδοση του συγκεκριμένου καναλιού είναι δυνατή μόνο για 91.3 km, εξαιτίας της μεγάλης υποβάθμισης που εισήγαγαν τόσο οι μη ιδανικοί πομποδέκτες αλλά κυρίως οι μη γραμμικότητες της DCF ίνας για την αντιστάθμιση της διασποράς. Λαμβάνοντας υπόψιν τα αποτελέσματα της homodyne μετάδοσης για τα σχήματα διαμόρφωσης 16- και 64-QAM, έγινε κατανοητό ότι μια πιθανή αύξηση στην τάξη του σχήματος διαμόρφωσης και συνεπώς της αποδοτικότητας του καναλιού μπορεί μεν να χαλαρώνει τις απαιτήσεις για μεγάλο bandwidth εξοπλισμό στους οπτικούς πομποδέκτες, αλλά συγχρόνως οδηγεί νομοτελειακά σε μικρότερη απόσταση μετάδοσης. Το γεγονός αυτό εξηγείται στην μικρότερη ανοχή των σχημάτων αυτών σε οποιαδήποτε είδους υποβάθμιση εισάγεται στο διαμορφωμένο σήμα από το δίκτυο μετάδοσης.

Αναγνωρίζοντας ότι το επίπεδο της υποβάθμισης που εισάγουν τα τμήματα της DCF ίνας στο δίκτυο μετάδοσης είναι αρκετά σημαντικό στα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, το κεφάλαιο 3.6 συνέχισε με την παρουσίαση αποτελεσμάτων για τη μετάδοση DP 16- και 32-QAM καναλιών, αυτή τη φορά με ενδόδυνη σύμφωνη στο δέκτη με DSP σε ένα Greenfield οπτικό δίκτυο κορμού. Σε αυτές τις προσομοιώσεις η δομή και η αρχιτεκτονική του δικτύου παρέμεινε η ίδια, αφαιρώντας τα τμήματα της DCF ίνας στους περιοδικούς κόμβους ενίσχυσης του δικτύου. Η αναίρεση των επιδράσεων της χρωματικής διασποράς καθώς και των επιπρόσθετων ατελειών του καναλιού λόγω των μη ιδανικών πομποδεκτών του δικτύου, υλοποιήθηκε αμιγώς στο ηλεκτρικό πεδίο με την εφαρμογή κατάλληλων offline DSP αλγόριθμων στο δέκτη. Αρχικά προσομοιώθηκε η μετάδοση ενός 16 Gbaud (128 Gb/s) DP-16 QAM με μη ιδανικούς πομποδέκτες και τα αποτελέσματα έδειξαν ότι το κανάλι μπορεί να μεταδοθεί έως και 480 km, θεωρώντας ως κατώφλι FEC το επίπεδο BER 1×10^{-4} . Έπειτα, αναβαθμίζοντας περαιτέρω το σχήμα διαμόρφωσης στο 16 Gbaud (160 Gb/s) 32-QAM και κάτω ακριβώς από τις ίδιες συνθήκες παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα μετάδοσης του συγκεκριμένου καναλιού επιτυγχάνοντας μετάδοση σε 240 km SMF ίνας σε ένα Greenfield δίκτυο κορμού με περιοδικούς κόμβους ενίσχυσης ανά 80 km. Σύμφωνα με περισσότερες μετρήσεις που αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 3.6, στα δύο αυτά σχήματα διαμόρφωσης επιχειρήθηκε η περαιτέρω αύξηση του ρυθμού διαμόρφωσής τους στα 32 Gbaud. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι τα 32 Gbaud DP 16- και 32-QAM με συνολικούς ρυθμούς δεδομένων 256 και 320 Gbit/s αντίστοιχα δεν μπορούν να μεταδοθούν παραπάνω από 80 km, παρόλη τη χρήση DSP αλγορίθμων που προσπαθούσαν να αναϊρέσουν την υποβάθμιση που εισήγαγαν στο κανάλι τόσο οι μη ιδανικοί πομποδέκτες όσο και τα στενά φίλτρα των κόμβων του δικτύου μετάδοσης.

Τα συμπεράσματα που προκύπτουν από το σετ προσομοιώσεων που αφορούσαν τη μετάδοση καναλιών με QAM σχήματα διαμόρφωσης με intradyne coherent detection και DSP στο δέκτη, ομαδοποιούνται σε δύο κύριους άξονες. Ο πρώτος είναι ότι η χρήση ανώτερης-τάξης σχημάτων διαμόρφωσης QAM προϋποθέτει ότι το δίκτυο μετάδοσης πρέπει να είναι τύπου Greenfield και «απελευθερωμένο» από ίνες αντιστάθμισης της διασποράς που εισάγουν από τη φύση τους υψηλό βαθμό μη γραμμικότητας στο δέκτη. Στην περίπτωση μάλιστα που επιλεγθεί η αύξηση του ρυθμού διαμόρφωσης των καναλιών να ξεπεράσει τα 28 Gbaud, η πράξη αυτή προϋποθέτει την αναβάθμιση των οπτικών φίλτρων των WSS των κόμβων με μεγαλύτερου από 50 GHz οπτικό bandwidth ούτως ώστε να εισάγεται η λιγότερο δυνατή φασματική υποβάθμιση των καναλιών. Ο δεύτερος άξονας συμπερασμάτων επικεντρώνεται στην αναγκαστική χρήση σύμφωνων intradyne δεκτών σε συνδυασμό με όσο το δυνατόν λιγότερο πολύπλοκων αλγόριθμων για την αποδιαμόρφωση και την ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη με ταυτόχρονη αναίρεση του μεγαλύτερου μέρους των υποβαθμίσεων που εισάγονται στο κανάλι διάδοσης, από την διαμόρφωση του σήματος μέχρι και τη λήψη του.

Τέλος, στο κεφάλαιο 7, αν και δεν ήταν στόχος της παρούσας διδακτορικής διατριβής, παρουσιάζονται περιληπτικά τα σημαντικότερα δομικά μπλοκ των DSP αλγορίθμων που υλοποιήθηκαν κυρίως σε κώδικα MATLAB στο ΕΦΕ τα οποία στοχεύουν: α) στην αποπολυπλεξία των πολώσεων σε DP σχήματα διαμόρφωσης τύπου QPSK και QAM, β) στην αναίρεση των βασικότερων υποβαθμίσεων του καναλιού συμπεριλαμβανομένου της χρωματικής διασποράς και των υποβαθμίσεων που προέρχονται από τους μη ιδανικούς πομποδέκτες του δικτύου, γ) στη ανάκτηση του ρολογιού των δεδομένων, δ) στην αναίρεση της ολίσθησης συχνότητας και φάσης που παρατηρείται από το linewidth των πηγών laser των πομποδεκτών και την ανάκτηση της φάσης και πλάτους του διαμορφωμένου οπτικού φέροντος. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων έδειξαν ότι η απόδοση μετάδοσης του διαμορφωμένου σήματος, ως προς τη χιλιομετρική του απόσταση διάδοσης και το επιτεύξιμο BER στο δέκτη, εξαρτάται σε πολύ μεγάλο βαθμό από την αποδοτικότητα των DSP αλγορίθμων που υλοποιούνται στο δέκτη. Συνεπώς, η υλοποίηση αλγορίθμων με μεγαλύτερη ανοχή στις υποβαθμίσεις του οπτικού καναλιού όπως τις μη γραμμικότητες, το OSNR, και το linewidth των πηγών laser μπορούν να οδηγήσουν σε πολύ μεγαλύτερες απόστασης μετάδοσης, ακόμη και για τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης QAM.

Αναφορές Κεφαλαίου 3

- [3.1] VPI Photonics Transmission Maker Software: www.vpi Photonics.com/index.php
- [3.2] J.-P. Faure, B. Lavigne, C. Bresson, O. Bertran-Pardo, A.C Colomer, R. Canto, “40G and 100G deployment on 10G Infrastructure: market overview and trends, Coherent versus Conventional technology”, in Proc. OSA OFC/NFOEC, OThE3, San Diego, CA, Mar. 2010.
- [3.3] “The road to 100Gbit/s transport networks”, Heavy Reading report, June 2009.
- [3.4] P.J Winzer, R. -J. Essiambre, “Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.24 ,pp. 4711-4728, 2006.
- [3.5] G. Charlet, J. Renaudier, P. Brindel, P. Tran, H. Mardoyan, O.B. Pardo, M. Salsi, S. Bigo, “Performance comparison of DPSK, P-DPSK, RZ-DQPSK and coherent PDM-QPSK at 40Gb/s over a terrestrial link”, in Proc. OSA OFC/NFOEC, JWA40, San Diego, CA, 2009.
- [3.6] J. Renaudier, O. Bertran-Pardo, H. Mardoyan, P. Tran, G. Charlet, S. Bigo, M. Lefrancois, B. Lavigne, J.-L. Auge, L. Piriou, O. Courtois, “Performance Comparison of 40G and 100G Coherent PDM-QPSK for Upgrading Dispersion Managed Legacy Systems”, in Proc. OSA OFC/NFOEC, JWA40, San Diego, CA, 2009.
- [3.7] Alcatel Lucent Technology White Paper - *Next-generation Electro-Optics Technology with Coherent Detection, Addressing the Challenge of Capacity Growth in Optical Networks*, 2010.
- [3.8] Y. R. Zhou, K. Smith, M. Wilkinson, R. Payne, A. Lord, T. Bennett, and M. Frankel , “Coherent 100G Field Trial Over Installed Fiber Links: Investigating Key Network Scenarios and Applications”, OSA Journal of Optical Communications and Networking, Vol. 4, pp. B35-B41, 2012.
- [3.9] White paper-JDSU: “A Performance Comparison of WSS Switch Engine Technologies”, available at: http://www.jdsu.com/productliterature/wsscomp_wp_cms_ae.pdf
- [3.10] Ming C. Wu, “Optical MEMS for Lightwave Communication”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.24, pp. 4433-4454, 2006.
- [3.11] S.Frisken, G. Baxter, D. Abakoumov, H. Zhou, I. Clarke, S. Poole, “Flexible and Grid-less Wavelength Selective Switch using LCOS Technology”, in Proc. OSA OFC/NFOEC, OTuM3, Los Angeles, CA, Mar., 2011.
- [3.12] «Corning PureForm Single-mode Fiber DCM Modules for C-Band» datasheet available at: http://www.lightwavestore.com/product_datasheet/FSC-DCM-025C_pdf2.pdf
- [3.13] ITU Characteristics of a single-mode optical fibre and cable Specifications on SMF G.652, available at: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.652-200911-I/en>
- [3.14] JDSU Conventional Fixed-Grid ROADMs, available at: <http://www.jdsu.com/en-us/Optical-Communications/Products/roadm-add-drop-modules/roadms/Pages/default.aspx#.VQVbDI6UcQg>
- [3.15] Ivan Kaminow, Tingye Li, Alan E. Willner, “Optical Fiber Telecommunications VB: Systems and Networks”, Academic Press, 5th edition, 2008, Chapter 7.6 «Electronic Monitoring Techniques»
- [3.16] ITU Optical Transport Network (OTN) Tutorial, available at: <https://www.itu.int/ITU-T/studygroups/com15/otn/OTNtutorial.pdf>
- [3.17] T. Mizuochi, “Next Generation FEC for Optical Communication”, in Proc. OSA OFC/NFOEC, OTuE, San Diego, CA, 2008.

- [3.18] G. Tzimpragos, C. Kachris, I. B. Djordjevic, M. Cvijetic, D. Soudris, and I. Tomkos, "A Survey on FEC Codes for 100G and Beyond Optical Networks", IEEE Communications Surveys & Tutorials, DOI:10.1109/COMST.2014.2361754, 2014.
- [3.19] R.G. Walker, M.F O'Keefe, N. Cameron, H. Ereifej, T. Brast, "Gallium Arsenide Electro-Optic Modulators", on Proc. IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICs), pp.1-4, La Jolla, CA, 2014.
- [3.20] Yenista T100 Low linewidth laser, datasheet available at: http://www.yenista.com/IMG/pdf/OSICS-TLS-AG_DS_3-0v2-2.pdf
- [3.21] Optical Interworking Forum- OIF: <http://www.oiforum.com/>
- [3.22] OIF «Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradyn Coherent Receivers», available at: http://www.oiforum.com/public/documents/OIF_DPC_RX-01.0.pdf
- [3.23] Matthias Seimetz "High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission", Springer Series in Optical Sciences, 2009, chapter 7 «Back-to-Back and Single-Span Transmission».
- [3.24] Keang-Po Ho "Phase-Modulated Optical Communication Systems", Springer series 2005, chapter 3 «Laser Phase Noise».
- [3.25] Matthias Seimetz "High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission", Springer Series in Optical Sciences, 2009, chapter 3 « Receiver Configurations».
- [3.27] C. Xie and G. Raybon, "Transmission of mixed 260-Gb/s PDM-16QAM and 130-Gb/s PDM-QPSK over 960-km and 4160-km dispersion-managed SSMF spans", OSA Optics Express, vol. 20, pp. B601-B607, 2012.
- [3.28] E. Ip, P. Ji, E. Mateo, Y.-K. Huang, L. Xu, D. Qian, N. Bai, T. Wang "100G and Beyond Transmission Technologies for Evolving Optical Networks and Relevant Physical-Layer Issues", IEEE Proceedings, vol.100, no. 5, pp. 1065 - 1078, 2012.
- [3.29] X. Zhou and L. Nelson, "Advanced DSP for 400 Gb/s and Beyond Optical Networks", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 32, pp. 2716 - 2725, 2014.
- [3.30] D. Rafique, A. D. Ellis "Nonlinearity compensation in multi-rate 28 Gbaud WDM systems employing optical and digital techniques under diverse link configurations", OSA Optics Express, vol.19, pp. 16919 - 16926, 2011.
- [3.31] X. Han and C.H. Cheng, "Nonlinear filter based decision feedback equalizer for optical communication systems", OSA Optics Express, vol. 22, pp. 8712 - 8719, 2014.
- [3.32] X. Zhou, "Enabling technologies and challenges for transmission of 400 Gb/s signals in 50 GHz channel grid", Springer Frontiers of Optoelectronics, vol.6, pp.30-45, 2013.
- [3.33] X. Zhou, L. Nelson, P. Magill, "For the Long Haul: Maximizing Transmission Distances for 400-Gb/s Signals over the Existing Grid", 2013. AT&T research article: available at: http://www.research.att.com/articles/featured_stories/2013_05/201305_Long-Haul.html
- [3.34] S. J. Savory, G. Gavioli, R.I. Killey and P. Bayvel, "Electronic compensation of chromatic dispersion using a digital coherent receiver," OSA Optics Express, vol. 15, pp. 2120-2126, 2007.
- [3.35] S. J. Savory, "Digital filters for coherent optical receivers", OSA Optics Express, Vol. 16, pp. 804-807 2008.
- [3.36] M. Oerder and H. Meyr, "Digital Filter and Square Timing Recovery", IEEE Transactions on Communications, vol. 36, pp. 605-612, 1988.

- [3.37] D. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," IEEE Transactions on Communications, vol. 28, pp. 1867 – 1875, 1980.
- [3.38] Zhou et al, "Cascaded two-modulus algorithm for blind polarization demultiplexing of 114-Gb/s PDM-8-QAM optical signals", In Proceedings OFC 09, OWG.3, San Diego, CA, Mar., 2009.
- [3.39] S. Hoffman, S. Bhandare, T. Pfau, O. Adamczyk, C. Wördehoff, R. Peveling, M. Porrmann, and R. Noé, "Frequency and Phase Estimation for Coherent QPSK Transmission With Unlocked DFB Lasers", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 20, pp. , 2008.
- [3.40] A. Leven, N. Kaneda, Ut-Va Koc and Y.-K. Chen, Fellow, IEEE "Frequency Estimation in Intradynne Reception", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 19, pp. 366-368 ,2007.
- [3.41] Infinera White Paper on "Super-Channels: DWDM Transmission at 100 Gb/s and Beyond", available at: http://www.infinera.com/pdfs/whitepapers/SuperChannel_WhitePaper.pdf
- [3.42] M. Takagi, H.Li, K. Watabe, H. Imaizumi, T. Tanemura, Y. Nakano, H.Morikawa "400Gb/s Hybrid Optical Switching Demonstration Combining Multi-Wavelength OPS and OCS with Dynamic Resource Allocation", in Proc. OFC 09, OTuA6, San Diego, CA, Mar., 2009.
- [3.43] C.R. Johnson, P. Schniter, T.J. Endres, J.D. Behm, D.R. Brown, R.A. Casas, "Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion: A Review," IEEE Proceedings, vol. 86, pp. 1927-1950, 1998

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Πειραματική Διάταξη Επαναληπτικού Βρόχου Εξομοίωσης Οπτικών Δικτύων Κορμού

4.1 Εισαγωγή

Η πειραματική διάταξη του επαναληπτικού βρόχου (Recirculating Loop) είναι χρήσιμη στην εξομοίωση ζεύξεων μεγάλων χιλιομετρικών αποστάσεων ή/και φαινομένων υποβάθμισης του σήματος από τη χρήση επαναλαμβανόμενων στοιχείων σε σειρά (πχ. μετάδοση σημάτων από συνεχόμενα οπτικά φίλτρα), χρησιμοποιώντας έναν περιορισμένο αριθμό από στοιχεία εξοπλισμού. Η βασική ιδέα στην οποία βασίζεται η συγκεκριμένη τεχνική είναι η εικονική παράταξη των διαθέσιμων πεπερασμένων στοιχείων εξοπλισμού σε σειρά σχηματίζοντας μία εικονική ζεύξη (link), από την οποία διέρχονται επαναλαμβανόμενα τα προς μελέτη σήματα. Όπως θα γίνει κατανοητό στα επόμενα κεφάλαια, ο αριθμός των επαναλήψεων που θα εκτελέσουν τα σήματα καθορίζεται από το προσεκτικό συγχρονισμό των διακοπών εισόδου και εξόδου που τοποθετούνται στην αρχή και το τέλος της εικονικής ζεύξης, αντίστοιχα. Η εικονική ζεύξη αυτή θα ονομάζεται από το σημείο αυτό και έπειτα «βρόχος». Για την παρατήρηση μίας συγκεκριμένης περιόδου επανάληψης του βρόχου (ή εναλλακτικά της χρονικής περιόδου που αντιστοιχεί σε συγκεκριμένη απόσταση μετάδοσης), είναι απαραίτητο όλος ο εξοπλισμός που χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση (testing) και την επίβλεψη (monitoring) των οπτικών σημάτων καθώς επίσης και ο δέκτης της πειραματικής διάταξης, να υποστηρίξουν λειτουργία κατά ριπές (burst-mode). Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι η λειτουργία οποιουδήποτε εξοπλισμού (φασματογράφου, παλμογράφου, BER tester) θα πρέπει να "ελέγχεται" από ένα παράθυρο παλμού, το οποίο θα είναι συγχρονισμένο με τα σήματα ελέγχου των διακοπών εισόδου/εξόδου και θα έχει τέτοια περίοδο ούτως ώστε να "δείχνει" μία συγκεκριμένη επανάληψη του βρόχου που επιθυμείται να αξιολογηθεί.

Οι πειραματικές διατάξεις με επαναληπτικό βρόχο έχουν την δυνατότητα εξομοίωσης τόσο απλών όσο και σύνθετων αρχιτεκτονικών οπτικών δικτύων που βασίζονται είτε σε δομές τύπου «Brownfield» είτε «Greenfield». Στον πρώτο τύπο δικτύου [4.1] ανήκουν της παλαιότερης γενιάς (legacy) δίκτυα που χρησιμοποιήθηκαν αρχικά για την εξυπηρέτηση 10 και 40 Gb/s κίνηση δεδομένων με τα σχήματα διαμόρφωσης On-Off-Keying (OOK) και (Differential Binary) Phase Shift Keying [(D)PSK] και εξυπηρετούν ακόμα και σήμερα μεγάλο τμήμα της παγκόσμιας κίνησης οπτικών δεδομένων. Χαρακτηριστικό γνώρισμα των δικτύων αυτών είναι η χρήση ίνας αντιστάθμισης της διασποράς [Dispersion Compensating Fiber (DCF)] ανά τακτά διαστήματα μετάδοσης μέσω μονότροπης ίνας [Single Mode Fiber (SMF)] ίνας (ανά 50-100 km περίπου), ούτως ώστε τα διαμορφωμένα δεδομένα να φτάνουν στον τελικό προορισμό τους χωρίς υποβάθμιση από τη χρωματική διασπορά. Η λήψη και η αποδιαμόρφωση των μεταδιδόμενων σημάτων επιτυγχάνεται με την τεχνική της ασύμφωνης ή αλλιώς άμεσης φώρασης (direct detection), στην οποία ο δέκτης αποτελείται από ένα οπτικό φίλτρο, μία φωτοδίοδο και έναν προαιρετικό RF ενισχυτή στην έξοδο της για την περίπτωση λήψης OOK σημάτων. Στην περίπτωση μετάδοσης (D)PSK σημάτων η επιπλέον προσθήκη ενός συμβολόμετρου καθυστέρησης Mach Zehnder (MZI) στο δέκτη κρίνεται αναγκαία, καθώς με αυτόν τον τρόπο μετατρέπεται η διαφορά φάσης μεταξύ δύο συνεχόμενων bits σε διαφορά πλάτους [4.2].

Εντούτοις, με την μεταγενέστερη εγκαθίδρυση των στάνταρντ για 100 Gb/s [4.3] εφαρμογές, οι οποίες βασίζονται στο ανώτερης τάξης σχήμα διαμόρφωσης QPSK, η χρήση των Brownfield δικτύων άρχισε σταδιακά να εγκαταλείπεται στον σχεδιασμό οπτικών δικτύων νέας γενιάς. Η τάση αυτή οφείλεται κυρίως στην εμφάνιση των σύμφωνων (coherent detection) τεχνικών λήψης και αποδιαμόρφωσης στο

δέκτη οι οποίες χρησιμοποιούν ψηφιακούς αλγορίθμους επεξεργασίας σήματος (DSP) για την αφαίρεση της χρωματικής διασποράς και των μη γραμμικών φαινομένων που εισάγονται από το κανάλι μετάδοσης. Συνεπώς λοιπόν, η χρήση τμημάτων DCF ίνας δεν ήταν απαραίτητη εξαιτίας του επιπρόσθετου κόστους εγκατάστασης. Επιπλέον, ένα δεύτερο αίτιο για την εγκατάλειψη του Brownfield τύπου δικτύων είναι οι μεγάλες απώλειες που εισάγουν στα μεταδιδόμενα σήματα καθώς και ο αρκετά μεγάλος συντελεστής μη γραμμικότητας σε σύγκριση με την SMF, ο οποίος οδηγεί στη δραστική μείωση της απόστασης μετάδοσης των σημάτων κυρίως στη μετάδοση WDM σημάτων, εξαιτίας της όξυνσης των μη γραμμικών φαινομένων. Τέλος, να σημειωθεί ότι η χρήση DCF ίνας οδηγεί σε ένα στατικό και μη ευέλικτο δίκτυο, καθώς σε συγκεκριμένο μήκος SMF αντιστοιχεί και συγκεκριμένο μήκος DCF για πλήρη αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς σε συγκεκριμένο μήκος κύματος. Άμεσο επακόλουθο αυτού είναι ότι μια ενδεχόμενη επέκταση του δικτύου πρέπει απαραίτητως να συνοδεύεται με μία λεπτομερή μελέτη για τη θέση που θα τοποθετηθεί η επιπλέον DCF ίνα και οι EDFAs, αφού το πλήθος των καναλιών και η ισχύς που αυτά εισέρχονται σε αυτήν τους διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στην απόδοση του συστήματος μετάδοσης.

Αντίθετα, στο «Greenfield» τύπο οπτικού δικτύου η DCF ίνα απουσιάζει, καθώς η χρωματική διασπορά αναιρείται ηλεκτρονικά στο δέκτη με τη χρήση κατάλληλων DSP αλγορίθμων. Κατ' αυτόν τον τρόπο η ευελιξία του δικτύου αυξάνεται, εφόσον ο σχεδιασμός του περιορίζεται μόνον στην εύρεση της βέλτιστης απόστασης για την τοποθέτηση των EDFAs για την αντιστάθμιση της απώλειας των καναλιών και την εύρεση της βέλτιστης ισχύος μετάδοσης αυτών για την επίτευξη της μεγαλύτερης απόστασης μετάδοσης. Παρόλο που η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική ανεβάζει το συνολικό κόστος δημιουργίας του δικτύου, εφόσον τα legacy δίκτυα εγκαταλείπονται και το δίκτυο μετάδοσης χρειάζεται να ξανασχεδιαστεί από το μηδέν, εντούτοις, κρίνεται ως μονόδρομος στη περίπτωση σύμφωνης μετάδοσης σημάτων με σχήματα διαμόρφωσης ακόμη μεγαλύτερης τάξης, πχ 16- και 64- QAM. Το αίτιο αυτού εντοπίζεται στην ιδιαίτερα μικρή ανοχή των συγκεκριμένων σχημάτων διαμόρφωσης στα μη γραμμικά φαινόμενα ως προς την απόσταση μετάδοσης του σήματος, και συνεπώς, βάσει όσων αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, η χρήση DCF ίνας στο δίκτυο μετάδοσης κρίνεται αποτρεπτική.

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή για την αξιολόγηση της υποβάθμισης που εισάγουν τα φαινόμενα διάδοσης του φωτός σε οπτικά σήματα διαμορφωμένα με ανώτερης τάξης σχήματα, υλοποιήθηκαν πειραματικές διατάξεις επαναληπτικού βρόχου που εξομοίωναν τόσο δίκτυα τύπου Brownfield όσο και Greenfield. Και στις δύο περιπτώσεις η αποδιαμόρφωση των σημάτων επιλέχθηκε να πραγματοποιηθεί με την τεχνική της σύμφωνης φώρασης με τη βοήθεια offline DSP στο δέκτη, με σκοπό τον εναρμονισμό των πειραμάτων με τα σύγχρονα στάνταρντ της μετάδοσης οπτικών καναλιών σε οπτικά δίκτυα κορμού (Core Networks) [4.4] και την διερεύνηση της συμβατότητας αυτών σε legacy οπτικά δίκτυα. Οι συγκεκριμένες υλοποιήσεις αποσκοπούσαν αφενός στη συγκριτική μελέτη του μέγιστου επιτεύξιμου μήκους μετάδοσης των οπτικών σημάτων ανάμεσα στους δύο τύπους αρχιτεκτονικής δικτύων κορμού και αφετέρου στην αξιολόγηση της συνολικής υποβάθμισης των σημάτων συναρτήσει βασικών χαρακτηριστικών τους όπως: ρυθμό μετάδοσης, πλήθος WDM καναλιών, οπτικό σηματολογικό θόρυβο [Optical Signal to Noise Ratio (OSNR)] κτλ.

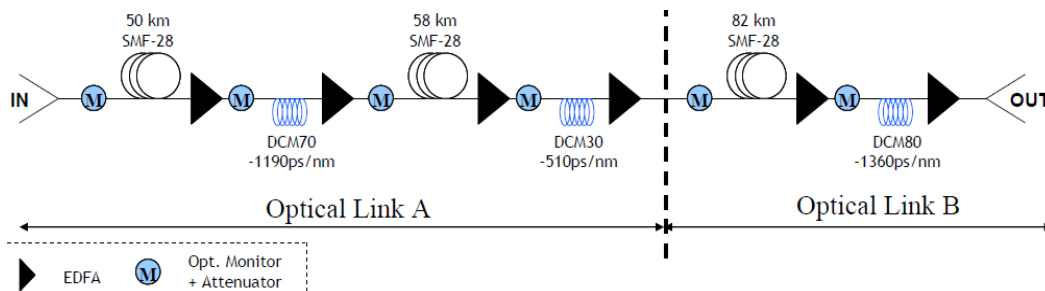
4.2 Σχεδιασμός Διάταξης Επαναληπτικού Βρόχου τύπου Brownfield

Προτού γίνει η περιγραφή της πειραματικής διάταξης του βρόχου τύπου Brownfield, κρίνεται σκόπιμη η αναφορά τριών κρίσιμων παραμέτρων που πρέπει να ληφθούν υπόψιν κατά τη διαδικασία σχεδιασμού και της υλοποίησης της οπτικής ζεύξης. Βάσει αυτών, η οπτική ζεύξη του βρόχου θα πρέπει να:

α) είναι αρκετά μεγάλη σε μήκος ούτως ώστε να μειώνει τα φαινόμενα μνήμης (βλέπε κεφάλαιο 4.2.2, παράγραφος 2) και να εξομοιώνει όσο το δυνατόν περισσότερο τη δομή των ήδη εγκατεστημένων δικτύων,

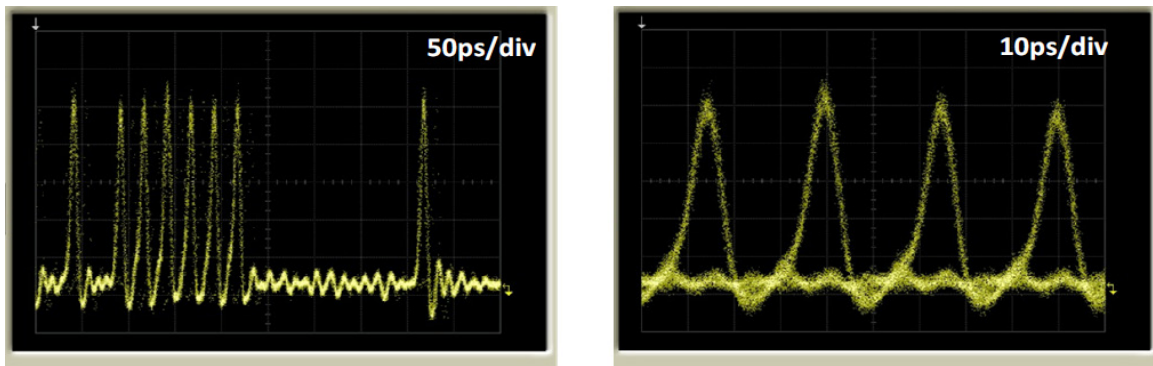
β) είναι ισοσταθμισμένη από πλευράς χρωματικής διασποράς και να μπορεί να ελεγχθεί με εύκολο τρόπο η οπτική ισχύς των σημάτων που περιστρέφονται στο βρόχο,

γ) αποτελείται από δύο μικρότερες οπτικές ζεύξεις (sub-links) με αντισταθμισμένη ισχύ και διασπορά σε όλο το μήκος τους (εικόνα 4.1), ούτως ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε ως μια ενιαία οπτική ζεύξη με την ίδια δομή σε όλο το μήκος της, είτε ως μία πιο πολύπλοκη ζεύξη με δύο sub-links διαφορετικής δομής και χαρακτηριστικών.



Εικόνα 4. 1: Βασική αρχιτεκτονική της οπτικής ζεύξης που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική διάταξη του Brownfield επαναληπτικού βρόχου, συνολικού μήκους 218km (190 km SMF + 28 km DCF).

Η εικόνα 4.1 παρουσιάζει τη βασική αρχιτεκτονική που χρησιμοποιήθηκε για το σχεδιασμό του Brownfield επαναληπτικού βρόχου, η οποία αποτελείται από δύο sub-links μήκους 100 (link A) και 90 km (link B) από SMF 28[®] αντιστοίχως, με αντισταθμισμένη διασπορά για κάθε sub-link. Τα τμήματα της DCF ίνας που χρησιμοποιήθηκαν στο link A παρείχαν πλήρη αντιστάθμιση της διασποράς για το συνολικό μήκος του, έχοντας παράμετρο διασποράς -1190 και -510 ps/km, αντισταθμίζοντας την χρωματική διασπορά που εισάγεται από 70 και 30 km SMF-28[®] για οπτικά κανάλια της C-band, αντιστοίχως. Η αντιστάθμιση των οπτικών απωλειών έγινε με τη χρήση EDFAs μετά από μετάδοση από SMF ή DCF ίνας, οι οποίοι είχαν μέγιστη οπτική ισχύ εξόδου 16 dBm και εικόνα θορύβου [Noise Figure (NF)] 6dB όταν λειτουργούσαν με ισχύ εισόδου > -12 dBm. Επίσης, πριν από κάθε τμήμα SMF ή DCF τοποθετήθηκαν

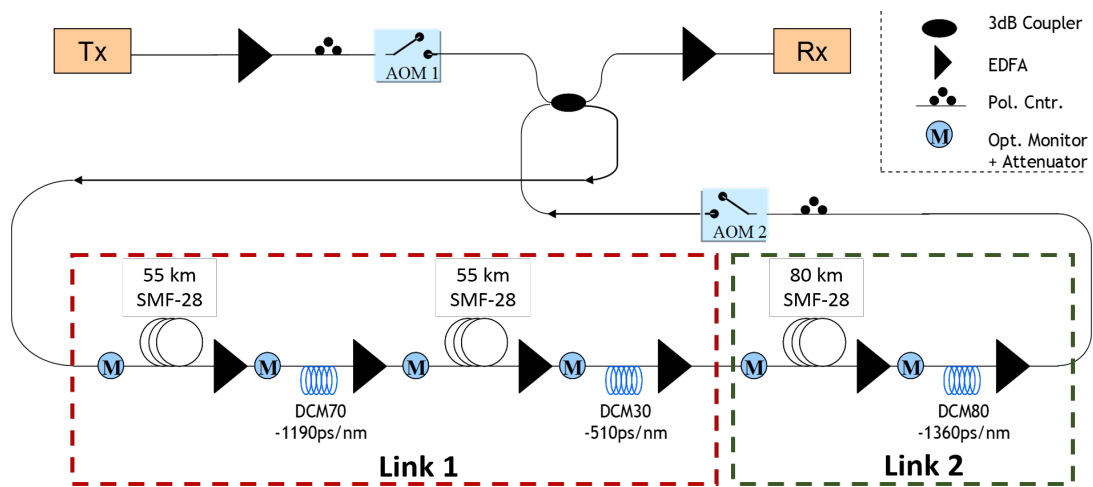


Εικόνα 4. 2: Παλμοσειρά (αριστερά) και διάγραμμα οφθαλμού (δεξιά) σήματος ελέγχου του επαναληπτικού βρόχου με ρυθμό δεδομένων 40Gb/s, διάρκειας 2 ps και σχήμα διαμόρφωσης RZ-OOK.

οπτικοί εξασθενητές με δυναμική ρύθμιση της οπτικής απώλειας που εισήγαγαν [Variable Optical Attenuators (VOA)], έχοντας επίσης τη δυνατότητα επιτήρησης της οπτικής ισχύος που διερχόταν από αυτούς. Κατ' αυτόν τον τρόπο μπορούσε να ρυθμιστεί η οπτική ισχύς που εισερχόταν σε κάθε τμήμα των ινών (DCF ή SMF) με στόχο την ελαχιστοποίηση των μη γραμμικών φαινομένων στα οπτικά κανάλια κατά την οπτική διάδοση. Τέλος, για τον έλεγχο της πλήρους αντιστάθμισης της διασποράς των 190 km SMF του link της εικόνας 4.2, χρησιμοποιήθηκε ένα διαμορφωμένο On-Off Keying (OOK) Return-to-Zero (RZ) σήμα «ελέγχου» στα 40 Gb/s και αξιολογήθηκε η ποιότητά του πριν και μετά τη διάδοσή του στο link.

4.2.1 Περιγραφή Λειτουργίας Πειραματικής Διάταξης Εξομοίωσης για Brownfield δίκτυο

Η εικόνα 4.3 παρουσιάζει την πειραματική διάταξη του επαναληπτικού βρόχου που υλοποιήθηκε στο ΕΦΕ για την εξομοίωση της WDM οπτικής κίνησης σύγχρονων Brownfield δικτύων, στα οποία συνδιαδίδονται οπτικά κανάλια με διαφορετικό σχήμα διαμόρφωσης, φασματικό περιεχόμενο και ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Το πλήρες σύστημα αποτελείται από την οπτική ζεύξη που παρουσιάστηκε προηγουμένως, τα συστήματα του πομπού (Tx) και του δέκτη (Rx) καθώς και του μηχανισμού ελέγχου των διακοπών του επαναληπτικού βρόχου. Ο τελευταίος μηχανισμός, ο οποίος αποτελεί και το σημαντικότερο δομικό στοιχείο του βρόχου, απαρτίζεται από δύο ακουστο-οπτικούς διαμορφωτές [Acousto-Optic Modulators (AOM)][4.5],[4.6] τοποθετημένους στην είσοδο και την έξοδο του οπτικού link και εξασφαλίζουν την επαναλαμβανόμενη μετάδοση των σημάτων σε αυτόν. Η πρακτική χρήση των AOMs είναι ο καθορισμός της χρονικής στιγμής κατά την οποία το οπτικό link θα “γεμίσει” με καινούρια δεδομένα από τον πομπό ή τα δεδομένα που έχουν ήδη μεταδοθεί θα συνεχίσουν να ανατροφοδοτούνται στο βρόχο. Ένας 2x2 κατευθυντικός 3 dB συζεύκτης πέραν του ότι συνδέει την έξοδο του πομπού με την είσοδο του οπτικού link, εξυπηρετεί και την ανατροφοδότηση των καναλιών από την



Εικόνα 4. 3: Σχεδιάγραμμα της πειραματικής διάταξη επαναληπτικού βρόχου για την εξομοίωση αρχιτεκτονικής Brownfield Core οπτικών δικτύων. Tx: Transmitter, Rx: Receiver, AOM: Acousto-Optical Modulator.

έξοδο στην είσοδο του, δημιουργώντας ένα κλειστό βρόχο μετάδοσης. Τα βήματα που ακολουθούνται σειριακά κατά την λειτουργία του επαναληπτικού βρόχου είναι τα εξής:

- Τα δεδομένα δημιουργούνται από το σύστημα του πομπού, ενισχύονται από έναν booster EDFA και εισέρχονται στον επαναληπτικό βρόχο.

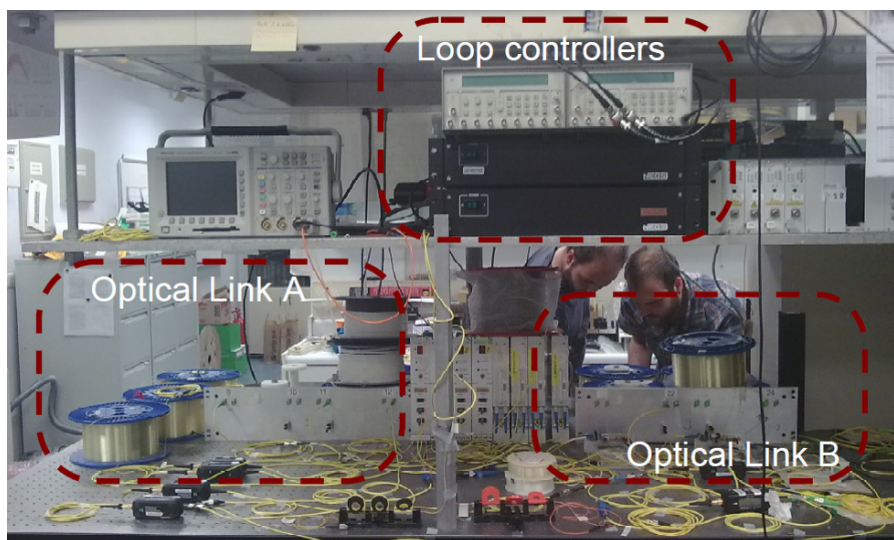
- Ο AOM 1 στην είσοδο του βρόχου παραμένει στην κατάσταση 'ON' (δηλαδή διαμορφώνεται με λογικό άσσο) για χρονική περίοδο λίγο μεγαλύτερη από τη συνολική χρονική καθυστέρηση που εισάγεται από τη μετάδοση των σημάτων στο συνολικό μήκος του link των 218 km, ούτως ώστε να "γεμίσει" το link με τα δεδομένα προς μετάδοση. Παράλληλα με αυτή τη χρονική διάρκεια ο AOM 2 βρίσκεται στην κατάσταση 'OFF' (δηλαδή διαμορφώνεται με το λογικό μηδέν) με στόχο την αποτροπή των δεδομένων να εξέρθουν από το βρόχο. Σε αυτή τη χρονική στιγμή τα δεδομένα που εκπέμπονται από τον πομπό μπορούν να ανακτηθούν και να αξιολογηθούν στο δέκτη για την Back-to-Back (B2B) περίπτωση.

- Ο AOM 1 περνάει στη κατάσταση 'OFF' αποτρέποντας κατ' αυτόν τον τρόπο να εισέρθουν τα δεδομένα του πομπού ούτε στο βρόχο και στο δέκτη. Παράλληλα με αυτή τη χρονική διάρκεια ο AOM 2 βρίσκεται στην κατάσταση 'ON', επιτρέποντας τα δεδομένα που μεταδόθηκαν ήδη μια φορά μέσα στο βρόχο να ξαναεισέρθουν σε αυτόν για μία δεύτερη επανάληψη, ενώ ταυτόχρονα τα δεδομένα λαμβάνονται στο δέκτη.

- Ο AOM 1 παραμένει στην κατάσταση 'OFF' και ο AOM 2 στην 'ON' για χρονική διάρκεια ίση με ένα ακέραιο πολλαπλάσιο της καθυστέρησης που εισάγει ο οπτικός βρόχος και η τιμή του υποδηλώνει τον αριθμό των επαναλαμβανόμενων επαναλήψεων που εκτελούν τα δεδομένα σε αυτόν. Σε κάθε επανάληψη ένα "αντίγραφο" των δεδομένων λαμβάνεται στο δέκτη.

- Τέλος ο AOM 2 ξαναπερνάει στη κατάσταση "OFF", απορρίπτοντας το σύνολο των δεδομένων που έως τώρα μεταδίδονταν επαναλαμβανόμενα μέσα στο βρόχο, ενώ ταυτόχρονα ο AOM μεταβαίνει στη κατάσταση 'ON' ξαναγεμίζοντας το βρόχο με καινούρια δεδομένα από τον πομπό. Κατ' αυτόν τον τρόπο η συγκεκριμένη κατάσταση σηματοδοτεί το τέλος ενός "κύκλου" μετάδοσης και την έναρξη ενός καινούριου.

Ο κύκλος δημιουργίας και μετάδοσης των δεδομένων που προαναφέρθηκε παραπάνω έχει μία σταθερή περιοδικότητα και εξαιτίας αυτής επιτρέπεται η μέτρηση των φαινομένων υποβάθμισης των μεταδιδόμενων σημάτων στο χρόνο και στο φάσμα, ακολουθώντας απλά την περιοδικότητα των σημάτων που ελέγχουν τους AOMs. Εντούτοις, όπως προαναφέρθηκε και στην εισαγωγή, όλος ο χρησιμοποιούμενος εξοπλισμός των μετρήσεων θα πρέπει να υποστηρίζει την «burst-mode» λειτουργία. Η λειτουργία αυτή δίνει τη δυνατότητα λήψης μετρήσεων σε συγκεκριμένο και προκαθορισμένο παράθυρο του χρόνου, καθώς ο εξοπλισμός μετρήσεων (φασματογράφος, παλμογράφος, κτλ.) "ελέγχεται" από τετραγωνικούς παλμούς συγχρονισμένους με τα σήματα που οδηγούν τους AOMs και με περίοδο ίση με ένα προκαθορισμένο ακέραιο πολλαπλάσιο της χρονικής καθυστέρησης που εισάγει το οπτικό link του βρόχου, έτσι ώστε να "δείχνει" μία συγκεκριμένη περιστροφή των δεδομένων μέσα στο βρόχο. Συνεπώς λοιπόν, το χρονικό εύρος των τετραγωνικών παλμών ελέγχου καθορίζει τη χρονική διάρκεια κατά την οποία λαμβάνονται οι μετρήσεις και πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση με τη χρονική καθυστέρηση που εισάγεται από την μετάδοση του οπτικού link. Η μικρότερη διάρκεια προτιμάται να είναι μικρότερη με σκοπό την αποφυγή τις στιγμιαία απόκριση υψηλού πλάτους (transients) των EDFAs από τους EDFAs και των ακμών (edges) από τον χρόνο έναυσης (rising-time) και σβέσης (falling-time) edges της απόκρισης των AOMs.



Εικόνα 4. 4: Πειραματική διάταξη επαναληπτικού βρόχου στο ΕΦΕ.

Τέλος, όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.3, τόσο μέσα στο link όσο και στην έξοδο του κρίνεται σκόπιμη η τοποθέτηση οπτικών φίλτρων για το φιλτράρισμα του προστιθέμενου θορύβου από τους EDFAs του βρόχου. Στην περίπτωση της μη χρησιμοποίησής τους, το περισσότερο κέρδος που θα παρέχεται από τους EDFAs θα προστίθεται σε φασματικό ASE θόρυβο με άμεση συνέπεια την ανισορροπία ισχύος του βρόχου. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο θα πρέπει σε κάθε επανάληψη των δεδομένων μέσα στο βρόχο η οπτική ισχύς εισόδου και εξόδου τους σε αυτόν να παραμένει στα ίδια επίπεδα, ούτως ώστε οι συνθήκες μετάδοσης να παραμένουν αμετάβλητες καθ' όλη τη διάρκεια της μετάδοσης των σημάτων μέσα στο οπτικό link. Με τη συγκεκριμένη τεχνική διασφαλίζεται ένας εξισορροπημένος επαναληπτικό βρόχος (Balanced Re-circulating Loop) από άποψης ισχύος, κάτι το οποίο οδηγεί στην καλύτερη ποιότητα και αξιοπιστία των λαμβανόμενων μετρήσεων. Στην περίπτωση που εξετάζεται η μετάδοση ενός μόνο καναλιού στον βρόχο, η τοποθέτηση ενός απλού ζωνοπερατού φίλτρου [Optical Band Pass Filters (OBPF)] πριν από τον τελευταίο EDFA του βρόχου είναι αρκετή για το φιλτράρισμα του θορύβου. Αντιθέτως, στην μετάδοση WDM καναλιών, όπως σε αυτήν υλοποιήθηκε στα πλαίσια αυτής της διατριβής και θα παρουσιαστεί στη συνέχεια (εικόνα 4.4), τα οπτικά κανάλια μπορούν να φιλτραριστούν από έναν WDM πολυπλέκτη (MUX) και αποπολυπλέκτη (DEMUX) ή ένα συζεύκτη ισχύος τοποθετημένους σε σειρά.

4.2.2 Σχεδιαστικές Παράμετροι Υλοποίησης Πειραματικής διάταξης Brownfield Βρόχου

Για τον τελικό σχεδιασμό του επαναληπτικού βρόχου, λήφθηκαν υπόψιν τα παρακάτω παράμετροι:

i) Συνολικό μήκος του επαναληπτικού βρόχου

Το συνολικό μήκος του επαναληπτικού βρόχου θεωρήθηκε ότι πρέπει να είναι τουλάχιστον μεγαλύτερο ή ίσο των 80 km. Με αυτόν τον τρόπο γίνεται ρεαλιστικότερη η εξομοίωση των συνθηκών μετάδοσης οπτικών σημάτων σε πραγματικά δίκτυα με προεγκατεστημένη οπτική ζεύξη, εξαιτίας της ύπαρξης των φαινομένων “μνήμης” που εμφανίζονται κατά τη διάδοση του φωτός σε εργαστηριακά καρούλια οπτικής ίνας. Τα συγκεκριμένα φαινόμενα σχετίζονται με την διεύθυνση της πολωτικής κατάστασης του φωτός η οποία εμφανίζεται ως προσθετική διακαναλική παρεμβολή (cross-talk) με την αύξηση των επαναλήψεων στο βρόχο. Αντιθέτως στα πραγματικά οπτικά δίκτυα με προεγκατεστημένη οπτική ζεύξη, τέτοια φαινόμενα απουσιάζουν αφού η πολωτική κατάσταση των μεταδιδόμενων καναλιών είναι τυχαία.

ii) Αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς

Μια από τις σημαντικότερες παραμέτρους που έπρεπε να ληφθεί υπόψιν ήταν η πλήρης αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς και των δύο επιμέρους ζεύξεων (link A και link B) των 100 και 90 km αντίστοιχα και συνεπώς και ολόκληρου του επαναληπτικού βρόχου. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η πλήρης αναίρεση της περιελάμβανε την αξιολόγηση του διαγράμματος ματιού, του Q-factor και την χρονική διεύρυνση των οπτικών παλμών ενός 40 Gb/s RZ διαμορφωμένου σήματος με μήκος κύματος στη C-band, χρησιμοποιώντας διαφορετικά μήκη DCF ίνας μέσα στο βρόχο.

iii) Επιτήρηση της Ισχύος και Έλεγχος της Οπτικής Ισχύος των σημάτων

Όπως παρουσιάζεται και στην εικόνα 4.3, κατά μήκος του link τοποθετήθηκαν εξασθενητές με δυνατότητα επιτήρησης της οπτικής ισχύος [Monitor Variable Optical Attenuator (MVOA)] πριν από κάθε τμήμα SMF και DCF ίνας. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλιζόταν ο έλεγχος της οπτικής ισχύος των καναλιών που διαδίδονταν μέσα στην οπτική ίνα και συνεπώς των μη γραμμικών φαινομένων που εγείρονταν λόγω αυτής. Παρόλα αυτά η δυσκολία της τεχνικής αυτής εντοπίζεται στην λειτουργία των συγκεκριμένων MVOAs που χρησιμοποιήθηκαν μόνο με σταθερή οπτική ισχύ εισόδου, με άμεσο επακόλουθο η ένδειξη τους να επηρεάζεται σημαντικά από τη burst mode φύση του πειράματος. Ο μόνος τρόπος για την ορθή επιτήρηση της ισχύος προϋπόθετε ο βρόχος να ήταν εξισορροπημένος από άποψης ισχύος.

iv) Συμβατότητα με WDM πολυπλεξία

Τόσο ο Brownfield όσο και ο Greenfield επαναληπτικός βρόχος, ο οποίος θα περιγραφεί σε επόμενο κεφάλαιο, σχεδιάστηκαν με γνώμονα την ομοιόμορφη λειτουργία τους τουλάχιστον σε όλο το φασματικό εύρος την οπτικής C band, με κύριο στόχο την υποστήριξη WDM μετάδοσης με παραπάνω από ένα οπτικά κανάλια. Ο σχεδιασμός αυτός λοιπόν απαιτούσε και τη χρησιμοποίηση συγκεκριμένου οπτικού εξοπλισμού (οπτικά φίλτρα, EDFAs και DCF τμήματα ίνας) ο οποίος να είναι λειτουργεί ομοιόμορφα σε όλα τα οπτικά κανάλια της οπτικής C-band.

4.2.3 Μεθοδολογία Ρύθμισης Ηλεκτρικών Σημάτων Οδήγησης AOMs

Όπως έγινε αντιληπτό από τα παραπάνω, ο καθορισμός της χρονικής διάρκειας των σημάτων που διαμορφώνουν του AOMs εξαρτάται από το συνολικό μήκος και την αρχιτεκτονική του βρόχου. Θεωρώντας ως παράδειγμα αρχιτεκτονικής τον επαναληπτικό βρόχο τύπου Brownfield της εικόνας 4.3 και ότι η συνολική απόσταση του οπτικού link περιλαμβάνει μόνον 80 km SMF και την απαιτούμενη DCF για την αντιστάθμιση της διασποράς, η διαδικασία ρύθμισης των AOMs περιλαμβάνει τα παρακάτω βήματα:

α) Υπολογισμός της χρονικής καθυστέρησης που εισάγει το οπτικό link του βρόχου. Για παράδειγμα είναι γνωστό ότι 80 km SMF εισάγουν 400 μs καθυστέρηση στα δεδομένα (1m οπτικής ίνας καθυστερεί το σήμα κατά 5ns). Η DCF που αντιστοιχεί στα 80 km SMF για την αναίρεση της χρωματικής διασποράς, εισάγει περίπου το 1/5 με 1/6 της καθυστέρησης των 400 μs. Συνεπώς λοιπόν η συνολική καθυστέρηση έως τώρα διαμορφώνεται στα 480 μs. Η συνεισφορά των EDFAs στην συνολική καθυστέρηση των οπτικών σημάτων θεωρείται αμελητέα, εφόσον το συνολικό τους μήκος δεν ξεπερνάει τα μερικά δεκάδες μέτρα. Επίσης να σημειωθεί ότι ο υπολογισμός της συνολικής καθυστέρησης θα πραγματοποιηθεί με μεγαλύτερη ακρίβεια σε επόμενο στάδιο.

β) Απόφαση για τον μέγιστο αριθμό των επαναλήψεων που τα οπτικά δεδομένα πρέπει να εκτελέσουν μέσα στο βρόχο. Η συγκεκριμένη απόφαση είναι συνάρτηση του συνολικού μήκους του οπτικού δικτύου μετάδοσης που απαιτείται να εξομοιωθεί με τη χρήση του επαναληπτικού βρόχου. Στην προκειμένη περίπτωση ως θεωρήσουμε την τιμή των δέκα επαναλήψεων.

γ) Αρχικά πρέπει να ληφθεί υπόψιν η χρονική διάρκεια που απαιτείται για να γεμίσουν τα δεδομένα το βρόχο, η οποία πρέπει να είναι λίγο μεγαλύτερη από τη χρονική περίοδο επανάληψης του βρόχου (δηλαδή τα 480 μs), ούτως ώστε να αποφευχθεί η δημιουργία κενών διαστημάτων στα δεδομένα με άμεση συνέπεια την δημιουργία ισχυρών φαινομένων transients από τους EDFAs. Για το παραπάνω παράδειγμα ένα χρονικό παράθυρο των 600 μs θεωρείται ικανοποιητικό.

δ) Η συνολική διάρκεια του πειράματος μετάβασης με τον επαναληπτικό βρόχο υπολογίζεται από τον εξής μαθηματικό τύπο:

$$T_{total} = T_o + (N \times T_{Loop}) ,$$

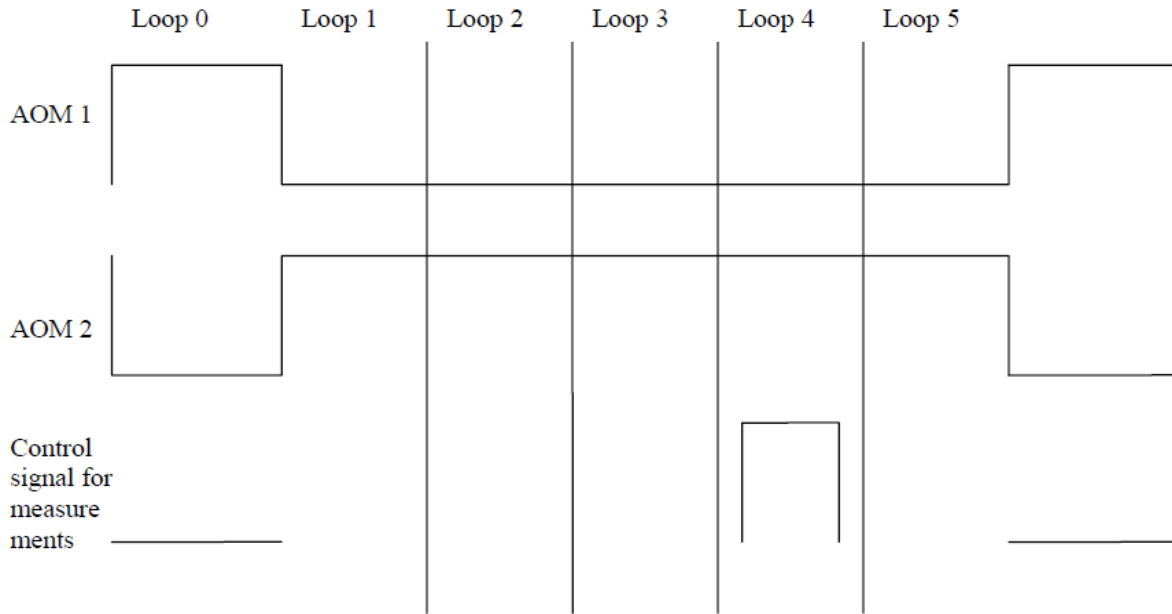
όπου T_{total} η συνολική διάρκεια του πειράματος εξομοίωσης για τη μετάδοσης οπτικών σημάτων σε ένα οπτικό δίκτυο, T_o ο αρχικός χρόνος που χρειάζεται ο βρόχος για να γεμίσει με δεδομένα, N είναι ο αριθμός των επαναλήψεων των δεδομένων στο βρόχο και T_{Loop} η χρονική καθυστέρηση που εισάγει το οπτικό link του βρόχου. Στο αναφερθέν παράδειγμα $T_{total} = 600 + 10 \times 480 = 5400$ μs, που ουσιαστικά αποτελεί την περίοδο των σημάτων που θα διαμορφώνουν τους AOMs.

ε) Η συχνότητα διαμόρφωσης των σημάτων αυτών δίνεται από τον τύπο $1/T_{total} = 182.2$ Hz, όπου με αυτή τη συχνότητα θα πρέπει να ρυθμιστούν οι γεννήτριες των παλμών ελέγχου που θα διαμορφώνουν τους AOMs.

Σύμφωνα με τους παραπάνω υπολογισμούς τα ηλεκτρικά σήματα που χρειάζονται για τον έλεγχο των AOMs και της «burst mode» λειτουργίας των μετρητικών οργάνων φαίνονται στην παρακάτω εικόνα 4.5 και είναι τα εξής:

- 1) Σήμα ελέγχου για τον AOM 1.** Το ηλεκτρικό σήμα που ελέγχει τον AOM 1 θα βρίσκεται στην κατάσταση “ON” (λογικός άσσος) για όλη τη χρονική διάρκεια που απαιτείται για να γεμίσει ο επαναληπτικός βρόχος με τα δεδομένα προς μετάδοση (T_o). Κατά τη διάρκεια αυτής της χρονικής περιόδου το σήμα που ελέγχει τον AOM 2 είναι συγχρονισμένο και συμπληρωματικό του σήματος που ελέγχει τον AOM 1, δηλαδή βρίσκεται στη κατάσταση “OFF” (λογικό μηδέν). Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται ότι τα δεδομένα δεν εξέρχονται από το βρόχο. Με το πέρας του αρχικού χρόνου γεμίματος (T_o), το σήμα του AOM 1 περνάει στη κατάσταση “OFF” (λογικό μηδέν) και θα επανέρθει στην αρχική του κατάσταση μετά το πέρας της χρονικής διάρκειας T_{total} , η οποία αποτελεί την χρονική περίοδο του πειράματος μετάδοσης των σημάτων.
- 2) Σήμα ελέγχου για τον AOM 2.** Το ηλεκτρικό σήμα που ελέγχει τον AOM 2 βρίσκεται στην κατάσταση “ON” μόνον όταν το αντίστοιχο σήμα ελέγχου του AOM 1 βρίσκεται στη κατάσταση “OFF”. Η χρονική διάρκεια που ο AOM 2 είναι ανοιχτός είναι ίση με $N \times T_{Loop}$ και με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται ότι τα δεδομένα μέσα στο βρόχο εκτελούν συνεχόμενες επαναλήψεις. Με το πέρας της διάρκειας αυτής ο AOM 2 περνάει στη κατάσταση “OFF” και ο βρόχος γεμίζει με νέα δεδομένα από το πομπό καθώς παράλληλα απορρίπτονται τα δεδομένα που βρίσκονταν ήδη μέσα στο βρόχο.
- 3) Σήμα ελέγχου μετρητικών οργάνων για λειτουργία με burst mode.** Ο δέκτης της πειραματικής διάταξης πάντα θα λαμβάνει δεδομένα σειριακά καθ’ όλη τη διάρκεια του πειράματος. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι στο δέκτη θα καταλήγουν τα δεδομένα όλων των επαναλήψεων του βρόχου σε σειρά, από την B2B περίπτωση έως αυτά της επανάληψης N . Γι’ αυτόν ακριβώς το λόγο χρειάζεται ένα περιοδικό και προγραμματιζόμενο σήμα ελέγχου ορισμένου χρονικού

παραθύρου το οποίο θα “δείχνει” τα δεδομένα μίας συγκεκριμένης επανάληψης του βρόχου, με σκοπό την αξιολόγησή τους. Θεωρητικά η χρονική διάρκεια αυτού του παραθύρου πρέπει να είναι ίση με τη χρονική διάρκεια μίας επανάληψης, στην πράξη όμως επιλέγεται να είναι ελαφρώς μικρότερο για την αποφυγή της επιπλέον παραμόρφωσης που εισάγεται στα δεδομένα από το rise και fall time των AOMs (εικόνα4. 5).



Εικόνα 4. 5: Σήματα ελέγχου που τροφοδοτούν τους AOMs καθώς και τα όργανα μετρήσεων για υποστήριξη της burst mode λειτουργίας τους.

4.3 Πείραμα WDM Μετάδοσης σε Επαναληπτικό Βρόχο τύπου Brownfield με σύμφωνη φώρασης και off-line DSP στο δέκτη για QPSK σχήμα διαμόρφωσης

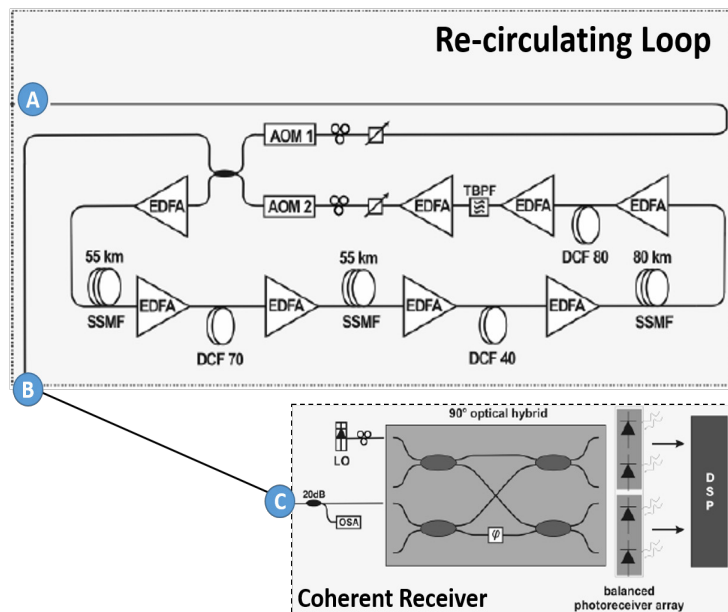
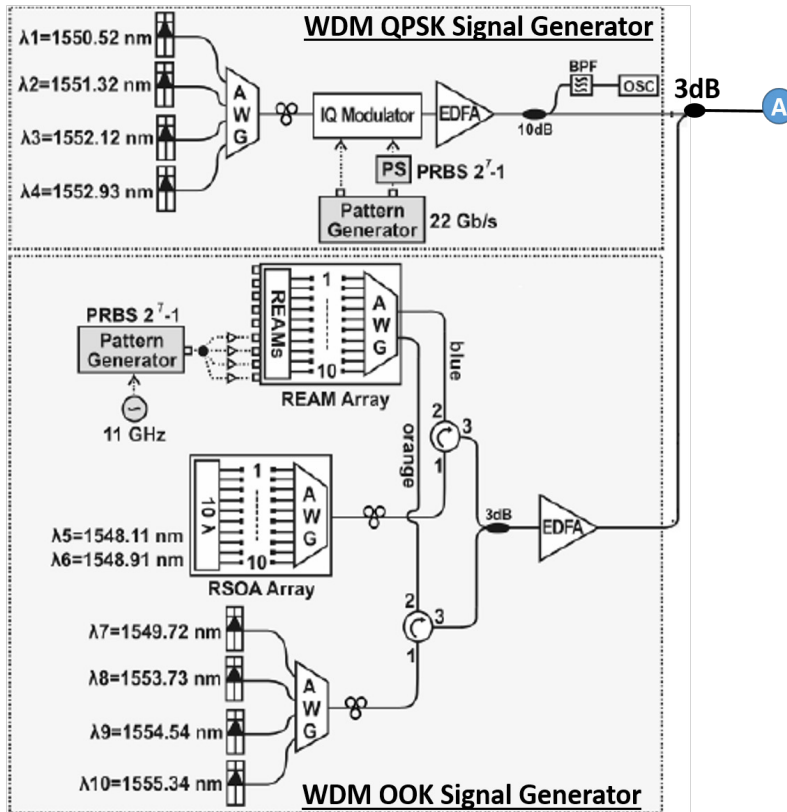
Βάσει των αρχών και των παραμέτρων για το σχεδιασμό επαναληπτικών βρόχων που αναφέρθηκαν στα παραπάνω υποκεφάλαια, υλοποιήθηκε στο ΕΦΕ μία πειραματική διάταξη ενός επαναληπτικού βρόχου τύπου Brownfield με αντιστάθμιση της διασποράς με χρήση DCF ίνας που υποστήριζε WDM κίνηση απαρτιζόμενη από κανάλια διαφορετικού σχήματος διαμόρφωσης, ρυθμού δεδομένου και φασματικού περιεχομένου. Το συγκεκριμένο πείραμα είχε ως στόχο την διερεύνηση της απόδοσης (μέγιστη απόσταση, συνολική υποβάθμιση) του NRZ-QSPK σχήματος διαμόρφωσης με σύμφωνη αποδιαμόρφωση στο δέκτη, σε αρχιτεκτονικές που επικρατούν στα Legacy οπτικά δίκτυα κορμού. Ειδικότερα, η συγκεκριμένη μελέτη είχε ως σκοπό την εξακρίβωση για τον αν η ενσωμάτωση των σύγχρονων στάνταρντ για 100 Gb/s εφαρμογές μπορεί να εφαρμοστεί ικανοποιητικά στις ήδη υπάρχουσες εγκατεστημένες υποδομές των Legacy δικτύων. Σύμφωνα με τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν διαπιστώθηκε ότι η υιοθέτηση του QPSK σχήματος διαμόρφωσης σε συνδυασμό με την σύμφωνη φώρασή του από έναν coherent receiver, μπορεί να μεταδοθεί σε WDM κίνηση και χωρίς σφάλματα για τουλάχιστον 2200 km με τη χρήση FEC. Τέλος, με τη συγκεκριμένη υλοποίηση αποδείχθηκε

ότι τα ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης μπορούν να μεταδοθούν ακόμα και στις Brownfield υποδομές δικτύων κορμού αλλά σε μικρότερη απόσταση, χωρίς να είναι αναγκαία η μετατροπή του οπτικού δικτύου σε Greenfield από τους παρόχους του διαδικτύου (internet providers).

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την μετάδοση και την αξιολόγηση των WDM σημάτων σε συνθήκες μετάδοσης μεγάλων χιλιομετρικών αποστάσεων βασίζεται στη διάταξη του επαναληπτικού βρόχου (re-circulating loop) που περιεγράφηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο και παρουσιάζεται στην εικόνα 4.6. Για τη δημιουργία των WDM σημάτων προς μετάδοση χρησιμοποιήθηκαν δέκα DFB CW lasers, τα τέσσερα από τα οποία τροφοδοτήθηκαν σε έναν εμπορικά διαθέσιμο IQ-MZM ηλεκτρο-οπτικό διαμορφωτή εύρους ζώνης (3 dB Bandwidth) 20 GHz [4.7] και διαμορφώθηκαν στα 22 Gbaud (44Gb/s) με το σχήμα διαμόρφωσης Quadrature Phase Shift Keying (QPSK). Τα υπόλοιπα χρησιμοποιήθηκαν για την διαμόρφωση έξι NRZ (Non Return to Zero) On-Off-Keying (OOK) σημάτων με ρυθμό δεδομένων 11 Gb/s ανά κανάλι, από μία ολοκληρωμένη συστοιχία (array) ανακλαστικών διαμορφωτών ηλεκτρο-απορρόφησης [Reflective Electro-Absorption Modulators (REAMs)] εύρους ζώνης ~ 5.5 GHz. Τόσο τα QPSK όσο και τα OOK κανάλια, διαμορφώθηκαν με ψευδοτυχαίες ακολουθίες (PRBS) έβδομης τάξης 2^7-1 και πλάτους ίσου με το required voltage swing για στροφή φάσης π (V_{π}) του IQ και REAM διαμορφωτή αντίστοιχα. Τα μήκη κύματος όλων των καναλιών που χρησιμοποιήθηκαν συνολικά (1548.11 έως τα 1555.34 nm) πολυπλέχθηκαν με ειδικά φίλτρα πολυπλεξίας τύπου Arrayed Waveguide Gratings (AWG) με σταθερή φασματική απόσταση 100 GHz ανά κανάλι, συμφωνώντας με τα στάνταρντ τις ITU [4.8] για τις DWDM fixed-grid εφαρμογές (εικόνα 4.7). Τέλος, τα τέσσερα 4 x 44 Gb/s QPSK κανάλια μαζί με τα έξι 6 x 11 Gb/s OOK ενισχύθηκαν με ενισχυτές EDFA δύο σταδίων, πολυπλέχθηκαν σχηματίζοντας ένα 10-κάναλο WDM σήμα χωρητικότητας 242 Gb/s και συζεύχθηκε στη διάταξη του επαναληπτικού βρόχου.

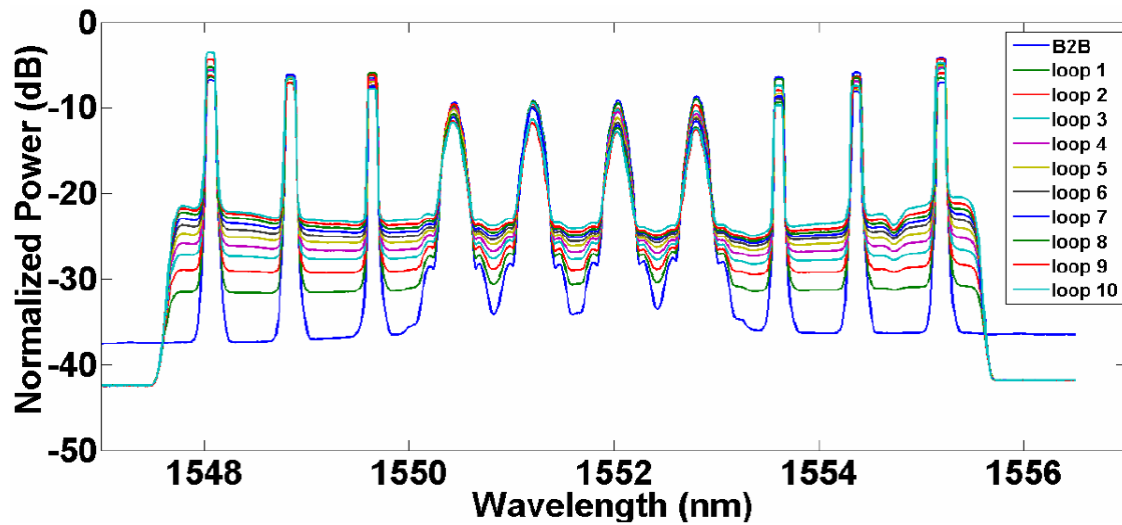
Ο επαναληπτικός βρόχος απαρτιζόταν από τρία τμήματα μονότροπης ίνας (Single Mode Fiber –SMF) μήκους 55, 55 και 80 km, και από τρία τμήματα ίνας αντιστάθμισης της διασποράς (Dispersion Compensation Fiber-DCF) αθροιστικού μήκους ~ 28 km (εικόνα 4.6). Κατ' αυτόν τον τρόπο το συνολικό μήκος του βρόχου αντισταθμιζόταν πλήρως όσον αφορά τη χρωματική διασπορά που εισήγαγαν τα 190 km της SMF στα μήκη κύματος της C-band. Για την αντιστάθμιση των συνολικών απωλειών χρησιμοποιήθηκαν EDFAs πριν από κάθε τμήμα SMF και DCF σε συνδυασμό με in-line οπτικούς

Transmitter



Εικόνα 4. 6: Πειραματική διάταξη επαναληπτικού βρόχου τύπου Brownfield για την μετάδοση WDM κίνηση 10 καναλιών διαφορετικού φασματικού περιεχομένου, ρυθμού δεδομένων και σχήματος διαμόρφωσης.

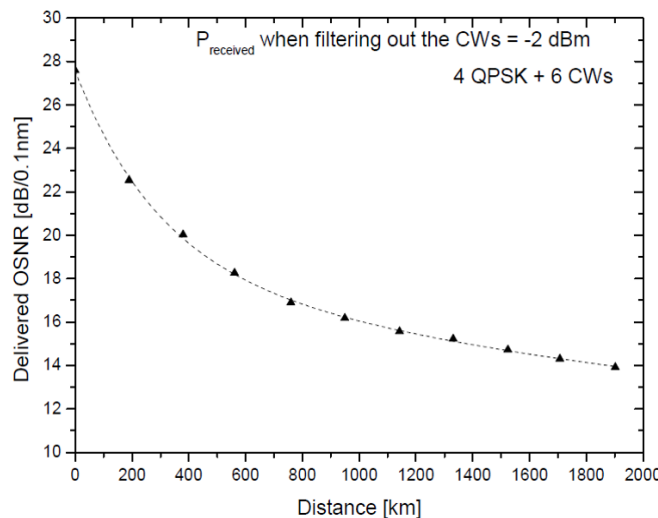
εξασθενητές με δυνατότητα επιτήρησης της οπτικής ισχύος που διέρχεται από αυτούς. Στην έξοδο του βρόχου χρησιμοποιήθηκε ένα ευρύ οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο (Optical Band-Pass Filter-OBPF) για το



Εικόνα 4. 7: Υπέρθυση του συνολικού φάσματος όλων των μεταδιδόμενων καναλιών στην έξοδο του επαναληπτικού βρόχου σε κάθε περιστροφή τους μέσα σε αυτόν.

φιλτράρισμα του έξω-ζώνης (out-band) συσσωρευόμενου θορύβου των δέκα WDM οπτικών καναλιών, προερχόμενου από τη χρήση των διαδοχικών EDFAs μέσα στο βρόχο.

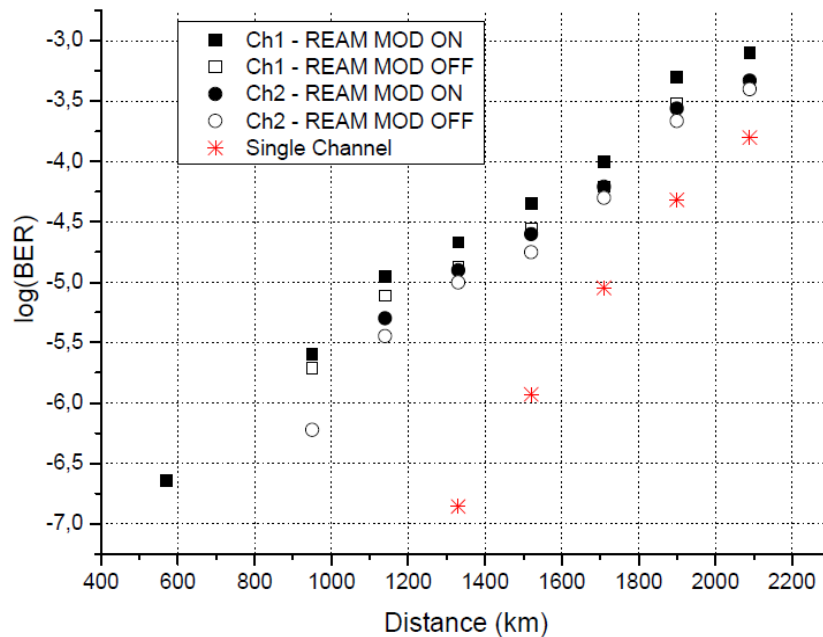
Η εικόνα 4.7 παρουσιάζει την υπέρθεση του οπτικού φάσματος όλων των καναλιών στην έξοδο του βρόχου σε κάθε επανάληψη μετάδοσης των 218 km του, καθώς και το φαινόμενο της συσσώρευσης του ASE θορύβου σε αυτά. Οι τιμές της οπτικής ισχύος εισόδου στα SMF και DCF τμήματα του βρόχου για όλα τα κανάλια ήταν 6 dBm και -1dBm αντίστοιχα, όπως αυτές αναγνωριστήκαν στην ενότητα 4.2 κατά τη μετάδοση ενός μόνο καναλιού QPSK στον επαναληπτικό βρόχο. Τέλος η εξέλιξη του OSNR για το προς μελέτη QSPK κανάλι 2 σε σχέση με την απόσταση παρουσιάζεται στο γράφημα της εικόνας 4.8 Στη διάταξη του σύμφωνου δέκτη διαφοροποίησης φάσης (coherent phase-diversity receiver) το QPSK σήμα



Εικόνα 4. 8: Εξέλιξη του OSNR του μεσαίου QPSK καναλιού συναρτήσει της απόστασης μετάδοσης (αριθμό περιστροφών) του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.

προς μελέτη, αφότου φιλτραρίστηκε από τα γειτονικά του κανάλια με ένα στενό OBPF, εισήλθε σε ένα οπτικό πρωτότυπο υβρίδιο 90° σε SOI πλατφόρμα [4.9] (optical hybrid 90°) μαζί με ένα CW laser ρυθμιζόμενου μήκους κύματος το οποίο εξυπηρετούσε τον τοπικό ταλαντωτή (local oscillator) του δέκτη. Το φασματικό εύρος γραμμής (linewidth) του τελευταίου ήταν < 1MHz και η οπτική του ισχύς 10 dB περισσότερη συγκριτικά με την ισχύ του προς μελέτη QPSK σήματος. Η συχνότητα του ρυθμίστηκε έτσι ώστε να συμπίπτει με αυτήν του QPSK σήματος προς μελέτη ($f_{LO} \sim f_{data}$) και συνεπώς πραγματοποιήθηκε ενδόδυνη (intradyne) φώραση. Οι έξοδοι του οπτικού υβριδίου ανιχνεύτηκαν από ένα ζευγάρι από δύο εμπορικά διαθέσιμους και πανομοιότυπους ισοσταθμισμένους φωτοδέκτες (balanced photoreceivers) με διαφορική είσοδο (differential front-end). Οι παραγόμενες ηλεκτρικές κυματομορφές δεδομένων για τις «σε φάση» (I) και «σε ορθογωνιότητα» (Q) συνιστώσες του προς μελέτη QPSK σήματος, ελήφθησαν και αποθηκεύτηκαν από ένα παλμογράφο πραγματικού χρόνου (Real Time Oscilloscope-RTO), το οποίο είχε 16 GHz αναλογικό bandwidth και ρυθμό δειγματοληψίας ADC (Analog to Digital Converter) 50 GSa/s. Η αποδιαμόρφωση του σήματος και η αξιολόγηση του ως προς το ρυθμό εμφάνισης λαθών (Bit Error Rate) BER έγινε σε μη πραγματικό χρόνο με τη χρήση off-line αλγορίθμων ψηφιακής επεξεργασίας (DSP) σήματος. Οι αλγόριθμοι αυτοί περιλάμβαναν τη διαδικασία ανάκτησης του ρολογιού των ληφθέντων δεδομένων (clock recovery), την ισοστάθμιση (equalization) του σήματος με τον αλγόριθμο blind-CMA [4.10], την αντιστάθμιση της ολίσθησης της συχνότητας του LO με το σήμα δεδομένων (frequency offset compensation) και τέλος την ανάκτηση του οπτικού φέροντος του σήματος δεδομένων (carrier phase recovery). Τέλος οι καμπύλες BER υπολογιστήκαν από την σύγκριση της ακολουθίας των δεδομένων που εστάλησαν και των δεδομένων που ελήφθησαν στον σύμφωνο δέκτη.

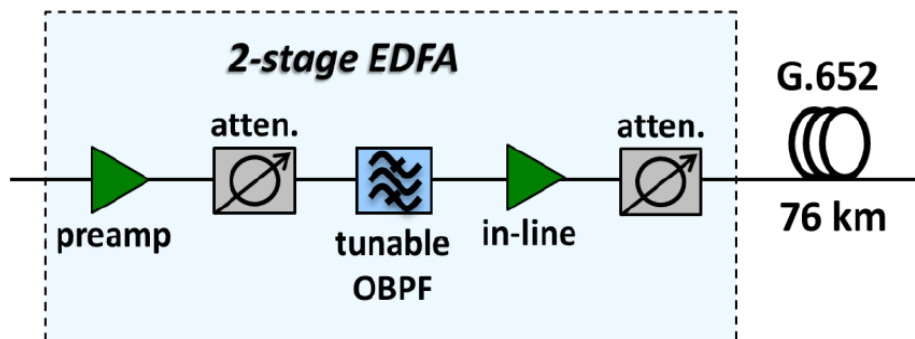
Η αξιολόγηση της μετάδοσης εστιάστηκε στην εκτίμηση του BER μόνο για τα πρώτα δύο QSPK κανάλια με την παρουσία και των υπόλοιπων οχτώ καναλιών κατά την μετάδοση. Οι υποπεριπτώσεις που εξετάστηκαν περιλάμβαναν τόσο την ύπαρξη (ON) διαμόρφωσης όσο και την απουσία (OFF) της στα έξι OOK γειτονικά κανάλια (εικόνα 4.9). Όπως γίνεται εμφανές και τα δύο κανάλια παρουσίασαν παρόμοια συμπεριφορά και επιτεύχθηκε BER της τάξης < 10^{-3} για όλες τις περιπτώσεις για μετάδοση σε απόσταση 2090 km. Επίσης, στην περίπτωση της ύπαρξης διαμόρφωσης (ON) στα γειτονικά OOK κανάλια η απόδοση των QSPK ήταν ελαφρώς υποβαθμισμένη ως προς το επιτεύξιμο BER για συγκεκριμένη απόσταση, σε σύγκριση με την απουσία της (OFF). Το φαινόμενο αυτό δικαιολογείται από το γεγονός ότι στην πρώτη περίπτωση (ON) η δημιουργία μεγαλύτερου φασματικού περιεχομένου από την διαμόρφωση εγείρει ισχυρότερα XPM φαινόμενα στα QPSK σήματα, αφού η φασματική μεταξύ των OOK και QPSK μειώνεται. Στην αντίθετη περίπτωση (OFF), όπου τα γειτονικά κανάλια είναι της CW μορφής με πολύ μικρό φασματικό περιεχόμενο, η φασματική τους απόσταση σε σχέση με τα QPSK τους αυξάνεται και τα XPM φαινόμενα μειώνονται περεταίρω. Τέλος, για να διερευνηθεί η υποβάθμιση ενός QPSK σήματος κατά τη μετάδοσή του με την ύπαρξη περισσότερων γειτονικών καναλιών, πραγματοποιήθηκε η μετάδοση ενός μεμονωμένου QPSK καναλιού στον επαναληπτικό βρόχο με μήκος κύματος τα 1551 nm. Όπως ήταν αναμενόμενο, παρατηρήθηκε ότι η απόδοση του ήταν ανώτερη όσον αφορά το επιτευχθέν BER σε συγκεκριμένη απόσταση σε σύγκριση με την ταυτόχρονη μετάδοση 10 καναλιών με WDM πολυπλεξία στο link, εξαιτίας της εμφάνισης του μη γραμμικού φαινομένου XPM μεταξύ των γειτονικών καναλιών.



Εικόνα 4. 9: Καμπύλη BER του μεσαίου QPSK καναλιού με coherent detection συναρτήσει της απόστασης διάδοσης με την παρουσία των γειτονικών OOK καναλιών με και χωρίς διαμόρφωση.

4.4 Σχεδιασμός Διάταξης Επαναληπτικού Βρόχου τύπου Greenfield

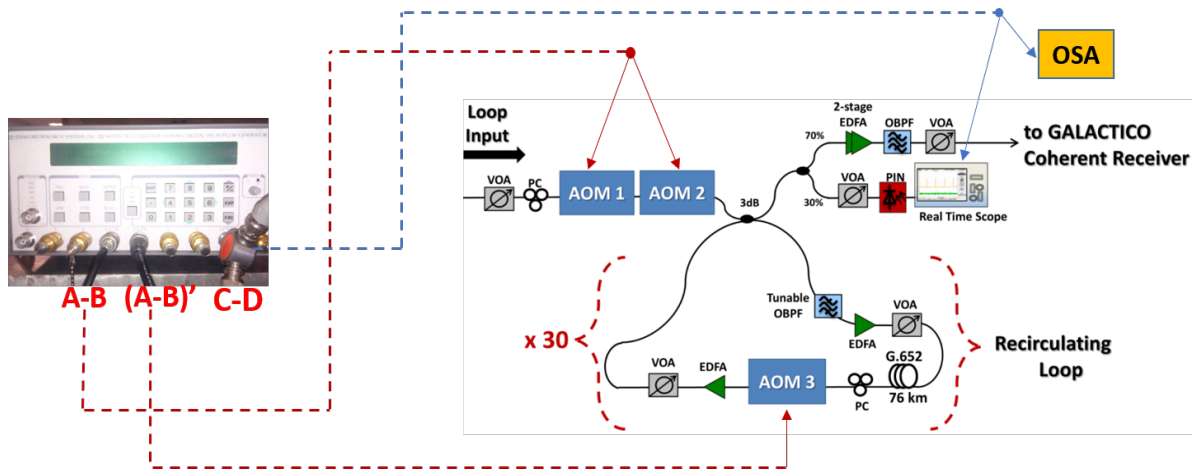
Η πειραματική διάταξη του Greenfield επαναληπτικού βρόχου που υλοποιήθηκε στο ΕΦΕ πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια της ερευνητικής συνεργασίας FP7 ICT GALACTICO [4.11] και σχεδιάστηκε με σκοπό τη μέγιστη συμβατότητα του με την υπάρχουσα εγκατεστημένη αρχιτεκτονική Greenfield οπτικών δικτύων του Ιταλικού παρόχου υπηρεσιών διαδικτύου TILAB, όπως φαίνεται στην εικόνα 4.10. Η βασική δομή του βρόχου αποτελούταν από 76 km SMF ίνας τύπου G.652, ενός ενισχυτή EDFA δύο σταδίων με 24.5 dB κέρδος, ενός συχνοτικά ρυθμιζόμενου φίλτρου (OBPF) ανάμεσα στα δύο σταδίων ενίσχυσης για



Εικόνα 4. 10: Πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε ως το βασικό μπλοκ για την υλοποίηση ενός link του Greenfield επαναληπτικού βρόχου.

το φιλτράρισμα του συσσωρευμένου ASE θορύβου σε κάθε επανάληψη του βρόχου και δύο εξασθενητών ισχύος για την ρύθμιση της οπτικής ισχύος που εισέρχεται και εξέρχεται από το δεύτερο στάδιο ενίσχυσης του EDFA. Η συγκεκριμένη δομή αποτέλεσε και τη βασική ζεύξη του επαναληπτικού βρόχου από το θα διέρχονταν επαναλαμβανόμενα τα προς μετάδοση σήματα και εξομοίωνε πρακτικά τα διαδοχικά ίσου μήκους διαστήματα ίνας (spans) τα οποία συναντώνται στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κατά τη διάδοση των οπτικών καναλιών.

Ο διακόπτης εισόδου του Greenfield βρόχου, σε αντίθεση με τον Brownfield που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, αποτελούνταν από δύο AOMs σε σειρά αντί για έναν, οι οποίοι διαμορφώνονταν από το ίδιο ON-OFF σήμα ελέγχου. Ο λόγος για τον οποίο επιλέχθηκε η συγκεκριμένη συνδεσμολογία ήταν για δύο λόγους. Ο πρώτος εστίαζε στην δημιουργία διαμορφωμένων δεδομένων με μεγαλύτερο E.R, το οποίο πρακτικά μεταφραζόταν ως καλύτερος διαχωρισμός των μεταδιδόμενων δεδομένων των διαφορετικών και διαδοχικών επαναλήψεων που εκτελούνταν μέσα στον επαναληπτικό βρόχο. Ο δεύτερος ήταν η αναίρεση της ολίσθησης συχνότητας (frequency shift) που εισάγει στα δεδομένα ο AOM εξαιτίας της βασικής αρχής λειτουργίας του, κάθε φορά που αυτά διέρχονταν από αυτόν σε κάθε επανάληψη μέσα στο βρόχο. Το συγκεκριμένο μοντέλο των AOMs που χρησιμοποιήθηκε εισήγαγε 80 MHz ολίσθηση στο συχνότητα των δεδομένων σε κάθε περιστροφή τους στο βρόχο. Χρησιμοποιώντας λοιπόν δύο AOMs με ολίσθηση φάσης αντίθετου πρόσημου (+80 MHz και -80 MHz) επιτεύχθηκε πλήρης αναίρεση της ολίσθησης αυτής για τον διακόπτη εισόδου. Ιδανικά η ίδια προσέγγιση θα έπρεπε να υλοποιηθεί και στο διακόπτη εξόδου του βρόχου (AOM3), με την προσθήκη ενός επιπλέον AOM σε σειρά ο οποίος θα εισήγαγε ολίσθηση συχνότητας με αντίθετο πρόσημο από αυτήν του AOM3.



Εικόνα 4. 11: Πειραματική διάταξη Greenfield επαναληπτικού βρόχου. AOM: Acousto-Optic Modulator, VOA: Variable Optical Attenuator, OBPF: Optical Band Pass Filtering, PC: Polarization Controller.

Με αυτήν την τεχνική θα εξασφαλιζόταν ότι το ακριβές μήκος κύματος (συχνότητα) των διαμορφωμένου σήματος που θα μεταδιδόταν στον βρόχο θα έφτανε από τον πομπό στο δέκτη απαράλλαχτο. Παρόλα αυτά, εξαιτίας της έλλειψης ενός επιπλέον AOM η προαναφερθείσα τεχνική δεν ήταν υλοποιήσιμη και για το διακόπτη εξόδου του βρόχου. Στο σημείο αυτό αξίζει να σημειωθεί ότι αν και το φαινόμενο της ολίσθησης της συχνότητας του σήματος δεδομένων δεν αποτελεί πρόβλημα στις περιπτώσεις που αυτό ληφθεί με την τεχνική άμεσης φώρασης (direct detection) στο δέκτη, εντούτοις δυσχεραίνει την ποιότητα λήψης του στη περίπτωση λήψης με σύμφωνη φώραση. Το αίτιο αυτού εντοπίζεται στη τιμή του εύρους της σχετικής συχνοτικής απόστασης (frequency offset) που επιτρέπεται να έχει ένας τοπικός ταλαντωτής (LO) συγκεκριμένης συχνότητας (fixed wavelength) με το οπτικό φέρον

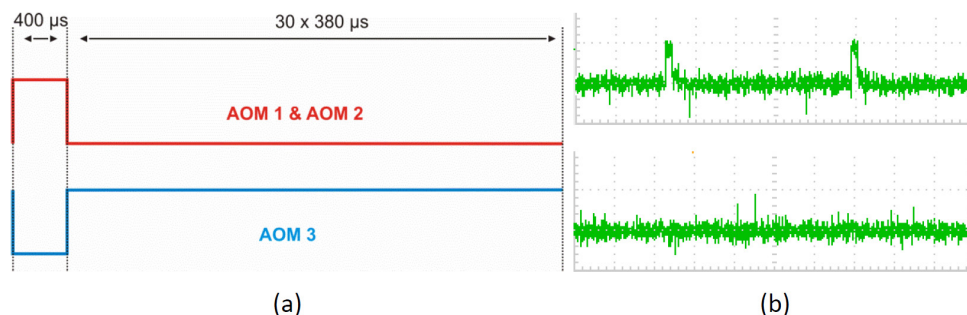
των διαμορφωμένων δεδομένων από τους DSP αλγόριθμους ανάκτησης των δεδομένων στο δέκτη. Πιο συγκεκριμένα στον Greenfield βρόχο, βάσει των όσων προαναφέρθηκαν ο παραπάνω βρόχος θα δίνει στη έξοδό του τα δεδομένα με τιμή ολισθήματος συχνότητας ίση με:

$$\text{Frequency Shift}_{\text{AOM3}} = 80 \times K \text{ (MHz)}, \text{ όπου}$$

ο K είναι φυσικός αριθμός με τιμές από $[0, +\infty)$ και συμβολίζει τον αριθμό επαναλήψεων μέσα στο βρόχο. Η τιμή $K=0$ αναφέρεται στην Back-to-Back (B2B) περίπτωση, όπου το σήμα δεν εισέρχεται προς μετάδοση στο βρόχο και συνεπώς έχει μηδενική ολίσθηση συχνότητας. Αν και στην συγκεκριμένη υλοποίηση του βρόχου δεν παρουσιάστηκε κανένα πρόβλημα στη σύγκλιση των DSP αλγορίθμων που υλοποιήθηκαν στο δέκτη, εφόσον κρίνονται αρκετά ανεκτικοί ως προς την σχετική ολίσθηση των δύο πηγών laser, εντούτοις στην περίπτωση που ο αριθμός των επαναλήψεων είναι πολύ μεγάλος το LO θα έπρεπε να έχει τη δυνατότητα ρύθμισης της συχνότητας εκπομπής τους ανάλογα με την επανάληψη του βρόχου που εξετάζεται στο δέκτη κάθε φορά.

Εξαιτίας της ευαισθησίας των AOMs στην πόλωση, τοποθετήθηκαν ελεγκτές πόλωσης [(Polarization Controllers (PC)] στην είσοδο τους με στόχο την μεγιστοποίηση του E.R των διερχόμενων από αυτούς δεδομένων, αλλά και για την συνολική εξισορρόπηση του βρόχου (Balanced λειτουργία του Loop). Στην έξοδο του επαναληπτικού βρόχου χρησιμοποιήθηκε ένας 70% - 30% οπτικός συζεύκτης, όπου η μία έξοδος του χρησιμοποιήθηκε για να οδηγήσει το ληφθέν σήμα στο δέκτη (έξοδος 70%) ενώ η άλλη (30%) για την παρακολούθησή του με τη βοήθεια μίας φωτοδιόδου και ενός αργού παλμογράφου πραγματικού χρόνου με μικρό bandwidth. Ο παλμογράφος αυτός εξυπηρετούσε την παρατήρηση της περιβάλλουσας του σήματος έπειτα από κάθε επανάληψη του μέσα στον βρόχο, και κατ' αυτόν τον τρόπο μπορούσε εύκολα να προσδιοριστεί η χρονική διάρκεια της κάθε επανάληψης μέσα σε αυτόν. Η 70% έξοδος του συζεύκτη οδηγούσε σε έναν EDFA ενός σταδίου για την ενίσχυση των ληφθέντων σημάτων και έπειτα σε ένα OBPF με εύρος ζώνης 2 nm για το φιλτράρισμα του εναπομείναντος ASE θορύβου από το βρόχο.

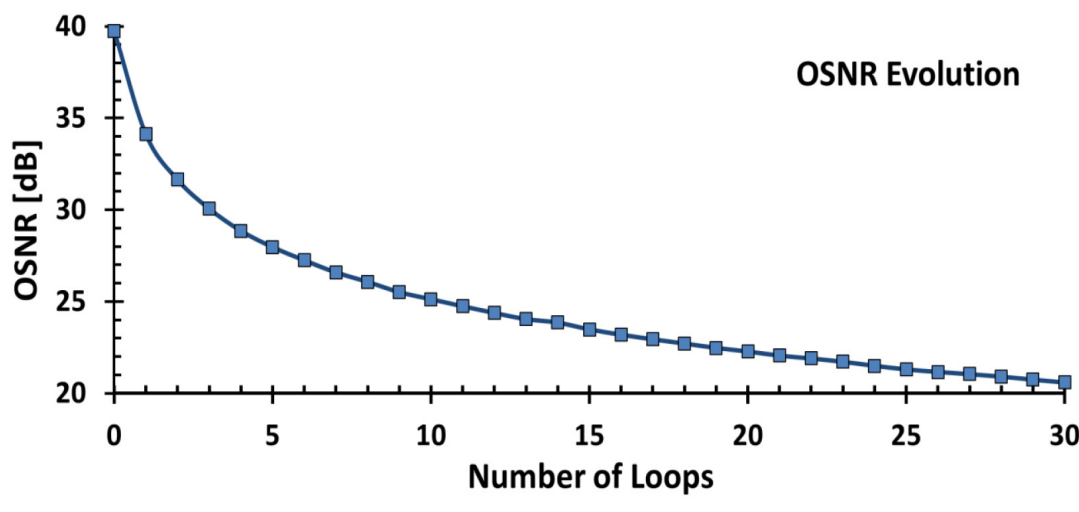
Ο πειραματικός βρόχος ρυθμίστηκε για να υποστηρίζει συνολικά έως 30 περιστροφές των δεδομένων και να εξομοιώνει την συνολική μετάδοση τους έως 2280 km με G.652 SMF ίνα. Τα ηλεκτρικά σήματα που οδηγούσαν τους AOMs και ήταν υπεύθυνα για τον σωστό χρονισμό των οπτικών σημάτων κατά την περιστροφή τους στο βρόχο φαίνονται στην εικόνα 4.12 (a). Βάσει της μεθοδολογίας που αναπτύχθηκε και στο Brownfield βρόχο, κατά τη χρονική διάρκεια των 400 μ s του γεμίσματος του βρόχου (διάρκεια ελαφρώς μεγαλύτερη από την καθυστέρηση του οπτικού link), οι AOMs 1 και 2 είναι ανοιχτοί (ON) ούτως ώστε να γεμίσει ο βρόχος με τα δεδομένα προς μετάδοση. Παράλληλα ο AOM 3 παραμένει κλειστός



Εικόνα 4. 12: (a) Χρονισμός των ηλεκτρικών σημάτων ελέγχου των AOMs 1 & 2 (κόκκινο) και 3 (μπλε), (b) έξοδος του επαναληπτικού βρόχου με μέγιστη απώλεια του σήματος που διαδίδεται σε αυτόν (πάνω) και σε κανονική λειτουργία του σε Balanced κατάσταση.

(OFF) για να αποτρέψει να εξέρθουν τα δεδομένα από το βρόχο. Η εικόνα 4.12 (b) παρουσιάζει δύο στιγμιότυπα που λήφθηκαν από τον αργό παλμογράφο πραγματικού χρόνου, τα οποία δείχνουν τη λειτουργία του επαναληπτικού βρόχου με μέγιστη απώλεια του σήματος που κυκλοφορεί σε αυτόν (επάνω) και σε κανονική λειτουργία (κάτω).

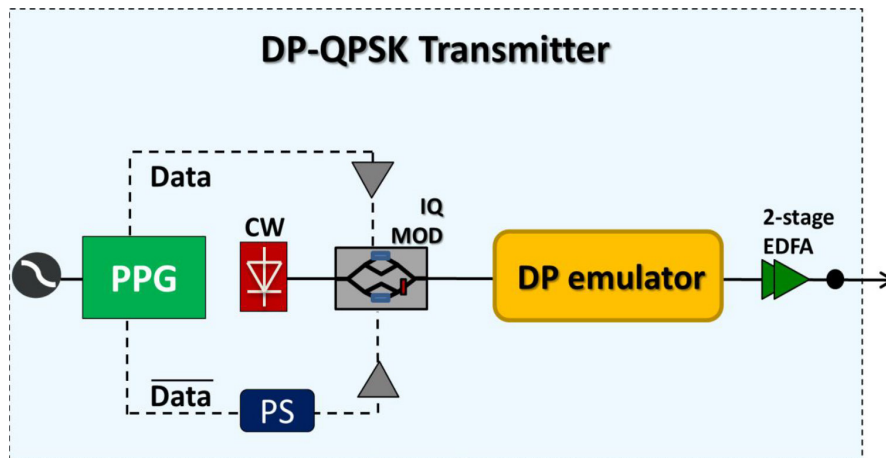
Το επίπεδο ισχύος του επαναληπτικού βρόχου ρυθμίστηκε με οπτικούς εξασθενητές με στόχο η ισχύς του διαμορφωμένου οπτικού σήματος που εισέρχεται στα 75 km SMF να είναι 0 dBm και να ελαχιστοποιούνται τα μη γραμμικά φαινόμενα. Η ισχύς του σήματος μετά την διαμόρφωσή του από τους AOM 1,2 και έπειτα του 3dB συζεύκτη μετρήθηκε στα -8.5 dBm, ενώ η αρχική ισχύς του σήματος στην έξοδο του πομπού ήταν 10 dBm ούτως ώστε να επιτευχθεί η σταθμισμένη (balanced) λειτουργία του βρόχου. Επίσης, η απόκριση του βρόχου αξιολογήθηκε ως προς την εξέλιξη του OSNR του μεταδιδόμενου σήματος, προκειμένου να διερευνηθεί η υποβάθμισή του από τον ASE θόρυβο των EDFAs σε κάθε επανάληψη. Όπως παρουσιάζεται και στο διάγραμμα της εικόνας 4.13, το σήμα εισόδου στον επαναληπτικό βρόχο ήταν 39.75 και με την πάροδο των τριάντα επαναλήψεων εξελίχθηκε στα 20.59 dB.



Εικόνα 4. 13: Εξέλιξη του OSNR του σήματος συναρτήσει του αριθμού των περιστροφών μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.

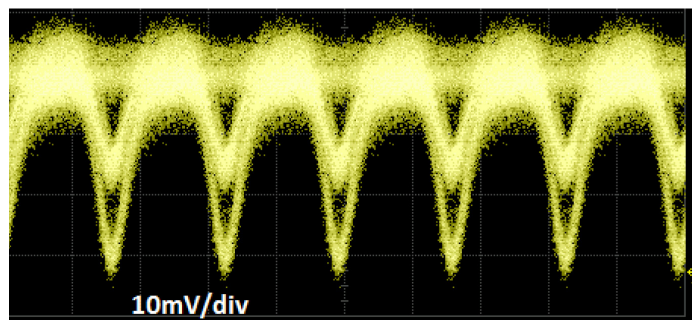
4.4.1 Πειραματική Διάταξη Πομπού για Διαμόρφωση σημάτων Ανώτερης Τάξης με πολυπλεξία ως προς την πόλωση (PolMux)

Στα πλαίσια της σχεδίασης του επαναληπτικού βρόχου τύπου Greenfield για την μετάδοση DP QPSK σημάτων, υλοποιήθηκε αρχικά η πειραματική διάταξη του πομπού που φαίνεται και στην εικόνα 4.14. Η συγκεκριμένη διάταξη βασίστηκε σε έναν εμπορικά διαθέσιμο Single Polarization (SP) LiNbO₃ IQ ηλεκτροπτικό διαμορφωτή, ίδιο με αυτόν που χρησιμοποιήθηκε στον επαναληπτικό Brownfield βρόχο, με σκοπό τη δημιουργία και τη μετάδοση DP QPSK σημάτων μέσα στον επαναληπτικό βρόχο τύπου Greenfield. Να τονιστεί στο σημείο αυτό ότι παρόλο που επιλέχθηκε το σχήμα διαμόρφωσης QPSK για τη διαμόρφωση των δεδομένων, η συγκεκριμένη διάταξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τη δημιουργία square QAM σημάτων με τη προσθήκη ηλεκτρικών RF σημάτων με πολλαπλά επίπεδα πλάτους σημάτων οδήγησης στον διαμορφωτή. Το οπτικό φέρον προερχόταν από ένα tunable laser



Εικόνα 4. 14: Πειραματική διάταξη πομπού για τη δημιουργία DP QPSK σημάτων.

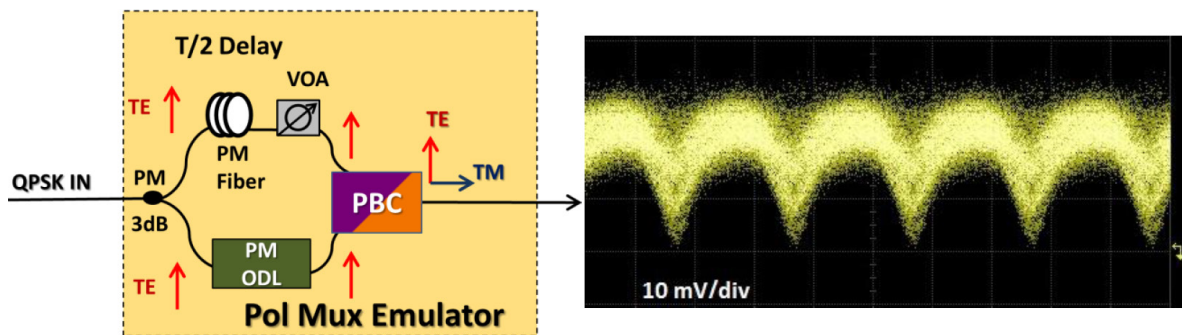
εξωτερικής κοιλότητας [External Cavity Laser (ECL)] χαμηλού linewidth και ίσο με 100 kHz, το οποίο διαμορφώθηκε έπειτα από το διαμορφωτή στα 10 Gbaud με τη χρήση μιας γεννήτριας ψευδοτυχαίων ακολουθιών ηλεκτρικών παλμών [Pulsed Pattern Generator (PPG)]. Οι δύο συμπληρωματικές έξοδοι του PPG (Data και Data'), αφού ενισχύθηκαν από δύο broadband ηλεκτρικούς ενισχυτές στα 9 V_{pp} και αποσυσχετίστηκαν (decorrelate) μεταξύ τους, οδήγησαν τις δύο εισόδους του IQ διαμορφωτή και αποτέλεσαν τις ηλεκτρικές In-phase (I) και Quadrature (Q) ακολουθίες δεδομένων του παραγόμενου 10 Gbaud (20 Gb/s) οπτικού QPSK σήματος. Η επίτευξη της αποσυσχέτισης υλοποιήθηκε με την προσθήκη μιας σχετικής καθυστέρησης 3.8 ns ανάμεσα στις δύο ηλεκτρικές ακολουθίες ούτως ώστε οι δύο ακολουθίες να γίνουν ανεξάρτητες και να παρθούν όλες οι δυνατές μεταβάσεις και με την ίδια συχνότητα στο τελικό QPSK σήμα. Η τάξη της ψευδοτυχαίας ακολουθίας διφύων [Pseudorandom Bit Sequence (PRBS)] που επιλέχθηκε για τις ηλεκτρικές παλμοσειρές των I και Q ήταν έβδομης τάξης (2^7-1). Αν και το εύρος πλάτους (voltage swing) των ακολουθιών που οδήγησαν το διαμορφωτή ήταν μικρότερο από τα



Εικόνα 4. 15: Τυπικό Διάγραμμα οφθαλμού για B2B Single Polarization (SP) QPSK σήματος στα 10 Gbaud (20Gb/s).

αναγκαία $12 V_{pp}$ ¹ των προδιαγραφών του IQ διαμορφωτή, εντούτοις το παραγόμενο οπτικό QPSK σήμα κρίθηκε ικανοποιητικό (εικόνα 4.15).

Το εξερχόμενο σήμα από τον SP IQ διαμορφωτή εισήρθε στη συνέχεια σε μία πειραματική διάταξη εξομοιωτή πολυπλεξίας κατά την πόλωση (PolMUX emulator) που κατασκευάστηκε στο ΕΦΕ, η οποία στόχευε στη εξομοίωση δημιουργίας οπτικών σημάτων διαμορφωμένα και στις δύο πολωτικές συνιστώσες τους. Η βασική λειτουργία του εξομοιωτή βασίζεται στη διαίρεση της οπτικής ισχύος του διαμορφωμένου σήματος σε δύο ακολουθίες δεδομένων και στον επανασυνδιασμό τους σε δύο κάθετες πολωτικές καταστάσεις. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.16, για να διασφαλιστεί ότι κάθε πολωτική συνιστώσα του τελικού οπτικού σήματος φέρει και διαφορετικές ακολουθίες δεδομένων, προστέθηκε μία διαφορική καθυστέρηση ανάμεσα στις δύο ακολουθίες δεδομένων με τη χρήση επιπλέον τμήματος ίνας με διατήρηση της πολωτικής κατάστασης του φωτός Polarization Maintaining (PM Fiber). Ο συγχρονισμός σε επίπεδο bit ανάμεσα στις δύο ακολουθίες δεδομένων επιτεύχθηκε με τη βοήθεια ενός οπτικού PM ολισθητή φάσης Phase Shifter. Ο συνδυασμός των δύο ακολουθιών και η εξασφάλιση της καθετότητας των δύο πολωτικών συνιστωσών επιτεύχθηκε με τη χρήση ενός συζεύκτη πολώσεων [Polarization Beam Combiner (PBC)]. Εν συνεχεία, η έξοδος του εξομοιωτή ενισχύθηκε με έναν ενισχυτή δύο σταδίων στα 13 dBm και εισήρθε στον επαναληπτικό Greenfield βρόχο. Το διάγραμμα οφθαλμού του τελικού 40 Gb/s DP-QPSK σήματος για την B2B φαίνεται στην εικόνα 4.16.

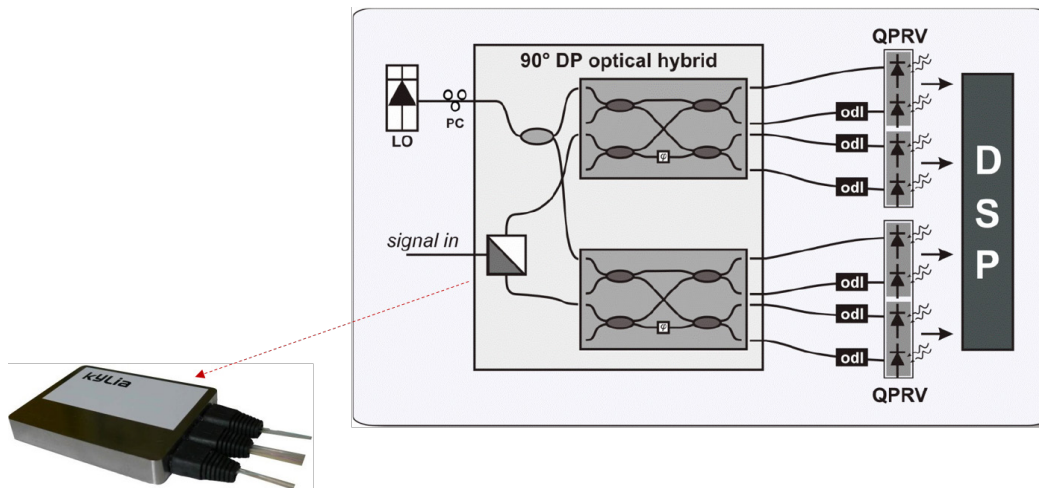


Εικόνα 4. 16: Πειραματική διάταξη εξομοιωτή πολυπλεξίας πόλωσης (αριστερά) και διάγραμμα οφθαλμού 10 Gbaud (40 Gb/s) DP-QPSK σήματος (δεξιά). ODL: Optical Delay Line, VOA: Variable Optical Attenuator, PBC: Polarization Beam Combiner.

¹ Βάσει των κατασκευαστικών προδιαγραφών του διαμορφωτή το αναγκαίο voltage swing για στροφή φάσης V_{π} ήταν $6 V_{pp}$. Εφόσον ο διαμορφωτής ήταν Single-Drive το θεωρητικά αναγκαίο voltage swing για δημιουργία ενός οπτικού QPSK με τη μέγιστη απόσταση σημείων είναι ίσο με $2 V_{\pi}$, δηλαδή $12 V_{pp}$.

4.4.2 Πειραματική Διάταξη Σύμφωνου Δέκτη με Διαφοροποίηση Πόλωσης για σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης

Για την λήψη των προς μετάδοση DP QPSK σημάτων, υλοποιήθηκε ο δέκτης της εικόνας 4.17, ο οποίος υποστήριζε σύμφωνη αποδιαμόρφωση του σήματος με αποπολυπλεξία ως προς την πόλωση (Polarization Diversity). Η διαφοροποίησή του σε σχέση με τον δέκτη που χρησιμοποιήθηκε για την πειραματική διάταξη του Brownfield δικτύου έγκειται στην αντικατάσταση του SP οπτικού υβριδίου 90° με ένα εμπορικά διαθέσιμο διπλής πόλωσης (DP) [4.12] (εικόνα 4.17) και την προσθήκη ενός επιπλέον ζεύγους εμπορικά διαθέσιμων ισοσταθμισμένων φωτοδεκτών με ~11 GHz 3 dB εύρος ζώνης [4.13] με πανομοιότυπη συμπεριφορά για την λήψη και των δύο πολωτικών συνιστωσών του σήματος. Επειδή ο σύμφωνος δέκτης που χρησιμοποιήθηκε δεν ήταν εξολοκλήρου ολοκληρωμένος σε ένα οπτικό chip, δηλαδή το DP οπτικό υβρίδιο μαζί με τις φωτοδιόδους, σχεδιάστηκε επιπλέον ένα κύκλωμα οπτικής καθυστέρησης έπειτα της εξόδου του DP οπτικού υβριδίου για τον συγχρονισμό σε επίπεδο bit των οχτώ εξόδων του. Η εξισορρόπηση σε επίπεδο ισχύος των εξόδων αυτών έγινε με της προσθήκη συγκεκριμένης οπτικής απώλειας σε κάθε οπτικό δρόμο. Για τον τοπικό ταλαντωτή (LO) του δέκτη χρησιμοποιήθηκε ένα tunable laser ημιαγωγού με linewidth < 1 MHz, το οποίο ενισχύθηκε από εάν EDFA πριν αναμιχθεί με τα δεδομένα στο οπτικό υβρίδιο. Η σχέση ισχύος ανάμεσα στο LO και στα ληφθέντα δεδομένα στο δέκτη ρυθμίστηκε να είναι περίπου 11 dB και πιο συγκεκριμένα -18 dBm για το ληφθέν σήμα και -7dBm για το LO. Οι έξοδοι των παράλληλων φωτοδεκτών συνδέθηκαν στα τέσσερα κανάλια ενός πραγματικού χρόνου (Real Time) παλμογράφου ούτως ώστε να ληφθούν ταυτόχρονα τα δεδομένα και των δύο πολώσεων του



Εικόνα 4. 17: Πειραματική διάταξη DP σύμφωνου δέκτη με off-line DSP.

διαμορφωμένου σήματος για τις In Phase και Quadrature οπτικές ακολουθίες τους αντίστοιχα. Ο παλμογράφος για την συγκεκριμένη πειραματική ήταν ο ίδιος που χρησιμοποιήθηκε και στον σχεδιασμό του επαναληπτικού βρόχου Brownfield και ήταν συγχρονισμένος με ένα σήμα ελέγχου προερχόμενο από τον AOM ούτως ώστε να “δείχνει” συγκεκριμένη επανάληψη του επαναληπτικού βρόχου και να αξιολογείται η ποιότητα του σήματος σε αυτήν, καθώς και να υποστηρίζεται η Burst Mode λειτουργία στο δέκτη. Οι τέσσερις παλμοσειρές που πάρθηκαν στη μνήμη του παλμογράφου επεξεργάστηκαν με offline DSP με σκοπό τη δημιουργία του διαγράμματος αστερισμού (constellation diagram) και του υπολογισμού του ρυθμού σφαλμάτων του ληφθέντος σήματος και για τις δύο διαμορφωμένες πολωτικές του συνιστώσες του διαμορφωμένου σήματος. Όπως και η πειραματική διάταξη του πομπού, ο σύμφωνος δέκτης που παρουσιάστηκε στη συγκεκριμένη υποπαράγραφο έχει τη δυνατότητα να χειριστεί σήματα δεδομένων με διαμόρφωση τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση.

4.4.3 Πειραματικά Αποτελέσματα Μετάδοσης 10 Gbaud QPSK σήματος ενός Οπτικού φέροντος στον Επαναληπτικό Greenfield βρόχο

Για την αξιολόγηση του Greenfield επαναληπτικού βρόχου καθώς και την μελέτη της συνολικής υποβάθμισης που εισάγεται στα μεταδιδόμενα σε αυτόν σήματα, υλοποιήθηκαν δύο πειράματα μετάδοσης στο ΕΦΕ τα οποία εξομοίωναν την μετάδοση σημάτων σε μεγάλη απόσταση σε δίκτυα κορμού. Και στα δύο επιλέχθηκε το σχήμα διαμόρφωσης να είναι το QPSK στα 10 Gbaud με σύμφωνη φώραση offline DSP στο δέκτη. Η μόνη διαφορά των δύο πειραμάτων εντοπίζεται στην διαμόρφωση μόνο της μίας πολωτικής συνιστώσας στο ένα (SP-QPSK), ενώ στο δεύτερο επιλέχθηκε το DP-QPSK σχήματος διαμόρφωσης με την πειραματική διάταξη πολυπλεξίας πόλωσης που περιγράφηκε στην υποπαράγραφο 4.4.1.

4.4.3.1 Διαμόρφωση και Μετάδοση 10 Gbaud (20 Gb/s) SP QPSK σήματος

Στο συγκεκριμένο πειραματικό σενάριο, το οπτικό φέρον προς διαμόρφωση ρυθμίστηκε στα 1550 nm και διαμορφώθηκε με το σχήμα SP-QPSK από την πειραματική διάταξη της εικόνας 4.14, παραλείποντας όμως την χρήση της διάταξης για την πολυπλεξία πολώσεων στο πομπό. Ύστερα από επιτυχή μετάδοση του στον επαναληπτικό βρόχο το σήμα εισήρθε στο σύμφωνο δέκτη της εικόνας 4.17 προς τη σύμφωνη αποδιαμόρφωση του. Όπως είναι γνωστό από τη θεωρία σύμφωνης φώρασης, για επιτυχή αποδιαμόρφωση στο δέκτη το διάνυσμα της πόλωσης του σήματος δεδομένων θα πρέπει να είναι ευθυγραμμισμένο με αυτήν του τοπικού ταλαντωτή ώστε να προκύψει το μέγιστο φωτορεύμα στην φωτοδίοδο, αντί για μηδενικό στην περίπτωση που αυτές είναι κάθετες. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο η ανάλυση του σήματος δεδομένων σε δύο πολωτικές συνιστώσες (polarization diversity) και η επεξεργασία τους με DSP στο δέκτη είναι απαραίτητη, παρόλο που το σήμα διαμορφώθηκε μόνο σε μία πόλωση. Για την λήψη και τη δειγματοληψία των ηλεκτρικών παλμοσειρών που προέκυψαν από τους ισοσταθμισμένους φωτοδέκτες χρησιμοποιήθηκε ο ίδιος παλμογράφος με τα πειράματα του Brownfield βρόχου με ηλεκτρικό 3dB Bandwidth 16 GHz και ρυθμό δειγματοληψίας 50 GSa/s σε κάθε ένα από τα ηλεκτρικά του κανάλια. Εν συνεχεία, για την αποδιαμόρφωση του ληφθέντος σήματος και την ανάκτηση των μεταδιδόμενων δεδομένων χρησιμοποιήθηκαν οι offline DSP αλγόριθμοι και περιλάμβαναν: α) την αναίρεση της χρωματικής διασποράς με ένα στατικό FIR φίλτρο, β) την ανάκτηση του ρολογιού των δεδομένων με τη μέθοδο square timing [4.14], γ) τη διόρθωση της ανισοσταθμίας της ορθογωνιότητας (quadrature imbalance) του σήματος δεδομένων ανάμεσα στις Inphase (I) και Quadrature (Q) συνιστώσες του, δ) την ισοστάθμιση του σήματος με τον αλγόριθμο CMA και την εξάλειψη της διασποράς των τρόπων πόλωσης [Polarization Mode Dispersion (PMD)] με ένα φίλτρο πεταλούδας για αποπολυπλεξία των πολώσεων ε) εξάλειψη της διαφοράς συχνότητας ανάμεσα στο LO και το φέρον των δεδομένων (carrier frequency) offset και στ) την ανάκτηση της φάσης των ληφθέντων συμβόλων.

Η αξιολόγηση του σήματος έγινε με τη μετρητική του ρυθμού σφαλμάτων BER στο δέκτη για κάθε μία από τις επαναλήψεις του μέσα στο βρόχο και παρουσιάζονται αναλυτικά στον πίνακα 4.1. Το BER υπολογίστηκε με την άμεση καταμέτρηση των σφαλμάτων του ληφθέντος σήματος σε ένα δείγμα μεγέθους 2×10^5 συμβόλων ανά πολωτική συνιστώσα, το οποίο διασφάλιζε ένα διάστημα εμπιστοσύνης 95%. Το μέγεθος του δείγματος των συμβόλων αυτών καθορίστηκε από το μέγιστο αριθμό των σημείων που μπορούσε να αποθηκεύσει στη μνήμη το μετρητικό όργανο του παλμογράφου πραγματικού χρόνου και συνεπώς ο αριθμός των συμβόλων αυτών προέκυψε και ως συνάρτηση του Baudrate των δεδομένων που ελήφθησαν. Έπειτα από 27 επαναλήψεις στον βρόχο, τα δεδομένα ελήφθησαν με BER κάτω από 3.8×10^{-3} αποδεικνύοντας ότι τα δεδομένα παραμένουν κάτω από το επίπεδο του hard-decision FEC με 7% επίφορτο (overhead) στο bitrate για χωρίς λάθη λήψη στο δέκτη όπως ορίζεται στην [4.15] και είναι ήδη εμπορικά διαθέσιμο σε ολοκληρωμένο κύκλωμα στην [4.16]. Σύμφωνα λοιπόν με αυτήν τον τύπο FEC, το προς μετάδοση σήμα μπορεί να φτάσει στο δέκτη χωρίς σφάλματα διανύοντας έως 2052 km. Παρόλα αυτά, χρησιμοποιώντας πιο σύνθετου τύπου κωδικοποίησης διόρθωσης σφαλμάτων FEC (soft ή hard decision) με μεγαλύτερο overhead, είναι δυνατή η χωρίς σφάλματα (Error-Free) μετάδοση σε μεγαλύτερες αποστάσεις και με επίπεδα BER της τάξεως του 1.9×10^{-2} [4.17, 4.18]. Τέλος να σημειωθεί ότι με περαιτέρω βελτιστοποίηση των offline DSP αλγόριθμων αποδιαμόρφωσης στο σύμφωνο δέκτη που υλοποιήθηκαν στο ΕΦΕ, η διάδοση του σήματος θα μπορούσε να επεκταθεί σε απόσταση που αντιστοιχεί σε περισσότερο από τριάντα επαναλήψεις [4.19].

Span	BER range with 95% C.L.
0 (back to back)	$BER < 9.61 \cdot 10^{-6}$
5	$BER < 9.61 \cdot 10^{-6}$
10	$BER < 9.61 \cdot 10^{-6}$
15	$BER < 9.61 \cdot 10^{-6}$
20	$BER < 9.61 \cdot 10^{-6}$
25	$1.37 \cdot 10^{-4} < BER < 2.24 \cdot 10^{-4}$
27	$3.54 \cdot 10^{-4} < BER < 4.86 \cdot 10^{-4}$
30	$1.21 \cdot 10^{-3} < BER < 2.31 \cdot 10^{-3}$

Πίνακας 4. 1: BER 10 Gbaud (20Gb/s) SP QPSK συναρτήσει των επαναλήψεων του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο με μέτρηση 2×10^5 συμβόλων και διάστημα εμπιστοσύνης 95%.

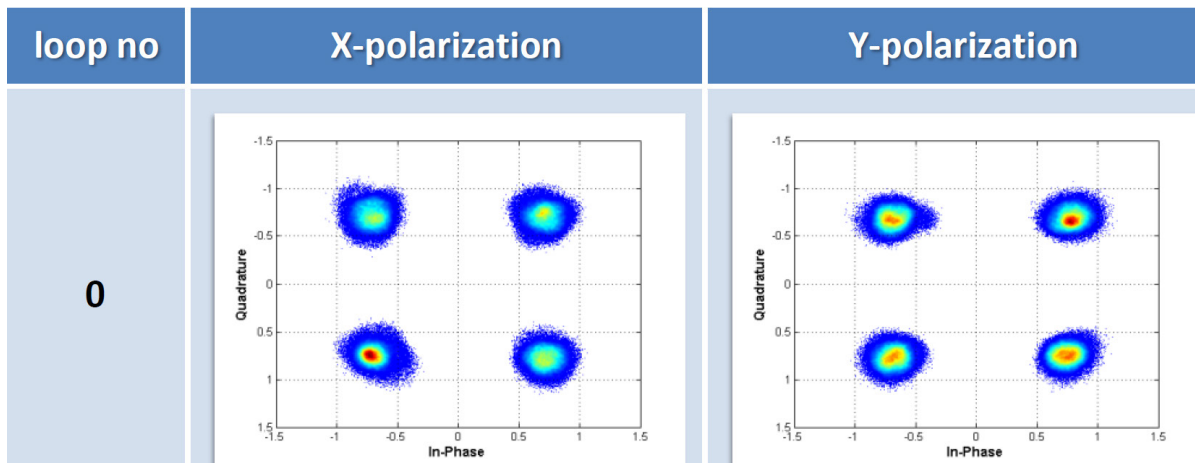
4.4.3.2 Διαμόρφωση και Μετάδοση 10 Gbaud (40 Gb/s) DP QPSK σήματος

Με την ίδια ακριβώς φιλοσοφία, υλοποίηση και πειραματική διάταξη διαμορφώθηκε στον πομπό ένα 10 Gbaud DP QPSK σήμα με πολυπλεξία ως προς την πόλωση χρησιμοποιώντας την πειραματική διάταξη του πολυπλέκτη πολώσεων της εικόνας 4.17, διπλασιάζοντας έτσι το συνολικό ρυθμό δεδομένων στα 40 Gb/s σε ένα οπτικό φέρον. Επίσης, το διαμορφωμένο σήμα μεταδόθηκε και λήφθηκε από τις ίδιες διατάξεις του επαναληπτικού Greenfield βρόχου και του σύμφωνου δέκτη, αντίστοιχα καθώς και η αποδιαμόρφωσή του πραγματοποιήθηκε με τους ίδιους DSP αλγόριθμους. Η αξιολόγηση των ανακτημένων δεδομένων έγινε με την εκτίμηση του BER σε κάθε επανάληψη του βρόχου, όπως περιληπτικά παρουσιάζεται στον πίνακα 4.2. Όπως ήταν αναμενόμενο η απόδοση του DP σήματος είχε παρόμοια

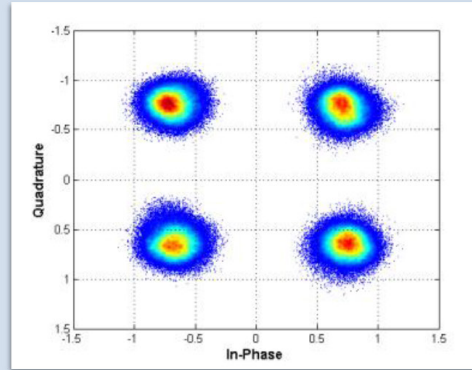
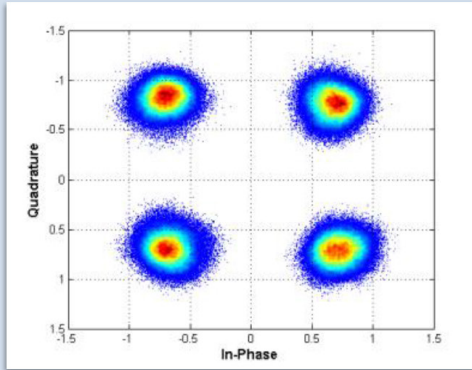
Span	BER range with 95% C.L.
0 (back to back)	$BER < 4.8 \cdot 10^{-6}$
5	$BER < 4.8 \cdot 10^{-6}$
10	$BER < 4.8 \cdot 10^{-6}$
15	$8.06 \cdot 10^{-7} < BER < 1.14 \cdot 10^{-5}$
20	$8.07 \cdot 10^{-6} < BER < 2.73 \cdot 10^{-5}$
25	$6.51 \cdot 10^{-4} < BER < 7.72 \cdot 10^{-4}$
27	$8.67 \cdot 10^{-4} < BER < 1.00 \cdot 10^{-3}$

Πίνακας 4. 2: Μέσος όρος BER για κάθε πολωτική συνιστώσα του 10 Gbaud (40Gb/s) DP QPSK συναρτήσει των επαναλήψεων του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο με μέτρηση 2×10^5 συμβόλων για κάθε πολωτική συνιστώσα και διάστημα εμπιστοσύνης 95%.

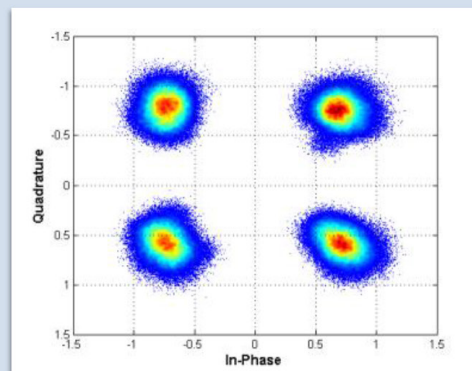
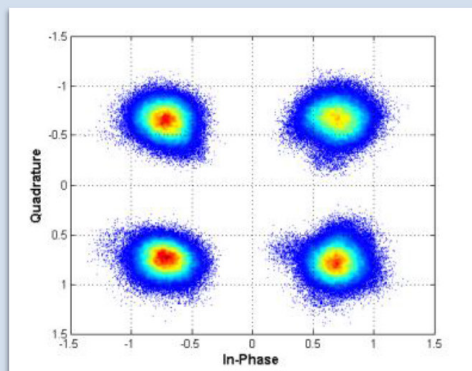
συμπεριφορά με αυτήν του SP, διανύοντας 2052 km με 27 επαναλήψεις στο βρόχο και επιτυγχάνοντας BER στο επίπεδο του 10^{-3} . Τα αντίστοιχα διαγράμματα αστερισμού για κάθε πόλωση φαίνονται συγκεντρωμένα στην εικόνα 4.18, όπου γίνεται η αισθητή η διαφορά στην κατανομή των συμβόλων στο I-Q επίπεδο με την αύξηση των επαναλήψεων μέσα στο βρόχο (και συνεπώς της χιλιομετρικής απόστασης), εξαιτίας της συσσώρευσης θορύβου από τους EDFAs. Όπως προαναφέρθηκε και για το πείραμα της μετάδοσης του SP QPSK σήματος, με περαιτέρω βελτιστοποίηση των offline DSP αλγόριθμων το DP-QPSK κανάλι είναι δυνατόν να μεταδοθεί σε ακόμα μεγαλύτερες αποστάσεις.



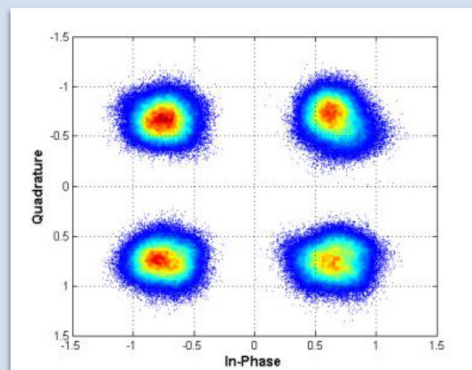
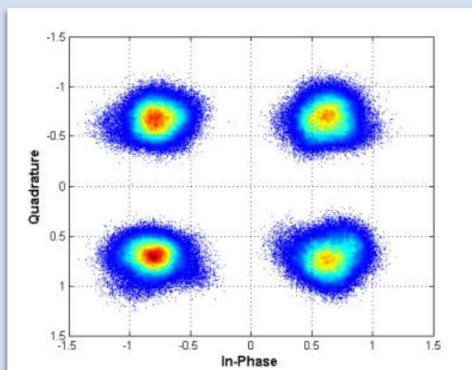
5



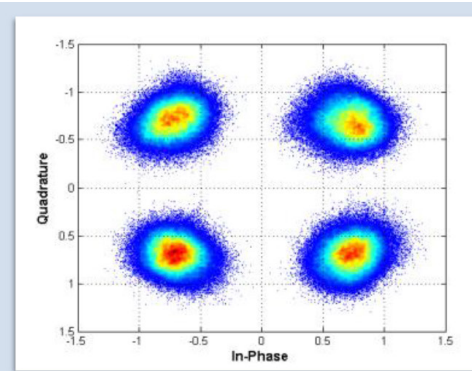
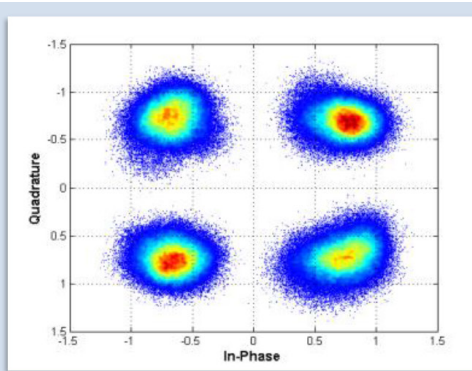
10

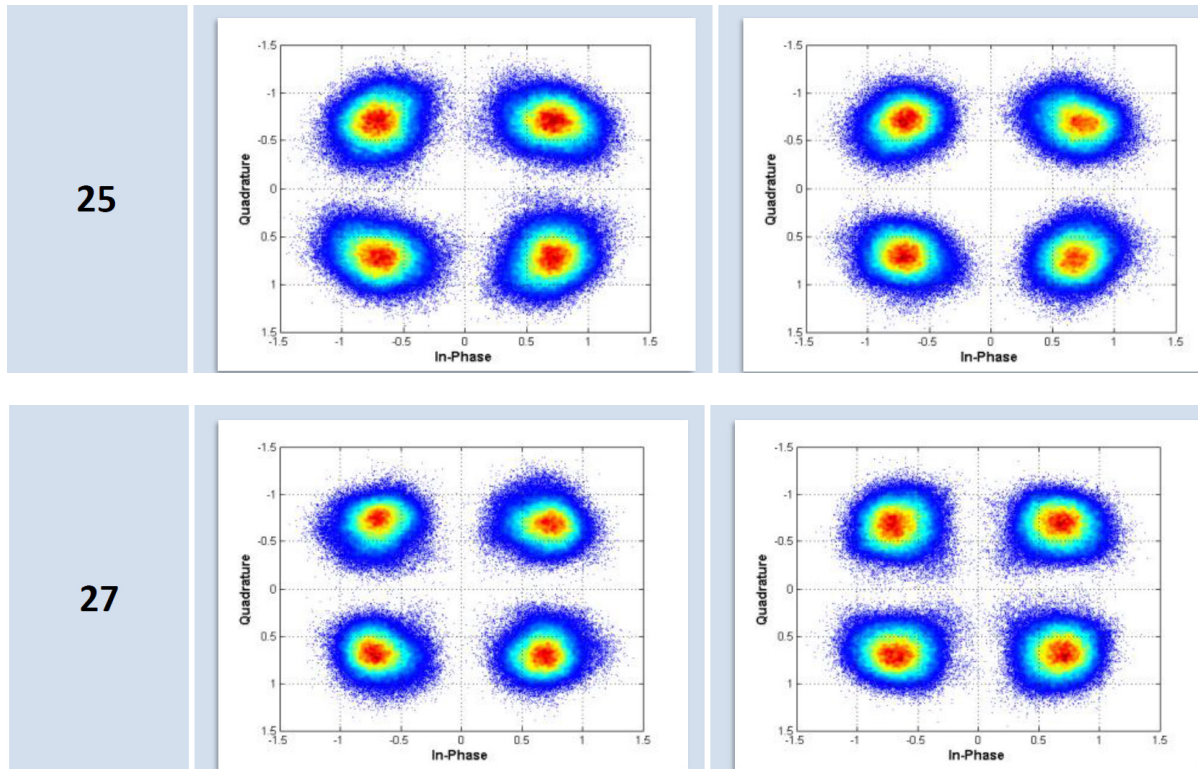


15



20



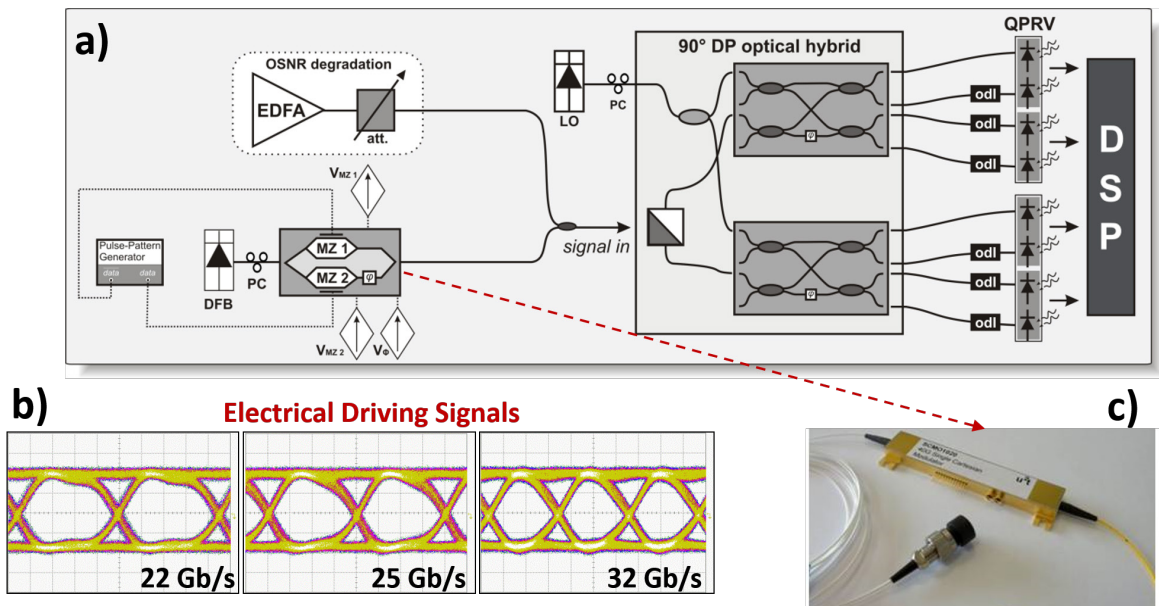


Εικόνα 4. 18: Ενδεικτικά διαγράμματα αστερισμού των δύο διαμορφωμένων πολώσεων του 10 Gbaud (40 Gb/s) DP QSPK σήματος για κάθε επανάληψη του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.

4.4.4 Πειραματική Αξιολόγηση 22 Gbaud (44 Gb/s) SP QPSK ενός Οπτικού Φέροντος διαμορφωμένου με GaAs IQ διαμορφωτή & Μετάδοση σε Επαναληπτικό Greenfield βρόχο

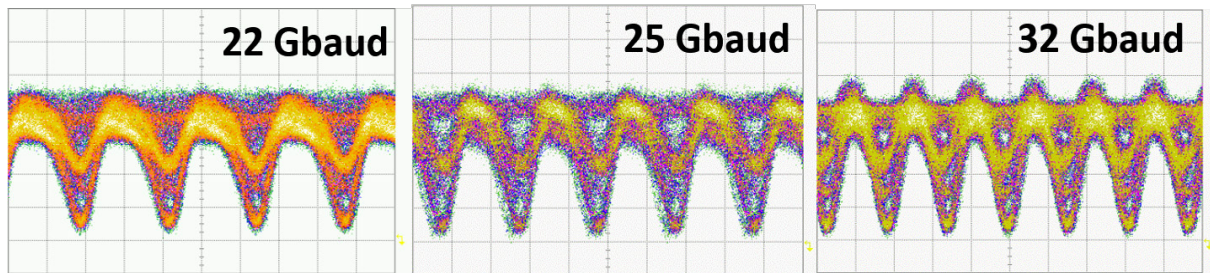
4.4.4.1 Αξιολόγηση B2B 22 Gbaud (44 Gb/s) SP QPSK διαμορφωμένου με GaAs IQ διαμορφωτή

Για τον εναρμονισμό με τα σύγχρονα στάνταρντ DWDM μετάδοσης σε δίκτυα κορμού, τα πειράματα μετάδοσης για αρχιτεκτονικές δικτύων τύπου Greenfield συμπληρώθηκαν από επιπρόσθετες πειραματικές μετρήσεις που περιλάμβαναν τη χρήση ενός πρωτότυπου μοντέλου IQ ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή για τη διαμόρφωση οπτικών σημάτων με σχήματα ανώτερης τάξης. Πιο συγκεκριμένα, πέραν του σχεδιασμού της συνολικής αρχιτεκτονικής του δικτύου μετάδοσης που προαναφέρθηκε και σε παραπάνω κεφάλαια, μέρος της ευρωπαϊκής ερευνητικής συνεργασίας ICT-GALACTICO ήταν και ο σχεδιασμός, η ανάπτυξη και ο έλεγχος της απόδοσης ενός πρωτότυπου μοντέλου SP IQ ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή, σε συνθήκες οπτικής μετάδοσης μεγάλων χιλιομετρικών αποστάσεων. Ο συγκεκριμένος διαμορφωτής ήταν ολοκληρωμένος στην πλατφόρμα ολοκλήρωσης GaAs [2.22-2.23], επέτρεπε τη διαμόρφωση οπτικών σημάτων με σχήματα ανώτερης τάξης σε μία πολωτική συνιστώσα και είχε διαθέσιμο ηλεκτρο-οπτικό εύρος ζώνης 26 GHz [2.24]. Στα υποκεφάλαια που θα ακολουθήσουν θα περιγραφούν τα αποτελέσματα των πειραμάτων μετάδοσης που έλαβαν χώρα στο ΕΦΕ με το σχήμα διαμόρφωσης SP QPSK, ενώ σε επόμενα κεφάλαια θα περιγραφεί εκτενώς η διαδικασία δοκιμής του συγκεκριμένου διαμορφωτή στη δοκιμή πεδίου που έλαβε χώρα στο προεγκατεστημένο οπτικό δίκτυο του Ιταλικού παρόχου TILAB στο Τορίνο.



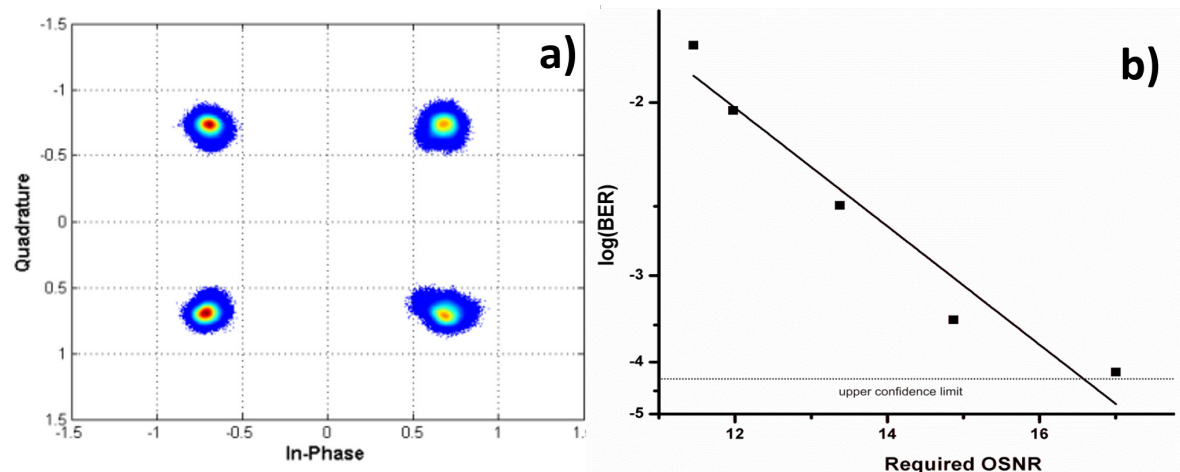
Εικόνα 4. 19: (α) Πειραματική διάταξη πομπού και δέκτη για την αξιολόγηση του GaAs IQ διαμορφωτή, (β) ηλεκτρικά σήματα οδήγησης διαμορφωτή στα 22, 25, 32 Gbaud και (c) πρωτότυπο ηλεκτροοπτικού GaAs διαμορφωτή με 27 GHz ηλεκτροοπτικού 3dB εύρους ζώνης.

Η πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του 26 GHz IQ διαμορφωτή με τη διαμόρφωση ενός οπτικού 22 Gbaud SP QPSK σήματος φαίνεται στην εικόνα 4.19 (b). Οι ηλεκτρικές παλμοσειρές δεδομένων για την δημιουργία των Inphase (I) και Quadrature (Q) συνιστωσών του σήματος προήλθαν από τις δύο συμπληρωματικές εξόδους ενός PPG μετά την ενίσχυσή τους από δύο ξεχωριστούς RF ενισχυτές ευρείας ζώνης [4.20] (εικόνα 4.19), οι οποίοι ήταν κατάλληλοι για ενίσχυση έως 56 Gb/s ηλεκτρικών σημάτων. Η οπτική έξοδος του διαμορφωτή και τα οπτικά διαγράμματα οφθαλμού για διάφορους ρυθμούς δεδομένων ελήφθησαν αρχικά από έναν παλμογράφο διακριτού χρόνου (Relevant Time Oscilloscope) με ηλεκτρικό bandwidth 70 GHz. Τα διαγράμματα αστερισμού καθώς και οι μετρήσεις BER προέκυψαν ύστερα από τη σύμφωνη φώραση των δεδομένων με το δέκτη της εικόνας 4.17. Ο τοπικός ταλαντωτής που χρησιμοποιήθηκε ήταν ένα tunable laser με linewidth < 1 MHz, το οποίο ενισχύθηκε προτού εισέρθει στη πειραματική διάταξη του δέκτη και η οπτική ισχύος που κατέληγε στις ισοσταθμισμένες φωτοδιόδους ρυθμίστηκε στα -18 dBm για το σήμα δεδομένων και -7 dBm για το LO. Για την δειγματοληψία των εξόδων των ισοσταθμισμένων φωτοδίοδων χρησιμοποιήθηκε ο ίδιος παλμογράφος πραγματικού χρόνου που αναφέρθηκε και στα πειράματα των παραπάνω υποκεφαλαίων. Τέλος, για την offline ψηφιακή επεξεργασία των δειγματοληπτημένων ακολουθιών δεδομένων, πέραν από τους ψηφιακούς αλγόριθμους που αναφέρθηκαν στην υποπαράγραφο 4.4.4, χρησιμοποιήθηκε ένας επιπλέον αλγόριθμος για τον ακριβή προσδιορισμό και την αναίρεση του της ολίσθησης της συχνότητας ανάμεσα στο οπτικό φέρον του LO και του σήματος δεδομένων [4.21] σε σύμφωνη intradyne φώραση στο δέκτη.



Εικόνα 4. 20: Παραγόμενα οπτικά SP QPSK σήματα στην έξοδο του IQ διαμορφωτή στα 22 (44 Gb/s), 25 (50 Gb/s) και 32 Gbaud (64 Gb/s).

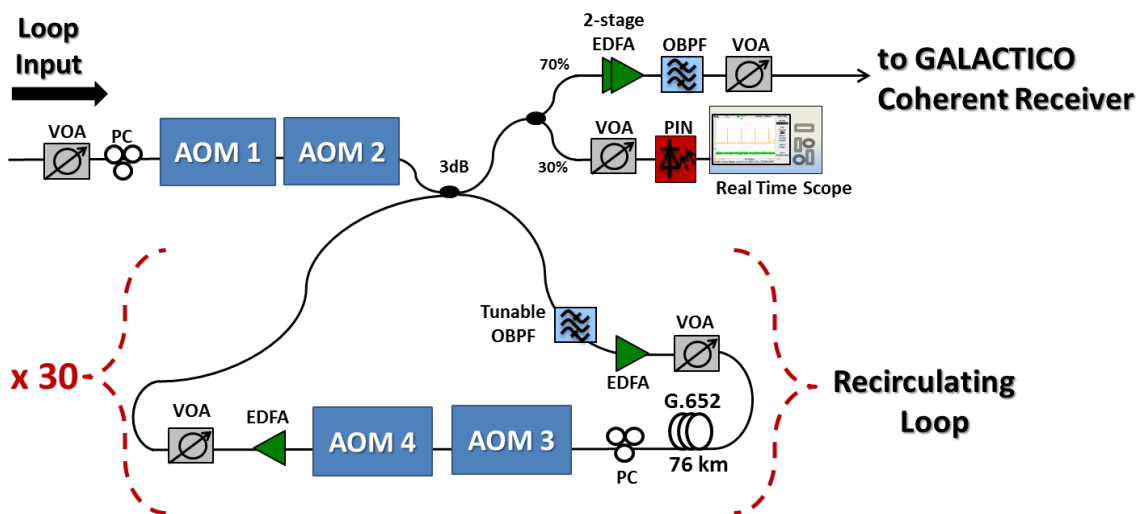
Τα οπτικά διαγράμματα οφθαλμού για 22, 25 και 32 Gbaud SP QPSK φαίνονται στην εικόνα 4.20, όπου και γίνεται εμφανές το περιορισμένο 3 dB bandwidth του IQ διαμορφωτή για τα 32 Gbaud. Το διάγραμμα αστερισμού για το 22 Gbaud (44 Gb/s) SP QPSK φαίνεται στην εικόνα 4.21, ενώ οι BER μετρήσεις που επιτεύχθηκαν συναρτήσει του OSNR φαίνονται στην εικόνα 4.21 (b). Οι διαφορετικές τιμές του BER υλοποιήθηκαν με την υπέρθεση ASE θορύβου από έναν EDFA στο ληφθέν σήμα, με τη βοήθεια ενός 3 dB συζεύκτη, όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.19 (a). Όπως γίνεται εμφανές, με την θεώρηση ύπαρξης FEC στο κατώφλι του BER στο επίπεδο του 1×10^{-3} , επιτυγχάνεται λήψη χωρίς σφάλματα με OSNR του σήματος δεδομένων περίπου στα 15 dB. Η απόδοση αυτή θα μπορούσε να βελτιωθεί περαιτέρω με τη θεώρηση turbo FEC στο κατώφλι 2×10^{-2} , όπου λήψη χωρίς σφάλματα στο δέκτη μπορεί να επιτευχθεί με OSNR σήματος κάτω από 12 dB. Ακόμη, η DSP επεξεργασία στο δέκτη υλοποιήθηκε με την επεξεργασία περίπου 4×10^4 συμβόλων. Στην περίπτωση που κανένα λάθος δεν παρατηρούνταν στα ληφθέντα δεδομένα σε σχέση με τα δεδομένα που μεταδόθηκαν, το ανώτερο διάστημα εμπιστοσύνης στο BER ήταν 95% με 5×10^5 σύμβολα. Τέλος, να σημειωθεί ότι η αξιολόγηση QPSK σημάτων μεγαλύτερου Baudrate στο δέκτη ως προς το BER δεν ήταν εφικτή, εξαιτίας του περιορισμένου εύρους ζώνης των ισοσταθμισμένων φωτοδεκτών (11 GHz).



Εικόνα 4. 21: (a) Διάγραμμα αστερισμού για 22 Gbaud SP QPSK, (b) καμπύλη BER συναρτήσει του OSNR.

4.4.4.2 Πειραματική Μετάδοση 22 Gbaud (44 Gb/s) SP QPSK σε Greenfield Επαναληπτικό βρόχο

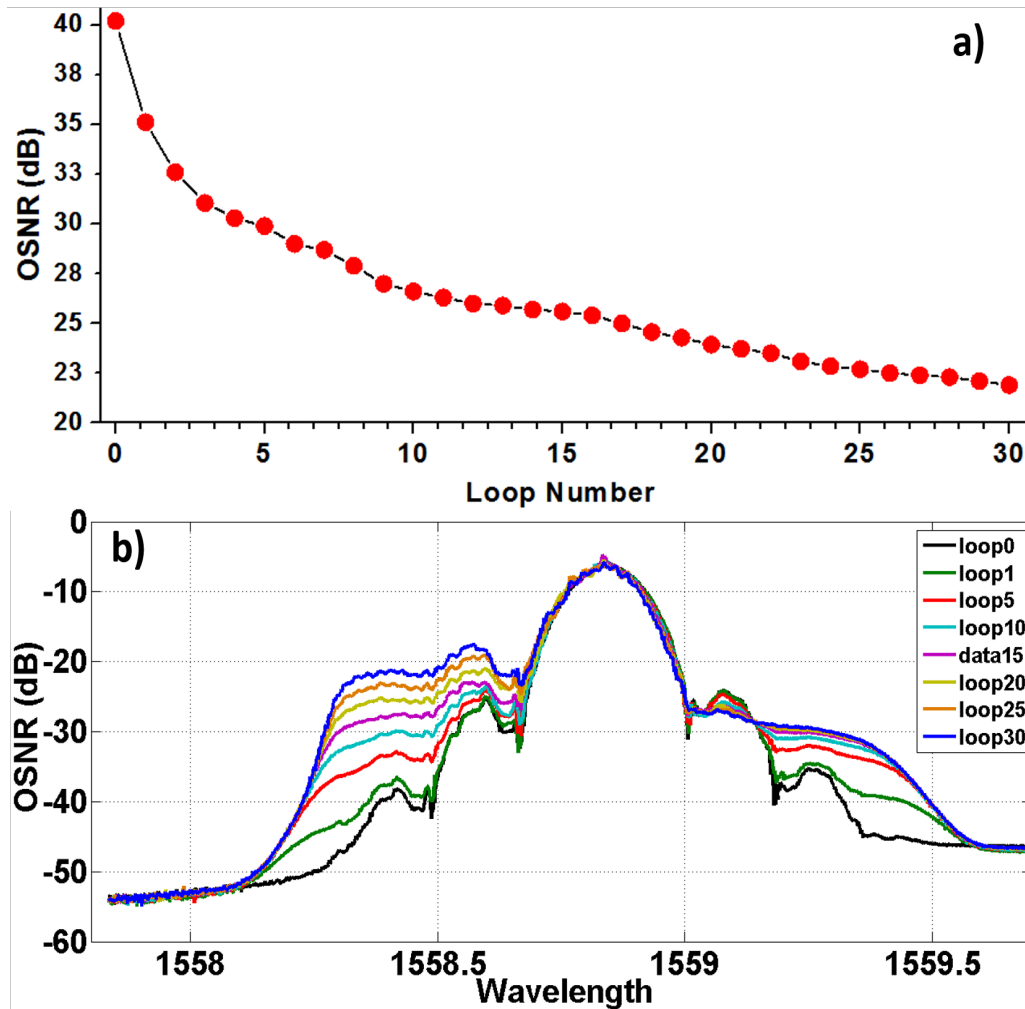
Μετά την αξιολόγηση του διαμορφωμένου σήματος από τον GaAs IQ διαμορφωτή με B2B μετρήσεις, ακολούθησε η μετάδοσή του σε μία ελαφρώς διαμορφωμένη έκδοση πειραματικής διάταξης του Greenfield επαναληπτικού βρόχου που παρουσιάστηκε στην εικόνα 4. 11. Η αναθεωρημένη έκδοση του επαναληπτικού βρόχου που χρησιμοποιήθηκε στο συγκεκριμένο πείραμα παρουσιάζεται στην εικόνα 4.22 και η διαφοροποίηση έγκειται στην προσθήκη ενός επιπλέον AOM στον διακόπτη εξόδου του βρόχου. Με τη προσθήκη αυτή, όπως αναφέρθηκε και στην υποπαράγραφο 4.4, βελτιώνεται το E.R των δεδομένων μετάδοσης και συνεπώς ελαχιστοποιεί την παρεμβολή ανάμεσα στο οπτικό σήμα που εισέρχεται στο βρόχο (από τον AOM 1 & 2) και σε αυτό που περιστρέφεται μέσα σε αυτόν κατά τη διάρκεια “γεμίματος” του με δεδομένα. Πρακτικά, με τη συγκεκριμένη τεχνική γίνεται ευκολότερος ο διαχωρισμός των δεδομένων που μεταδίδονται στον επαναληπτικό βρόχο από επανάληψη σε επανάληψη, εφόσον βάσει της θεμελιώδους λειτουργίας του βρόχου όλα τα δεδομένα όλων των επαναλήψεων καταφθάνουν σειριακά στο δέκτη. Επιπροσθέτως, πέραν της αύξησης του E.R των δεδομένων, η επιπλέον προσθήκη του AOM4 με ολίσθηση συχνότητας αντίθετου προσήμου από αυτήν που εισάγει ο AOM 3 αποσκοπεί στην εξάλειψη του συνολικού frequency offset ανάμεσα στο οπτικό φέρον του σήματος δεδομένων και του LO στο δέκτη και συνεπώς εξασφαλίζεται η καλύτερη σύγκλιση των DSP αλγορίθμων στο δέκτη κατά την ανάκτηση των αποδιαμορφωμένων δεδομένων.



Εικόνα 4. 22: Πειραματική διάταξη Greenfield επαναληπτικού βρόχου. AOM: Acousto-Optic Modulator, VOA: Variable Optical Attenuator, OBPF: Optical Band Pass Filtering, PC: Polarization Controller.

Όπως περιγράφηκε και στο κεφάλαιο 2.4, ο επαναληπτικός βρόχος ρυθμίστηκε με τέτοιο τρόπο ώστε να υποστηρίζει την μετάδοση δεδομένων μέχρι και 30 επαναλήψεις οι οποίες και αντιστοιχούν σε 2280 km G.652 SMF. Η εξέλιξη του OSNR έπειτα από διαδοχικές επαναλήψεις μέσα στο βρόχο φαίνεται στην εικόνα 4.23 (a), καθώς και η υπέρθεση του οπτικού φάσματος του σήματος σε ενδεικτικές επαναλήψεις παρουσιάζεται στην εικόνα 4.23 (b). Επίσης, η εξέλιξη του BER που επετεύχθη σε διαφορετικές επαναλήψεις του σήματος στο βρόχο παρουσιάζεται στον πίνακα 4.3 . Τα συγκεκριμένα επίπεδα BER επεξεργάστηκαν με ένα δείγμα συμβόλων μεγέθους 4×10^5 και επίπεδα BER κάτω από 1×10^{-3} σημειώθηκαν για έναν αριθμό 26 επαναλήψεων μέσα στο βρόχο, οι οποίες αντιστοιχούν σε απόσταση 1976 km SMF. Μετάδοση χωρίς σφάλματα μπορεί να εξασφαλιστεί ακόμη και σε χαμηλότερα επίπεδα

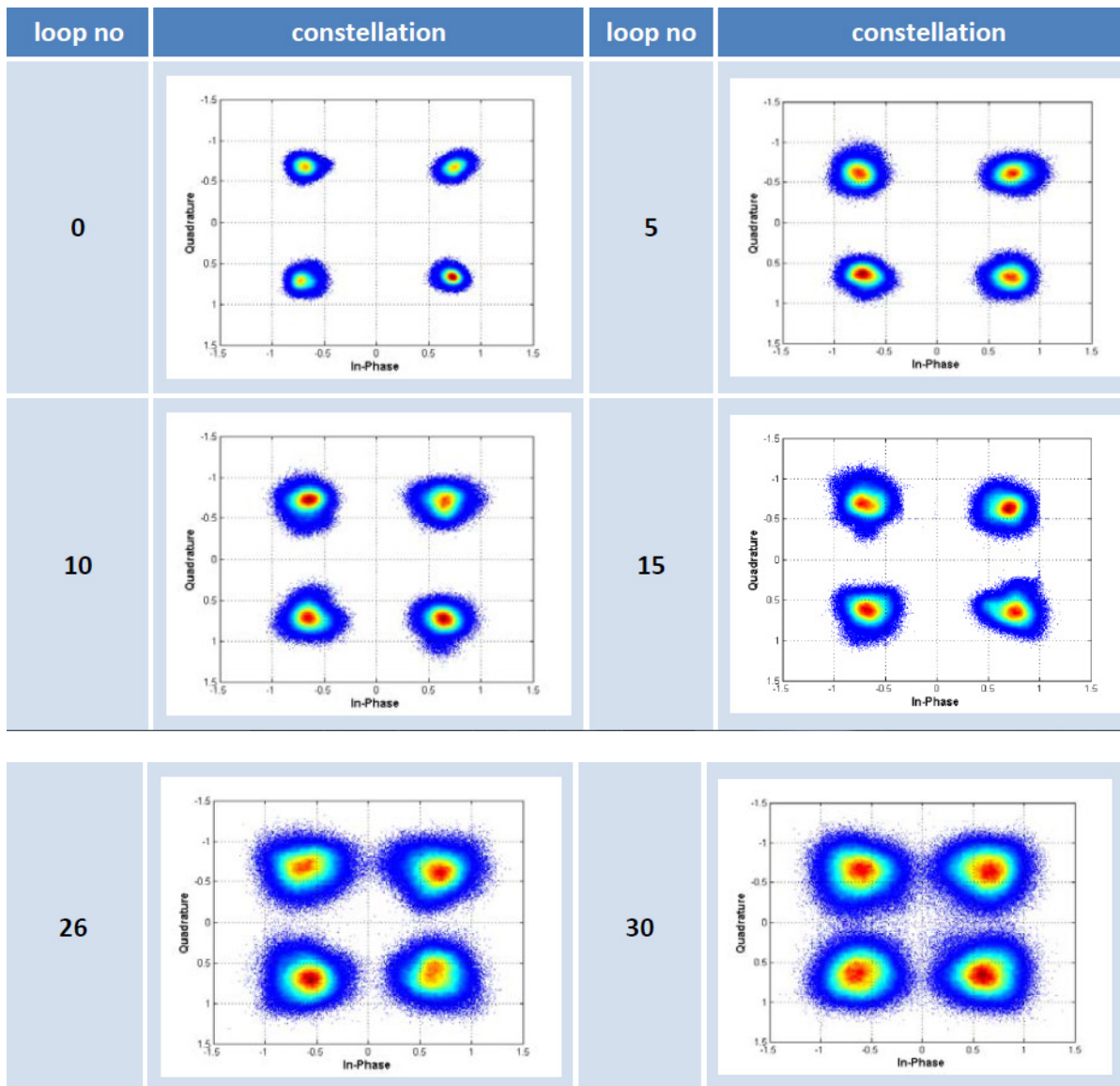
BER της τάξεων του 2×10^{-2} , αυξάνοντας έτσι τη συνολική απόσταση μετάδοσης στις 30 επαναλήψεις (2280 km), υιοθετώντας όμως πιο σύνθετους κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων FEC. Τα αντίστοιχα διαγράμματα αστερισμού παρουσιάζονται στην εικόνα 4.24, όπου και γίνεται εμφανής η διεύρυνση της κατανομής των συμβόλων με την αύξηση των επαναλήψεων του σήματος μέσα στο βρόχο. Το φαινόμενο αυτό αποδίδεται στα αύξηση του θορύβου φάσης και πλάτους που προέρχονται από τον συσσωρευόμενο ASE θόρυβο των EDFAs καθώς και στις μη γραμμικότητες της ίνας.



Εικόνα 4. 23: Πειραματική διάταξη Greenfield επαναληπτικού βρόχου. AOM: Acousto-Optic Modulator, VOA: Variable Optical Attenuator, OBPF: Optical Band Pass Filtering, PC: Polarization Controller.

Span	BER range with 95% C.L.
0 (back to back)	$BER < 4 \cdot 10^{-6}$
5	$BER < 4 \cdot 10^{-6}$
10	$BER < 4 \cdot 10^{-6}$
15	$BER < 4 \cdot 10^{-6}$
20	$1.3 \cdot 10^{-6} < BER < 1.2 \cdot 10^{-5}$
26	$8 \cdot 10^{-5} < BER < 1.2 \cdot 10^{-4}$
30	$1.1 \cdot 10^{-3} < BER < 1.2 \cdot 10^{-3}$

Πίνακας 4. 3: BER 22 Gbaud (44 Gb/s) SP QPSK συναρτήσεως των επαναλήψεων του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.



Εικόνα 4. 24: Ενδεικτικά διαγράμματα αστερισμού των δύο διαμορφωμένων πολώσεων του 22 Gbaud (44Gb/s) SP QPSK σήματος για κάθε επανάληψη του μέσα στον επαναληπτικό βρόχο.

4.5 Σύνοψη & Συμπεράσματα Κεφαλαίου 4

Στο κεφάλαιο 4 περιγράφηκε ένας τρόπος για την κατασκευή οπτικών διατάξεων επαναληπτικών βρόχων, οι οποίες είναι χρήσιμες για την εξομοίωση μετάδοσης σημάτων σε μεγάλες χιλιομετρικές αποστάσεις, έχοντας όμως πεπερασμένο αριθμό από διαθέσιμα τμήματα οπτικής ίνας και εξοπλισμού. Σύμφωνα με τις βασικές αρχές που περιγράφηκαν σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν πειραματικά στο Ε.Φ.Ε οπτικοί επαναληπτικοί βρόχοι που εξομοίωναν τη μετάδοση σημάτων ανώτερης τάξης QPSK με ή χωρίς πολυπλεξία στη πόλωση τόσο σε οπτικά δίκτυα κορμού τύπου Brownfield (με χρήση DCF ίνας για αντιστάθμιση της διασποράς) όσο και σε Greenfield αρχιτεκτονικές, όπου η αντιστάθμιση της διασποράς γίνεται αποκλειστικά στο σύμφωνο δέκτη με τη χρήση DSP αλγορίθμων. Για τον επαναληπτικό βρόχο τύπου Brownfield παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα ενός WDM πειράματος μετάδοσης που περιλάμβανε τη διαμόρφωση συνολικά 10 καναλιών με μικτό σχήμα διαμόρφωσης και ρυθμό μετάδοσης. Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης του WDM καναλιού ήταν ίσος με 242 Gb/s και αποτελούνταν από 4 x 44 Gb/s QSPK και 6 x 11 OOK Gb/s κανάλια, χωρίς κανένα από αυτά να έχει πολυπλεχθεί ως προς τη πόλωση του. Η λήψη των QPSK καναλιών υλοποιήθηκε με το σύμφωνο σχήμα φώρασης με εφαρμογή DSP στο δέκτη και τα αποτελέσματα της μετάδοσης έδειξαν ότι όλα τα κανάλια μπορούν να μεταδοθούν σε τουλάχιστον 2100 km με χρήση FEC, αποδεικνύοντας ότι τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης όχι μόνον μπορούν να συνδυαστούν σε μια WDM μετάδοση με παραδοσιακά σχήματα διαμόρφωσης τύπου OOK, αλλά μπορούν να μεταδοθούν επιτυχώς και σε αρχιτεκτονικές Legacy δικτύων όπου η αντιστάθμιση της διασποράς γίνεται με τη χρήση DCF ίνας.

Εν συνεχεία, ο επαναληπτικό βρόχος τύπου Greenfield αξιολογήθηκε με τη μετάδοση: α) ενός 20 Gb/s ή 44 Gb/s QPSK σήματος χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση και β) ενός 40 Gb/s DP-QPSK σήματος με πολυπλεξία ως προς τη πόλωση. Η διαμόρφωσή τους επιτεύχθηκε με τη χρήση ενός πρότυπου οπτοηλεκτρονικού κυκλώματος IQ MZM διαμορφωτή σε πλατφόρμα GaAs, ο οποίος προέκυψε ως μέρος της ερευνητικής ευρωπαϊκής συνεργασίας ICT Galactico ανάμεσα στο Ε.Φ.Ε και σε διεθνούς φήμης ερευνητικούς οργανισμούς και πανεπιστήμια της Ευρώπης. Η λήψη των σημάτων διενεργήθηκε με τη χρήση της τεχνικής της ενδόδυνης σύμφωνης λήψης στο δέκτη με την ανάπτυξη πρωτότυπων αλγορίθμων για την ανάκτηση των δεδομένων και την αξιολόγησή τους. Τα πειραματικά αποτελέσματα των πειραμάτων μετάδοσης έδειξαν ότι τα διαμορφωμένα κανάλια μπορούν να μεταδοθούν σε αποστάσεις πολύ μεγαλύτερες των 2400 km με τη χρήση FEC για όλες τις περιπτώσεις, επαληθεύοντας της ανωτερότητα του σύμφωνου τρόπου φώρασης των σημάτων σε Greenfield αρχιτεκτονικές οπτικών δικτύων κορμού. Η αξιολόγηση των διαμορφωμένων σημάτων σε όλες τις περιπτώσεις διενεργήθηκε τόσο με τη λήψη BER μετρήσεων όσο και με διαγράμματα αστερισμού.

Αναφορές Κεφαλαίου 4

- [4.1] Infinera White paper on “*Coherent DWDM Technologies*”, available at: http://www.infinera.com/pdfs/whitepapers/Infinera_Coherent_Tech.pdf
- [4.2] Ho, Keang-Po, “*Phase-Modulated Optical Communication Systems*”, Springer 2005th edition, Chap. 1
- [4.3] Alcatel Lucent Technology White Paper - Next-generation Electro-Optics Technology with Coherent Detection, Addressing the Challenge of Capacity Growth in Optical Networks, 2010.
- [4.4] OIF «Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradynne Coherent Receivers», available at: http://www.oiforum.com/public/documents/OIF_DPC_RX-01.0.pdf
- [4.5] NEOS Acousto-optic Modulators datasheets, available at: http://neostech.com/new_content.asp?content=AO_Modulators
- [4.6] D. J. McCarron, “*A Guide to Acousto-Optic Modulators*”, 2007.
- [4.7] Photline 1550 nm band, 20 GHz IQ modulators model MXIQ-LN-40, datasheet available at: <http://www.photline.com/product/view/41/>
- [4.8] ITU on G.694.1 Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid, available at: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1-200206-S/en>
- [4.9] L. Zimmermann, K. Voigt, G. Winzer, K. Petermann, C.M. Weinert, “*C-Band Optical 90° Hybrids based on Silicon-on-Insulator 4x4 Waveguide Couplers*”, IEEE Photonics Technology Letters, vol.21 , pp. 143-145, 2009.
- [4.10] D. Godard, “*Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 28, pp. 1867 – 1875, 1980.
- [4.11] FP7 ICT-GALACTICO project: <http://www.ict-galactico.eu/>
- [4.12] Kyla Dual Polarization Optical 90° Hybrid, datasheet available at: <http://www.olivierlile.com/KYLIA/dualp.html>
- [4.13] U2t QPRV1000A Photoreceiver, datasheet available at: https://www.components76.com/pdf_dir/QPRV1002A-LP.pdf
- [4.14] M. Oerder and H. Meyr, “*Digital Filter and Square Timing Recovery*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 36, pp. 606-612, 1988.
- [4.15] V.A.J.M. Sleiffer, M.S Alfiad, D. Van Den Borne, S.L Jansen, M. Kuschnerov, S. Adhikari, H. de Waardt, “*A Comparison of 43-Gb/s POLMUX-RZ-DPSK and POLMUX-RZ-DQPSK Modulation for Long-Haul Transmission Systems*”, in proc. ECOC, Mo.2.C.4, Torino, Italy, Sept. 2010.
- [4.16] L.E. Nelson, S.L. Woodward, S. Foo, X. Zhou, M.D. Feuer, D. Hanson, D. McGhan, H. Sun, M. Moyer, M. O'Sullivan, P.D. Magill, “*Performance of a 46-Gbps Dual-Polarization QPSK Transceiver With Real-Time*

Coherent Equalization Over High PMD Fiber”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 27, pp. 158–167, 2009.

[4.17] T. Mizuochi, Y. Miyata, T. Kobayashi, Kazuhide Ouchi, K. Kuno, K. Kubo, K. Shimizu, H. Tagami, H. Yoshida, H. Fujita, M. Akita, K. Motoshima, “Forward error correction based on block turbo code with 3-bit soft decision for 10-Gb/s optical communication systems,” IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 10, pp. 376, 2004.

[4.18] B. Li, K. J. Larsen, D. Zibar, and I. T. Monroy, “Over 10 dB Net Coding Gain Based on 20% Overhead Hard Decision Forward Error Correction in 100G Optical Communication Systems”, in proc. ECOC, Tu.6.A.3, Geneva, Switzerland, Sept., 2011.

[4.19] M. Salsi, H. Mardoyan, P. Tran, C. Koebele, E. Dutisseuil, G. Charlet, S. Bigo, “155×100 Gbit/s coherent PDM-QPSK transmission over 7,200 km”, in Proc. ECOC, PD2.5, Sept. Vienna, Austria, 2009.

[4.20] Centellax OA5MVM 56 Gb/s Broadband amplifiers available at:
http://www.testmart.com/webdata/mfr_pdfs/CENLAX/products_telecom_pdf_OA5MVM.pdf

[4.21] S.Dris, I. Lazarou, P. Bakopoulos, H. Avramopoulos “Frequency Offset Estimation in M-QAM Coherent Optical Systems Using Phase Entropy”, in Proc. CLEO, CF1F.2, San Jose, CA, May, 2012.

[4.22] R.G Walker, R.G, M.F. O'Keefe, N. Cameron, H. Ereifej, T. Brast, “Gallium Arsenide Electro-Optic Modulators”, on Proc. IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICs),E.4, pp.1-4, La Jolla, CA, Oct., 2014.

[4.23] “Optimized Gallium Arsenide Modulators for Advanced Modulation Formats”, IEEE Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 19, pp. 3400912- 3400912, 2013.

[4.24] Finisar 200G/100G Tunable C-Band CFP2-ACO Coherent Optical Transceiver, available at:
<https://www.finisar.com/optical-transceivers/ftlc3321x3nl>

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Πειράματα Μετάδοσης σε Πραγματικές Δικτυακές Συνθήκες μέσω Δοκιμής Πεδίου

5.1 Εισαγωγή

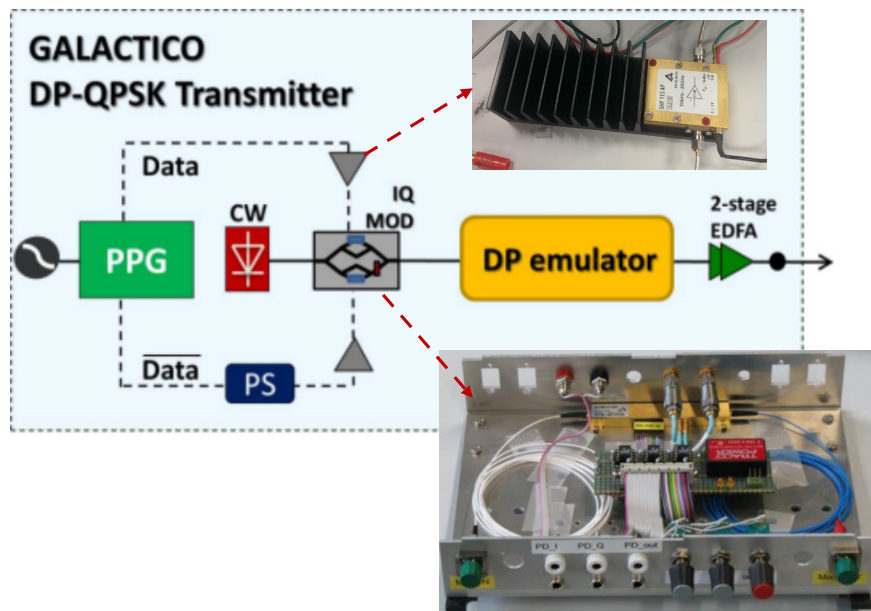
Το παρόν κεφάλαιο αποτελεί μια φυσική συνέχεια του συνόλου της μελέτης που προηγήθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια και αφορούσε την αξιολόγηση οπτικών σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης για μετάδοση της πληροφορίας σε οπτικά δίκτυα κορμού νέας γενιάς. Ο στόχος της συγκεκριμένης διερεύνησης αποσκοπούσε στην αναβάθμιση του συνολικού ρυθμού δεδομένων και της φασματικής αποδοτικότητας ανά κανάλι κατά τη μετάδοσή τους σε αρχιτεκτονικές δικτύων τύπου Brownfield ή Greenfield. Η έως τώρα μελέτη κάλυπτε τη παρουσίαση των περισσότερων παραμέτρων και τεχνικών που αφορούσαν τα στάδια της: διαμόρφωσης, μετάδοσης και σύμφωνης λήψης των οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης QPSK και QAM με πολυπλεξία ως προς την πόλωση, χρησιμοποιώντας και τεχνικές DSP για την ορθή ανάκτηση των δεδομένων στη μεριά του σύμφωνου δέκτη. Βάσει αυτού του πλαισίου λοιπόν, το κεφάλαιο 2 αναφερόταν στο θεωρητικό υπόβαθρο των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και των σύμφωνων τεχνικών λήψης, ενώ στη συνέχεια το κεφάλαιο 3 παρουσίασε εκτενώς μια σειρά από μοντέλα προσομοίωσης τα οποία χρησιμοποιήθηκαν ως βάση για την αξιολόγηση της μετάδοσης οπτικών καναλιών με μεγάλη φασματική αποδοτικότητα ανά οπτικό φέρον ως προς το μέγιστο μήκος μετάδοσης και τη συνολική υποβάθμισή τους. Επεκτείνοντας την διερεύνηση των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης πέραν των μοντέλων προσομοίωσης, το κεφάλαιο 4 παρουσίασε πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης οπτικών καναλιών διαμορφωμένα με το σχήμα QPSK με ή χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση σε διάφορους ρυθμούς δεδομένων και σε τοπολογίες δικτύου τύπου Brownfield ή Greenfield. Τα πειράματα αυτά υλοποιήθηκαν στο ΕΦΕ και για την επιτυχή περάτωση τους χρησιμοποιήθηκε η τεχνική εξομοίωσης μετάδοσης μεγάλων χιλιομετρικών αποστάσεων με επαναληπτικούς βρόχους και αναπτύχθηκαν πρωτότυποι offline DSP αλγόριθμοι για την ανάκτηση των δεδομένων κατά τη διαδικασία της σύμφωνης λήψης των δεδομένων στο δέκτη.

Στοχεύοντας στην περαιτέρω διεύρυνση των αποτελεσμάτων σχετικά με την απόδοση των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και την καταλληλότητά τους για τη μετάδοση υψηλού ρυθμού οπτικών καναλιών στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού, στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τα πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης τέτοιων καναλιών σε πραγματικές δικτυακές συνθήκες μέσω δοκιμών πεδίου. Αναλυτικότερα, οι πειραματικές δραστηριότητες που θα αναφερθούν στα παρακάτω υποκεφάλαια έλαβαν χώρα στις εργαστηριακές εγκαταστάσεις του Ιταλικού παρόχου τηλεπικοινωνιών Telecom Italia ως τμήμα των δραστηριοτήτων της ερευνητικής ευρωπαϊκής συνεργασίας GALACTICO στην οποία συμμετείχε ενεργά και το Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών. Ο πρώτος στόχος των δραστηριοτήτων αυτών ήταν η συγκριτική αξιολόγηση σε πραγματικές δικτυακές συνθήκες ενός πρωτότυπου ολοκληρωμένου μοντέλου οπτικού IQ διαμορφωτή σε πλατφόρμα GaAs σε σχέση με την απόδοση πανομοιότυπων IQ διαμορφωτών που βρίσκονται στις σύγχρονες εμπορικές κάρτες 100 Gb/s οπτικών πομποδεκτών. Προς αυτήν την κατεύθυνση και με το συγκεκριμένο IQ διαμορφωτή δημιουργήθηκαν και αξιολογήθηκαν, ως προς το επιτεύξιμο BER, οπτικά κανάλια με τα σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16-QAM με πολυπλεξία ως προς την πόλωση. Ο δεύτερος στόχος των πειραματικών δραστηριοτήτων ήταν η επίτευξη επιτυχούς μετάδοσης πραγματικής δικτυακής κίνησης με περισσότερα από ένα οπτικά κανάλια σε ρεαλιστικές συνθήκες, οι οποίες συναντώνται σε ήδη εγκατεστημένα οπτικά δίκτυα από τους παρόχους τηλεπικοινωνιών. Βάσει αυτού του στόχου υλοποιήθηκε επιτυχώς ένα WDM πείραμα μετάδοσης πέντε οπτικών καναλιών με μικτά σχήματα διαμόρφωσης (PSK και DP-QPSK) και ρυθμούς

δεδομένων (43 Gb/s και 100Gb/s) σε φασματικό πλέγμα (grid) των 50 GHz ανά κανάλι. Τα αποτελέσματα του πειράματος μετάδοσης σε δοκιμή πεδίου έδειξαν επιτυχή μετάδοση σε απόσταση 560 km και λήψη χωρίς σφάλματα για όλα τα κανάλια του WDM καναλιού με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 412 Gb/s [5.1].

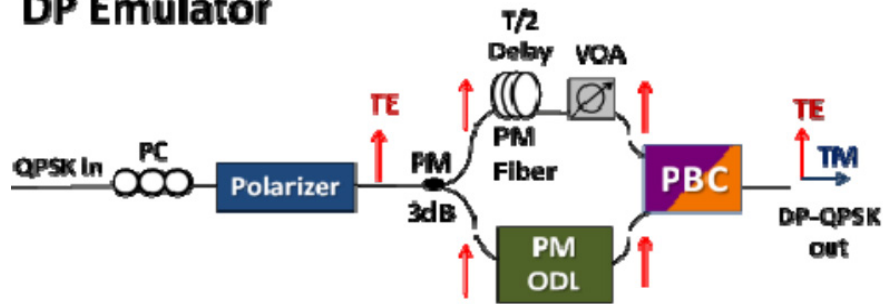
5.2 Διαμόρφωση - Αξιολόγηση 28 Gbaud (112 Gb/s), 32 Gb/s (128Gb/s) DP - QPSK & 10 Gbaud (80 Gb/s) DP 16-QAM καναλιού με GaAs IQ διαμορφωτή

Η πειραματική διάταξη του πομπού που χρησιμοποιήθηκε για τη διαμόρφωση και την αξιολόγηση των καναλιών για την B2B περίπτωση χωρίς μετάδοση, παρουσιάζεται στο σχεδιάγραμμα της εικόνας 5.1. Η πηγή Laser που χρησιμοποιήθηκε για την τροφοδότηση του οπτικού φέροντος προς διαμόρφωση στον GaAs IQ διαμορφωτή, είχε ρυθμιζόμενο μήκος κύματος εξόδου και εύρος φασματικής γραμμής (linewidth) ίσο με 50 kHz. Για τη δημιουργία των ηλεκτρικών δεδομένων που οδηγούσαν το διαμορφωτή, χρησιμοποιήθηκε μία εμπορικά διαθέσιμη γεννήτρια τετραγωνικών ηλεκτρικών (PPG) παλμών ψευδοτυχαίας ακολουθίας (PRBS) ένατης τάξης (2^9-1), έχοντας δύο κανάλια ικανά να παράγουν ηλεκτρικές ακολουθίες σε ρυθμούς έως 32 Gb/s [5.2]. Η έξοδος των δύο ηλεκτρικών καναλιών ενισχύθηκαν στα $\sim 3 V_{pp}$ με δύο εμπορικά διαθέσιμους Binary RF amplifiers με ηλεκτρικό bandwidth μεγαλύτερο των 30 GHz [5.3] και τροφοδότησαν τις αντίστοιχες I και Q ηλεκτρικές εισόδους του IQ διαμορφωτή σε ρυθμούς δεδομένων τόσο στα 28 όσο και στα 32 Gb/s. Αν και το παραγόμενο εύρος πλάτους (voltage swing) των ηλεκτρικών παλμών στην έξοδο των RF ενισχυτών ήταν το μισό απ' ότι χρειαζόταν ο διαθέσιμος IQ διαμορφωτής για στροφή φάσης $2 V_{\pi}$, αποδείχθηκε ότι τα $3 V_{pp}$ ήταν αρκετά για την διαμόρφωση καλής ποιότητας DP QPSK σημάτων. Η πολυπλεξία ως προς την πόλωση επιτεύχθηκε με έναν οπτικό εξομοιωτή πολυπλεξίας σημάτων ως προς την πόλωση, ο οποίος φαίνεται στην εικόνα 5.2. Η αρχή λειτουργίας του εξομοιωτή αυτού είναι η ίδια με αυτή που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 4.



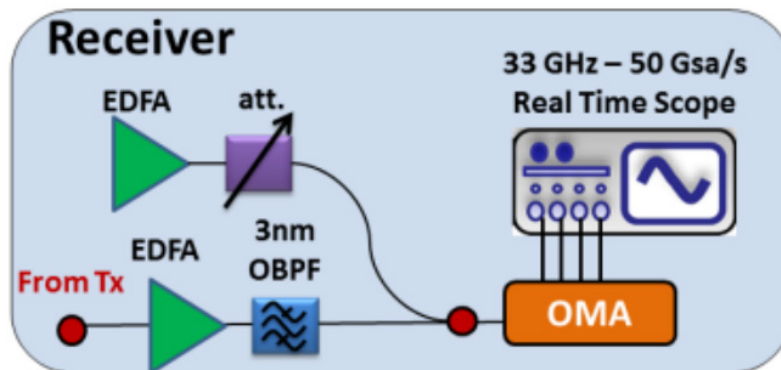
Εικόνα 5. 1: Απεικονιστικό διάγραμμα πειραματικής διάταξης πομπού για τη διαμόρφωση οπτικών καναλιών με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης και με πολυπλεξία ως προς την πόλωση. PS: Phase Shifter, PPG: Pulsed Pattern Generator, CW: Continuous Wavelength.

DP Emulator



Εικόνα 5. 2: Πειραματική διάταξη οπτικού εξομοιωτή για πολυπλεξία πολώσεων και τη δημιουργία DP σημάτων. PM: Polarization Maintaining fiber, PBC: Polarization Beam Splitter, VOA: Variable Optical Attenuator.

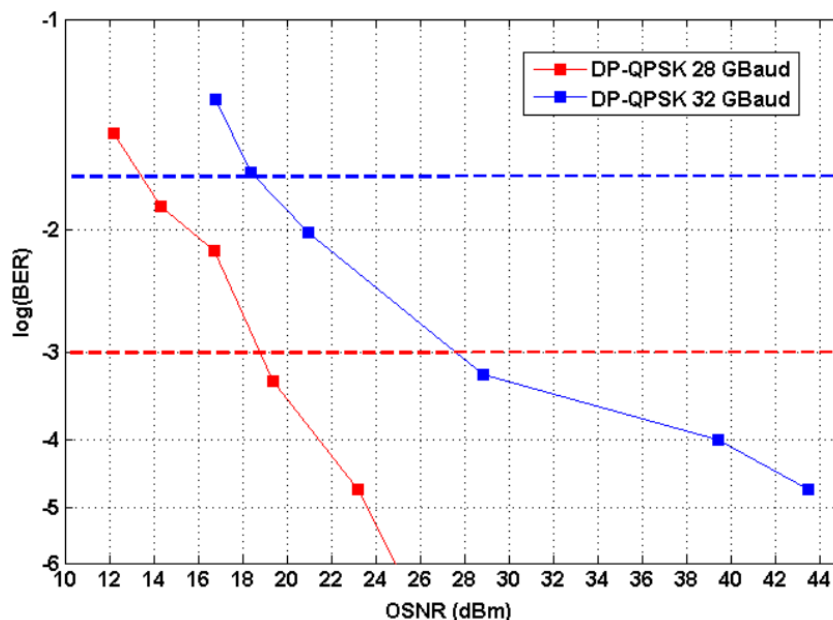
Στην πλευρά του δέκτη χρησιμοποιήθηκε ένας εμπορικά διαθέσιμος οπτικός αναλυτής διαμόρφωσης [Optical Modulation Analyzer – (OMA)] σε συνδυασμό με ένα παλμογράφο πραγματικού χρόνου (real-time oscilloscope) στις τέσσερις εξόδους του πρώτου (εικόνα 5.3). Ο OMA αποτελούνταν από ένα ρυθμιζόμενο ως προς τη συχνότητα εκπομπής οπτικό laser χαμηλού linewidth και από ένα σύμφωνο δέκτη με διαχωρισμό πόλωσης στην είσοδο του. Ο παλμογράφος ήταν εξοπλισμένος με τέσσερα ηλεκτρικά κανάλια με 33 GHz ηλεκτρικό bandwidth το καθένα και μπορούσε να αποθηκεύσει τις ηλεκτρικές παλμοσειρές πραγματικού χρόνου στην έξοδο του OMA με συνολικό ρυθμό 50 GSa/s ανά κανάλι. Οι αποθηκευμένες κυματομορφές και από τα τέσσερα κανάλια χρησιμοποιούνταν ως είσοδος σε ένα εξειδικευμένο λογισμικό με DSP αλγορίθμους που εκτελούνταν σε ένα εξωτερικό PC, το οποίο έδινε τη δυνατότητα αναπαράστασης του σχήματος διαμόρφωσης, του φάσματος και του ρυθμού σφαλμάτων [Bit-Error-Rate – (BER)] του εκάστοτε οπτικού καναλιού. Όπως γίνεται εμφανές και από τη γραφική αναπαράσταση της πειραματικής διάταξης του δέκτη, πέραν από τη χρήση ενός EDFA και ενός οπτικού ζωνοπερατού φίλτρου (OBPF) με 3 nm οπτικό bandwidth για την ενίσχυση και το φιλτράρισμα του ληφθέντος σήματος, χρησιμοποιήθηκε επιπλέον και ένας δεύτερος EDFA με έναν οπτικό εξασθενητή για τη διενέργεια BER μετρήσεων συναρτήσει του OSNR. Η υποβάθμιση του OSNR του ληφθέντος σήματος υλοποιήθηκε με την μίξη του μαζί με ελεγχόμενης ισχύος ASE θόρυβο προερχόμενο από τον δεύτερο EDFA με τη βοήθεια ενός οπτικού συζεύκτη.



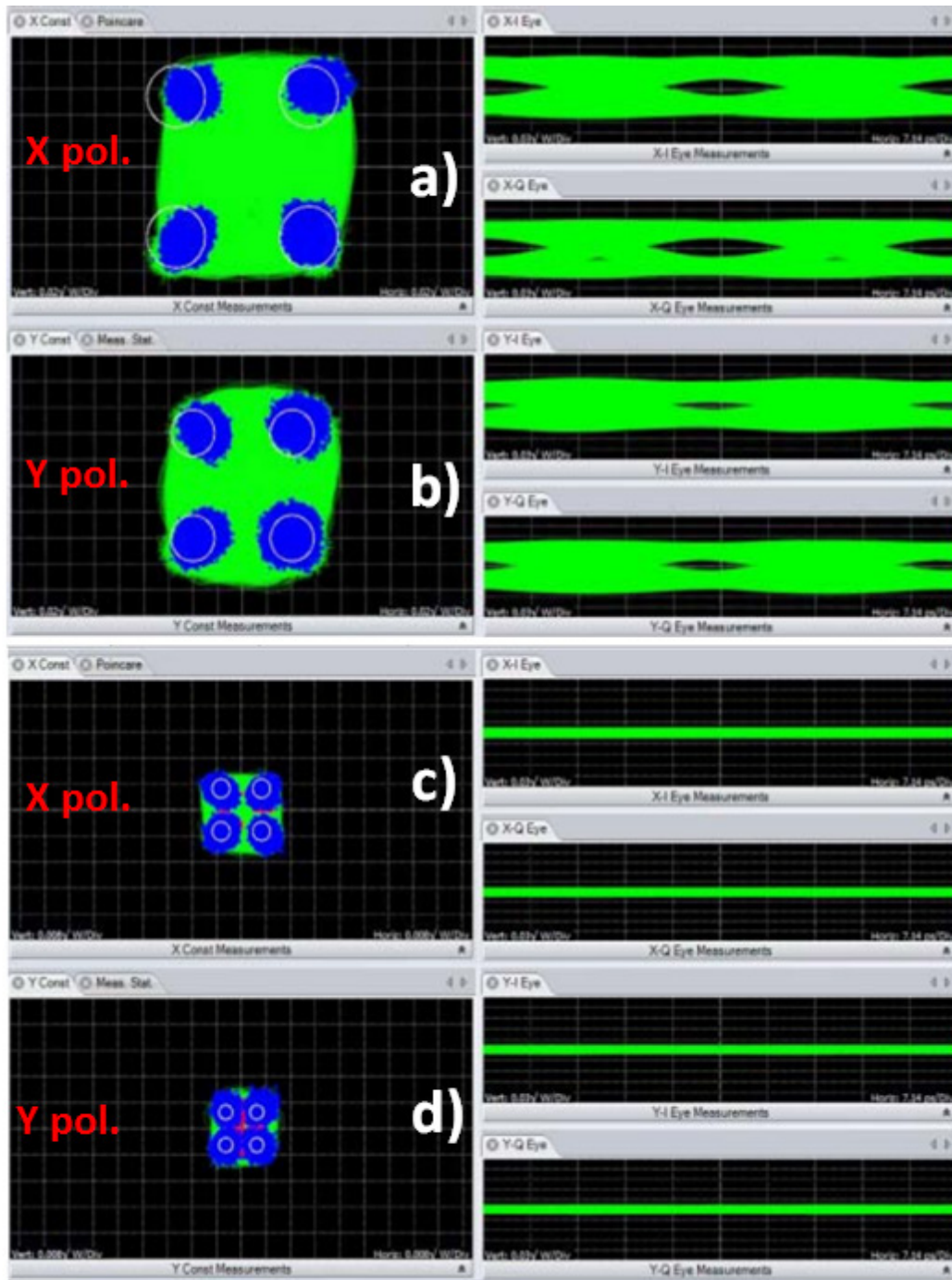
Εικόνα 5. 3: Πειραματική διάταξη σύμφωνου δέκτη για την αξιολόγηση οπτικών καναλιών διαμορφωμένα με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης. EDFA: Erbium Doped Amplifier, OMA: Optical Modulation Analyzer, OBPF: Optical Band Pass Filter.

5.2.1 Πειραματικά Αποτελέσματα B2B μετρήσεων για 28 και 32 Gbaud DP- QPSK

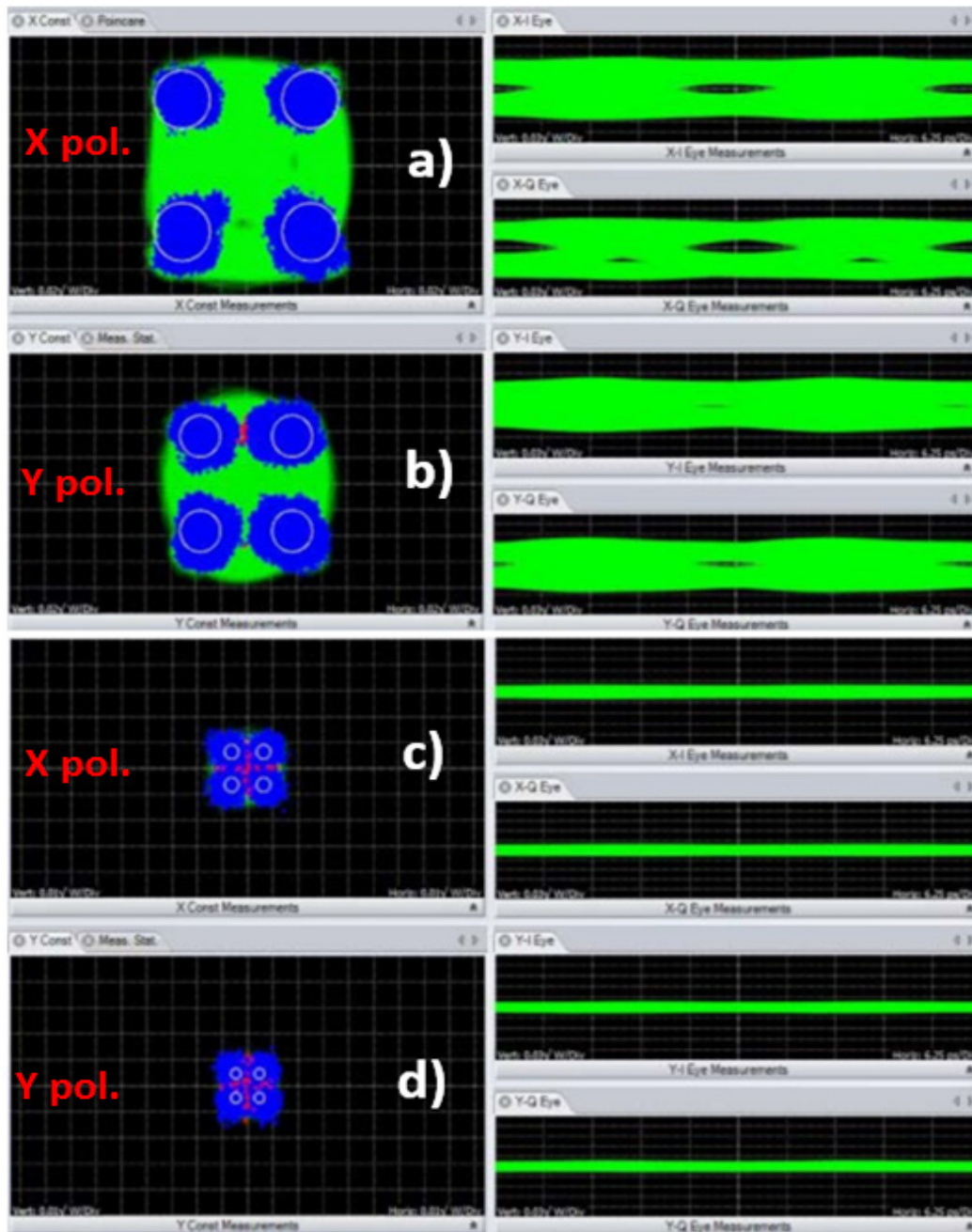
Η αξιολόγηση του 28 (112 Gb/s) και 32 (128 Gb/s) Gbaud DP- QPSK σήματος έγινε τόσο με καμπύλες BER συναρτήσεως των OSNR του ληφθέντος σήματος (εικόνα 5.4) όσο και με διαγράμματα αστερισμού (εικόνα 5.5, 5.6). Όπως ήταν αναμενόμενο το 28 Gbaud κανάλι έχει υψηλότερη απόδοση, όσον αφορά το επιτεύξιμο BER συναρτήσεως του OSNR, εξαιτίας του περιορισμένου ηλεκτρο-οπτικού bandwidth του IQ διαμορφωτή το οποίο ήταν ~ 27 GHz [5.4]. Όπως παρουσιάζεται και στις καμπύλες BER της εικόνας 5.4, η διαμόρφωση του καναλιού στα 32 Gbaud οδηγεί σε επιπρόσθετη ποινή στην ευαισθησία του δέκτη ως προς το OSNR κατά 5 και 9 dB στο επίπεδο BER των 1×10^{-3} (κόκκινη διακεκομμένη γραμμή) και 1.9×10^{-2} αντίστοιχα (μπλε διακεκομμένη γραμμή, σε σχέση με το 28 Gbaud κανάλι. Το πρώτο επίπεδο BER αντιστοιχεί στο συμβατικό FEC όριο με 11% overhead στο συνολικό ρυθμό μετάδοσης του καναλιού που χρησιμοποιείται κυρίως για τη μετάδοση 28 Gbaud σημάτων, ενώ το δεύτερο στο soft decision FEC με 20 % overhead στο συνολικό bitrate του καναλιού [5.5-5.7] και χρησιμοποιείται για τη διόρθωση των σφαλμάτων σε 32 Gbaud DP QPSK σήματα. Στο σημείο αυτό να αναφερθεί ότι για την συγκεκριμένη ποινή OSNR στην ευαισθησία του δέκτη δεν οφείλεται μόνο το περιορισμένο ηλεκτρο-οπτικό bandwidth του IQ διαμορφωτή, αλλά και ο ρυθμός δειγματοληψίας του real-time oscilloscope που χρησιμοποιήθηκε. Πιο συγκριμένα, σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας Nyquist, ο ρυθμός δειγματοληψίας των 50 GS/s επαρκεί για την σχεδόν τέλεια ανακατασκευή σημάτων βασικής ζώνης (base-band) με φασματικό περιεχόμενο έως 25 GHz. Συνεπώς λοιπόν, όσο περισσότερο αυξάνεται ο ρυθμός διαμόρφωσης του καναλιού παραπάνω από τα 25 Gbaud, τόσο μεγαλύτερη υποβάθμιση θα παρατηρείται σε αυτό στο δέκτη, με συνεπακόλουθη αύξηση του BER και της ποινής στο OSNR. Θεωρώντας λοιπόν τα προαναφερθέντα όρια για διόρθωση σφαλμάτων με FEC και για τις δύο περιπτώσεις, και δεδομένου του μισού από το απαιτούμενο voltage swing από τους RF ενισχυτές που χρησιμοποιήθηκαν στο πείραμα, οι BER μετρήσεις έδειξαν ότι και τα δύο κανάλια μπορούν να ληφθούν χωρίς σφάλματα στο δέκτη ακόμα και με υποβαθμισμένο OSNR στο δέκτη της τάξεως του 19 dB.



Εικόνα 5. 4: Καμπύλες BER συναρτήσεως του OSNR για B2B μετρήσεις των 28 Gbaud (112 Gb/s) DP-QPSK (κόκκινη γραμμή) και 32 Gbaud (128 Gb/s) DP-QPSK καναλιών. Οι διακεκομμένες γραμμές αναπαριστούν το μέγιστο κατώφλι BER για λήψη χωρίς σφάλματα με τη χρήση BER για κάθε περίπτωση : 2×10^{-2} (μπλε – 32 Gbaud) και 1×10^{-3} (κόκκινη-28 Gbaud).



Εικόνα 5. 5: Διαγράμματα αστερισμού για την B2B μέτρηση του 28 Gbaud (128 Gb/s) DP-QPSK καναλιού για X και Y πολωτικής συνιστώσας του καναλιού στη : **(a-b)** μεγαλύτερη τιμή OSNR (44 dB) και 0 σφάλματα (error-free) στα 200.000 σύμβολα, **(c-d)** για τιμή OSNR ίση με 19.35 dB και BER 5×10^{-4} .

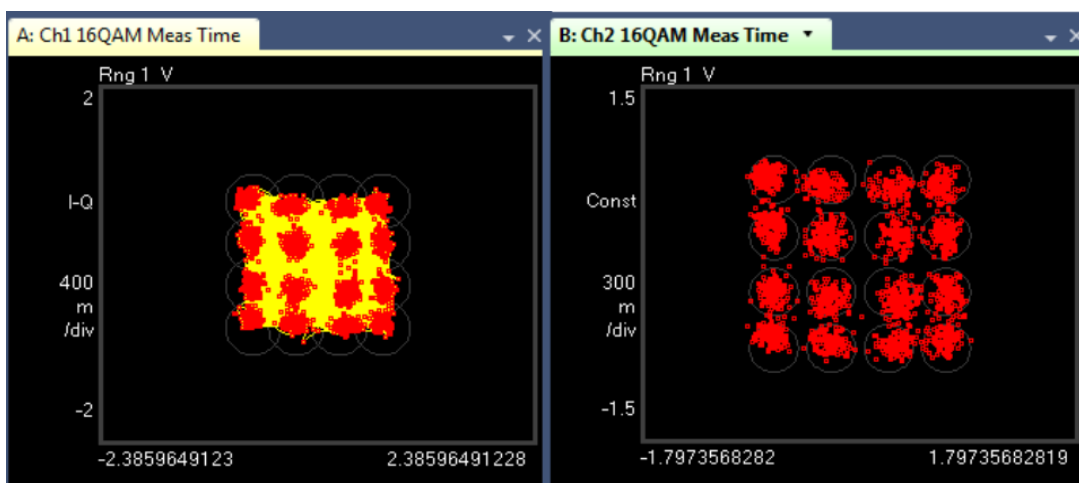


Εικόνα 5. 6: Διαγράμματα αστερισμού για την B2B μέτρηση του 32 Gbaud (128 Gb/s) DP-QPSK καναλιού για X και Y πολωτικής συνιστώσας του καναλιού στη : **(a-b)** μεγαλύτερη τιμή OSNR (43.5 dB) και BER ίσο με 2.2×10^{-5} , **(c-d)** για τιμή OSNR ίση με 20.97 dB και BER 2×10^{-2} .

5.2.2 Πειραματικά Αποτελέσματα B2B μετρήσεων για 10 Gbaud DP 16-QAM

Τα επόμενα σεντ μετρήσεων που υλοποιήθηκαν με τον GaAs IQ διαμορφωτή και πριν τα πειράματα μετάδοσης που θα ακολουθήσουν στα παρακάτω υποκεφάλαια, αφορούσαν τη διαμόρφωση ενός 10 Gbaud DP 16-QAM καναλιού. Στις πειραματικές μετρήσεις αυτές ο εξοπλισμός που χρησιμοποιήθηκε ήταν ο ίδιος με αυτόν που αναφέρθηκε και στην υποπαράγραφο 5.2.1, με τη διαφορά ότι αντί για τον PPG χρησιμοποιήθηκε ένα υψηλού ρυθμού Arbitrary Waveform Generator- (AWG) με ~20 GHz αναλογικό bandwidth και ηλεκτρικές εξόδους με δυνατότητα δημιουργίας 50 GS/s ψηφιακών παλμοσειρών [5.8]. Στην πράξη, επιτεύχθηκε η δημιουργία ηλεκτρικών ακολουθιών με τέσσερα επίπεδα (4-PAM) όταν το AWG λειτουργούσε σε ρυθμό δεδομένων 10 Gbaud, ενώ η λειτουργία του σε υψηλότερες ταχύτητες οδηγούσε σε υπερβολικά υποβαθμισμένα ηλεκτρικά σήματα τα οποία κρίθηκαν ακατάλληλα για την οδήγηση του IQ διαμορφωτή και τη διαμόρφωση οπτικών 16 QAM σημάτων. Επιπλέον, ένας ακόμα περιορισμός του πομπού κατά τη διάρκεια των πειραματικών μετρήσεων ήταν η έλλειψη γραμμικών RF ενισχυτών, ικανούς να ενισχύσουν ικανοποιητικά τα ηλεκτρικά σήματα με τα τέσσερα επίπεδα. Για την αντιμετώπιση του συγκεκριμένου προβλήματος χρησιμοποιήθηκαν οι ίδιοι binary RF ενισχυτές του πειράματος διαμόρφωσης DP QPSK σημάτων, με τη διαφορά ότι οι παλμοσειρές εισόδου του είχαν πολύ μικρότερο voltage-swing ούτως ώστε οι ενισχυτές να λειτουργούν στη γραμμική περιοχή τους. Τα ενισχυμένα ηλεκτρικά 4-PAM σήματα εξόδου είχαν 4.5 V_{pp} και κρίθηκαν ικανοποιητικά για να οδηγήσουν τον IQ διαμορφωτή και τη διαμόρφωση ενός DP 16-QAM καναλιού.

Η διάταξη του σύμφωνου δέκτη διαφοροποιήθηκε από τις προηγούμενες με τη χρήση ενός φορητού OMA [5.9] με ενσωματωμένα όλα τα οπτικά και ηλεκτρικά κυκλώματα ενός σύμφωνου intradyne δέκτη, ικανού να αναπαριστά σχήματα διαμόρφωσης QAM. Εξαιτίας της περιορισμένης μνήμης του μετρητικού οργάνου αυτού και της μη δυνατότητάς του να επεξεργάζεται μεγάλες ακολουθίες από σύμβολα, η αξιολόγηση του 10 Gbaud DP 16-QAM καναλιού δεν ήταν δυνατόν να επιτευχθεί με την άμεση καταμέτρηση των λαθών στο δέκτη για τον υπολογισμό του BER. Αντ' αυτού, η αξιολόγηση του καναλιού έγινε με τη μετρητική του Error-Vector-Magnitude (EVM) [5.10, 5.11]. Αν και υπάρχουν αναλυτικές μέθοδοι που συνδέουν την μετρητική του EVM με μία εκτίμηση του BER, παρόλα αυτά αυτή γίνεται πολύ ανακριβής στην περίπτωση που το EVM λαμβάνει μεγάλες τιμές. Συνεπώς λοιπόν, ο υπολογισμός μιας καμπύλης του BER συναρτήσεως του OSNR του καναλιού δεν ελήφθη, εφόσον δεν θα αντικατόπτριζε την πραγματική απόδοση του. Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για την αξιολόγηση του διαμορφωμένου



Εικόνα 5. 7: Διαγράμματα αστερισμού για το 10 Gbaud (80 Gb/s) DP 16-QAM καναλιού για την X (αριστερά) και Y (δεξιά) πολωτική συνιστώσα του στην B2B περίπτωση με OSNR 40 dB.

σήματος περιελάμβανε τη μέτρηση του EVM για τη B2B περίπτωση και στην μεγαλύτερη τιμή του OSNR του καναλιού, που ξεπερνούσε τα 40 dB. Τα διαγράμματα αστερισμού και για τις δύο πολωτικές συνιστώσες του σήματος που ελήφθησαν από τον OMA φαίνονται στην εικόνα 5.7 και τα αντίστοιχα EVM τους μετρήθηκαν σε 11.8% και 12.8%. Σύμφωνα με αυτές τις τιμές και χρησιμοποιώντας τη μέθοδο της [5.12], οι αντίστοιχες εκτιμήσεις του BER μπορούν να εκτιμηθούν στα επίπεδα του $\sim 3 \times 10^{-4}$ και 9.5×10^{-4} , πολύ πιο κάτω από το όριο διόρθωσης λαθών για το SD FEC.

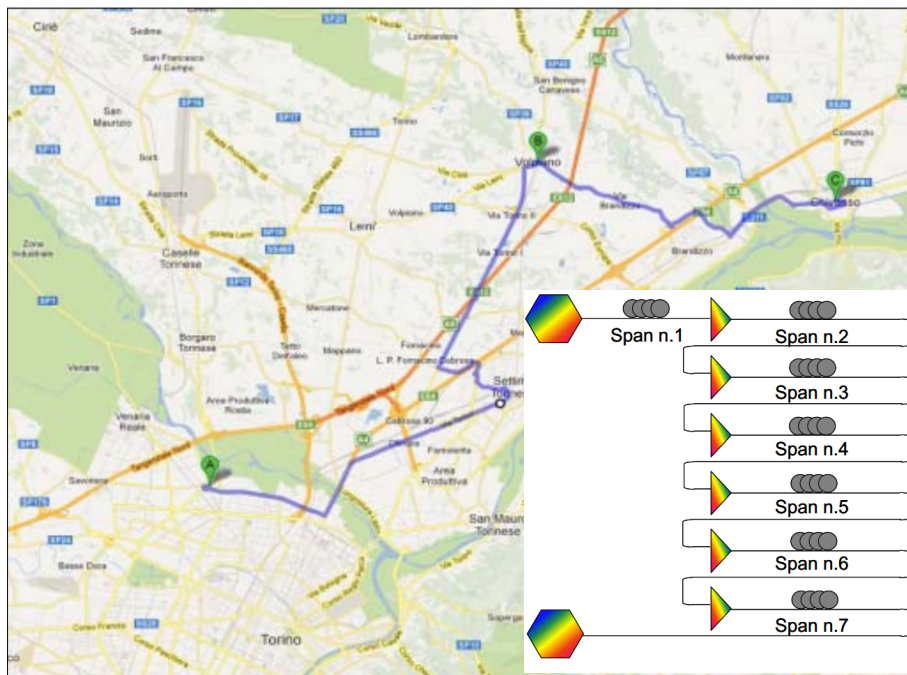
5.3 WDM Μετάδοση Συνολικού Ρυθμού Μετάδοσης 422-426 Gb/s σε Δοκιμή Πεδίου Greenfield δικτύου μήκους 560 km με 50 GHz φασματικό πλέγμα

Το επόμενο βήμα των πειραματικών δραστηριοτήτων περιελάμβανε την αξιολόγηση μετάδοσης ενός WDM καναλιού σε πραγματικές δικτυακές συνθήκες με συνολικό ρυθμό μετάδοσης από 422 έως 426 Gb/s, το οποίο αποτελούνταν από πέντε οπτικά κανάλια με μέγιστο φασματικό 3 dB bandwidth 50 GHz ανά κανάλι και συχνοτική απόσταση μεταξύ τους (φασματικό πλέγμα) επίσης 50 GHz. Πεδίο διερεύνησης του πειράματος ήταν αφενός η συγκριτική αξιολόγηση του GaAs IQ διαμορφωτή σε σχέση με εμπορικά διαθέσιμα κυκλώματα πομποδεκτών για διαμόρφωση σε ρυθμούς μετάδοσης 100 Gb/s με το σχήμα DP-QPSK, και αφετέρου η μελέτη της υποβάθμισης του κάθε καναλιού ξεχωριστά στην περίπτωση WDM μετάδοσης σε οπτικό δίκτυο τύπου Greenfield με εφαρμογή σύμφωνης φώραση και DSP στο δέκτη. Το WDM κανάλι που υλοποιήθηκε αποτελούνταν από τέσσερα οπτικά φέροντα διαμορφωμένα από εμπορικά διαθέσιμες κάρτες πομποδεκτών με τα σχήματα διαμόρφωσης 28 Gbaud (112 Gb/s) DP-QPSK και 43 Gb/s SP DPSK και το πέμπτο κανάλι ανατέθηκε στο πρότυπο μοντέλο GaAs IQ διαμορφωτή που περιγράφηκε και στην ενότητα 5.2, διαμορφώνοντας το κανάλι με ψευδοτυχαίες ακολουθίες δεδομένων στα 28 και έπειτα στα 32 Gbaud DP-QPSK. Για τις ανάγκες του πειράματος της WDM μετάδοσης σε πραγματικές συνθήκες, παραχωρήθηκε από τον Ιταλικό πάροχο τμήμα του εγκατεστημένου τοπικού metro δικτύου της συνολικού μήκους 560 km άνευ DCF ινών για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς στο οπτικό πεδίο. Το πλέγμα των 50 GHz επιλέχθηκε τόσο για τον εναρμονισμό του πειράματος με τα στάνταρντ της WDM μετάδοσης στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού σε σταθερό φασματικό grid, όσο και λόγω του ότι όλα τα WSS φίλτρα που υπήρχαν στους οπτικούς κόμβους κατά μήκος του δικτύου μετάδοσης είχαν σταθερή συχνοτική απόσταση ίση με 50 GHz με 3 dB εύρος καναλιού για κάθε κανάλι φιλτραρίσματος ίσο με 50 GHz.

Στην υποενότητα 5.3.1 που έπεται θα αναφερθεί αναλυτικά η δομή και τα χαρακτηριστικά του οπτικού δικτύου μετάδοσης που χρησιμοποιήθηκε, όπως επίσης θα περιγραφεί και η διαδικασία χαρακτηρισμού του ως προς: α) τη συνολική εικόνα θορύβου του, β) την τιμή της συνολικής χρωματικής διασποράς και γ) την βέλτιστη τιμή οπτικής ισχύος που απαιτείται ανά κανάλι για βελτιστοποίηση της απόδοσης τους. Τέλος, στην υποενότητα 5.3.2 θα παρουσιαστούν τα πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης του WDM με τη βοήθεια του οπτικού φάσματος, των διαγραμμάτων αστερισμού και τιμών του επιτεύξιμου BER για κάθε κανάλι στην έξοδο του οπτικού link μετάδοσης.

5.3.1 Περιγραφή του δικτύου μετάδοσης

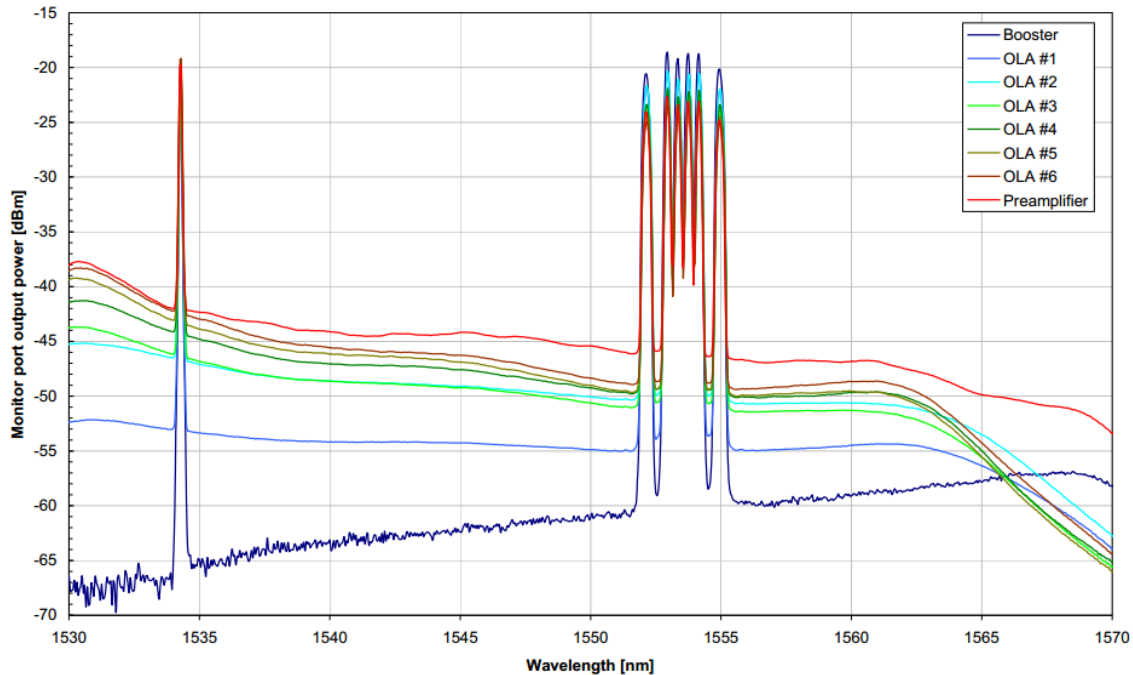
Για το πείραμα της WDM μετάδοσης των συνολικά πέντε καναλιών με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και συνολικό ρυθμό δεδομένων 422-426 Gb/s, χρησιμοποιήθηκαν συνολικά επτά ζευγάρια ιών που ήταν εγκατεστημένα στο ήδη υπάρχον τοπικό metro δίκτυο του Ιταλικού παρόχου Telecom Italia, χωρίς αντιστάθμιση της διασποράς με DCF ίνες. Κάθε ένα από αυτά τα ζεύγη ξεκινούσε από τα εργαστήρια της TILAB στο Τορίνο (σημάδι “A” στον χάρτη της εικόνας 5.8), όπου ήταν και η βάση διεξαγωγής των πειραμάτων, κατέληγε 40 km μακριά στην περιοχή Chivasso (σημάδι “C” στον χάρτη της εικόνας 5.8) και έπειτα τερμάτιζε και πάλι στα εργαστήρια της TILAB. Κατ’ αυτόν τον τρόπο το συνολικό μήκος του δικτύου διάδοσης διαμορφώθηκε σε 7 SMF spans των 80 km το καθένα, ενώνοντας τη έξοδο της μιας ίνας στην είσοδο της άλλης από το κάθε ζεύγος. Κατά μήκος του βασικής οπτικής ζεύξης (A-C) τα κανάλια περνούσαν από 2 multi-degree κόμβους και φιλτράρονταν από 50 GHz οπτικού bandwidth WSS σε φασματικό πλέγμα (grid) 50 GHz, όπως περιγράφηκαν και στο κεφάλαιο 3 των προσομοιώσεων. Οι συνολικές απώλειες για το κάθε ένα από τα 7 ζεύγη ιών διαμορφώνονταν από τα 25.5 μέχρι τα 28.5 dB. Για την αντιστάθμιση αυτών των απωλειών στο συνολικό οπτικό δίκτυο διάδοσης τα κανάλια περνούσαν από 6 συνολικά κόμβους ενίσχυσης.



Εικόνα 5. 8: Χάρτης βασικής τοπολογίας του δικτύου μετάδοσης τύπου Greenfield μήκους 560 km και αφαιρετική δομή του με την ύπαρξη 7 διαδοχικών spans SMF μήκους 80 km (κάτω δεξιά).

Το κέρδος των in-line EDFAs που χρησιμοποιήθηκαν είχαν μέγιστο κέρδος από 25 έως 30 dB, και η οπτική ισχύς εξόδου τους μπορούσε να αυξομειωθεί ή διατηρηθεί σταθερή με τη χρήση βοηθητικού software ελέγχου. Ο συνδυασμός ελέγχου της οπτικής ισχύος των EDFAs μαζί με τον αυξομείωσης της οπτικής ισχύς των πηγών laser στη μεριά του πομπού, παρείχε πρακτικά τη δυνατότητα δημιουργίας ισοϋψών καναλιών κατά τη μετάδοση τους στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης. Για τον έλεγχο για την εξακρίβωση όλου του δυνατού οπτικού φάσματος ενίσχυσης καθώς και της εποπτείας της συνολικής εικόνας του θορύβου κατά μήκος του οπτικού link με τους συνολικά 6 ενισχυτές, χρησιμοποιήθηκαν CW

οπτικά σήματα κατά μήκος της C-band, όπως ακριβώς φαίνεται στην εικόνα 5.9 . Η υπέρθεση των φασμάτων αυτών προέκυψε από την έξοδο του monitoring-port του κάθε ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε κατά μήκος της συνολικής ζεύξης. Επίσης, η εξέλιξη του OSNR για κάθε κανάλι συναρτήσει της οπτικής ισχύος μετάδοσής του στο δικτύου πίνακα 1. Όπως γίνεται εμφανές η μικρότερη τιμή OSNR παρατηρήθηκε για το κανάλι με το μικρότερο μήκος κύματος στην περιοχή των 1535 nm, εξαιτίας της μεγαλύτερης εικόνας θορύβου των C-band EDFAs στη συγκεκριμένη περιοχή.

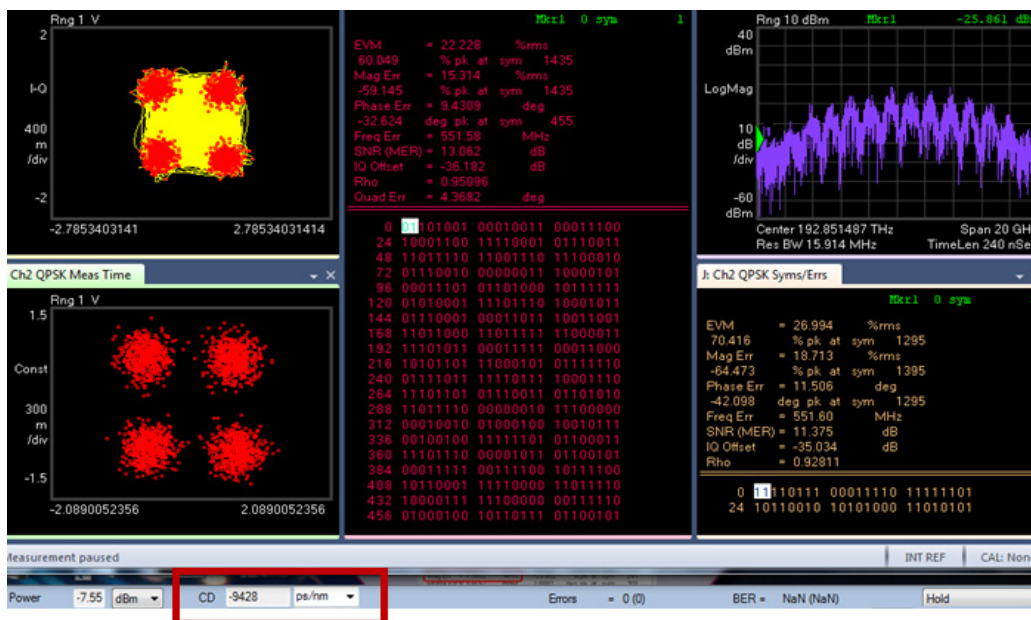


Εικόνα 5. 9: Συνολικό φάσμα θορύβου C-band στο συνολικό δίκτυο μετάδοσης σε σύνολο 6+1 διαδοχικών EDFAs ανάμεσα

	193.05	193
P _{ch}	OSNR	OSNR
4	16.9	17.5
5	18.2	18.6
6	19.7	20.0
7	21.0	21.4
8	22.4	22.7
9	23.5	23.9
10	24.8	25.1
11	25.7	26.2
12	26.5	26.9

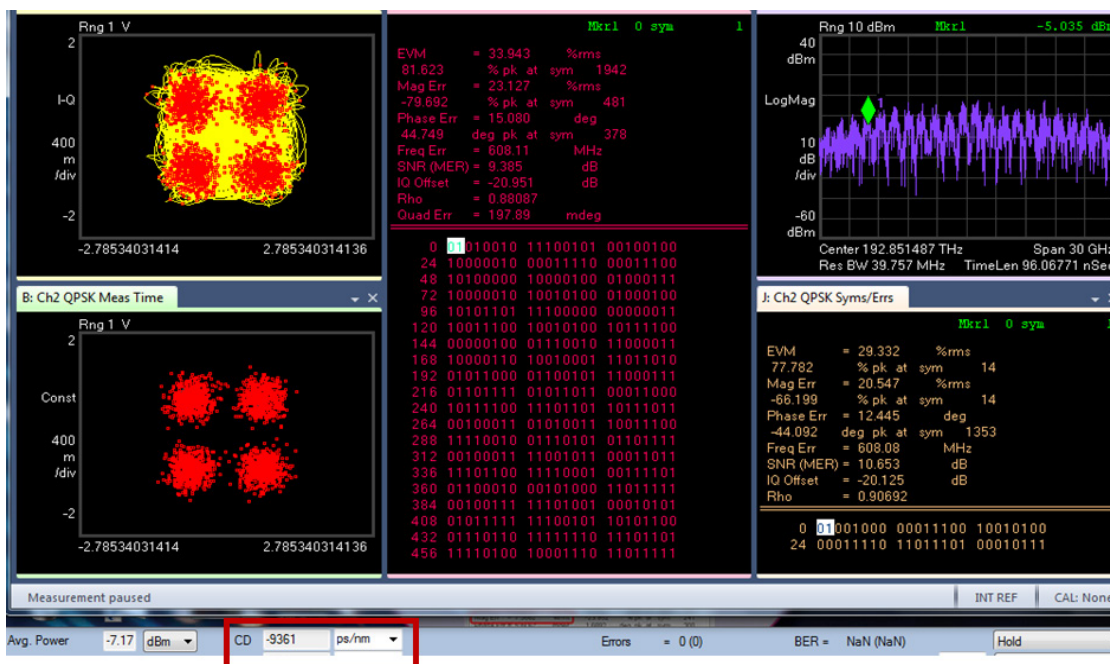
Πίνακας 5. 1: Εξέλιξη του OSNR συναρτήσει της μέσης τιμής ισχύος των καναλιών της εικόνας 5.9 σε δύο περιοχές μηκών κύματος κοντά 1535 και 1555 nm

Για τη μέτρηση της χρωματικής διασποράς στα ~ 560 km του δικτύου χρησιμοποιήθηκαν 3 εμπορικά διαθέσιμες κάρτες με σύμφωνους πομποδέκτες, έχοντας συνολικό ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s, 100 Gb/s



Εικόνα 5. 11: Αξιολόγηση καναλιού εμπορικής κάρτας πομποδέκτη στα 10 Gbaud (40 Gb/s) DP-QPSK με OMA. Εκτίμηση ως προς: τα διάγραμμα αστερισμού και των δύο πολώσεων, το φάσμα, το EVM και τη συνολική διασπορά (~9428 ps/nm) κατά τη μετάδοσή του.

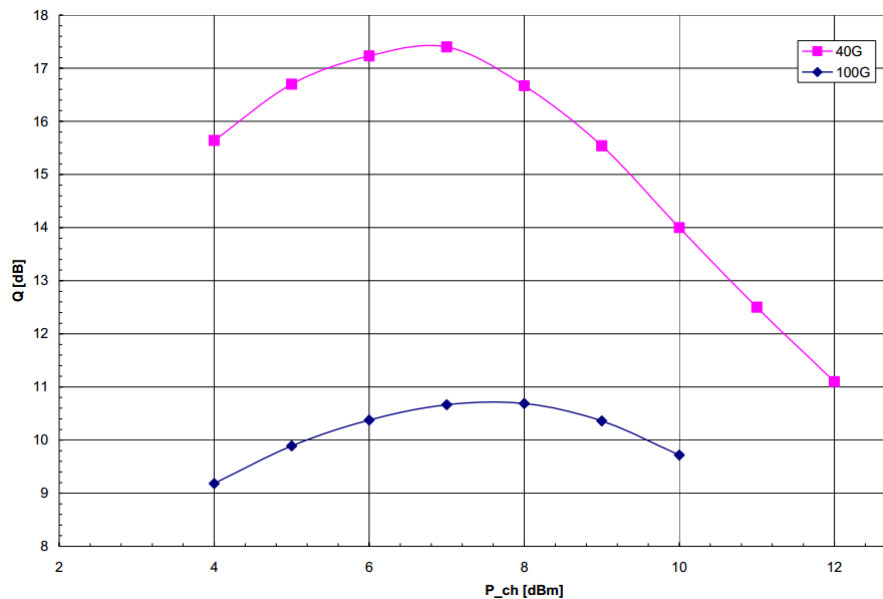
και 128 Gb/s όλες με σχήμα διαμόρφωσης DP QPSK. Σύμφωνα με τις μετρήσεις αυτές, η συνολική διασπορά του δικτύου προέκυψε ίση με 9500 ps/nm στη περιοχή των 1550 nm η οποία αντιστοιχούσε σε έναν μέσο όρο τιμή της διασποράς κοντά στα 16.6 ps/nm/km. Τα διαγράμματα αστερισμού και οι



Εικόνα 5. 10: Αξιολόγηση καναλιού εμπορικής κάρτας πομποδέκτη στα 20 Gbaud (80 Gb/s) DP-QPSK με OMA. Εκτίμηση ως προς: τα διάγραμμα αστερισμού και των δύο πολώσεων, το φάσμα, το EVM και τη συνολική διασπορά (~9361 ps/nm) κατά τη μετάδοσή του.

τιμές EVM που μετρήθηκαν για τις κάρτες αυτές στη έξοδο της συνολικής ζεύξης με τον φορητό OMA που περιγράφηκε στην ενότητα X, φαίνονται στις εικόνες 5.10 και 5.11.

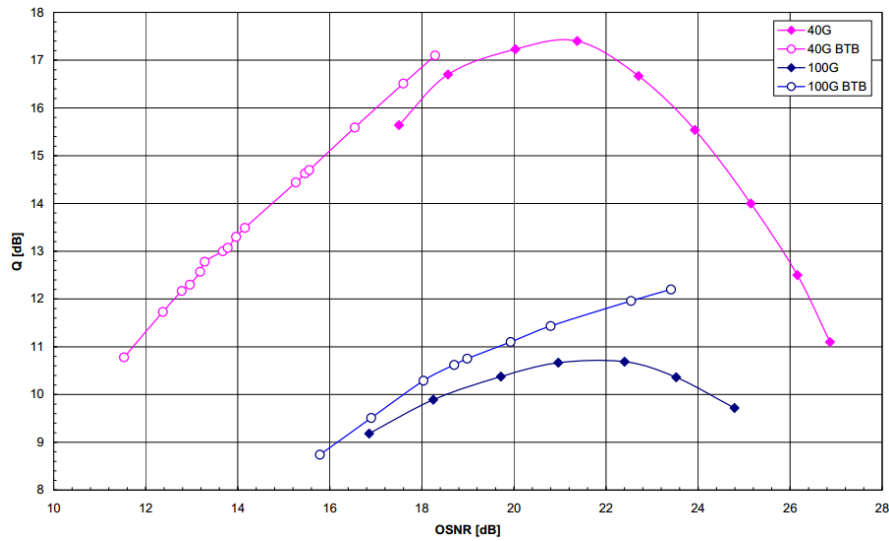
Επίσης, για την μελέτη της αντοχής των διαμορφωμένων καναλιών στη μη γραμμικότητα, αλλά και την αξιολόγηση της απόδοσής τους σε διαφορετικές τιμές OSNR κατά τη μετάδοση τους χρησιμοποιήθηκαν οι εμπορικά διαθέσιμες κάρτες που περιγράφηκαν παραπάνω σε ρυθμούς μετάδοσης 40 και 100 Gb/s με το σχήμα διαμόρφωσης DP QPSK. Η αντοχή στη μη γραμμικότητα ελέγχθηκε με την αυξομείωση της ισχύος του κάθε καναλιού για κάθε span μετάδοσης από το λογισμικό των EDFAs. Οι τιμές του Q-factor για τα δύο κανάλια ελήφθησαν από το ενσωματωμένο λογισμικό των καρτών των σύμφωνων πομποδεκτών και αντιστοιχούσαν σε τιμές Q-factor μετάδοσης των καναλιών σε 560 km χωρίς την εφαρμογή FEC στο δέκτη. Η απόδοση τόσο του 40 Gb/s όσο και του 100 Gb/s DP-QSPK καναλιού συναρτήσει της μέσης ισχύος του καναλιού κατά τη μετάδοσή του παρουσιάζεται στην εικόνα 5.12. Όπως ήταν αναμενόμενο το κανάλι με το μικρότερο ρυθμό δεδομένων παρουσίαζε μεγαλύτερες τιμές Q-factor για όλες τις μέσες τιμές ισχύος του καναλιού. Επιπροσθέτως, γίνεται αντιληπτικό ότι και στους δύο ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, η υποβάθμιση του καναλιού είναι μεγαλύτερη με την αύξηση της οπτικής ισχύος που εισέρχεται στους κόμβους του κάθε span του δικτύου. Η καλύτερη επίδοση και για τα δύο κανάλια παρατηρήθηκε στη μέση τιμή ισχύος 7 dBm ανά κανάλι, η οποία αντιστοιχεί σε πραγματική ισχύ μετάδοσης μέσα στο δίκτυο ~4 dBm εξαιτίας των απωλειών εισαγωγής (insertion-losses) των στοιχείων του δικτύου που υπήρχαν σε κάθε του span.



Εικόνα 5. 12: Διάγραμμα αξιολόγησης ανοχής 40 Gb/s & 100 Gb/s DP QPSK σημάτων με μέτρηση του Q-factor των καναλιών συναρτήσει της μέσης τιμής ισχύος τους κατά τη διάδοση τους σε κάθε span του δικτύου μετάδοσης.

Οι αντίστοιχες τιμές OSNR των δύο καναλιών αυτών, πριν και μετά την μετάδοσή τους στα 7 διαδοχικά spans του δικτύου μετάδοσης παρουσιάζονται στην εικόνα 5.13. Η μεγαλύτερη τιμή Q-factor και για τις δύο περιπτώσεις παρατηρήθηκε για την τιμή OSNR 21 dB. Η τιμή αυτή αντιστοιχεί σε μέση τιμή της ισχύος μετάδοσης/κανάλι ίση με 7 dBm (πραγματική 4dBm), όπως διαπιστώθηκε και στην παραπάνω μέτρηση του γραφήματος (εικόνα 5.12). Αξίζει να σημειωθεί ότι παρόλο που οι τιμές του OSNR μπορούν να αυξηθούν περεταίρω, εντούτοις αυτό οδηγεί σε υποβάθμιση του καναλιού κατά τη μετάδοσή του. Ο λόγος του φαινομένου αυτού οφείλεται στην άρρηκτη σχέση που έχει η τιμή ισχύος του καναλιού με το OSNR του, εφόσον η υποβάθμιση του δευτέρου επιτελείται με τη μείωση της ισχύος εισόδου του στους

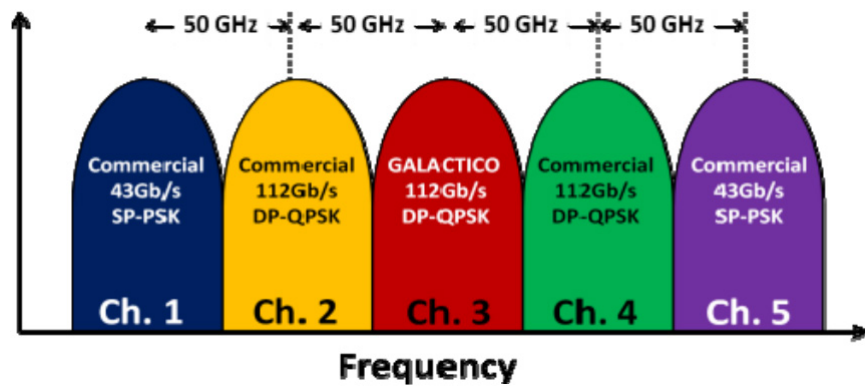
EDFAs. Συνεπώς λοιπόν μία ενδεχόμενη αύξηση της μέσης ισχύος μετάδοσης του καναλιού, παρόλο που μπορεί να οδηγεί σε αύξηση του OSNR του εγείρει ταυτόχρονα και περισσότερες μη γραμμικότητες κατά τη μετάδοσή του στη συνολική ζεύξη του δικτύου [5.13].



Εικόνα 5. 13: Διάγραμμα εξέλιξης του OSNR των 40 Gb/s και 100 Gb/s καναλιών πριν και μετά τη διάδοσή τους στα 7 διαδοχικά spans των 80 km, συναρτήσει του Q-factor τους.

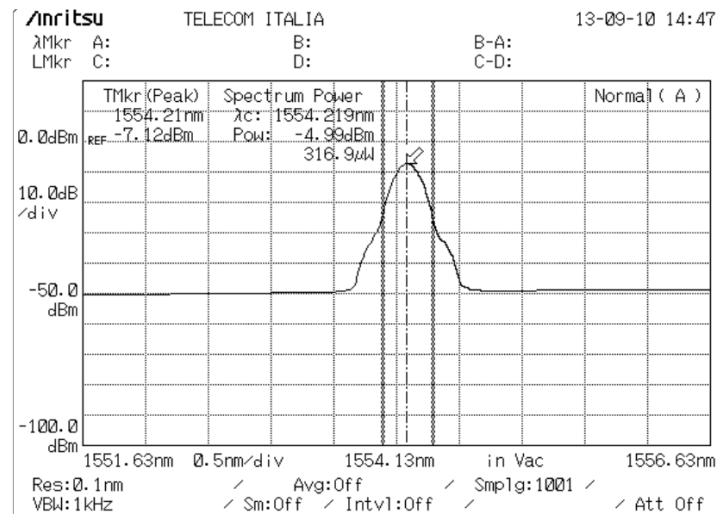
5.3.2 Περιγραφή & Αποτελέσματα Πειράματος Δοκιμής Πεδίου

Η εικόνα 5.15 παρουσιάζει γραφικά την ανάθεση των πέντε διαμορφωμένων καναλιών που υλοποιήθηκε κατά τη διαδικασία του WDM πειράματος μετάδοσης σε πραγματικές δικτυακές συνθήκες οπτικού δικτύου τύπου Greenfield σε φασματικό πλέγμα των 50 GHz. Όπως γίνεται εμφανές, το κεντρικό μήκος κύματος (Ch.3) καταλαμβάνεται από το διαμορφωμένο DP-QPSK κανάλι του πρωτότυπου GaAs IQ διαμορφωτή, ενώ τα υπόλοιπα γειτονικά ανατέθηκαν σε διαμορφωμένα κανάλια που προέρχονταν

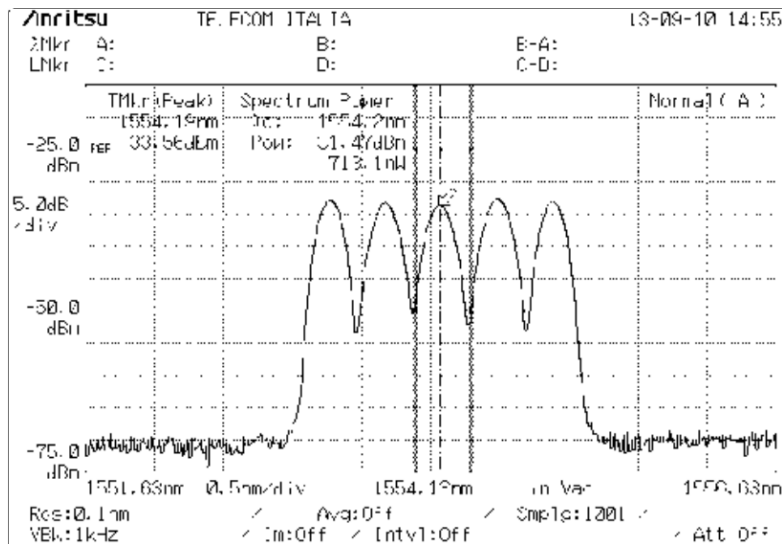


Εικόνα 5. 14: Κατανομή φάσματος και ανάθεση συχνοτήτων στα διαμορφωμένα WDM κανάλια με μικτό σχήμα διαμόρφωσης και ρυθμό δεδομένων κατά τη μετάδοσή τους στο πείραμα δοκιμής πεδίου με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 422 Gb/s.

από τέσσερις εμπορικές κάρτες πομποδεκτών. Οι κάρτες αυτές είχαν την δυνατότητα διαμόρφωσης σημάτων είτε με το σχήμα 28 Gbaud (112 Gb/s) DP-QPSK (Ch.2 & Ch.4) είτε το σχήμα SP-PSK στα 43 Gb/s (Ch.1 & Ch.5). Πριν από την πολυπλεξία και την είσοδο των καναλιών στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης, όλα τα κανάλια ενισχύθηκαν στο ίδιο επίπεδο, φιλτραρίστηκαν από ένα colorless και directionless κόμβο εισόδου αποτελούμενο από Wavelength Selective Switches-(WSS) με 50 GHz οπτικό bandwidth. Τα οπτικό φάσμα της εξόδου του πομπού όπως ελήφθη και αποτυπώθηκε σε έναν οπτικό φασματογράφο, φαίνεται στην εικόνα 5.15. Αντίστοιχα, το οπτικό φάσμα και των πέντε καναλιών έτσι όπως προέκυψε μετά την WDM πολυπλεξία τους παρουσιάζεται στην εικόνα 5.16.

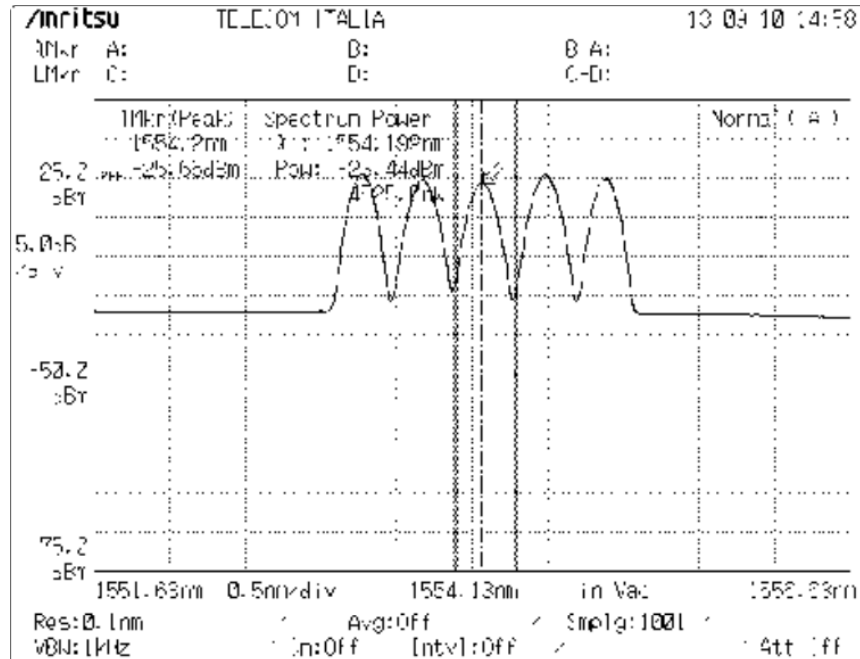


Εικόνα 5. 15: B2B Οπτικό φάσμα για το 28 Gbaud (112 Gb/s) DP-QPSK καναλιού διαμορφωμένο από τον GaAs IQ διαμορφωτή.



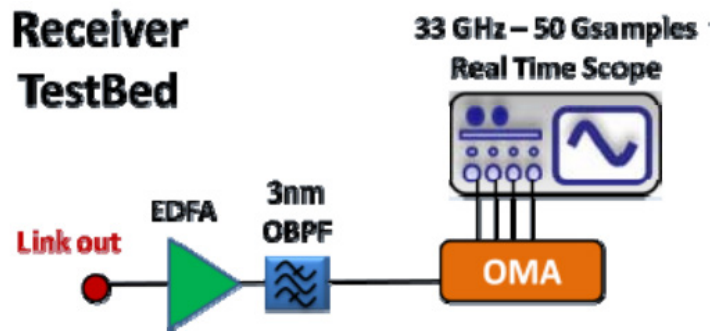
Εικόνα 5. 16: Συνολικό οπτικό φάσμα του WDM καναλιού σε φασματικά πλέγμα των 50 GHz ανά κανάλι, πριν από την μετάδοσή του στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης. Πριν την πολυπλεξία των καναλιών σε ένα WDM κανάλι, κάθε μεμονωμένο κανάλι ενισχύθηκε από EDFA και φιλτραρίστηκε από ξεχωριστό οπτικό φίλτρο του WSS εισόδου του δικτύου.

Έπειτα της μετάδοσης των διαμορφωμένων καναλιών από 7 διαδοχικά spans και της ενίσχυσής τους από αντίστοιχους σε αριθμό κόμβους ενίσχυσης, η οπτική ισχύς εξόδου και OSNR για κάθε κανάλι μετρήθηκε στην τιμή των 0 dBm και 14.6 dB αντίστοιχα. Το οπτικό φάσμα στην έξοδο του συνολικού δικτύου μετάδοσης φαίνεται στην εικόνα 5.17.



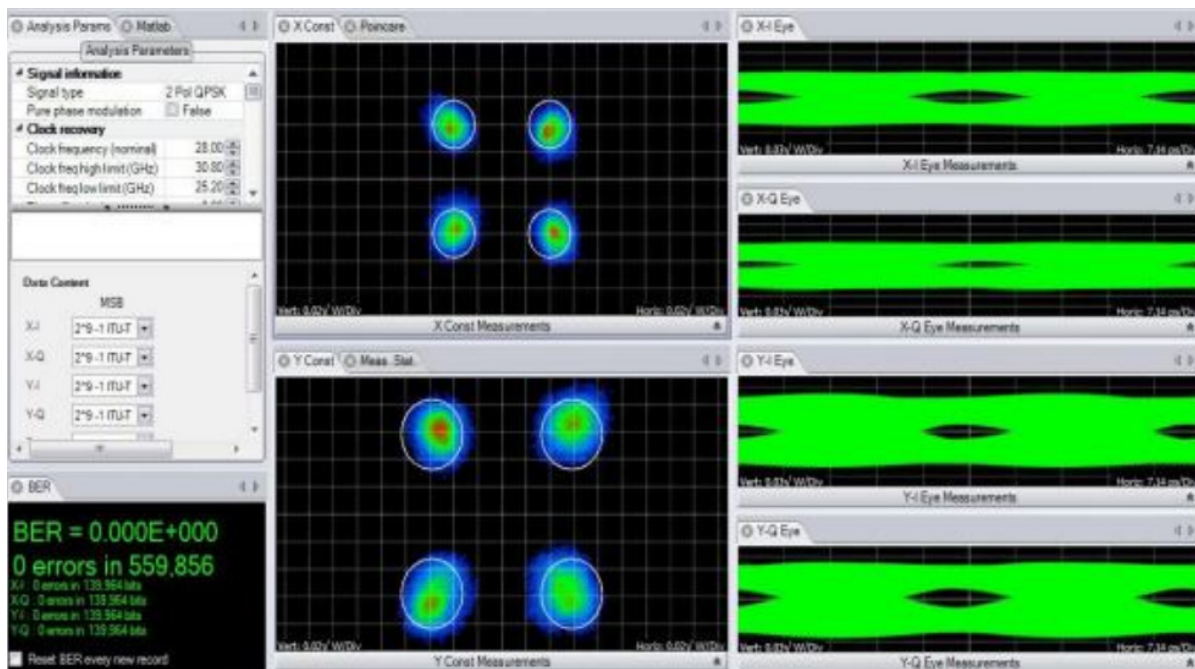
Εικόνα 5. 17: Συνολικό οπτικό φάσμα του WDM καναλιού μετά την μετάδοσή του σε 7 διαδοχικά spans του οπτικού δικτύου μετάδοσης. Η υποβάθμιση του OSNR οφείλεται στην αλυσίδα των EDFAs που χρησιμοποιήθηκαν στο πείραμα μετάδοσης.

Για την διαδικασία της λήψης και της αξιολόγησης του τρίτου καναλιού (Ch.3) χρησιμοποιήθηκε η πειραματική διάταξη που παρουσιάστηκε στη εικόνα 5.3, χωρίς τον επιπλέον EDFA για την υποβάθμιση του OSNR του ληφθέντος καναλιού (εικόνα 5.18). Σύμφωνα με αυτήν, το ληφθέν κανάλι Ch.3 ενισχύθηκε από έναν EDFA 2 σταδίων και φιλτραρίστηκε από το ASE θόρυβο με τη χρήση ενός OBPF με οπτικό bandwidth 3 nm. Στην έξοδο του φίλτρου ο OMA ανέκτησε τα μεταδιδόμενα δεδομένα με ενδόδυνη σύμφωνη φώραση και ελήφθησαν μετρήσεις αξιολόγησης τόσο με τιμές BER όσο και με διαγράμματα αστερισμού. Για τα υπόλοιπα κανάλια δεν ήταν δυνατή η αξιολόγηση τους με τη βοήθεια του OMA, εφόσον τα διαμορφωμένα δεδομένα τους προέρχονταν από πραγματική κίνηση του οπτικού δικτύου μετάδοσης και όχι από περιοδικές ακολουθίες δεδομένων, όπως για την περίπτωση του Ch.3. Η μέτρηση του BER των καναλιών αυτών υλοποιήθηκε από το ειδικό λογισμικό monitoring που εμπεριείχονταν στο κύκλωμα της εκάστοτε κάρτας καναλιού. Σύμφωνα λοιπόν με τις πειραματικές μετρήσεις που ελήφθησαν κατά το πείραμα μετάδοσης προέκυψε ότι το 28 Gbaud κανάλι Ch.3 μπορεί να ληφθεί στο δέκτη χωρίς σφάλματα, θεωρώντας ως όριο FEC το κατώφλι BER 1×10^{-3} , επιτυγχάνοντας BER της τάξεως του 3.45×10^{-4} σε μετάδοση επτά SMF spans των 80 km και συνολική χιλιομετρική μετάδοση ίση 560 km. Να υπενθυμιστεί σε αυτό το σημείο ότι, το 28 Gbaud DP QPSK θα μπορούσε να αποδώσει ακόμη καλύτερα στην περίπτωση που υπήρχε η δυνατότητα χρησιμοποίησης RF ενισχυτών με μεγαλύτερο RF swing για την ορθότερη λειτουργία του IQ διαμορφωτή που χρησιμοποιήθηκε.

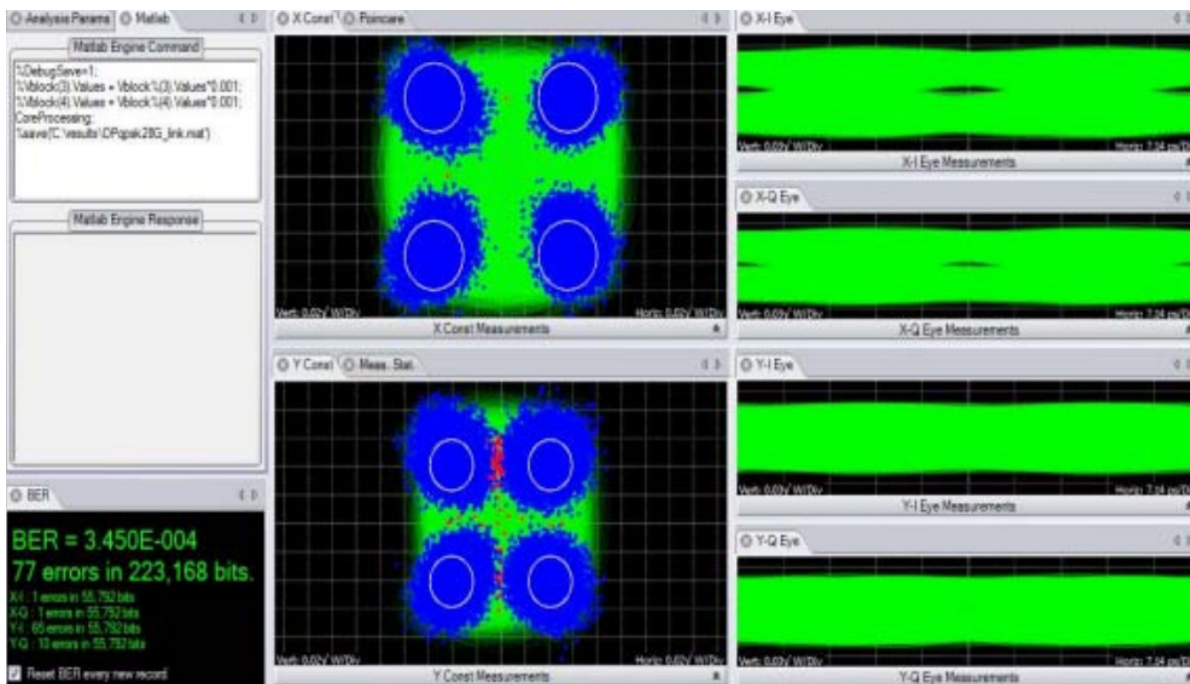


Εικόνα 5. 19: Παραλλαγή του σύμφωνου δέκτη της εικόνας 3, χωρίς την οπτική διάταξη υποβάθμισης του OSNR.

Τα διαγράμματα αστερισμού αποτυπώνοντας την αναγραφόμενη τιμή του επιτεύξιμου BER σε συγκεκριμένο αριθμό συμβόλων για το τρίτο 28 Gbaud DP-QPSK κανάλι φαίνονται στις εικόνες 5.19 και 5.20, τόσο για τις B2B μετρήσεις όσο και μετά την μετάδοση του καναλιού σε 7 διαδοχικά spans.όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενη παράγραφο η απόδοση BER των γειτονικών καναλιών μετρήθηκε με τη βοήθεια του ενσωματωμένου λογισμικού της κάθε κάρτας και σύμφωνα με τα αποτελέσματα των μετρήσεων αυτών προέκυψε ότι η απόδοση των 112 Gb/s καναλιών ήταν παρόμοια με αυτή του Ch.3. Αναλυτικότερα τα επίπεδα BER για τα DP QPSK κανάλια Ch.2 και Ch.4 μετρήθηκαν στο 2.4×10^{-4} και 5.6×10^{-4} αντιστοίχως.

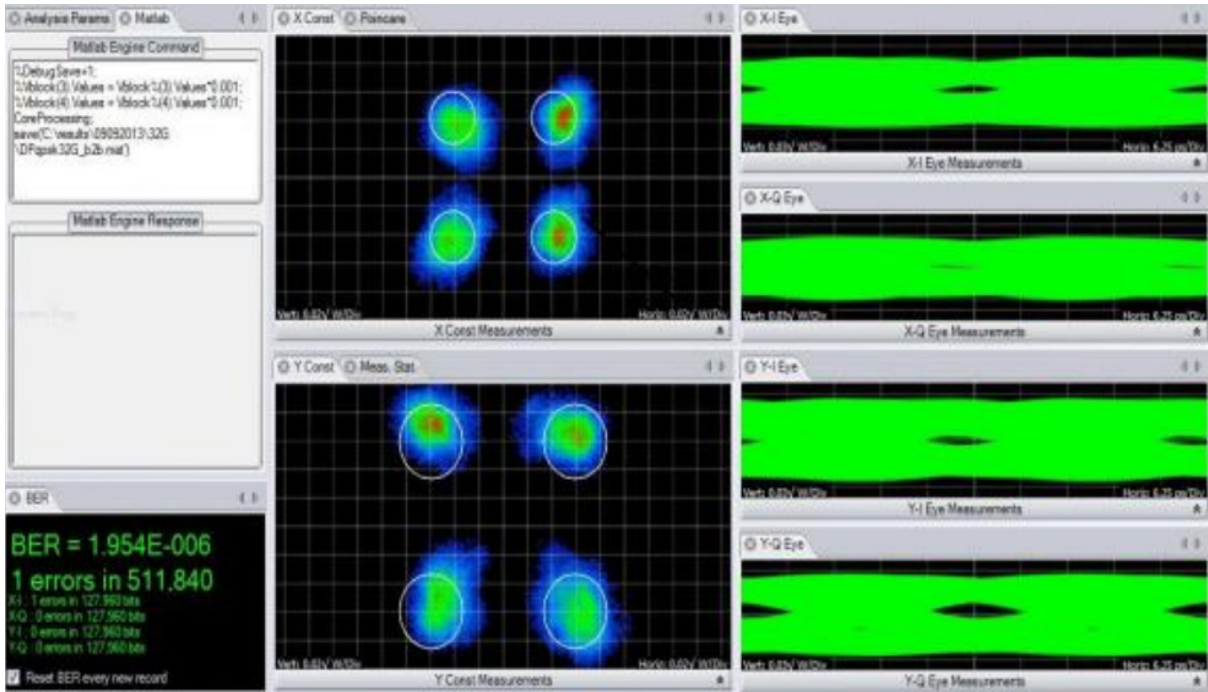


Εικόνα 5. 18: B2B μετρήσεις του 28 Gbaud DP-QPSK καναλιού (Ch.3) και για τις δύο διαμορφωμένες πολώσεις, με λήψη χωρίς σφάλματα σε σύνολο. ~ 560.000 συμβόλων.

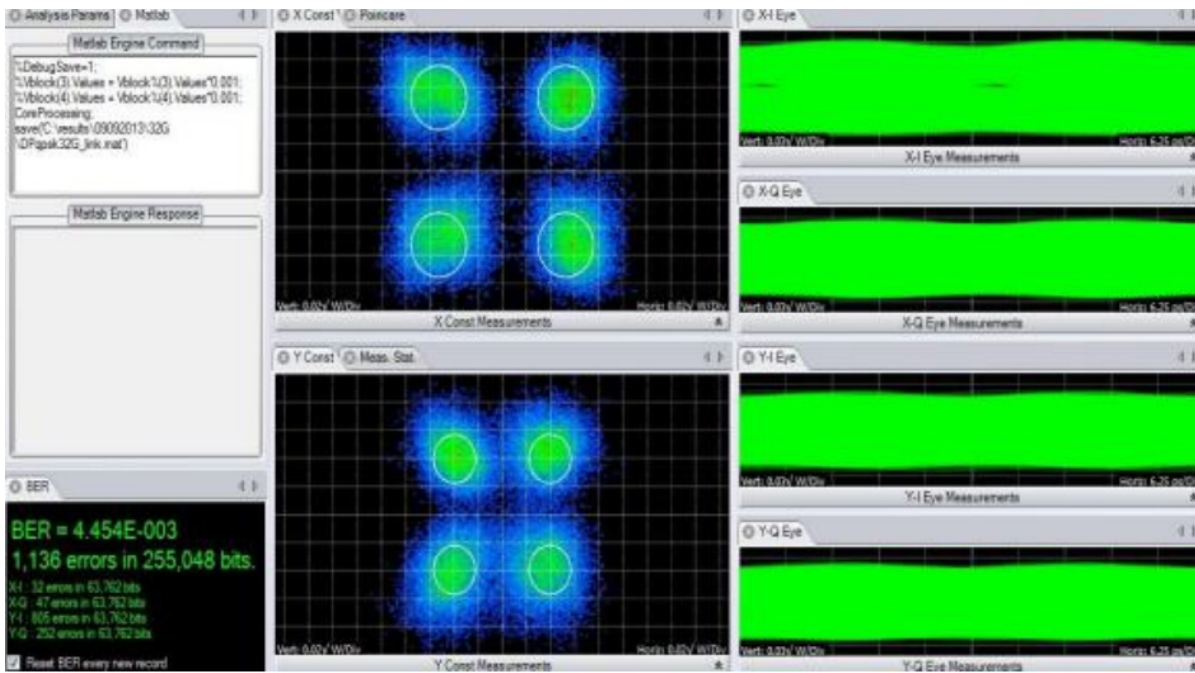


Εικόνα 5. 20: Διαγράμματα αστερισμού του 28 Gbaud DP-QPSK καναλιού (Ch.3), έπειτα από μετάδοση 560 km στο δίκτυο μετάδοσης, εμφανίζοντας την τιμή του BER στα 3.45×10^{-4} , ύστερα από λήψη 223.000 συμβόλων.

Στα πλαίσια των πειραμάτων μετάδοσης σε δοκιμές πεδίου, επιχειρήθηκε και η μετάδοση 32 Gbaud DP-DQPSK σήματος με τον διαθέσιμο IQ διαμορφωτή, στο ίδιο WDM σενάριο και τις ίδιες συνθήκες δικτύου που αναφέρθηκαν και παραπάνω. Πιο συγκεκριμένα, επιλέχθηκε μόνο το μεσαίο κανάλι να διαμορφωθεί σε ρυθμό 32 Gbaud, ανεβάζοντας το συνολικό ρυθμό μετάδοσης για το κανάλι ch.3 στα υπόλοιπα κανάλια παρέμειναν ως είχαν. Και σε αυτήν την περίπτωση το συγκεκριμένο κανάλι μεταδόθηκε σε 7 διαδοχικά spans (560 km) επιτυγχάνοντας BER 4.45×10^{-3} και συνεπώς χωρίς-σφάλματα λήψη στο δέκτη, θεωρώντας το όριο FEC για μετάδοση χωρίς σφάλματα το 2×10^{-2} . Τα αντίστοιχα διαγράμματα αστερισμού και για τις δύο πολωτικές συνιστώσες του σήματος παρουσιάζονται στις εικόνες 5.21 και 5.22.



Εικόνα 5. 22: B2B μετρήσεις του 32 Gbaud DP-QPSK καναλιού (Ch.3) και για τις δύο διαμορφωμένες πολώσεις με τιμή BER ίση με 1.95×10^{-6} σε ~ 511.000 σύμβολα.



Εικόνα 5. 21: Διαγράμματα αστερισμού του 32 Gbaud DP-QPSK καναλιού (Ch.3), έπειτα από μετάδοση 560 km στο δίκτυο μετάδοσης, εμφανίζοντας την τιμή του BER στα 4.45×10^{-3} , ύστερα από λήψη 255.000 συμβόλων.

5.4 Σύνοψη & Συμπεράσματα Κεφαλαίου 5

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκαν όλα τα πειραματικά αποτελέσματα που αφορούσαν τις δραστηριότητες που έλαβαν χώρα στην δοκιμή πεδίου στα εργαστήρια της TILABs στο Τορίνο. Τα πειράματα αυτά αφορούσαν την αξιολόγηση οπτικών καναλιών με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης κατά τη μετάδοσή τους σε οπτικό δίκτυο κορμού τύπου Greenfield, χωρίς αντιστάθμιση της διασποράς στο οπτικό πεδίο με DCF ίνες. Οι σύμφωνοι πομποδέκτες που χρησιμοποιήθηκαν ήταν τελευταίας τεχνολογίας και συμβάδιζαν με όλες τις σύγχρονες προδιαγραφές και στάνταρντ που ισχύουν για τη μεταφορά 100 Gb/s εφαρμογών σε οπτικά WDM δίκτυα κορμού. [5.14]. Πέραν από εμπορικά διαθέσιμα μοντέλα πομποδεκτών, χρησιμοποιήθηκε και ο σύμφωνος πομπός βασιζόμενος στον GaAs IQ διαμορφωτής ο οποίος αποτελούσε τμήμα των ερευνητικών δραστηριοτήτων της ευρωπαϊκής συνεργασία GALACTICO [5.15].

Αναλυτικότερα, στην υποενότητα 5.2 παρουσιάστηκαν τα πειραματικά αποτελέσματα των μετρήσεων που διενεργήθηκαν για την αξιολόγηση 28 και 32 Gbaud σημάτων με DP-QPSK χωρίς μετάδοση (B2B μετρήσεις) με το πρωτότυπο μοντέλο του GaAs IQ, διαμορφωτή, επιτυγχάνοντας λειτουργία χωρίς σφάλματα και συνολικό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων ίσο με 112 και 128 Gb/s ανά οπτικό φέρον. Εν συνεχεία, εστιάζοντας περαιτέρω στην αξιολόγηση οπτικών σημάτων διαμορφωμένα με ανώτερης τάξης σχήματα με τον ίδιο IQ διαμορφωτή, επιχειρήθηκε η δημιουργία DP-16 QAM σε μικρότερο ρυθμό διαμόρφωσης ίσο με 10 Gbaud (80 Gb/s). Και σε αυτήν την περίπτωση το διαμορφωμένο κανάλι μπορούσε να ληφθεί χωρίς σφάλματα στο δέκτη, θεωρώντας ως όριο του FEC το κατώφλι BER 2×10^{-2} . Τα συμπεράσματα των πειραμάτων αυτών έρχονται να επαληθεύσουν και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που παρουσιάστηκαν αρχικά στο κεφάλαιο 3, βάσει των οποίων είχε παρατηρηθεί ότι η αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας του καναλιού με τη χρήση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης οδηγεί νομοτελειακά σε υψηλότερες τιμές BER και μεγαλύτερη ευαισθησία του δέκτη στο OSNR του διαμορφωμένου καναλιού. Η πιο συνήθης τακτική σε αυτές τις περιπτώσεις, όπως ακριβώς υλοποιήθηκε και στα πειράματα του κεφαλαίου 5, είναι η αύξησης της τάξης του σχήματος διαμόρφωσης να συνοδεύεται από μείωση στο ρυθμό διαμόρφωσης του καναλιού ούτως ώστε να συνεχίζει ο δέκτης να ανακτά τα ληφθέντα δεδομένα χωρίς μεγάλη ποινή στο BER.

Η ενότητα 5.3 παρουσίασε τα πειράματα μετάδοσης σε δοκιμή πεδίου που έλαβαν χώρα στις εργαστηριακές εγκαταστάσεις του Ιταλικού παρόχου τηλεπικοινωνιών και ευρυζωνικότητας Telecom Italia (TiLabs). Το οπτικό δίκτυο μετάδοσης που παραχωρήθηκε για την εκτέλεση των πειραμάτων ήταν τύπου Greenfield με συνολικό μήκος 560 km και η βασική δομή του ήταν η ίδια με αυτήν που είχε προσομοιωθεί και στο κεφάλαιο 3, με τη διαφορά ότι οι οπτικές ίνες DCF για την αντιστάθμιση της διασποράς απουσίαζαν. Για την αξιολόγηση της κατάστασης του δικτύου, ως προς: την συνολική εικόνα θορύβου από την αλυσίδα των EDFAs, την εξέλιξη του OSNR των καναλιών που μεταδίδονται σε αυτό και την ανοχή των καναλιών στη μη γραμμικότητα διενεργήθηκαν και παρουσιάστηκαν μια σειρά από πειράματα επίδειξης με εμπορικά διαθέσιμες κάρτες πομποδεκτών με συνολικό ρυθμό δεδομένων 40 και 100 Gb/s με το σχήμα διαμόρφωσης DP-QPSK. Έπειτα του χαρακτηρισμού του οπτικού δικτύου ακολούθησε η αναφορά των αποτελεσμάτων της WDM μετάδοσης σε 50 GHz φασματικό πλέγμα, η οποία περιελάμβανε την διαμόρφωση, τη μετάδοση και την αξιολόγηση 5 διαφορετικών καναλιών με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 422 Gb/s. Ο σκοπός αυτής της πειραματικής δραστηριότητας ήταν αφενός η συγκριτική μελέτη της απόδοσης του πρωτότυπου μοντέλου GaAs IQ διαμορφωτή σε σχέση με αντίστοιχους διαμορφωτές εμπορικών καρτών πομποδεκτών και αφετέρου η αξιολόγηση μετάδοσης WDM καναλιών με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης και σύμφωνη λήψη στο δέκτη σε πραγματικές δικτυακές συνθήκες.

Για το πείραμα της WDM μετάδοσης χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις εμπορικές κάρτες πομποδεκτών οι οποίες μετέφεραν πραγματική κίνηση δικτύου έχοντας μικτό ρυθμό δεδομένων και διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης. Οι δύο από αυτές διαμόρφωναν πραγματική κίνηση με το σχήμα διαμόρφωσης SP DPSK σε ρυθμό μετάδοσης 43 Gb/s, ενώ οι υπόλοιπες δύο με το σχήμα DP QPSK στα 112 Gb/s. Το πέμπτο κανάλι χρησιμοποιήθηκε από τον πειραματικό πομποδέκτη που σχεδιάστηκε στα πλαίσια του Galactico, και διαμόρφωνε ψευδοτυχαίες ακολουθίες δεδομένων τόσο στα 112 Gb/s (28 Gbaud) όσο και στα 128 Gb/s (32 Gbaud) με DP-QPSK. Τα πειραματικά αποτελέσματα της δοκιμής πεδίου σε πραγματικές δικτυακές συνθήκες έδειξαν επιτυχή και χωρίς σφάλματα μετάδοση όλων ανεξαιρέτως των καναλιών σε 560 km, αποδεικνύοντας ότι τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης κρίνονται ως η προσφορότερη λύση για τα δίκτυα κορμού επόμενης γενιάς στο στενό φασματικό πλέγμα των 50 GHz. Τέλος, κυρίως για την περίπτωση μετάδοσης καναλιών διαμορφωμένα κατά DP-QPSK, τα πειράματα μετάδοσης έδειξαν ότι το συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ταυτόχρονη WDM μετάδοση με συμβατικά σχήματα διαμόρφωσης, όπως DPSK, που χρησιμοποιούνται ως και σήμερα σε Legacy οπτικά δίκτυα κορμού. Κατ' αυτόν τον τρόπο δεν αναβαθμίζεται μόνον ο συνολικός ρυθμός δεδομένων, η φασματική αποδοτικότητα και η χιλιομετρική αποδοτικότητα των καναλιών, αλλά και η επεκτασιμότητα των ήδη εγκατεστημένων οπτικών δικτύων εφόσον δεν είναι απαραίτητη η αντικατάσταση των υποδομών τους για την επίτευξη μεγαλύτερων ρυθμών μετάδοσης.

Αναφορές Κεφαλαίου 5

- [5.1] A. Pagano, E. Riccardi, D. Roccatò, I. Lazarou, S. Dris, P. Bakopoulos, H. Avramopoulos, H., M. O'Keefe, R. Nogueira, M. Drummond, "32 Gbaud QPSK and 16QAM field trial transmission over 560 km with GaAs IQ modulator for hybrid integration over SOI photonic circuits", in Proc. IEEE Fotonica AEIT, pp.1-4, Naples, May, 2014.
- [5.2] Tektronix PatternPro PPG3002 series, datasheet available at: <http://www.tek.com/bit-error-rate-tester/patternpro-ppg-series-pattern-generator>
- [5.3] SHF broadband RF amplifier model 115 AP, datasheet available at: http://www.shf.de/wp-content/uploads/datasheets/datasheet_shf_115ap.pdf
- [5.4] P. C. Schindler, D. Korn, C. Stamatiadis, M. F. O'Keefe, L. Stampoulidis, R. Schmogrow, P. Zakyntinos, R. Palmer, N. Cameron, Y. Zhou, R. G. Walker, E. Kehayas, S. Ben-Ezra, I. Tomkos, L. Zimmermann, K. Petermann, W. Freude, C. Koos, and J. Leuthold, "Monolithic GaAs Electro-Optic IQ Modulator Demonstrated at 150 Gbit/s With 64 QAM", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 32, pp. 760-765, 2014.
- [5.5] Huawei review on "Soft-Decision FEC: Key to High-Performance 100G Transmission", available at: http://www.huawei.com/ilink/en/solutions/broader-smarter/morematerial-b/HW_112021
- [5.6] Infinera white paper on "Soft Decision Forward Error Correction for Coherent Super-Channels", available at: http://www.infinera.com/pdfs/whitepapers/wp-sd-fec_for_coherent_super-channels.pdf
- [5.7] K. Onohara, Y. Miyata, T. Sugihara, K. Kubo, H. Yoshida, and T. Mizuochi, "Soft decision FEC for 100G transport systems", in Proc. OSA OFC'10, OThL1, San Diego, CA, 2010.
- [5.8] Arbitrary Waveform Generator model AWG70000, datasheet available at: <http://www.tek.com/signal-generator/awg70000-arbitrary-waveform-generator>
- [5.9] Keysight Integrated Optical Modulation Analyzer model N4392A, datasheet available at: <http://www.keysight.com/en/pd-2092734-pn-N4392A/integrated-optical-modulation-analyzer?cc=GR&lc=eng>
- [5.10] S. Amiralizadeh, A.T. Nguyen, and L. A. Rusch, "Error vector magnitude based parameter estimation for digital filter back-propagation mitigating SOA distortions in 16-QAM", OSA Optics Express, vol. 21, pp. 20376-20386, 2013.
- [5.11] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude, and J. Leuthold, "Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 24, pp. 61-63, 2012.
- [5.12] S. Dris, "Performance of the CMS Tracker Optical Links and Future Upgrade Using Bandwidth Efficient Digital Modulation," Ph.D. Thesis, Imperial College London (2007).
- [5.13] G.P. Agrawal Lightwave Technology: Telecommunication Systems, Wiley 2005

[5.14] OIF IA for Intradyne Coherent Receivers, IA # OIF-DPC-RX-01.1 (2010), available at: http://www.oiforum.com/public/documents/OIF_DPC_RX-01.0.pdf

[5.15] EU ICT-GALACTICO project, <http://www.ict-galactico.eu/>

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

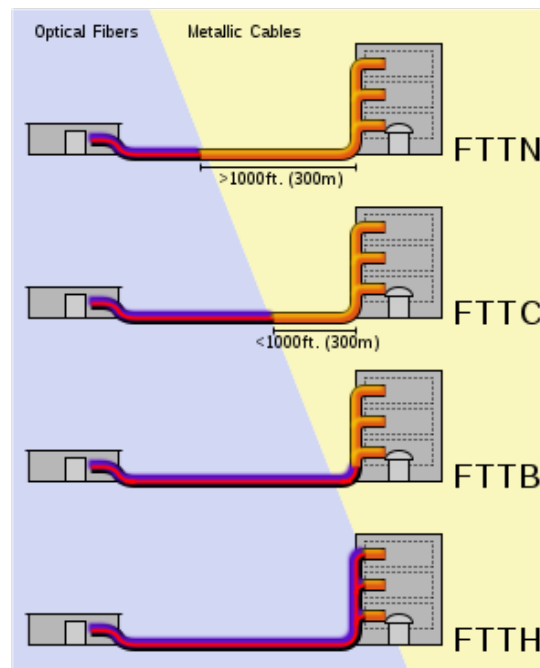
Ενσωμάτωση Οπτικών Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης σε Παθητικά Δίκτυα Πρόσβασης WDM-PONs Νέας Γενιάς

Το κεφάλαιο 6 αποτελεί πρακτικά το δεύτερο μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής και πραγματεύεται την ενσωμάτωση τεχνικών διαμόρφωσης με σχήματα ανώτερης τάξης και στα μελλοντικά παθητικά οπτικά δίκτυα [(Passive Optical Network (PON)) πρόσβασης νέας γενιάς. Ο βασικός στόχος της ενσωμάτωσης αυτής παραμένει ο ίδιος με αυτόν που περιγράφηκε και στα προηγούμενα κεφάλαια και αφορούσαν τα οπτικά δίκτυα κορμού- η επίτευξη όσο το δυνατόν μεγαλύτερων ρυθμών μετάδοσης, υψηλότερης φασματικής αποδοτικότητας και αποδοτικότερης εκμετάλλευσης της διαθέσιμης χωρητικότητας των οπτικών ινών. Σε αντίθεση με τα οπτικά δίκτυα κορμού όπου η αξιοπιστία της μετάδοσης και οι υψηλές αποδόσεις των χρησιμοποιούμενων πομποδεκτών αποτελούν κεντρική ιδέα κατά τον σχεδιασμό τους, στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης ο σημαντικότερος κανόνας σχεδιασμού επικεντρώνεται στη χρήση μη πολύπλοκων οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων πομποδεκτών με όσο το δυνατόν μικρότερο κόστος μαζικής παραγωγής. Έχοντας λοιπόν το συγκεκριμένο σκεπτικό ως βασικό πλαίσιο ερευνητικής δραστηριότητας, τα πειραματικά αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν στο παρόν κεφάλαιο αφορούν τη πρόταση και την αξιολόγηση πρωτότυπων διατάξεων οπτικών διαμορφωτών για PONs τα οποία παρέχουν τη δυνατότητα διαμόρφωσης οπτικών καναλιών με σχήματα ανώτερης τάξης, όπως 4-PAM και M-QAM, με μικρό κόστος, χαμηλή πολυπλοκότητα υλοποίησης και υψηλή ευελιξία. Αν και οι οπτικοί διαμορφωτές που προτείνονται αξιολογούνται με πειράματα μετάδοσης σε WDM περιβάλλον παθητικού δικτύου πρόσβασης εντούτοις δίνεται η δυνατότητα ενσωμάτωσής τους ως πομποδέκτες σε οποιαδήποτε αρχιτεκτονική δικτύου PON. Στα επόμενα κεφάλαια που θα επιχειρηθεί αρχικά μια ανάλυση των βασικότερων αρχιτεκτονικών PON που συναντώνται στη βιβλιογραφία και θα οριστούν αναλυτικά οι απαιτήσεις των μελλοντικών δικτύων πρόσβασης. Έπειτα, θα ακολουθήσει η περιγραφή των πειραμάτων μετάδοσης που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής με μη συμβολομετρικού τύπου οπτικούς διαμορφωτές. Τα πειράματα μετάδοσης περιλαμβάνουν τόσο τις παραδοσιακές τεχνικές άμεσης φώρασης στο δέκτη όσο και σύμφωνες τεχνικές με εφαρμογή DSP για την αποδιαμόρφωση και τη χωρίς σφάλματα ανάκτηση των δεδομένων.

6.1 Fiber-to-the-Home (FTTH) Αρχιτεκτονικές

Τα τελευταία χρόνια, η προσθήκη των οπτικών ινών ως μέσο μετάδοσης της πληροφορίας στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης έχει επιτρέψει την υλοποίηση διαφορετικών τοπολογιών πέραν της απλής δομής των Point-to-Point (PtP) ζεύξεων με διασυνδέσεις καλωδίων χαλκού, που χρησιμοποιείται ακόμη και σήμερα στις συνδρομητικές γραμμές των τελικών χρηστών. Ο λόγος αυτής της ευελιξίας εστιάζεται στις φυσικές ιδιότητες της χαμηλής εξασθένησης και του τεράστιου εύρους χωρητικότητας που χρησιμοποιούν οι οπτικές ίνες ως μέσο μετάδοσης τους φωτός. Αυτή η τεράστια χωρητικότητα για τη μετάδοση της πληροφορίας είναι δυνατόν να μοιραστεί από τους τελικούς χρήστες στο πεδίο του χρόνου, της συχνότητας ή και στο πεδίο διαίρεσης κώδικα. Στην περίπτωση που δεν υπάρχουν καθόλου ενεργά στοιχεία στο δίκτυο μετάδοσης, το οπτικό δίκτυο πρόσβασης ακολουθεί την αρχιτεκτονική του παθητικού οπτικού δικτύου [Passive Optical Network (PON)], ενώ στην αντίθετη περίπτωση ακολουθεί τη δομή ενός Ενεργού Οπτικού δικτύου [Active Optical Network-(AON)]. Μιας και τα PON αποτελούν την πλειοψηφία των οπτικών δικτύων πρόσβασης παγκοσμίως, και βάσει αυτών των στάνταρντ έχουν προτυποποιηθεί, το παρόν κεφάλαιο της διδακτορικής διατριβής θα ασχοληθεί μόνον με τις αρχιτεκτονικές παθητικών δικτύων πρόσβασης PON. Ένα από τα βασικότερα δομικά στοιχεία μιας

τέτοιας αρχιτεκτονικής είναι το οπτικό τερματικό γραμμής [Optical Line Terminal – (OLT)], το οποίο α) παρέχει το σύνολο των διεπαφών (interfaces) του δικτύου πρόσβασης, β) συγκεντρώνει το σύνολο της κίνησης δεδομένων, γ) αποτελεί το δομικό διασυνδεδετικό στοιχείο ανάμεσα στα δίκτυα πρόσβασης, των μητροπολιτικών δικτύων (metro networks) και των δικτύων κορμού (core-networks) και δ) βρίσκεται συνήθως στους κεντρικούς τερματικούς σταθμούς βάσης (Central Office-(CO)) των παρόχων τηλεπικοινωνιών και διαδικτύου. Επιπλέον, το δομικό στοιχείο της οπτικής μονάδας δικτύου (Optical Network Unit-(ONU)) περιλαμβάνει όλες τις οπτο-ηλεκτρονικές διασυνδέσεις προς διάφορες συσκευές στο τοπικό δίκτυο πελάτη και τοποθετείται είτε μέσα στις εγκαταστάσεις του χώρου του στην περίπτωση των FTTx αρχιτεκτονικών, είτε σε συγκεκριμένη απόσταση από αυτές για αρχιτεκτονικές τύπου FTTx. Όπως περιγράφεται και σχηματικά στην εικόνα 6.1, ανάλογα με την απόσταση και την τοποθεσία της ONU η παράμετρος “x” στην προηγούμενη ορολογία μπορεί να συμβολίζει είτε το κτήριο [Fiber-to-the-Building-(FTTB)], είτε το πεζοδρόμιο [Fiber-to-the-Curb-(FTTC)] ή τη καμπίνα [Fiber-to-the-Cabinet-(FTTCab)] ή αλλιώς Fiber-to-the-Node-(FTTN)]. Το οπτικό δίκτυο διανομής (Optical Distribution Network (ODN)) περιλαμβάνει όλον τον οπτικό και ηλεκτρονικό εξοπλισμό που χρησιμοποιείται ανάμεσα στο OLT και την ONU. Τέλος, ο απομακρυσμένος κόμβος [Remote Node (RN)] είναι η περιοχή του ODN στην οποία τοποθετείται η συσκευή του διακλαδωτή, η οποία αναλόγως με την αρχιτεκτονική δικτύου πρόσβασης που θα ακολουθηθεί μπορεί να είναι είτε ένας 1:N διαχωριστής ισχύος είτε ένας αποπολυπλέκτης μήκους κύματος είτε ένας μεταγωγέας (switch) Ethernet [6.51]. Στην περίπτωση που ακολουθηθεί η αρχιτεκτονική τύπου PtP ο RN απουσιάζει. Για την καλύτερη πληρότητα της ερευνητικής δραστηριότητας που θα παρουσιαστεί στα επόμενα κεφάλαια, θα ακολουθήσει μια περιληπτική αναφορά για όλες τις πιθανές αρχιτεκτονικές που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα δίκτυα πρόσβασης.



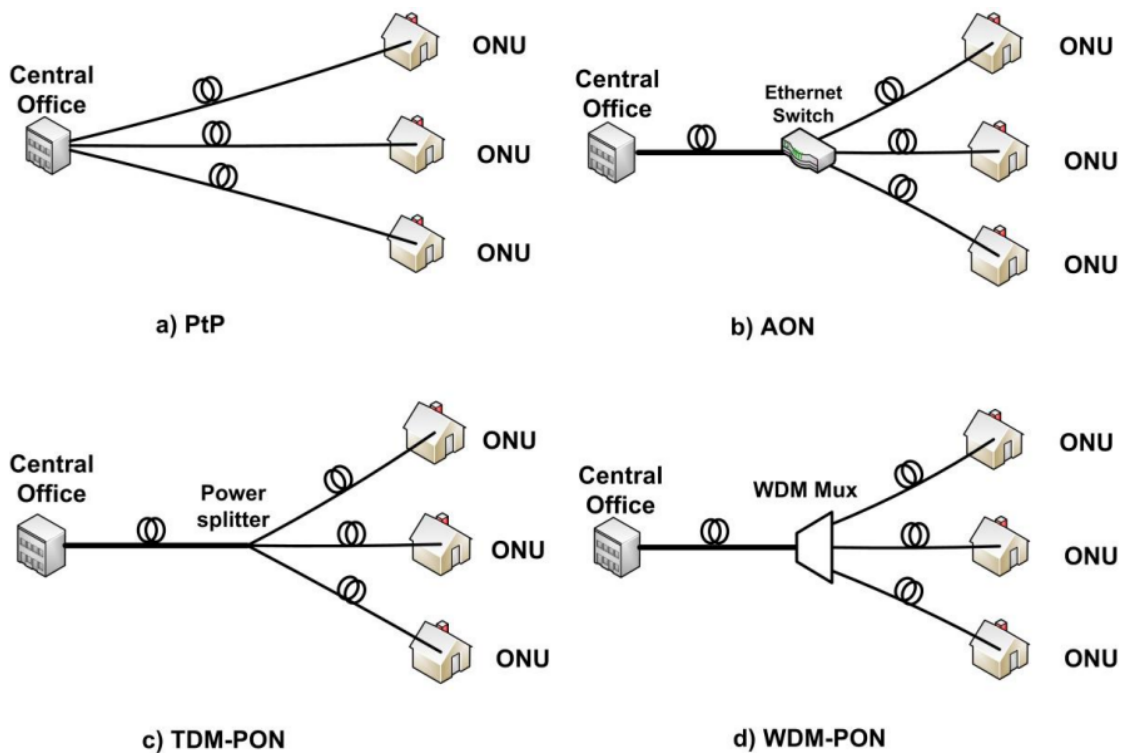
Εικόνα 6. 1: Σχηματική αναπαράσταση διαφορετικών τεχνολογιών FTT-x σε σχέση με την απόσταση της της οπτικής ίνας από το χώρο του χρήστη. FTTN: Fiber to the Node, FTTC: Fiber to the Cabinet, FTTB: Fiber to the Building, FTTH: Fiber to the Home.

6.1.1 Οπτικά δίκτυα PtP

Τα οπτικά δίκτυα PtP ανάλογα με το αν επιθυμείται αμφίδρομη επικοινωνία, χρησιμοποιούν ένα ή δύο τμήματα οπτικής ίνας τα οποία προορίζονται για την διασύνδεση του CO με κάθε ένα τελικό χρήστη ξεχωριστά (εικόνα 6.2 (α)) υλοποιώντας ουσιαστικά την πιο απλή μεθοδολογία διασύνδεσης. Το πλεονέκτημα αυτής της αρχιτεκτονικής είναι ότι κάθε διασύνδεση είναι ανεξάρτητη σε σχέση με τις υπόλοιπες και συνεπώς μπορεί να επιλεχθούν διαφορετικοί ρυθμοί μετάδοσης και σχήματα διαμόρφωσης για την κάθε περίπτωση χρήστη. Παρόλα αυτά, ιδίως στην περίπτωση όπου το πλήθος των τελικών χρηστών είναι πολύ μεγάλο, το κόστος εγκατάστασης N ανεξάρτητων ζεύξεων ανάμεσα στις ONUs και στο CO καθίσταται υπερβολικά μεγάλο. Επιπλέον, εφόσον η κάθε ζεύξη προορίζεται για την διασύνδεση μόνο ενός χρήστη, το τεράστιο εύρος χωρητικότητας της οπτικής ίνας παραμένει αναξιοποίητο. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο, παρόλο που τα PtP αποτελούν ένα σημαντικό τμήμα των εγκαταστάσεων FTTN στην Ευρώπη, εντούτοις έχει αποτύχει να εγκαθιδρυθεί στις τάξεις των σύγχρονων οπτικών δικτύων πρόσβασης.

6.1.2 Οπτικά δίκτυα τύπου AON

Τα ζεύγη των οπτικών ινών καθώς και των πομποδεκτών μπορούν να ελαττωθούν σημαντικά στη περίπτωση που υλοποιηθεί μία αποδοτική τεχνική πολυπλεξίας στο σύνολο των δεδομένων των τελικών χρηστών. Η πολυπλεξία των δεδομένων ως προς το χρόνο [Time-Division Multiplexing – (TDM)] έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως στη μετάδοση ηλεκτρικών σημάτων τόσο στις ενσύρματες όσο και στις ασύρματες διασυνδέσεις, διαδραματίζοντας κεντρικό ρόλο σε αποδοτικά πρότυπα μετάδοσης όπως τα SDH, ATM και Ethernet. Σε αυτές τις περιπτώσεις το σύνολο των δεδομένων συγκεντρώνεται στο CO και έπειτα μεταδίδεται πάνω από ένα μονό τμήμα ίνας προς του τελικούς χρήστες. Η πολυπλεξία των δεδομένων όλων των χρηστών στα AON τύπου δίκτυα περιλαμβάνει τον αποδοτικό διαμερισμό του διαθέσιμου εύρους ζώνης πάνω από το πρωτόκολλο ελέγχου πρόσβασης μέσου [Medium Access Control (MAC)] στοχεύοντας στην εξάλειψη του ρίσκου συγκρούσεων των δεδομένων που προορίζονται για διαφορετικούς χρήστες [6.52]. Στον ενεργό κόμβο το εισερχόμενο σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό και το στοιχείο μεταγωγής δεδομένων (τυπικά ένα Ethernet switch) προωθεί τα δεδομένα του κάθε χρήστη ξανά μέσα στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης, έπειτα της μετατροπής στο οπτικό πεδίο ξανά. Μια τυπική αρχιτεκτονική AON παρουσιάζεται γραφικά στην εικόνα 6.2(b). Παρόλο που η αρχιτεκτονική των δικτύων AON είναι αποδοτικότερη από αυτή των PtP δικτύων όσον αφορά το σύνολο των πομποδεκτών και των τμημάτων ίνας που απαιτούνται, παρόλα αυτά η ύπαρξη ενεργού εξοπλισμού στο ODN είναι προβληματική. Πιο συγκεκριμένα ο RN χρειάζεται συνεχώς να τροφοδοτείται και να ελέγχεται εξωτερικά με ηλεκτρική ισχύ, το οποίο μειώνει την συνολική ευελιξία του δικτύου με ταυτόχρονη αύξηση του κόστους λειτουργίας τους. Συνεπώς λοιπόν δεν μπορεί να θεωρηθεί ούτε αυτή η λύση ως βέλτιστη για τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα πρόσβασης.



Εικόνα 6. 2: Βασικές Αρχιτεκτονικές FTTH δικτύων (a) PtP, (b) AON, (c) TDM-PON, (d) WDM-PON

6.1.3 Οπτικά δίκτυα τύπου TDM-PON

Τα παθητικά δίκτυα πρόσβασης τύπου TDM PON προέκυψαν ως μία λύση για τον συνδυασμό της αποδοτικότητας που παρέχεται από τις αρχιτεκτονικές τύπου AON και της απλότητας των PtP δικτύων. Σε ένα PON που βασίζεται στην πολυπλεξία TDM, οι ανεπιθύμητες μετατροπές του σήματος από οπτικό σε ηλεκτρικό και ξανά σε οπτικό [Optical-to-Electrical-to-Optical (O-E-O)] και ενεργός κόμβος RN με το Ethernet switch αντικαθιστώνται από έναν παθητικό διαχωριστή/συζεύκτη οπτικής ισχύος, αναλογίας 1:N (όπου N είναι ο αριθμός των ONUs) όπως φαίνεται και στην εικόνα 2c. Το σύνολο των δεδομένων της κάτω ζεύξης [Downstream - (DS)] εκτέμονται ανεξαρτήτως σε όλους τους χρήστες και κάθε ένας από αυτούς είναι υπεύθυνος να “βλέπει” τα δεδομένα σε συγκεκριμένη χρονοθυρίδα (time-slot) την οποία του την έχει ορίσει το OLT, ούτως ώστε να αποφεύγονται οι συγκρούσεις με τα δεδομένα των υπόλοιπων χρηστών. Κατ’ αυτόν τον τρόπο το ODN που διαμορφώνεται στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης είναι όσο το δυνατόν απλούστερο επιδεικνύοντας το μικρότερο κόστος από άποψη εγκατάστασης και συντήρησης. Ο διαμερισμός του διαθέσιμου εύρους ζώνης στο σύνολο των χρηστών μπορεί να οριστεί δυναμικά από το OLT, διαδικασία η οποία μπορεί να επιβαρύνει την πολυπλοκότητα διαχείρισης του δικτύου. Παρόλα αυτά έχει αποδειχθεί ότι με τη χρήση τεχνικών στατιστικής πολυπλεξίας μπορεί να επιτευχθεί μεταφορά ενός μεγάλου όγκου δεδομένων στο δίκτυο. Αυτή η δυναμική ανάθεση του διαθέσιμου εύρους ζώνης στα δίκτυα TDM-PON μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση του πρωτοκόλλου πρόσκλησης για εκπομπή (rolling protocol), βάσει του οποίου η κάθε ONU καλείται να αναφέρει στο OLT τον αριθμό των πακέτων που βρίσκονται στην ουρά δεδομένων της και στη συνέχεια το OLT αναθέτει συγκεκριμένες χρονοθυρίδες για μετάδοση δεδομένων σε κάθε ONU βάσει της συνολικής κίνησης στο δίκτυο [6.53].

Δεδομένου ότι το σύνολο των δεδομένων της κάτω ζεύξης (downstream - (DS)) μεταδίδεται σε όλες τις ONU του δικτύου, τα οπτο-ηλεκτρονικά κυκλώματα των δεκτών πρέπει να λειτουργούν στους ρυθμούς μετάδοσης του συστήματος (δηλαδή της DS ζεύξης) το οποίο είναι κατά πολύ μεγαλύτερο από το πραγματικό bit-rate που δέχονται και μεταδίδουν οι ONUs. Συνεπώς λοιπόν, τα οπτο-ηλεκτρονικά κυκλώματα έχουν μεγαλύτερο ηλεκτρο-οπτικό εύρος λειτουργίας (e/o bandwidth), είναι ακριβότερα και δύσκολα μπορούν να αναβαθμιστούν για να υποστηρίξουν μεγαλύτερες ταχύτητες. Επιπλέον, ένα βασικό μειονέκτημα της TDM-PON αρχιτεκτονικής είναι η ανάγκη λειτουργίας όλων των πομποδεκτών σε συνθήκες μετάδοσης/λήψης κατά ριπές (burst mode), εφόσον τα δεδομένα από τις διαφορετικές ONUs καταφθάνουν σε διαφορετικές χρονοθυρίδες και με διαφορετικά επίπεδα οπτικής ισχύος εξαιτίας του διαφορετικού μήκους οπτικής ίνας που καταλήγει σε αυτά. Το φαινόμενο αυτό με τη σειρά του βάζει περισσότερα εμπόδια στην δυνατότητα επεκτασιμότητα των δικτύων TDM-PONs. Τέλος, παρόλο που όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η ύπαρξη ενός παθητικού διαχωριστή/συζεύκτη στο RN του οπτικού δικτύου μετάδοσης απλουστεύει κατά πολύ την αρχιτεκτονική του, εντούτοις οι απώλειες της οπτικής ισχύος από το διαχωρισμό της αυξάνεται λογαριθμικά με το πλήθος των χρηστών κατά $N \cdot (10 \log N)$ μειώνοντας το μήκος της συνολικής ζεύξης. Αν και τα παραπάνω φαινόμενα αποτελούν σημαντικά εμπόδια στην αρχιτεκτονική TDM-PON, ωστόσο έχουν παρουσιάζουν κατά γενική ομολογία αυξημένη αποδοτικότητα κόστους [6.52], έχει εγκατασταθεί σε πολλά δίκτυα πρόσβασης παγκοσμίως κυρίως στη Νότια Αμερική και Ανατολική Ασία, και αποτελεί κεντρική αρχιτεκτονική στη προτυποποίηση πολλών στάνταρντ για τα PON τα τελευταία χρόνια.

6.1.4 Οπτικά δίκτυα τύπου WDM-PON

Στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης με αρχιτεκτονική WDM PON (εικόνα 6.2(d)), σε κάθε χρήστη ανατίθεται ένα η δύο μήκη κύματος για την εξυπηρέτηση της άνω και κάτω ζεύξης, ανάλογα με το αν επιλεγεί η τεχνική επαναχρησιμοποίηση του μήκους κύματος, όπως θα αναφερθεί και στο πείραμα της ενότητας 6.3. Σε αυτήν την αρχιτεκτονική ο παθητικός συζεύκτης/διαχωριστής του RN αντικαθίσταται από ένα WDM πολυπλέκτη/αποπολυπλέκτη [Multiplexer (MUX) /Demultiplexer (DEMUX)], ο οποίος υλοποιείται τις περισσότερες φορές από ένα περιοδικό φίλτρο φραγμάτων περίθλασης [Arrayed Waveguide Grating-(AWG)]. Με τη χρήση της τεχνικής πολυπλεξίας ως προς το μήκος κύματος [Wavelength Division Multiplexing – (WDM)], δημιουργούνται πρακτικά λογικά κανάλια άμεση ζεύξης από το OLT προς τις ONU όπως ακριβώς επιτυγχάνεται στις αρχιτεκτονικές δικτύων PtP. Αυτό σημαίνει ότι δεν υφίσταται κανενός είδους “ανταγωνισμός” για το συνολικό εύρος ζώνης του δικτύου ανάμεσα στο σύνολο των ONUs και το οπτικό δίκτυο μετάδοσης είναι διαφανές (transparent) ως προς το σχήμα διαμόρφωσης και τους ρυθμούς μετάδοσης για κάθε κανάλι μετάδοσης.

Επιπλέον, η τιμή της προϋπολογιζόμενης ισχύος (power budget) για το σύνολο της οπτικής ζεύξης αυξάνεται, εφόσον η χρήση ενός AWG φίλτρου οδηγεί σε συνολικές απώλειες 3-5 dB, οι οποίες είναι ανεξάρτητες από τον αριθμό των τελικών χρηστών του δικτύου. Βέβαια, αυτό με τη σειρά οδηγεί στην ανάγκη τα οπτικά κυκλώματα των ONUs του δικτύου να επιδεικνύουν μια επιλεκτικότητα ως προς το μήκος λειτουργίας τους (wavelength-selective) ή να λειτουργούν μόνο σε συγκεκριμένο συχνοτικό εύρος (wavelength-specific). Όπως αναφέρεται και στην [6.54] η πρώτη επιλογή τείνει σε υψηλό κόστος κατασκευής ONUs ενώ η δεύτερη σε αύξηση κόστους για τα διαθέσιμα αποθέματα των πομποδεκτών στο OLT. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, τα τελευταία χρόνια έχουν διενεργηθεί εκτενείς ερευνητικές μελέτες στη βιβλιογραφία για την ανάπτυξη οπτικών τερματικών μονάδων τόσο στο OLT όσο και στις ONUs οι οποίες επιδεικνύουν ομοιόμορφη και αποδοτική λειτουργία για μεγάλο και συνεχόμενο εύρος μηκών κύματος (colorless operation) και δεν απαιτούν πηγές laser με προκαθορισμένη συχνότητα εκπομπής. Αν και η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική είναι πολύ υποσχόμενη με ενεργή ερευνητική δραστηριότητα τα τελευταία χρόνια στη διεθνή βιβλιογραφία, εντούτοις έχει ωριμάσει εμπορικά μόνο

στην Νότια Κορέα [6.55]. Η συγκεκριμένη αρχιτεκτονική αποτέλεσε και πεδίο έρευνας των πειραμάτων που υλοποιήθηκαν και στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής και γι' αυτό το λόγο θα περιγραφεί αναλυτικότερα στα παρακάτω κεφάλαια που θα ακολουθήσουν.

6.1.5 Οπτικά δίκτυα τύπου OCDMA-PON

Η OCDMA αρχιτεκτονική για τα PON δίκτυα πρόσβασης βασίζεται στην χρήση της ευρέως διαδεδομένης τεχνικής πολυπλεξίας με διαίρεση κώδικα [Code-Division Multiplexing-(CDM)] που εφαρμόζεται ακόμα και σήμερα στα ασύρματα δίκτυα, βάσει της οποίας οι λογικές PtP ζεύξεις που δημιουργούνται σε ένα PON υλοποιούνται χρησιμοποιώντας ειδικούς ορθογώνιους κώδικες για την μετάδοση των δεδομένων του κάθε χρήστη [6.56]. Το ODN ενός OCDMA-PON βασίζεται στη χρήση ενός παθητικού συζεύκτη/διαχωριστή ισχύος όπως ακριβώς και σε ένα TDM-PON. Υπάρχουν δύο δυνατές διαφορετικές εκδοχές υλοποίησης του ενός OCDMA-PON, με τη πρώτη να βασίζεται στη διαίρεση του χρόνου (time-sliced) και η άλλη στη διαίρεση του φάσματος (spectrum sliced). Στα συστήματα που βασίζονται στην πρώτη τεχνική, κάθε χρήστης χρησιμοποιεί μια συγκεκριμένη ακολουθία δεδομένων ως "υπογραφή" για την κωδικοποίηση των δεδομένων του της οποίας το μέγεθος πρέπει να είναι M φορές μεγαλύτερο από την χρονική διάρκεια της χρονοθυρίδας ενός bit, με το M να είναι τυπικά μεγαλύτερο από τον αριθμό N των συνολικών χρηστών του δικτύου. Η απαίτηση αυτή, οδηγεί στην υψηλή αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης του δικτύου ακόμα και αν διατεθεί σε κάθε χρήστη ένας μέτριος ρυθμός δεδομένων, με το κόστος όμως της μεγάλης πολυπλοκότητας των πομποδεκτών στις ONUs του δικτύου. Τα συστήματα που βασίζονται στη διαίρεση φάσματος, τα δεδομένα κωδικοποιούνται με τον συνδυασμό τμημάτων (slices) φάσματος προερχόμενα από πηγές με μεγάλο εύρος φασματικής εκπομπής φωτός, όπως LEDs. Ωστόσο σε αυτές τις περιπτώσεις εμφανίζονται έντονα φαινόμενα χρωματικής διασποράς εξαιτίας του μεγάλου οπτικού φάσματος των χρησιμοποιούμενων πηγών, συνοδευόμενα από φαινόμενα χαμηλής οπτικής ισχύος. Οι συγκεκριμένες υποβαθμίσεις που εισάγονται στα διαμορφωμένα σήματα περιορίζουν σημαντικό τόσο το ποσοστό διακλάδωσης του διαχωριστή ισχύος στο RN όσο και τη συνολική απόσταση μετάδοσης. Ένα επιπλέον μειονέκτημα της αρχιτεκτονικής OCDMA-PON είναι και η δυσκολία επέκτασης τους λόγω του περιορισμένου αριθμού από ορθογώνιους κώδικες που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στο σύστημα μετάδοσης. Επίσης, στα φαινόμενα προστίθεται και η υποβάθμιση της παρεμβολής πολλαπλής πρόσβασης [Multi-Access Interference-(MAI)], εφόσον το σύνολο των διαμορφωμένων καναλιών που λαμβάνονται από όλους τους χρήστες του δικτύου, πέραν της μη ορθογωνιότητάς τους, υπάρχει περίπτωση να ξεπεράσουν το κατώφλι της λήψης [6.57] και να υποβαθμιστεί η απόδοση του συστήματος ως προς το επιτεύξιμο BER. Παρόλο που την τελευταία δεκαετία έχουν αναφερθεί πολλές αξιοσημείωτες πειραματικές επιδείξεις με τη OCDMA-PON αρχιτεκτονική, εντούτοις έως τώρα δεν έχει εγκαθιδρυθεί εμπορικά ούτε θεωρείται ως πιθανή υποψήφιος προς υλοποίηση για τα επόμενης γενιάς οπτικά δίκτυα πρόσβασης.

6.1.6 Οπτικά δίκτυα τύπου OFDM-PON

Η δημοφιλής τεχνική κωδικοποίησης/πολυπλεξίας FDM (Frequency Division Multiplexing) που αναπτύχθηκε αρχικά για τις τηλεπικοινωνίες ηλεκτρικών σημάτων έχει αρχίσει τα τελευταία χρόνια να εμφανίζεται στην οπτική της έκδοση ως Orthogonal FDM (OFDM) όλο και περισσότερο σε ερευνητικές δραστηριότητες που αφορούν τα οπτικά δίκτυα πρόσβασης. Τα οπτικά παθητικά δίκτυα πρόσβασης που βασίζονται στη συγκεκριμένη αρχιτεκτονική ονομάζονται OFDM PONs, και σύμφωνα με αυτή τα δεδομένα διαμορφώνονται σε έναν μεγάλο αριθμό από υποφέροντες συχνότητες (sub-carriers) οι οποίες είναι ορθογώνιες μεταξύ τους και διαμορφωμένες με οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης ακόμα και με ανώτερης τάξης σήμα όπως QPSK και QAM, αλλά με πολύ μικρό ρυθμό διαμόρφωσης [6.58]. Η ορθογωνιότητα των subcarriers είναι αυτή που εξασφαλίζει ότι η διακαναλική παρεμβολή μεταξύ τους είναι μηδενική και κατ' αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται μεγάλη φασματική αποδοτικότητα στο

μεταδιδόμενο OFDM κανάλι εφόσον κάθε subcarrier επικαλύπτεται φασματικά με τα γειτονικά του. Κάθε υποφέρουσα έχει πολύ μικρό φασματικό περιεχόμενο και συνεπώς η υποβάθμιση του καναλιού από τη χρωματική διασπορά μειώνονται αισθητά. Παρόλο που το ODN ενός OFDM PON είναι το ίδιο με αυτό που ισχύει και για τις αρχιτεκτονικές τύπου TDM PON, η αντικατάσταση των παραδοσιακών πομποδεκτών τύπου OOK τόσο στο OLT όσο και στις ONU είναι απαραίτητη. Η συνολική χωρητικότητα του καναλιού μπορεί να διαμοιραστεί ανάμεσα στους τελικούς χρήστες με την ανάθεση συγκεκριμένων subcarriers για την κάθε ONU. Βασικότερο μειονέκτημα της κωδικοποίησης OFDM είναι η αυξημένη πολυπλοκότητα των πομποδεκτών εφόσον χρειάζονται πολύπλοκους DSP αλγόριθμους τόσο στο στάδιο της διαμόρφωσης όσο και την αποδιαμόρφωση του καναλιού στο δέκτη που οδηγούν επίσης σε μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος. Η καταλληλότητα της συγκεκριμένης τεχνικής εξαρτάται στενά με τη διαθεσιμότητα γρήγορων και απλών ηλεκτρικών κυκλωμάτων στους πομποδέκτες για την εφαρμογή των απαιτητικών DSP αλγορίθμων.

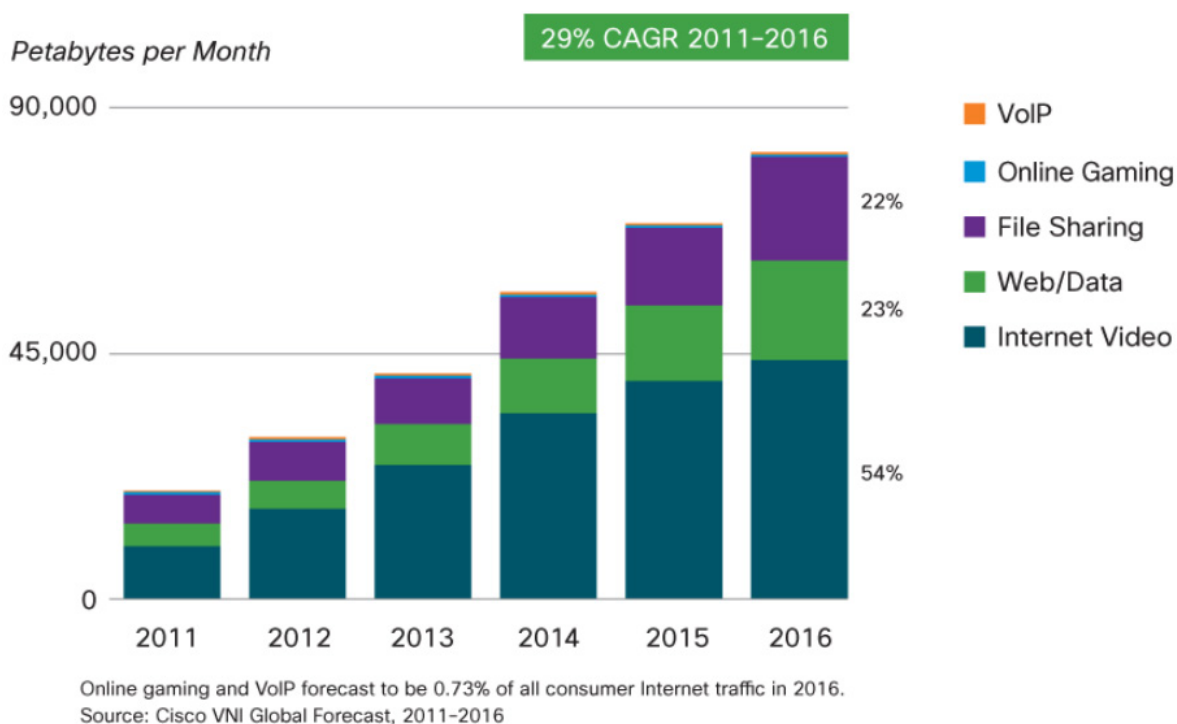
6.1.7 Υβριδικές αρχιτεκτονικές PON

Πέραν των κλασικών αρχιτεκτονικών PON που προαναφέρθηκαν στις παραπάνω υποενότητες, υπάρχει η δυνατότητα συνδυασμού περισσότερων από μίας τεχνικής πολυπλεξίας/κωδικοποίησης για την επίτευξη μεγαλύτερων ταχυτήτων μετάδοσης και φασματικής αποδοτικότητας του καναλιού μετάδοσης, καθώς επίσης και της συνολικής απόστασης μετάδοσης. Αυτού του τύπου οι αρχιτεκτονικές ονομάζονται υβριδικές και συναντώνται κυρίως σε ερευνητικές πειραματικές δραστηριότητες στη διεθνή βιβλιογραφία. Παραδείγματος χάριν, η αρχιτεκτονική WDM-PON θα μπορούσε εύκολα να εφαρμοστεί πάνω από μία ομάδα από εγκατεστημένα TDM PONs ή OFDM PONs [6.59] τοποθετώντας στο RN ένα WDM MUX/DEMUX φίλτρο πριν τον παθητικό διαχωριστή/συζεύκτη, ούτως ώστε κάθε υπο-δίκτυο να εξυπηρετείται και από ένα WDM κανάλι. Η ανάθεση των καναλιών σε ένα τέτοιο τύπο υβριδικού PON δικτύου θα μπορούσε να γίνει είτε στατικά είτε δυναμικά με σκοπό την ανακατεύθυνση μέρους της κίνησης του δικτύου σε πραγματικό χρόνο ανάλογα με τις ανάγκες [6.60], [6.61]. Ακόμη, στα οπτικά δίκτυα τύπου OFDM-PON οι διαμορφωμένοι subcarriers θα μπορούσαν να μοιραστούν και ως προς το χρόνο ανάμεσα στους χρήστες χωρίς την ανάγκη για αλλαγές στις υποδομές του ODN, σχηματίζοντας μία δομή OFDM-TDM PON. Για την επίτευξη ακόμη μεγαλύτερων ταχυτήτων, περισσότερων συνολικών χρηστών (>1024) και ακόμα μεγαλύτερων αποστάσεων μετάδοσης (>60 km) θα μπορούσαν να συνδυαστούν ταυτόχρονα και οι τρεις βασικές τεχνικές πολυπλεξίας, δημιουργώντας ένα ευρύτερο δίκτυο WDM-TDM-OFDM PON [6.61] με μειωμένο αριθμό από COs.

6.2 Απαιτήσεις για τα Επόμενης Γενιάς Δίκτυα Πρόσβασης PON & Προτεινόμενες Λύσεις και Τεχνολογίες

Η συνολική IP κίνηση στο σύνολο των δικτύων μετάδοσης δεδομένων παγκοσμίως αυξάνεται με εκθετικό ρυθμό ετησίως και βάσει των τελευταίων εκτιμήσεων αυτή θα ξεπεράσει το κατώφλι των Zettabytes το 2016, με τη Cisco να υπολογίζει ότι θα φτάσει το 1.3 Zettabyte ανά χρόνο ή 109.5 Exabytes ανά μήνα [6.62]. Αυτό σε πιο κατανοητούς όρους σημαίνει ότι το μέγεθος της πραγματικής κίνησης παγκοσμίως θα αντιστοιχεί με το μέγεθος του συνόλου των ταινιών που έχουν παραχθεί έως τώρα και θα μεταφέρονται μέσω του δικτύου μόνο σε τρία λεπτά. Το φαινόμενο αυτό έχει ενταθεί σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό τα τελευταία χρόνια εξαιτίας της ραγδαίας αύξησης του αριθμού των συνολικών συσκευών που είναι συνδεδεμένες στο διαδίκτυο και μάλιστα αναμένεται έως το 2016 να ξεπεράσουν κατά τρεις φορές τον πληθυσμό της γης. Σύμφωνα με την ίδια πρόβλεψη η κίνηση βίντεο θα αποτελεί περισσότερο από το μισή καταναλωτική κίνηση στο Ίντερνετ (54% για την ακρίβεια) και αν συμπεριληφθούν και τα αρχεία βίντεο που προέρχονται από P2P εφαρμογές διαμοιρασμού αρχείων το ποσοστό αυτό αυξάνεται δραματικά στο 86%. Η παγκόσμια κίνηση για το διαδίκτυο που θα διακινείται διαδίκτυο μέχρι και το 2016 θα έχει την κατανομή που παρουσιάζεται στην εικόνα 6.3. Όπως γίνεται

εμφανές το κατέβασμα ιστοσελίδων και η συνεπαγόμενη κίνηση δεδομένων που δημιουργείται από αυτό θα αποτελούν ένα σημαντικό κομμάτι της συνολικής κίνησης, ενώ τα παιχνίδια στο διαδίκτυο και το VoIP θα παραμείνουν σε χαμηλά επίπεδα. Βάσει του γραφήματος, οι πιο απαιτητικές ως προς το εύρος ζώνης εφαρμογές όπως η παραγωγή υψηλής ευκρίνειας βίντεο (HD video) είναι αυτές που πυροδοτούν όλο και περισσότερο την ετήσια αύξηση της IP κίνησης. Πιο συγκεκριμένα, η κίνηση που προέρχεται από υπηρεσίες HD Video-On-Demand (VoD) υπολογίζεται ότι έχει ήδη ξεπεράσει την κίνηση των παραδοσιακών VoD υπηρεσιών χαμηλής ευκρίνειας από τα τέλη του 2011. Επιπλέον, βάσει αυτών των στοιχείων, η κίνηση δεδομένων που προορίζεται αποκλειστικά για επαγγελματική χρήση θα περιλαμβάνει επίσης και ένα πολύ μεγάλο ποσοστό δεδομένων που προέρχεται από υπηρεσίες video και προβλέπεται να εξαπλασιαστούν μέχρι το 2016. Από όλα τα παραπάνω λοιπόν γίνεται εμφανές ότι το υψηλής ποιότητας βίντεο είναι αυτό που θα πυροδοτήσει τις αλλαγές για μεγαλύτερη χωρητικότητα τόσο στα δίκτυα κορμού όσο και στα δίκτυα πρόσβασης.



Εικόνα 6. 3: Προβλέψεις για τη συνολική IP κίνηση των δικτύων μέχρι το 2016, βάσει της [6.62]

Ένα επιπλέον ενδιαφέρον στοιχείο των προβλέψεων για την παγκόσμια IP κίνηση είναι ότι τα δεδομένα που διακινούνται στο διαδίκτυο δεν ακολουθούν ένα συμμετρικό πρότυπο. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι οι χρήστες “καταναλώνουν” πολύ περισσότερα δεδομένα βίντεο από ότι αυτοί παράγουν. Τα δεδομένα βίντεο πραγματικού χρόνου που προέρχονται από την άνω ζεύξη των χρηστών (πχ. video-chatting) δεν είναι τόσο απαιτητικά, ενώ το ανέβασμα αρχείων βίντεο (πχ. στο YouTube) δεν γίνεται σε πραγματικό χρόνο και συνεπώς δεν απαιτεί συνεχώς και για μεγάλο χρονικό διάστημα υψηλές ταχύτητες μετάδοσης. Βάσει αυτού του προτύπου, όπως ακριβώς συνέβαινε μέχρι τώρα στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης, η ταχύτητα μετάδοσης για την άνω και την κάτω ζεύξη μπορεί να είναι ασύμμετρες, απλουστεύοντας κατά πολύ μεγάλο βαθμό την υλοποίηση του hardware των ONUs. Μία επιπλέον τάση

του διαδικτύου που δεν αναφέρεται στην μελέτη που παρουσιάστηκε έως τώρα είναι αυτή των υπηρεσιών cloud-computing. Το λογισμικό ως μία υπηρεσία [Software as a Service – (SaaS), αναφέρεται στη νέα τάση που αναπτύχθηκε τα τελευταία χρόνια όπου το λογισμικό όλων των συσκευών που έχουν πρόσβαση στο διαδίκτυο δεν εκτελείται τοπικά στην ίδια την συσκευή αλλά σε μεγάλα κέντρα δεδομένων (data-centers) τα οποία αναφέρονται αφαιρετικά ως “cloud”. Σύμφωνα με αυτό τα δεδομένα που παράγονται στα datacenters από αυτές τις εφαρμογές (είσοδοι/έξοδοι του προγράμματος) μεταφέρονται μέσω του διαδικτύου [6.63]. Χαρακτηριστικό παράδειγμα της τάσης αυτής είναι ότι οι σύγχρονες συσκευές laptop ή κινητών που διεισδύουν στην αγορά είναι βασισμένες σχεδόν εξολοκλήρου στις υπηρεσίες cloud, στις οποίες ακόμα και το λειτουργικό τους σύστημα εκτελείται απομακρυσμένα [6.64]. Επιπροσθέτως, οι υπηρεσίες cloud έχουν τη δυνατότητα να επεκταθούν ακόμα και στα on-line video games. Έως τώρα, η πλειοψηφία των παιχνιδιών αυτών εκτελούνταν τοπικά στο κάθε χρήστη ξεχωριστά και το μόνο που χρειαζόταν να μεταφέρεται μέσω του διαδικτύου στα κεντρικά data-centers είναι οι δράσεις του χρήστη και όχι το περιεχόμενο αυτό καθαυτό. Εξαιτίας αυτού η συνολική κίνηση που προέρχεται έως τώρα παγκοσμίως από τις εφαρμογές των παιχνιδιών δεν αποτελούν σημαντικό ποσοστό επί της συνολικής κίνησης. Παρόλα αυτά που στη περίπτωση όπου στο εγγύς μέλλον τα δεδομένα των γραφικών στοιχείων των εφαρμογών αυτών χρειάζεται να δημιουργούνται στα data centers και όχι τοπικά, τότε η κίνηση των δεδομένων προβλέπεται να αυξηθεί κατακόρυφα στη κάτω ζεύξη και να αποτελέσει την κύρια πηγή δημιουργίας δεδομένων στο διαδίκτυο. Ένας συγκεντρωτικός πίνακας που αναφέρεται στις απαιτήσεις σε χωρητικότητα των σημαντικότερων κατηγοριών από τα δεδομένα που διακινούνται στο διαδίκτυο, παρουσιάζεται στον πίνακα 6.1 [6.65], [6.66].

Service	Bandwidth
SDTV	5 Mb/s
HDTV	6-13 Mb/s
UHDTV	>180 Mb/s
3D SDTV	30 Mb/s
3D HDTV	100 Mb/s
3D UHDTV	>300 Mb/s
Gaming	10 Mb/s
Multimedia surfing/ file sharing	8 Mb/s
Video-conferencing	3 Mb/s
Home-working	4 Mb/s
VoIP	110 kb/s

Πίνακας 6. 1: Ενδεικτικός συγκεντρωτικός πίνακας με τις απαιτήσεις σε bandwidth των κυριότερων υπηρεσιών που προσφέρονται μέσω διαδικτύου.

Σύμφωνα με την τελευταία προτυποποίηση για τα NG PON2 [6.67], οι μεγαλύτεροι πάροχοι τηλεπικοινωνιών και διαδικτύου, μέσω του οργανισμού FSAN, προβλέπουν ότι με το καινούρια αρχιτεκτονική TWDM PON (υβριδική αρχιτεκτονική WDM με τέσσερα ή περισσότερα κανάλια και TDM PON) θα μπορούν να εξυπηρετηθούν τουλάχιστον 64 χρήστες, με απώτερο στόχο τους 1024 και με ρυθμούς μετάδοσης τουλάχιστον 40 Gb/s. Όσον αφορά το συνολικό μήκος μετάδοσης αυτό θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 40 km και σταδιακά θα πρέπει να αγγίξει τα 100 km. Η αυξημένη αυτή απόσταση μετάδοσης στα PONs θα μπορούσε να λειτουργήσει καταλυτικά στην περεταίρω μείωση του κόστους

συντήρησης και λειτουργίας των δικτύων αυτών, εφόσον θα μπορούσαν να ενοποιηθούν τα μικρότερα δίκτυα σε μία ευρύτερη δομή, μειώνοντας πρακτικά και τον αριθμό των COs που αυτά απασχολούν. Εντούτοις, πολλά από τα οφέλη της δομής αυτής μειώνονται αισθητά, εξαιτίας της αύξησης του κόστους εγκατάστασης δικτύων μεγαλύτερης χιλιομετρικής απόστασης καθώς και ακριβότερου εξοπλισμού ικανού να παρέχει μεγαλύτερη χωρητικότητα στο δίκτυο. Συνεπώς λοιπόν, για να ανταπεξέρθουν τα οπτικά δίκτυα πρόσβασης νέας γενιάς στις καινούριες αυτές προκλήσεις είναι απαραίτητος ένας προσεκτικός σχεδιασμός του συνολικού δικτύου μετάδοσης [6.68].

Ακόμη, η κατανάλωση ισχύος στα δίκτυα πρόσβασης είναι ένας σημαντικός παράγοντας που πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη κυρίως για το σχεδιασμό των πομποδεκτών των ONTs τόσο στη πλευρά των OLTs όσο και στις ONUs. Σε αντίθεση με τα οπτικά δίκτυα κορμού που εστιάζουν κυρίως στη μεγάλη απόδοση και τους υπερυψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης η απλότητα στο σχεδιασμό των οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων για τους πομποδέκτες του δικτύου κατέχει περίοπτη θέση στο σχεδιασμό στους. Από την πλευρά των παρόχων διαδικτύου, η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης του ήδη εγκατεστημένου δικτύου μετάδοσης ODN, αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα εμπόδια στην υιοθέτηση καινούριων αρχιτεκτονικών για τα δίκτυα PONs, εφόσον τα NG-PON2 θα πρέπει να συνυπάρχουν μαζί με τα προηγούμενης γενιάς οπτικά δίκτυα EPON, GPON και NG-PON. Το γεγονός αυτό με τη σειρά του προϋποθέτει ότι οποιαδήποτε αναβάθμιση γίνεται στη αρχιτεκτονική του δικτύου (δομικά στοιχεία κατά το μήκος μετάδοσης, πομποδέκτες, κτλ.) θα πρέπει να υπακούει στις ιδιαιτερότητες της προηγούμενης γενιάς δικτύων, κυρίως αυτές που αφορούν τη φασματική ανάθεση των καναλιών (οπτικές μπάντες μετάδοσης).

Για την κάλυψη λοιπόν των σύγχρονων απαιτήσεων για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης και εξυπηρέτησης περισσότερων χρηστών σε όλο και μεγαλύτερες χιλιομετρικές αποστάσεις στα δίκτυα πρόσβασης με μικρότερο κόστος, την τελευταία πενταετία στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί πολλές λύσεις οι οποίες βασίζονται στις βασικές αρχιτεκτονικές και τεχνολογίες που παρουσιάστηκαν και στο κεφάλαιο 6.1. Οι παλαιότερες από αυτές στηρίζονται στην υλοποίηση αρχιτεκτονικών τύπου TDM-PON υπερυψηλής ταχύτητας με ταχύτητες > 20 Gb/s για την κάτω ζεύξη, και για την επίτευξη αυτού χρησιμοποιούν τεχνικές είτε τεχνικές DSP στους πομποδέκτες για την αναίρεση της υποβάθμισης που εισάγεται στο διαμορφωμένο σήμα από το περιορισμένο e/o bandwidth τους [6.69], είτε χρησιμοποιούν σχήματα διαμόρφωσης με μικρότερες απαιτήσεις ως προς το bandwidth διαμόρφωσης όπως Duo-Binary [6.70]. Για την περαιτέρω αύξηση του ρυθμού δεδομένων έως και 40 Gb/s και του αριθμού εξυπηρέτησης των τελικών χρηστών έχει προταθεί επίσης η χρησιμοποίηση επιπλέον μηκών κύματος σε συνδυασμό με την TDM αρχιτεκτονική σχηματίζοντας υβριδικού τύπου αρχιτεκτονικές TDM-WDM, όπως αναφέρεται και στις [6.71], [6.72]. Παρόλα αυτά, όλες οι αρχιτεκτονικές τύπου TDM που έχουν προταθεί έως τώρα μειονεκτούν ως προς τις μεγάλες απώλειες που εισάγει ο παθητικός συζεύκτης/διαχωριστής του RN κόμβου αλλά και από τις αυξημένες απαιτήσεις των πομποδεκτών σε e/o bandwidth. Επιπλέον, ένας παράγοντας που πρέπει να ληφθεί υπόψη σε τέτοιου είδους υλοποιήσεις είναι το γεγονός ότι με την αύξηση του ρυθμού διαμόρφωσης δεδομένων αυξάνεται και η επίδραση της χρωματικής διασποράς στα μεταδιδόμενα δεδομένα, υποβαθμίζοντας από τα πρώτα κίλάς χιλιόμετρα τη ποιότητα του καναλιού.

Μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον για την υλοποίηση των μελλοντικών PONs, ιδιαίτερα μετά τη προτυποποίηση του NG-PON2, έχει παρουσιάσει και η αρχιτεκτονική WDM η οποία έχει τη δυνατότητα πραγματοποίησης λογικών PtP ζεύξεων χωρίς την ανάγκη χρησιμοποίησης πομποδεκτών με υψηλό e/o bandwidth λόγω των πρωτοκόλλων ανάθεσης εύρους ζώνης στο τελικό χρήστη. Υπερκεράζοντας τη βασική ανάγκη των πομποδεκτών να επιδεικνύουν μία colorless συμπεριφορά, έως τώρα έχουν προταθεί πολλές ελπιδοφόρες λύσεις που στοχεύουν τόσο στην αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης του καναλιού όσο και την συνολικής απόστασης μετάδοσης με χαμηλού κόστους πομποδέκτες [6.73], [6.74]. Επίσης, προς αυτήν την κατεύθυνση στην [6.75] παρουσιάστηκε πειραματικά μία υλοποίηση WDM-PON

120 km η οποία παρείχε 100 Gb/s ανά χρήστη πολυπλέκοντας τέσσερα κανάλια των 25 Gb/s προερχόμενα από τέσσερις διαμορφωτές RSOAs. Η μεγάλη φασματική αποδοτικότητα αυτή υλοποιήθηκε με τη βοήθεια υψηλής πολυπλοκότητας DSP στο πομπό για την ισοστάθμιση του καναλιού και στον RN τοποθετήθηκε ένας οπτικός ενισχυτής. Παρόλες αυτές τις σημαντικές πειραματικές επιδείξεις στη διεθνή βιβλιογραφία, φαίνεται ότι οι παραδοσιακοί τρόποι διαμόρφωσης των οπτικών καναλιών με Binary σχήματα διαμόρφωσης σε συνδυασμό με συμβατικές μεθόδους ανάκτησης των δεδομένων στο δέκτη φτάνουν στα όριά τους. Ο μόνος τρόπος για την περεταίρω αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας του καναλιού στα PONs είναι η ενσωμάτωση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης με τη δυνατότητα κωδικοποίησης της μεταδιδόμενης πληροφορίας σε περισσότερες από δύο δυνατές καταστάσεις σε συνδυασμό με σύμφωνων τεχνικών φώρασης και DSP δέκτη, υιοθετώντας σταδιακά τις τάσεις που ισχύουν για τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού. Σύμφωνα με αυτήν την προοπτική, πολλές ερευνητικές δραστηριότητες στα PON έχουν επιδείξει μετάδοση σε μεγάλες χιλιομετρικές αποστάσεις, εκμεταλλευόμενες τα οφέλη της σύμφωνης φώρασης (coherent detection), εφόσον η χρήση ενός τοπικού ταλαντωτή στο δέκτη της ONU ή του OLT, προσφέρει υψηλή ευαισθησία στο δέκτη χωρίς τη χρήση EDFAs στο RN του ODN του παθητικού δικτύου [6.76, 6.77].

Ακολουθώντας αυτήν την ερευνητική τάση στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα πρόσβασης νέας γενιάς, όλα τα πειράματα προσομοίωσης υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής και τα οποία θα παρουσιαστούν αναλυτικά στις παρακάτω υποενότητες του κεφαλαίου 6, αναφέρονται σε αρχιτεκτονικές τύπου WDM-PONs και όλα τα κυκλώματα των πομποδεκτών που υλοποιήθηκαν βασίστηκαν στην αρχή της 'colorless' λειτουργίας. Ωστόσο το γεγονός αυτό δεν εμποδίζει τους πομποδέκτες αυτούς να λειτουργήσουν και σε άλλου τύπου αρχιτεκτονικές, εφόσον ο βασικός στόχος των πειραμάτων που υλοποιήθηκαν ήταν η ανάδειξη της διαμόρφωσης οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα και μικρότερη πολυπλοκότητα στις διατάξεις των πομποδεκτών. Η επιλογή της WDM αρχιτεκτονικής για τα οπτικά δίκτυα πρόσβασης σε όλα τα πειράματα έγινε για τους εξής λόγους. Παρατηρώντας τη συνολική πορεία εξέλιξης της οπτικής μετάδοσης στα δίκτυα κορμού τις τελευταίες δεκαετίες, μπορεί να ειπωθεί με βεβαιότητα ότι οι τεχνικές πολυπλεξίας WDM κερδίζουν έδαφος έναντι της TDM, εφόσον μόνο με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η αποδοτικότερη εκμετάλλευση της τεράστιας χωρητικότητας της οπτικής ίνας. Όπως περιγράφηκε και στα αρχικά κεφάλαια της διδακτορικής διατριβής, η WDM πολυπλεξία θεωρείται πλέον και εμπορικά ως η αναμφισβήτητη τεχνική για την εξασφάλιση υψηλών ρυθμών δεδομένων άνω των 100 Gb/s ανά κανάλι αυξάνοντας σε πολύ μεγάλα επίπεδα την χωρητικότητα του δικτύου. Συνεπώς λοιπόν, οποιαδήποτε ερευνητική/εμπορική προσπάθεια επιχειρείται για την περεταίρω αύξηση του ρυθμού δεδομένων και της αποδοτικότητας του καναλιού μετάδοσης στα δίκτυα κορμού, είτε με την ανάπτυξη γρηγορότερων πομποδεκτών σε επίπεδο hardware ή DSP αλγορίθμων, είτε με την πολυπλεξία διαφορετικών τρόπων του φωτός (Mode-Multiplexing), είτε με τη δημιουργία στενότερων φασματικών καναλιών με τεχνικές Nyquist - Pulse Shaping, η τεχνική πολυπλεξίας WDM πάντα θεωρείται δεδομένη. Όλα αυτά τα χρόνια, η εξελικτική πορεία των οπτικών δικτύων πρόσβασης είναι η αργή ενσωμάτωση των ώριμων τεχνολογιών των δικτύων κορμού στα πλαίσια των δικών τους περιορισμών.

Όπως ακριβώς και στα πρώτα στάδια ανάπτυξης των δικτύων κορμού η πολυπλεξία TDM διαδραμάτιζε πολύ σημαντικό ρόλο στη μετάδοση της πληροφορίας, έτσι και στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης έως το 2014 όλη η προτυποποίησή τους βασιζόταν σε παραλλαγές την συγκεκριμένης τεχνικής. Από το 2014 και έπειτα η προτυποποίηση που ισχύει πλέον για τα οπτικά δίκτυα πρόσβασης νέας γενιάς NG-PON2 βασίζεται σε μια υβριδική εφαρμογή της TDM πολυπλεξίας με την WDM, η οποία επιτρέπει τη συνολική μετάδοση πληροφορίας έως 40 Gb/s σε συνολικά τέσσερα μήκος κύματος (10 Gb/s ανά μήκος κύματος) [6.67]. Η συγκεκριμένη προτυποποίηση αποτελεί μια άκρως ενδιαφέρουσα εξέλιξη στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης, εφόσον επαληθεύεται ο κανόνας της σταδιακής αφομοίωσης των ώριμων τεχνολογιών κωδικοποίησης που χρησιμοποιούνται στα σύγχρονα δίκτυα κορμού. Σύμφωνα και

με τις τελευταίες ερευνητικές εξελίξεις, το επόμενο βήμα για της επόμενης γενιάς δίκτυα πρόσβασης θα είναι και η ενσωμάτωση τεχνικών κωδικοποίησης της πληροφορίας με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης όπως 4-PAM, QPSK, M-QAM σε συνδυασμό με σύμφωνες τεχνικές φώρασης στο δέκτη και εφαρμογή αποδοτικών DSP αλγόριθμων για την αξιόπιστη ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη, όπως ακριβώς περιγράφηκε και στο πρώτο μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής. Ωστόσο, η ειδοποιός διαφορά σε σχέση με τα δίκτυα κορμού είναι ότι στη διαμόρφωση οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης που προορίζονται για δίκτυα πρόσβασης, θα πρέπει να εφαρμόζονται πάντα σε αρμονία με τις ιδιαιτερότητες των δικτύων αυτών. Πιο συγκεκριμένα, σε αντίθεση με τα οπτικά δίκτυα κορμού όπου οι μονάδες των πομποδεκτών τους εστιάζουν πρωτίστως στην απόδοση και τη σταθερότητα, στα PONs το πρωταρχικό τους μέλημα εστιάζεται στην απλότητα της δομής τους, στην ευκολία υλοποίησης και παραγωγή τους, στην χαμηλή ενεργειακή κατανάλωση και στο χαμηλό τους κόστος.

Προς αυτήν την κατεύθυνση κινούνται και τα πειράματα μετάδοσης που υλοποιήθηκαν στο εργαστήριο φωτονικών επικοινωνιών (ΕΦΕ) και θα παρουσιαστούν αναλυτικά στα παρακάτω κεφάλαια. Πιο συγκεκριμένα, τα πειράματα αυτά αφορούν την πρόταση και την αξιολόγηση πρωτότυπων διατάξεων πομποδεκτών ικανών στην αποδοτική δημιουργία και την αξιόπιστη λήψη οπτικών καναλιών διαμορφωμένα με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης όπως 4-PAM, QPSK και διαφορετικών τάξεων σχημάτων QAM. Οι διατάξεις των πομποδεκτών που υλοποιήθηκαν συνδύαζαν τόσο υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης όσο και μεγάλη φασματική αποδοτικότητα ανά κανάλι, με τη μικρότερο δυνατή πολυπλοκότητα. Για τη λήψη των διαμορφωμένων τους σημάτων χρησιμοποιήθηκαν τόσο οι παραδοσιακές τεχνικές άμεσης φώρασης για τον εναρμονισμό τους με τα τρέχοντα πρότυπα των οπτικών δικτύων πρόσβασης, όσο και με σύμφωνες τεχνικές φώρασης με εφαρμογή off-line DSP αλγόριθμων στο δέκτη στοχεύοντας πιθανές μελλοντικές υλοποιήσεις για την επόμενη γενιά οπτικών δικτύων PON.

6.3 Αμφίδρομη (Full-Duplex) Μετάδοση με Σχήμα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης 4-PAM για αναβάθμιση της συνολικής χωρητικότητας σε Loop-Back WDM- PONs

6.3.1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια με τη σταδιακή εμφάνιση και εφαρμογή καινοτόμων εφαρμογών τηλεπικοινωνίας και ευρυζωνικότητας στις καθημερινές εκφάνσεις της ζωής μας μέσω του διαδικτύου, όπως η μεταφορά: Ultra HD βίντεο υπερυψηλών αναλύσεων, μεγάλου όγκου δεδομένων στο cloud, υπηρεσιών 3D (3D-TV) και Free viewpoint τηλεόρασης (FTV), η ανάγκη για μεγαλύτερη διασυνδεσιμότητα και υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης της πληροφορίας κρίνεται επιτακτική. Σύμφωνα με τις τελευταίες προβλέψεις για το έτος 2016, η παγκόσμια IP κίνηση προβλέπεται ότι θα ξεπεράσει σε επίπεδο συνολικού ρυθμού δεδομένων το κατώφλι των Zettabytes και ταυτόχρονα η παγκόσμια κίνηση μεταφοράς δεδομένων με φορητές συσκευές που έχουν τη δυνατότητα διασύνδεσης στο διαδίκτυο ενδέχεται να ξεπεράσει κατά τρεις φορές τη σταθερή IP κίνηση [6.1]. Για την αντιμετώπιση των καινούριων αυτών απαιτήσεων για ακόμα υψηλότερες χωρητικότητες στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα, κρίνεται ως επιτακτική ανάγκη ο επανασχεδιασμός κυρίως των οπτικών δικτύων πρόσβασης θέτοντας ως προτεραιότητα την παροχή ποιοτικών υπηρεσιών στο τελικό χρήστη όχι μόνο με μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης και φασματικής αποδοτικότητας, αλλά συγχρόνως και με μικρότερο κόστος. Ακολουθώντας τις τελευταίες ερευνητικές τάσεις στη διεθνή βιβλιογραφία καθώς και τις απαιτήσεις του τελευταίου πρότυπου για την επόμενη γενιά των δικτύων πρόσβασης τύπου PON (NG-PON2) της κοινότητας FSAN που θα βασίζεται σε WDM/TDM PON αρχιτεκτονική [6.2], η ανάπτυξη οπτικών μονάδων

διαδικτύου [Optical Network Units (ONUs)] με λειτουργία σε όλα τα μήκη κύματος της C-band (colorless) έχοντας ταυτόχρονα μειωμένη πολυπλοκότητα και κόστος τίθεται ως βασική προϋπόθεση. Σύμφωνα λοιπόν με αυτό το πλαίσιο εργασίας τα τελευταία χρόνια, η ερευνητική δραστηριότητα στη διεθνή βιβλιογραφία άρχισε να προτείνει σενάρια ONUs βασισμένα σε ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές [Semiconductor Optical Amplifiers-(SOAs)] με άμεση διαμόρφωση και διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης [Electro-Absorption Modulators -(EAM)], τα οποία στοχεύουν στην επίτευξη υψηλών ταχυτήτων μετάδοσης απαντώντας ταυτόχρονα στις απαιτήσεις για χαμηλή πολυπλοκότητα και μικρότερη κατανάλωση ισχύος [6.3-6.4].

Παράλληλα, θέτοντας ως στόχο την περαιτέρω αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας ανά κανάλι και την αποτελεσματικότερη αξιοποίηση του διαθέσιμου οπτικού φάσματος στα WDM-PONs, η τεχνική επαναχρησιμοποίησης του μήκους κύματος για τη μεταφορά δεδομένων σε αυτά άρχισε να εμφανίζεται στο προσκήνιο. Σύμφωνα με αυτή, όλα τα διαθέσιμα μήκη κύματος που χρησιμοποιούνται από τον τερματικό σταθμό γραμμής (Optical Line Terminal - (OLT)) του παρόχου για τη μεταφορά δεδομένων στη κάτω ζεύξη [downstream- (DS)], μπορεί να επαναχρησιμοποιηθεί από τις εκάστοτε ONUs για την διαμόρφωση της κίνησης δεδομένων και της άνω ζεύξης [Upstream -(US)]. Κατ' αυτόν τον τρόπο, όχι μόνο αυξάνεται η φασματική χωρητικότητα του δικτύου και συνεπώς ο δυνατός αριθμός των εξυπηρετούμενων τελικών χρηστών, αλλά μειώνεται περαιτέρω το κόστος και η πολυπλοκότητα στις ONUs εφόσον η ανάγκη ύπαρξης μια οπτικής πηγής laser σε αυτές εξαλείφεται. Σε αυτές τις περιπτώσεις των δικτύων πρόσβασης, το οπτικό φέρον προς διαμόρφωση της US ζεύξης προέρχεται από τον κεντρικό σταθμό [Central Office – (CO)] του παρόχου, και ο τύπος των δικτύων αυτών συναντάται στην βιβλιογραφία με την ονομασία Loop-Back WDM-PONs. Έως τώρα, τα οπτικά σχήματα διαμόρφωσης που έχουν χρησιμοποιηθεί με την συγκεκριμένη τεχνική για την DS/US ζεύξη αντίστοιχα περιορίζονταν στα: ASK/ASK, FSK/ASK, DPSK/ASK, DPSK/DPSK, 4-PAM/ASK και OFDM/ASK [6.5-6.10], χωρίς να ευνοούν την άνω ζεύξη ως προς τη φασματική της αποδοτικότητα. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό εντοπίζεται στην υψηλή υποβάθμιση του οπτικού φέροντος που εξάγεται από το DS για τη διαμόρφωση του US και συνεπώς η διαμόρφωση της τελευταίας με ένα πολυπλοκότερο σχήμα διαμόρφωσης με περισσότερες απαιτήσεις στο δέκτη ως προς το OSNR κρίνεται αρκετά δύσκολη. Παρόλα αυτά, θεωρώντας ανταλλακτικά το σχήμα διαμόρφωσης οπτικών καναλιών 4-PAM τόσο στην DS όσο και στην US ζεύξη, όχι μόνο διπλασιάζεται η φασματική αποδοτικότητα αλλά και ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης. Επιπλέον, εφόσον το σχήμα 4-PAM θεωρείται το λιγότερο πολύπλοκο από τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης παρουσιάζοντας αυξημένη αντοχή ως προς την διασπορά κατά τη μετάδοσή του σε μεγάλες αποστάσεις [6.23], τα κυκλώματα των πομποδεκτών τόσο στο OLT όσο και της ONU έχουν την ελάχιστη δυνατή πολυπλοκότητα.

Στο πείραμα που υλοποιήθηκε στο ΕΦΕ θα περιγραφεί στα παρακάτω κεφάλαια, παρουσιάζεται για πρώτη φορά η δυνατότητα χρήσης του ανώτερης τάξης σχήματος διαμόρφωσης 4-PAM για αρχιτεκτονικές δικτύων πρόσβασης τύπου WDM Loop-Back PONs τόσο για τη διαμόρφωση της DS όσο και της US ζεύξης. Το σενάριο που προτείνεται επαληθεύεται πειραματικά σε ένα ασύμμετρο πείραμα μετάδοσης 20/2 Gb/s με 4-PAM για την DS/US ζεύξη αντίστοιχα και βασίζεται στην χρήση οπτικών πομποδεκτών μειωμένου κόστους και πολυπλοκότητας τόσο στο OLT όσο και στην ONU. Το συνολικό μήκος της ζεύξης ήταν 26 km και ο ρυθμός μετάδοσης της US ζεύξης περιοριζόταν μόνο στα 2 Gb/s για το US εξαιτίας του περιορισμένου ηλεκτρο-οπτικού bandwidth του SOA που χρησιμοποιήθηκε. Τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν δείχνουν επιτυχή και χωρίς σφάλματα μετάδοση των διαμορφωμένων σημάτων σε 26 km και προς τις δύο κατευθύνσεις, καθιστώντας τους συγκεκριμένους πομποδέκτες ιδανικούς για WDM-PONs παρέχοντας υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης με αυξημένη φασματική αποδοτικότητα.

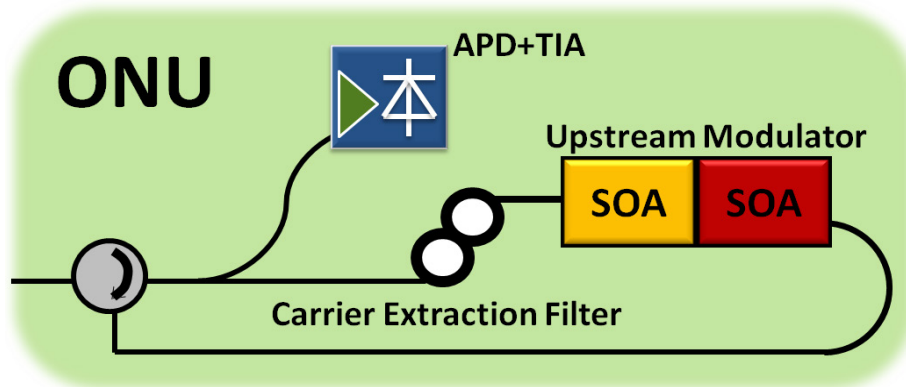
6.3.2 Περιγραφή της Τεχνικής Επαναχρησιμοποίησης Μήκους Κύματος & Αρχή Λειτουργίας της Προτεινόμενης ONU.

Η τεχνική της επαναχρησιμοποίησης του μήκους κύματος σε WDM αρχιτεκτονικές οπτικών δικτύων πρόσβασης τύπου Loop Back, βασίζεται στη θεμελιώδη αρχή της εξάλειψης της διαμόρφωσης των δεδομένων από το οπτικό φέρον της DS ζεύξης και στην έπειτα επαναδιαμόρφωσή του με καινούρια δεδομένα που προορίζονται για την US ζεύξη. Ο βαθμός της εξάλειψης αυτής καθορίζει πρακτικά και την ποιότητα της US ζεύξης, εφόσον το ποσοστό της εναπομένουσας διαμόρφωσης στο επαναχρησιμοποιούμενο φέρον εμφανίζεται ως θόρυβος στα καινούρια δεδομένα που εγγράφονται σε αυτό. Το κοινό χαρακτηριστικό όλων των μεθόδων εξάλειψης της διαμόρφωσης και της ανάκτησης του οπτικού φέροντος είναι η απαίτηση το E.R των διαμορφωμένων δεδομένων του DS να είναι μειωμένο. Βάσει του σκεπτικού που αναφέρθηκε και προηγουμένων, η μείωση αυτή στο E.R καθορίζει και την ποιότητα τόσο του DS όσο και του US. Στη μεριά του πομπού ένας εύκολος τρόπος που αποσκοπεί στη μείωση στο E.R του διαμορφωμένου σήματος, και συνεπώς του βάθους διαμόρφωσης (modulation depth) του οπτικού φέροντος, είναι η οδήγηση του οπτικού διαμορφωτή με μειωμένου πλάτους (voltage swing) ηλεκτρικές ακολουθίες δεδομένων. Με τη χρήση αυτής της τεχνικής, όπως υλοποιήθηκε και στο παρόν πείραμα, το παραγόμενο οπτικό φάσμα του διαμορφωμένου σήματος κατά M-PAM εμφανίζει περισσότερο καταπιεσμένες της αρμονικές δεδομένων του σε σύγκριση με τη κεντρική συχνότητα του οπτικού φέροντος. Παρομοίως, στο πεδίο του χρόνου, τα διαμορφωμένα δεδομένα του DS κατά την φώρασή τους στο δέκτη εμφανίζουν μια επιπλέον διαφορά πλάτους στη DC συνιστώσα (DC offset) σε σχέση με το επίπεδο του μηδενός.

Συνεπώς, το μειωμένο voltage – swing των ηλεκτρικών παλμοσειρών που οδηγούν τον οπτικό διαμορφωτή της DS ζεύξης χαλαρώνει της απαιτήσεις ισχύος στο πομπό του OLT, ενώ ταυτόχρονα η λήψη χωρίς σφάλματα στο δέκτη της ONU είναι εφικτή. Επιπλέον, στη περίπτωση που χρησιμοποιηθεί ένας οπτικός διαμορφωτής στο OLT με εξ' ορισμού χαμηλές απαιτήσεις στο voltage-swing των RF παλμοσειρών που τον οδηγούν, όπως ένας EAM, τότε μειώνεται περαιτέρω τόσο η πολυπλοκότητα του πομπού στο OLT όσο και η κατανάλωση της ισχύος του. Όσον αφορά τον συμβιβασμό που πρέπει να επιτευχθεί σχετικά με τις ποινές BER στο δέκτη κατά τη λήψη των DS και US σημάτων, να αναφερθεί ότι αυτές μπορούν να εξαλειφθούν σε μεγάλο βαθμό χρησιμοποιώντας την αμιγώς οπτική τεχνική ανάκτησης οπτικού φέροντος με τη βοήθεια ενός στενού και απότομου οπτικού φίλτρου με υψηλή λεπτότητα (Finesse). Η λειτουργία του φίλτρου αυτού είναι η αποκλειστική δέσμευση μόνο της κεντρικής συχνότητας του διαμορφωμένου φέροντος του DS, καταπιέζοντας παράλληλα της υπόλοιπες αρμονικές των δεδομένων δεξιά και αριστερά της κεντρικής συχνότητας. Σύμφωνα με αυτήν την τεχνική, έχει καταγραφεί στη βιβλιογραφία [6.11] μετάδοση διαμορφωμένων σημάτων με E.R > 9 dB για τη DS ζεύξη, ενώ η ποιότητα του US παραμένει σε υψηλά επίπεδα.

Η προτεινόμενη διάταξη της ONU βασίζεται στην αμιγώς οπτική ανάκτηση του οπτικού φέροντος του DS σήματος που αναφέρθηκε και προηγουμένως παρουσιάζεται στην εικόνα 6.4. Τα βασικά δομικά της στοιχεία απαρτίζονται από έναν δέκτη (Rx) για τη λήψη του DS, ένα ρυθμιζόμενο ως προς τη συχνότητά του οπτικό περιοδικό φίλτρο με μεγάλη Finesse για την εξασφάλιση της λειτουργίας του σε όλο το φάσμα της C-band και ένας SOA δύο τομέων (dual section) ως ο οπτικός διαμορφωτής για την διαμόρφωση των US δεδομένων. Πιο συγκεκριμένα ο δέκτης της ONU αποτελείται από μία φωτοδίοδο χιονοστιβάδας με υψηλή ευαισθησία και έναν RF γραμμικό ενισχυτή ενισχυτής σύνθετης αντίστασης [Transimpedance Amplifier-(TIA)] για τη σωστή ενίσχυση και λήψη του DS σήματος με διαμόρφωση πολλαπλών επιπέδων πλάτους 4-PAM. Το στενό οπτικό φίλτρο είναι υπεύθυνο για την ανάκτηση του οπτικού φέροντος του DS και την καταπίεση των αρμονικών δεδομένων του. Θεωρητικά το στενό φίλτρο αυτό θα μπορούσε να είναι οποιοδήποτε περιοδικό συντονιζόμενο ως προς τη συχνότητα φίλτρο, όπως πχ. Fabry Perot (FP) ή φίλτρο περίθλασης Bragg. Παρ' όλα αυτά, θέλοντας να προσδώσουμε στην προτεινόμενη ONU

περισσότερη σταθερότητα και μία πιο ολοκληρώσιμη μορφή το περιοδικό φίλτρο προτείνεται να είναι ένα φίλτρο μικρο-δακτυλίων (microring resonator) [6.12].



Εικόνα 6. 4: Προτεινόμενη δομική μονάδα για την ONU για WDM Loop-Back PON αρχιτεκτονικές, βασισμένη στην επαναχρησιμοποίηση του μήκους κύματος του DS για την διαμόρφωση των δεδομένων της US ζεύξης.

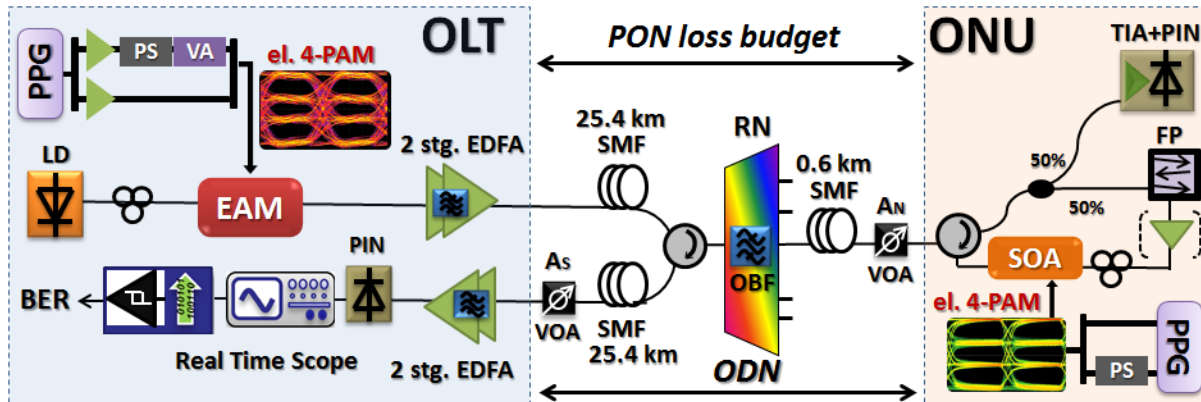
Ο SOA δύο σταδίων, ως διαμορφωτής της US ζεύξης της ONU, μπορεί υλοποιηθεί είτε ως δύο ξεχωριστά δομικά στοιχεία είτε ως ένας ολοκληρωμένος SOA με τη προσθήκη δύο ηλεκτροδίων κατά μήκος της ενεργούς περιοχής του [6.13]. Στην πρώτη περίπτωση, ο πρώτος SOA (κίτρινο χρώμα στην εικόνα 4) είναι υπεύθυνος τόσο στην ενίσχυση του εξαγόμενου οπτικού φέροντος από το ληφθέν διαμορφωμένο σήμα του DS όσο και στην περεταίρω εξάλειψη της εναπομένουσας διαμόρφωσής του του [6.14]. Ο δεύτερος SOA (κόκκινο χρώμα) είναι αυτός ο οποίος διαμορφώνει με τα δεδομένα της US ζεύξης με ηλεκτρικές ακολουθίες τεσσάρων επιπέδων και συνεπώς με το σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM. Ανάλογα με τη κατάσταση κορεσμού του δεύτερου SOA και το voltage-swing της 4-PAM ηλεκτρικής ακολουθίας δεδομένων που οδηγεί τον SOA, το παραγόμενο διαμορφωμένο σήμα μπορεί να είναι διαμορφωμένο αποκλειστικά είτε στο πλάτος του κατά 4-PAM είτε στη φάση του δημιουργώντας ένα QPSK σήμα. Παρόλο που ο συνδυασμός του συγκεκριμένου σχήματος διαμόρφωσης με τεχνικές σύμφωνης φώρασης και DSP στο δέκτη μπορεί να οδηγήσει αναμφισβήτητα σε μικρότερη υποβάθμιση και συνεπώς σε μεγαλύτερες αποστάσεις μετάδοσης, εντούτοις η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης 4-PAM για το US επιλέχθηκε για δύο λόγους. Ο πρώτος εστιάζεται στο γεγονός ότι διατηρώντας τη 4-PAM διαμόρφωση τόσο στο US όσο και στο DS, ο εναρμονισμός με τα τρέχοντα στάνταρντ μετάδοσης για τα PONs διατηρείται σε μεγάλο ποσοστό. Ο δεύτερος εντοπίζεται στο γεγονός ότι η δομή της ONU που προτείνεται συνιστά ένα απλούστερο σενάριο μετάβασης σε χαμηλού κόστους WDM PON με αύξηση της φασματικής τους αποδοτικότητας ανά κανάλι, χωρίς δραματική αλλαγή των κυκλωμάτων των πομποδεκτών τόσο του OLT όσο και της ONU. Επίσης, ένα έμμεσο πλεονέκτημα της χρήσης του ανώτερης τάξης σχήματος διαμόρφωσης 4-PAM σε σχέση με πιο παραδοσιακά δυαδικά σχήματα τύπου ASK είναι ότι η βασική παράμετρος των διαδοχικών όμοιων bits [Consecutive Identical Digits-(CID)] που ενδεχομένως μπορεί να επηρεάσει τη λειτουργία συγχρονισμού των ηλεκτρικών κυκλωμάτων των burst-mode πομποδεκτών [6.15] μειώνεται δραστικά σε $\lfloor R/n \rfloor$, όπου R και n υποδηλώνουν την τάξη της ψευδοτυχαίας ακολουθίας PRBS και του σχήματος διαμόρφωσης PAM, αντίστοιχα.

Ομοίως, στην περίπτωση που ο διαμορφωτής για την US κίνηση επιλεγεί να είναι ένας SOA δύο σταδίων σε έναν ολοκληρωμένο κυματοδηγό δύο ανεξάρτητων ηλεκτροδίων, όλες οι λειτουργίες και τα πλεονεκτήματα που αναφέρθηκαν παραπάνω ισχύουν και σε αυτήν την περίπτωση. Επιπροσθέτως όμως, η συγκεκριμένη δομή πλεονεκτεί έναντι της προηγούμενης, εφόσον παρέχεται η δυνατότητα χρησιμοποίησης των σταδίων αυτών ως δύο ανεξάρτητα στάδια διαμόρφωσης πέραν της οπτικής

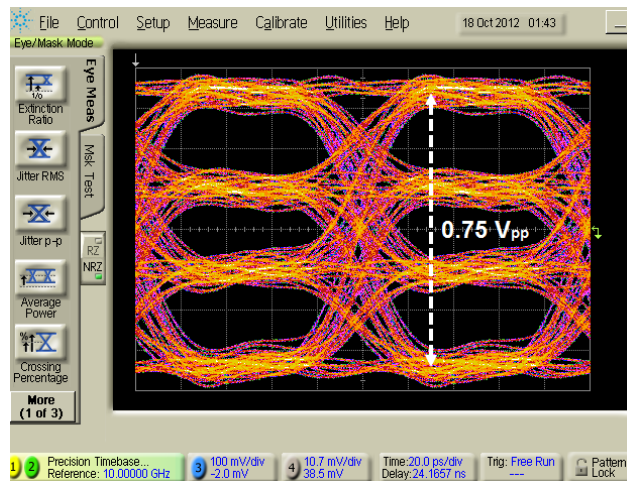
ενίσχυσης που προσφέρουν. Αναφορικά, η δημιουργία ενός 4-PAM σήματος δεδομένων για το US μπορεί να προκύψει από την τμηματική διαμόρφωση του σήματος σε 2-PAM (ASK) από τον πρώτο τμήμα του SOA και έπειτα σε 4-PAM από το δεύτερο. Κατ' αυτόν τον τρόπο οι ηλεκτρικές παλμοσειρές που οδηγούν τον SOA παραμένουν απλούστερες και με χαμηλότερου voltage-swing η καθεμία, εφόσον παραμένουν 2 επιπέδων (binary) και διαμορφώνουν τμηματικά το τελικό σήμα. Συνεπώς λοιπόν, εξασφαλίζοντας τον συγχρονισμό των δύο ηλεκτρικών ακολουθιών μεταξύ τους ανάμεσα στα δύο τμήματα του SOA σε επίπεδο bit [6.16], η διαμόρφωση US σημάτων με αυξημένο ρυθμό λειτουργίας [6.17] και με μικρό τετέρισμα φάσης (chirp) είναι δυνατή.

6.3.3 Πειραματική διάταξη για αμφίδρομη ζεύξη σε WDM περιβάλλον ζεύξης 26 km και δομή της υλοποιούμενης ONU για επαλήθευση του προτεινόμενου σεναρίου

Η εικόνα 6.5 παρουσιάζει τη πειραματική διάταξη για την υλοποίηση του WDM-POM σεναρίου μετάδοσης καθώς και τη δομή της ONU που χρησιμοποιήθηκε τελικά για την αξιολόγηση και την επαλήθευση του σεναρίου που προτείνεται. Στην μεριά του OLT, ο πομπός (T_x) για την DS ζεύξη αποτελείται από μία δίοδο laser με μήκος κύματος εκπομπής ίσο με 1559.9 nm και έναν EAM για τη διαμόρφωση του οπτικού 4-PAM σήματος. Ο τελευταίος οδηγούνταν από μία ηλεκτρική ακολουθία ηλεκτρικών παλμών ψευδοτυχαίας ακολουθίας (Pseudorandom Bit Sequence (PRBS)) έβδομης τάξης (2^7-1), έχοντας 4 επίπεδα πλάτους και συνολικό voltage-swing ίσο μόνο με $0.75 V_{pp}$. Τα τέσσερα επίπεδα πλάτους της ηλεκτρικής ακολουθίας οδήγησε του EAM με ρυθμό δεδομένων τα 10 Gbaud (20 Gb/s) δημιουργήθηκε με την βοήθεια των δύο συμπληρωματικών δυαδικών ηλεκτρικών εξόδων από μία μονοκάναλη γεννήτρια παλμών [Pulsed Pattern Generator-(PPG)]. Οι έξοδοι αυτοί, αφού πρώτα αποσυσχετίστηκαν μεταξύ τους με την κατάλληλη προσθήκη ηλεκτρικής καθυστέρησης σε μία από αυτές, συνδυάστηκαν με ένα 2x1 ηλεκτρικό συζεύκτη ισχύος και διαμόρφωσαν τον EAM. Το τελικό ηλεκτρικό σήμα που οδήγησε τον EAM φαίνεται στην εικόνα 6.6. Η εύρεση του ιδανικότερου σημείου εφαρμογής τάσης (biasing) στον EAM, επιτεύχθηκε με την μέθοδο που περιγράφεται στην [6.18]. Επίσης το E.R και η τελική οπτική ισχύς του διαμορφωμένου 4-PAM σήματος για το DS κανάλι στην έξοδο του πομπού μετρήθηκε στα 8.4 dBm και στα 9 dB αντίστοιχα. Ο δέκτης του OLT αποτελούνταν από έναν ενισχυτή δύο σταδίων και ένα οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο [Optical Band Pass Filter (OBPF)] με οπτικό bandwidth 3 dB για το φιλτράρισμα του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής [Amplified Spontaneous Emission-(ASE)] ανάμεσα στα δυο του στάδια. Η λήψη και η ανάκτηση των δεδομένων του US καναλιού έγινε με τη βοήθεια μιας εμπορικά διαθέσιμης PIN φωτοδίοδου με 10 GHz διαθέσιμο ηλεκτρο-οπτικό bandwidth και με ένα 50 GS/s παλμογράφο πραγματικού χρόνου, ο οποίος δειγματολητούσε και αποθήκευε στη μνήμη του τις ληφθέντες ακολουθίες. Η αξιολόγηση του ληφθέντος σήματος έγινε με τη βοήθεια ενός offline DSP αλγόριθμου σε κώδικα Matlab, ο οποίος πραγματοποιούσε ένα-προς-ένα καταμέτρηση των λανθασμένων bits με την βοήθεια ενός ψηφιακού διαχωριστή πολλαπλών επιπέδων (multilevel slicer). Στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι καμία επιπλέον DSP τεχνική δεν εφαρμόστηκε στο ληφθέν σήμα για την αναίρεση οποιασδήποτε υποβάθμισης του καναλιού.



Εικόνα 6. 6: Πειραματική διάταξη επαλήθευσης της προτεινόμενης ONU για μετάδοση αμφίδρομης κίνησης με σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM σε αρχιτεκτονική WDM Loop-Back PONS με επαναχρησιμοποίηση μήκους κύματος. PPG: Pulse Pattern Generator, PS: Phase Shifter, VA: Variable Attenuator, LD: Laser Diode, VOA: Variable Optical Attenuator, OBF: Optical Band Pass Filter, FP: Fabry Perot filter, RN: Remote Node, TIA: Transimpedance Amplifier.

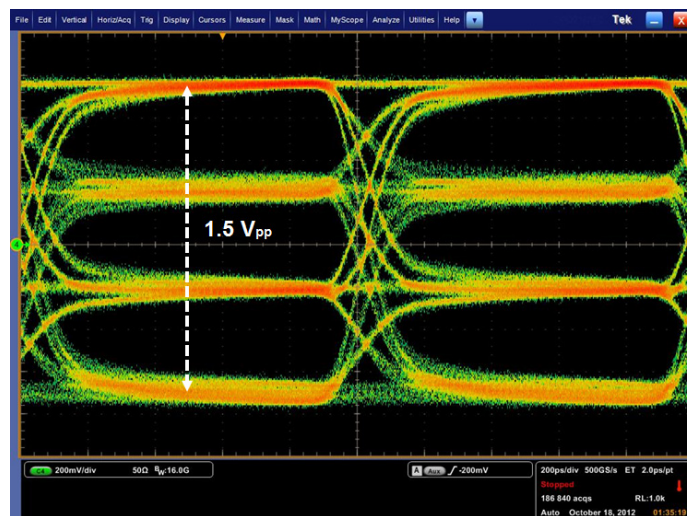


Εικόνα 6. 5: Διάγραμμα οφθαλμού ηλεκτρικού σήματος οδήγησης του EAM στο πομπό του OLT, με ρυθμό στα 10 Gbaud (20Gb/s) και πλάτους 0.75 V_{pp}.

Το οπτικό δίκτυο διανομής [Optical Distribution Network - (ODN)] στο πείραμα μετάδοσης που υλοποιήθηκε αποτελούνταν από ένα ζεύγος ιών τροφοδοσίας (dual feeder fiber) τύπου SMF και συνολικού μήκους 25.4 km. Αν και συνηθίζεται στα δίκτυα πρόσβασης τύπου WDM-PON το οπτικό δίκτυο διανομής να αποτελείται μόνο από μία οπτική ίνα, εντούτοις η προσθήκη ενός επιπλέον τμήματος κρίνεται αναγκαία σε αρχιτεκτονικές Loop-back με επαναχρησιμοποίηση μήκους κύματος για την εξάλειψη του φαινομένου Rayleigh Back Scattering (RS), το οποίο εμφανίζεται με τη μορφή θορύβου κατά τη διαδικασία της λήψης τόσο στην DS όσο και στην US λήψη. Επιπλέον, για τον διαμερισμό του καναλιού στην ONU χρησιμοποιήθηκε ένα μικρό τμήμα SMF ίνας (drop fiber) μήκους 600 km, ενώ για την εξομίωση του δομικού στοιχείου διαμερισμού και διαχωρισμού των διαφορετικών μηκών κύματος στις ONU, χρησιμοποιήθηκε ένα OBPf φίλτρο με 1 nm οπτικού bandwidth. Ακόμη, το οπτικό προϋπολογιζόμενη ισχύς ζεύξης (power-budget) που ορίζεται σε όλη τη διάταξη από το OLT μέχρι την ONU, ρυθμίστηκε στα 20 dB με τη χρήση των ρυθμιζόμενων εξασθενητών ισχύος [Variable Optical Attenuator (VOA)], A_N και A_S. Τέλος να σημειωθεί ότι για την αξιολόγηση της DS ζεύξης δεν εφαρμόστηκε

καμία εξασθένηση με τον VOA A_N , εξαιτίας της χαμηλής ευαισθησίας του δέκτη στην ONU, η οποία ήταν -10 dBm.

Στη μεριά της ONU χρησιμοποιήθηκε ένας 3 dB διαχωριστής ισχύος ούτως ώστε ένα μέρος της οπτικής ισχύος του DS να οδηγηθεί στο δέκτη της για την ανάκτηση των δεδομένων, ενώ η υπόλοιπη ισχύς του DS να οδηγηθεί προς την διαδικασία ανάκτησης του οπτικού φέροντος. Εξαιτίας της έλλειψης μιας APD φωτοδιόδου και ενός TIA στο ΕΦΕ, ο δέκτης της ONU υλοποιήθηκε με τη βοήθεια ενός εμπορικά διαθέσιμου γραμμικού φωτοδέκτη με διαθέσιμο ηλεκτρο-οπτικό bandwidth ίσο με 11 GHz και οπτική ευαισθησία -10 dBm. Επιπλέον, παρόλο που στην προτεινόμενη δομή της ONU είχε περιγραφεί ότι το φίλτρο ανάκτησης του οπτικού φέροντος του DS θα μπορούσε να είναι κάποια δομή φίλτρων μικρο-δακτυλίου, εντούτοις η μη διαθεσιμότητά του οδήγησε στην χρήση ενός FP φίλτρου με περιοδικότητα ίση με 396 GHz [Free Spectral Range (FSR)], Finesse ίση με 1350 και συνολικές απώλειες εισόδου/εξόδου ίσες με 4 dB. Επιπροσθέτως, λόγω της έλλειψης ενός αρκετά γραμμικού SOA για την αποδοτική ενίσχυση του ανακτημένου οπτικού φέροντος, χρησιμοποιήθηκε για το σκοπό αυτό ένας EDFA με κέρδος 20 dB και εικόνα θορύβου ίση με 6 dB, ο οποίος μπορεί θεωρητικά να εξομοιώσει το κέρδος ασθενούς σήματος ενός εμπορικά διαθέσιμου SOA προορισμένου για ενίσχυση. Έπειτα το φιλτραρισμένο και ενισχυμένο οπτικό φέρον εισήρθε σε έναν SOA μήκους 1.5 mm με διαθέσιμο ηλεκτρο-οπτικό bandwidth προς διαμόρφωση ίσο με 1 GHz. Στη πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε τελικά για την επαλήθευση της λειτουργίας της προτεινόμενης ONU, ο SOA που χρησιμοποιήθηκε ήταν μονού τμήματος και οδηγήθηκε με μία ηλεκτρική παλμοσειρά τεσσάρων επιπέδων πλάτους με ρυθμό 1 Gbaud (2 Gb/s) με voltage swing ίσο με $1.5 V_{pp}$. Η διαδικασία δημιουργίας των τεσσάρων επιπέδων στην παλμοσειρά οδήγησης του SOA, ήταν η ίδια με αυτήν που χρησιμοποιήθηκε στο πομπό του OLT. Η τελική μορφή των ηλεκτρικών δεδομένων που επαναδιαμόρφωσιν το ανακτημένο οπτικό φέρον του DS φαίνεται στην



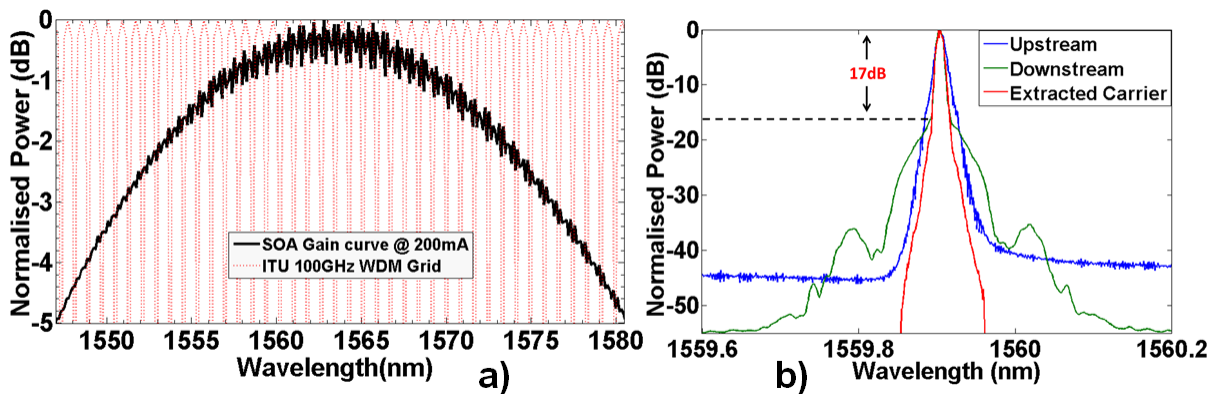
Εικόνα 6. 7: Διάγραμμα οφθαλμού ηλεκτρικού σήματος οδήγησης του SOA στο πομπό της ONU, με ρυθμό μετάδοσης στα 1 Gbaud (2 Gb/s) και πλάτους $1.5 V_{pp}$.

εικόνα 6.7. Εξαιτίας του γεγονότος κατά του οποίου ο SOA οδηγήθηκε χωρίς την προσθήκη κάποιου κυκλώματος προσαγωγής RF φορτίου για 50 Ohm ηλεκτρικές γραμμές, η περαιτέρω αύξηση του ρυθμού διαμόρφωσης του SOA οδηγούσε σε ηλεκτρικές ανακλάσεις υποβαθμίζοντας σε μεγάλο βαθμό την ποιότητα της US ζεύξης. Παρόλα αυτά, για το συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης στα 1 Gbaud και για το μικρό μήκος της RF καλωδίωσης που χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα μετάδοσης για την οδήγηση του SOA, δεν παρατηρήθηκαν σοβαρές αλλοιώσεις στη ποιότητα του US σήματος. Επίσης να σημειωθεί ότι δε χρησιμοποιήθηκε κανενός είδους κυκλώματος ηλεκτρονικής ισοστάθμισης του ηλεκτρο-οπτικού

bandwidth του SOA με σκοπό τη μεγιστοποίηση του ρυθμού διαμόρφωσής του. Τέλος, η οπτική έξοδος της ONU με το διαμορφωμένο US σήμα μετρήθηκε στα -3 dBm.

6.3.4 Πειραματικά Αποτελέσματα Μετάδοσης & Συμπεράσματα

Η εικόνα 6.8(a) παρουσιάζει σε υπέρθεση τα κανονικοποιημένα φάσματα του DS, του ανακτημένου οπτικού φέροντος και του US σήματος, τα οποία όλα βρίσκονται στο ίδιο κεντρική συχνότητα εξαιτίας της χρήσης της τεχνικής επαναχρησιμοποίησης του μήκους κύματος. Όπως γίνεται εμφανές, οι αρμονικές δεδομένων του DS σήματος είναι καταπιεσμένες κατά 17 dB σε σχέση με την κεντρική συχνότητα του, λόγω του υποβαθμισμένου E.R του – μια διαδικασία που περιγράφηκε στη παράγραφο 6.3.2 και στοχεύει στην αποτελεσματικότερη εξάλειψη της διαμόρφωσης του DS σήματος. Αντίστοιχα, στην εικόνα 6.8 (b) παρουσιάζεται η εικόνα της φασματικής απόκρισης του SOA σε αντιδιαστολή με το φασματικό πλέγμα των 100 GHz που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση δεδομένων για WDM εφαρμογές. Όπως γίνεται εμφανές, εξαιτίας του μεγάλου φασματικού εύρους στην ASE απόκριση του SOA που εκτείνεται σε παραπάνω από 30 nm, η λειτουργία του διαμορφωτή της ONU σε όλη την οπτική C-band μπορεί να εξασφαλιστεί επιτυχώς.

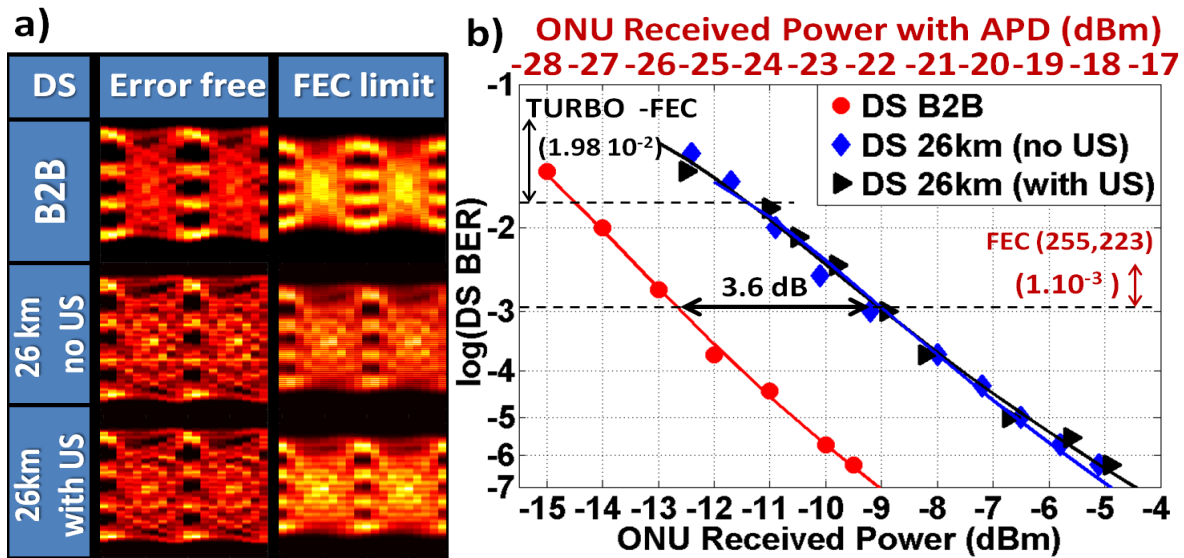


Εικόνα 6. 8: (a) Φασματική απόκριση θορύβου του SOA στα 200 mA ρεύμα έγχυσης σε συνάρτηση των οπτικών διαθέσιμων καναλιών προς διαμόρφωση σε φασματικό πλέγμα τα 100 GHz, (b) Υπέρθεση οπτικών φασμάτων των: DS, ανακτημένου οπτικού φέροντος από το DS και US σημάτων.

Στον πίνακα της εικόνας 6.9 (a) παρουσιάζονται τα διαγράμματα οφθαλμού που ανακτήθηκαν στο δέκτη κατά τη λήψη του 20 Gb/s DS καναλιού στις περιπτώσεις για χωρίς σφάλματα λήψη πολύ κάτω από το κατώφλι FEC (πρώτη στήλη) και κοντά στο κατώφλι Reed Solomon FEC (255, 223) (δεύτερη στήλη). Κάθε στήλη του πίνακα αυτού επίσης δείχνει τα διαγράμματα οφθαλμού για τις υποπεριπτώσεις των: B2B μετρήσεων, μετά της μετάδοσης του DS χωρίς την παρουσία του US και τέλος την μετάδοση του DS με παρουσία του US στο δίκτυο μετάδοσης. Για όλες αυτές τις περιπτώσεις διενεργήθηκαν επίσης συγκριτικές μετρήσεις ως προς το επιτεύξιμο BER στο δέκτη συναρτήσει της οπτικής ισχύος εισόδου στο δέκτη της ONU (εικόνα 6.9 (b)), με τη χρήση του VOA A_N στην είσοδο του ONU. Ο υπολογισμός του BER για το DS έγινε σε ένα σύνολο από 2×10^6 bits και όπως φαίνεται και από την διάγραμμα του σχήματος 6.9 (b), λήψη χωρίς σφάλματα επιτεύχθηκε για όλες τις περιπτώσεις. Πιο συγκεκριμένα, η καμπύλη που αντιστοιχεί σε μετάδοση 26 km παρουσιάζει μία ποινή ισχύος της τάξεως των 3.6 dB στο κατώφλι του FEC 1×10^{-3} σε σχέση με την B2B περίπτωση, τόσο με ή χωρίς τη παρουσία της US ζεύξης. Το αποτέλεσμα αυτό θεωρείται αναμενόμενο εφόσον η χρήση dual feeder ιών στο δίκτυο μετάδοσης εξάλειψε τον θόρυβο που προέρχεται από το φαινόμενο RS και συνεπώς η ταυτόχρονη μετάδοση της US ζεύξης δεν επηρέαζε την ποιότητα του DS σήματος. Ακόμη, δεδομένου ότι η ευαισθησία της φωτοδιόδου στο δέκτη της ONU είχε ευαισθησία ίση με -10 dBm, καμία επιπλέον απώλεια δεν εφαρμόστηκε μέσω του VOA A_N

στην είσοδο της ONU. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο ο άξονας της λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη της ONU (εικόνα 6.9 (b)) αναπροσαρμόστηκε ούτως ώστε να αναπαριστά την απόδοση ευαισθησίας ~ -28 dBm που αποδίδουν εμπορικά διαθέσιμοι συνδυασμοί APD+TIA. Συνεπώς λοιπόν, συνυπολογίζοντας επιπλέον μία ποινή ισχύος της τάξεως των 4.8 dB εξαιτίας της 4-PAM διαμόρφωσης, όπως αναφέρεται και στην [6.19], το συνολικό διαθέσιμο power budget του δικτύου μετάδοσης διαμορφώνεται στα 30.5 και 32.8 dB για τις περιπτώσεις που χρησιμοποιηθούν τα κατώφλια FEC 1×10^{-3} και 1.98×10^{-2} αντίστοιχα. Για τις αντίστοιχες αυτές περιπτώσεις το διαθέσιμο περιθώριο ισχύος (power margin) διαμορφώνεται στα 22.5 και 25 dB αντίστοιχα.

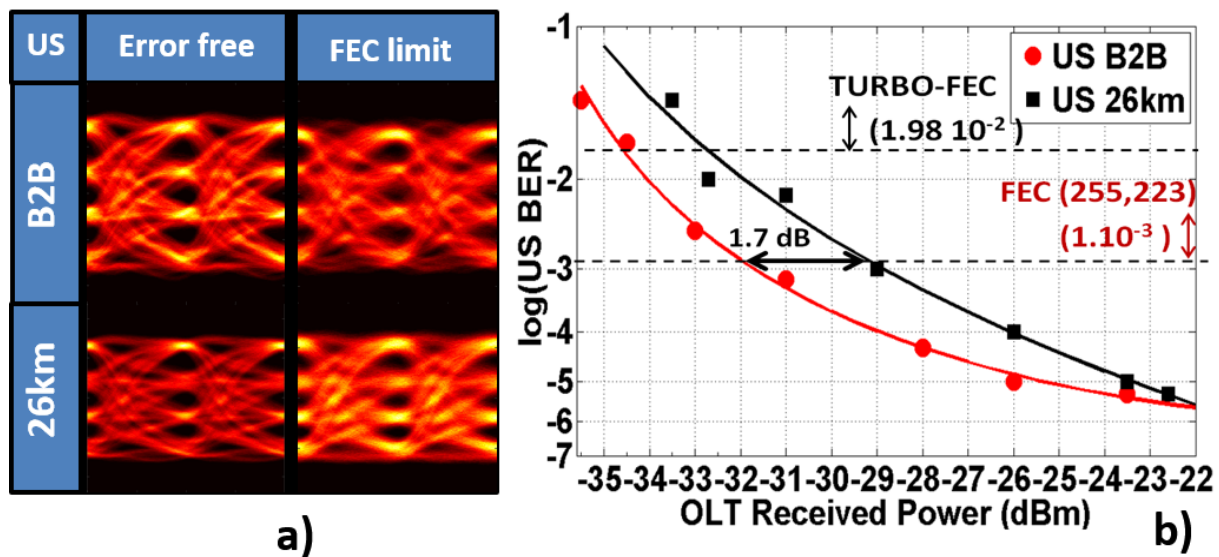
Ομοίως, η αξιολόγηση της άνω ζεύξης έγινε με τη λήψη διαγραμμάτων οφθαλμού και με τον υπολογισμό του BER σε ένα σύνολο από 2×10^5 bits για κάθε τιμή λαμβανόμενης ισχύος στο δέκτη του



Εικόνα 6. 9: (a) Ανακτημένα διαγράμματα οφθαλμού για τη DS λήψη στις εξής περιπτώσεις: B2B μετρήσεων, μετάδοσης σε 26 km χωρίς τη παρουσία του US, μετάδοσης σε 26 km με παρουσία του US, (b) Καμπύλες μετρήσεων BER της DS λήψης στο δέκτη της ONU συναρτήσει της οπτικής ισχύος στο δέκτη για τις περιπτώσεις της (a).

OLT (εικόνα 6.10 (a)-(b)). Και σε αυτήν την περίπτωση οι καμπύλες BER υπολογίστηκαν τοποθετώντας τον VOA A_5 στην είσοδο του OLT. Σύμφωνα με τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν, τόσο για την B2B περίπτωση όσο και σε αυτήν που αφορούσε την μετάδοση του US σε 26 km παρατηρήθηκε κατώφλι σφαλμάτων (error floor) στα επίπεδα BER του 5×10^{-6} . Επίσης η περίπτωση του μεταδιδόμενου US σήματος παρουσίασε ποινή ισχύος 1.7 dB σε σχέση με την B2B περίπτωση. Παρόλα αυτά, η απόδοση της US ζεύξης θα μπορούσε να βελτιωθεί ακόμη περισσότερο με την μια ενδεχόμενη υποβάθμιση του E.R του DS διαμορφωμένου σήματος [6.5]. Το συνολικό power budget για την άνω ζεύξη διαμορφώθηκε στα 26 και 30 dB, στη περίπτωση που θεωρηθεί ότι το ελάχιστο κατώφλι για την εφαρμογή FEC είναι 1×10^{-3} και 1.98×10^{-2} αντίστοιχα, αφήνοντας ένα διαθέσιμο power margin ίσο με 16.7 και 20.7 dB αντίστοιχα. Παρόλα αυτά, ένα μειονέκτημα του σεναρίου που προτάθηκε, το οποίο είναι κοινό σε όλες τις πειραματικές υλοποιήσεις Loop-Back PONs που έχουν αναφερθεί στη βιβλιογραφία, είναι το περιορισμένο loss budget που αντιστοιχεί για το σήμα που τροφοδοτεί (seed-signal) την διαμόρφωση των δεδομένων για την US ζεύξη. Στην συγκεκριμένη πειραματική υλοποίηση που περιγράφηκε και στα παραπάνω κεφάλαια, το seed-signal για τη διαμόρφωση του US προέρχονταν από την ανάκτηση του οπτικού φέροντος του DS και το διαθέσιμο power budget διαμορφώθηκε στα 15.6 dB περιορίζοντας τη

συνολική απόδοση του συστήματος μετάδοσης. Ο κυριότερος λόγος αυτού του περιορισμού εντοπίζεται στη σχετικά μεγάλη οπτική ισχύ των 0 dBm που ήταν αναγκαία για το κορεσμό του χρησιμοποιούμενου SOA για την αποδοτική διαμόρφωση του US σήματος κατά 4-PAM. Εναλλακτικά, χρησιμοποιώντας έναν SOA ο οποίος έφτανε σε κατάσταση κορεσμού με μικρότερες τιμές οπτικής ισχύος θα μπορούσε να αυξήσει το συνολικό power budget του για το seed signal. Επιπλέον, να σημειωθεί ότι που ο ρυθμός μετάδοσης της ONU που χρησιμοποιήθηκε ως αναφορά για την επαλήθευση του προτεινόμενου σεναρίου περιοριζόταν στο 1 Gbaud (2 Gb/s) εξαιτίας του περιορισμένου ηλεκτρο-οπτικού bandwidth του SOA, εντούτοις ταχύτητες μεγαλύτερες των 10 Gb/s είναι εφικτές. Ο τρόπος που θα μπορούσε να επιτευχθεί αυτό θα μπορούσε να είναι αφενός η χρήση SOAs πολλαπλών τομέων διαμόρφωσης με υψηλότερο ηλεκτρο-οπτικό bandwidth όπως στην [6.20] και αφετέρου με την εφαρμογή τεχνικών DSP στους πομποδέκτες για την ισοστάθμιση του περιορισμένου τους ηλεκτρο-οπτικού bandwidth [6.21,6.24] όπως ακριβώς θα παρουσιαστεί και στα πειραματικά αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν στο παρακάτω κεφάλαιο.



Εικόνα 6. 10: (a) Ανακτημένα διαγράμματα οφθαλμού για τη US λήψη στις εξής περιπτώσεις: B2B μετρήσεων, μετάδοσης σε 26 km, (b) Καμπύλες μετρήσεων BER της US λήψης στο δέκτη του OLT συναρτήσει της οπτικής ισχύος στο δέκτη για τις περιπτώσεις της (a).

6.4 Σχήμα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης 4-PAM για οπτικά δίκτυα πρόσβασης WDM-PON με σύμφωνη ετερόδυνα λήψη

6.4.1 Εισαγωγή

Όπως έχει περιγραφεί και στο κεφάλαιο 3 για την περίπτωση των οπτικών δικτύων κορμού νέας γενιάς, η ανάγκη για ακόμη μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων και καλύτερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου οπτικού φάσματος της οπτικής ίνας έχει οδηγήσει στην σταδιακή υιοθέτηση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στα τελευταία στάνταρντ για τη μεταφορά δεδομένων για εφαρμογές 100 Gb/s ανά οπτικό φέρον. Αν και προς το παρόν η τακτική αυτή έχει αποδώσει καρπούς στα οπτικά δίκτυα κορμού μεγάλης χωρητικότητας, εφόσον οι περισσότεροι πάροχοι τηλεπικοινωνιών παγκοσμίως έχουν ήδη αρχίσει την αναβάθμιση των πομποδεκτών τους σε πομποδέκτες των 100 Gb/s με κυρίως το σχήμα διαμόρφωσης DP QPSK, εντούτοις η κατάσταση στο «τελευταίο μίλι» των δικτύων αυτών είναι εντελώς διαφορετική. Αν και με την τελευταία προτυποποίηση της FSAN [6.25] τα δίκτυα πρόσβασης τύπου PON ακολουθούν μια υβριδική αρχιτεκτονική TDM/WDM αναβαθμίζοντας έτσι τη DS ζεύξη σε συνολικά έως 40 Gb/s ($4 \lambda s \times 10 \text{ Gb/s}$) με το σχήμα διαμόρφωσης NRZ, η ανάγκη για ποιοτικότερες υπηρεσίες στο τελικό χρήστη με ακόμη μεγαλύτερες ταχύτητες έχει ωθήσει την υιοθέτηση σχημάτων διαμόρφωσης με μεγαλύτερη χωρητικότητα ανά κανάλι ακόμα και στα δίκτυα πρόσβασης, τουλάχιστον στο ερευνητικό πεδίο. Ταυτόχρονα, οι αυστηρές προδιαγραφές όσον αφορά την ενεργειακή κατανάλωση, τη πολυπλοκότητα και το κόστος των πομποδεκτών για οποιαδήποτε αρχιτεκτονική των οπτικών δικτύων πρόσβασης είναι αναγκαία και θα πρέπει να συνηυπολογίζεται σε οποιαδήποτε λύση προτείνεται για την αντιμετώπιση της μειωμένης χωρητικότητας των δικτύων αυτών.

Στα υποκεφάλαια της ενότητας 6.4 που θα ακολουθήσουν, προτείνεται και επαληθεύεται πειραματικά ένα σενάριο για WDM-PONs μεγάλης χιλιομετρικής απόστασης (Long Reach PONs) που βασίζεται στη διαμόρφωση και μετάδοση οπτικού καναλιού διαμορφωμένου με 10 Gbaud (20 Gb/s) με το σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM και στη σύμφωνη λήψη του με έναν ετερόδυνο (heterodyne) δέκτη με εφαρμογή απλών DSP αλγορίθμων στο δέκτη [6.24]. Το συγκεκριμένο πείραμα αποτελεί πρακτικά μια συνέχεια των πειραματικών δραστηριοτήτων που περιγράφηκαν στην παράγραφο 6.3, μόνον που σε αυτήν την περίπτωση το διαμορφωμένο κανάλι για την DS ζεύξη μεταδίδεται σε μεγαλύτερη χιλιομετρική απόσταση και με πολύ καλύτερη ευαισθησία κατά τη λήψη του στο δέκτη. Το σχήμα διαμόρφωσης κατά πλάτος 4-PAM που επιλέχθηκε και σε αυτήν την περίπτωση για τη μετάδοση των δεδομένων, κρίθηκε ως το ιδανικότερο για δύο λόγους. Ο πρώτος είναι ότι παρουσιάζει τη λιγότερο δυνατή πολυπλοκότητα σε σχέση με τα υπόλοιπα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και ταυτόχρονα σε σχέση με τα παραδοσιακά σχήματα διαμόρφωσης OOK διπλασιάζει τόσο την φασματική αποδοτικότητα όσο και το συνολικό ρυθμό μετάδοσης ανά κανάλι. Ο δεύτερος λόγος προτίμησης είναι ότι το σχήμα 4-PAM θα μπορούσε να ενσωματωθεί ευκολότερα και να γίνει συμβατό με τα τωρινά στάνταρντ που ισχύουν στα τωρινά δίκτυα πρόσβασης [6.29] και συνεπώς οποιαδήποτε αλλαγή στο υλικό των πομπών περιορίζεται αισθητά. Επιπλέον, με την αξιοποίηση της ετερόδυνης τεχνικής φώρασης στο δέκτη όχι μόνον αυξάνεται η ευαισθησία του δέκτη εξασφαλίζοντας πολύ μεγαλύτερα power-budget στο συνολικό δίκτυο μετάδοσης, αλλά δίνεται και η δυνατότητα εφαρμογής ψηφιακών φίλτρων ισοστάθμισης (equalization) με DSP στο δέκτη.

Στη παρούσα πειραματική δραστηριότητα, της οποίας τα αποτελέσματα θα περιγραφούν στις παρακάτω υποενότητες, παρουσιάζεται η επιτυχής και χωρίς σφάλματα μετάδοση ενός οπτικού καναλιού 20 Gb/s με το σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM σε 100 km SMF επαληθεύοντας το προτεινόμενο σενάριο για Long Reach PONs. Σε αντίθεση με άλλες πειραματικές επιδείξεις που συναντώνται στη

βιβλιογραφία, το προτεινόμενο σενάριο επιδεικνύει μεγαλύτερη χιλιομετρική μετάδοση [6.26] και πολύ υψηλότερους από 2.5 Gb/s ρυθμούς μετάδοσης όπως αναφέρεται στην [6.27].

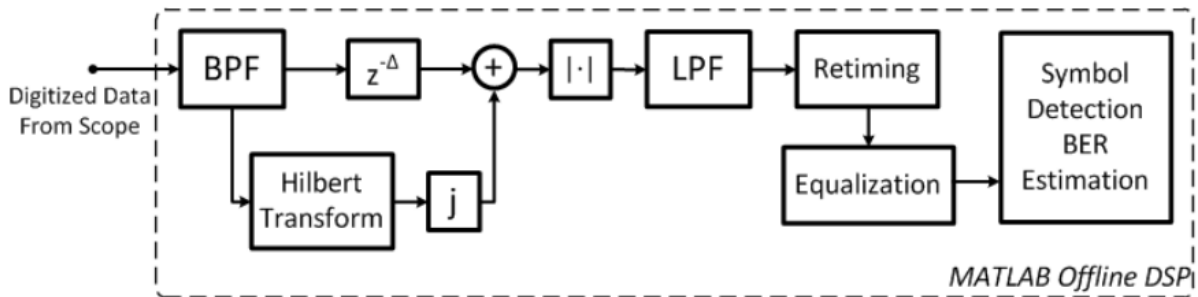
6.4.2 Σενάριο Ετερόδυνου Σύμφωνου ψηφιακού δέκτη για δίκτυα πρόσβασης τύπου PON

Η ετερόδυνη σύμφωνη φώραση, έτσι όπως ορίστηκε και στο θεωρητικό κεφάλαιο 2 της παρούσας διδακτορικής διατριβής, βασίζεται στην μίξη του διαμορφωμένου σήματος με το οπτικό φέρον ενός τοπικό ταλαντωτή [Local Oscillator-(LO)] στη πλευρά του δέκτη με τη βοήθεια ενός 3 dB οπτικού συζεύκτη. Σε αντίθεση με την ενδόδυνη (intradynne) και την ομόδυνη (homodynne) σύμφωνη φώραση, όπου η συχνότητα εκπομπής τόσο της πηγής laser του πομπού όσο και του δέκτη πρακτικά ταυτίζεται, στην ετερόδυνη φώραση η διαφορά των συχνοτήτων αυτές είναι διαφορετικές. Για την αποδοτικότερη αξιοποίηση του ηλεκτρικού bandwidth στο δέκτη, η συχνοτική διαφορά ανάμεσα στις δύο οπτικές πηγές laser πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση η μεγαλύτερη από τον ρυθμό διαμόρφωσης του μεταδιδόμενου καναλιού, ούτως ώστε να μην υπάρχει περίπτωση απώλειας της πληροφορίας. Πρέπει δηλαδή να ισχύει ότι:

$$|f_{LO} - f_{Data}| \geq \text{Baudrate} ,$$

όπου f_{LO} και f_{DATA} αναπαριστούν τις συχνότητες εκπομπής των πηγών laser του τοπικού ταλαντωτή και του διαμορφωμένου σήματος δεδομένων, αντίστοιχα. Σε αντίθεση με την intradynne και την homodynne φώραση, η παραπάνω απαίτηση οδηγεί αυτόματα στην ανάγκη για διπλάσιο ηλεκτρικό bandwidth στο δέκτη, εντούτοις η απλότητα υλοποίησής με τη χρήση μόνο ενός 3 dB συζεύκτη αντί για ένα 90° οπτικό υβρίδιο, αποτελεί μία ελκυστική λύση για τα χαμηλού κόστους PONs. Επιπλέον πρέπει να αναφερθεί ότι, σε αντίθεση με τα δίκτυα κορμού όπου οι ταχύτητες διαμόρφωσης είναι πολύ μεγαλύτερες από αυτές των δικτύων πρόσβασης και συνεπώς η απαίτηση για διπλάσιο ηλεκτρο-οπτικό bandwidth στο δέκτη καθιστά απαγορευτική την ετερόδυνη φώραση, η εφαρμογή της στα PONs όπου οι ταχύτητες διαμόρφωσης περιορίζονται στα 10 Gbaud δεν δημιουργεί μεγάλο πρόβλημα. Επίσης, πέραν της μειωμένης πολυπλοκότητας της ετερόδυνης σύμφωνης φώρασης, η δυνατότητα χρησιμοποίησης του LO και για την διαμόρφωση της US ζεύξης από την ONU προς το OLT προσδίδει ιδιαίτερη βαρύτητα στο σχεδιασμό του συνολικού δικτύου μετάδοσης, αφού οποιαδήποτε φαινόμενα θορύβου που προέρχονται από το Rayleigh Back Scattering (όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 6.1) μπορούν να περιοριστούν. Κατ' αυτό τον τρόπο η χρήση δύο τμημάτων ινών (dual-feeder fibers) στο οπτικό δίκτυο διανομής δεν είναι πλέον απαραίτητη.

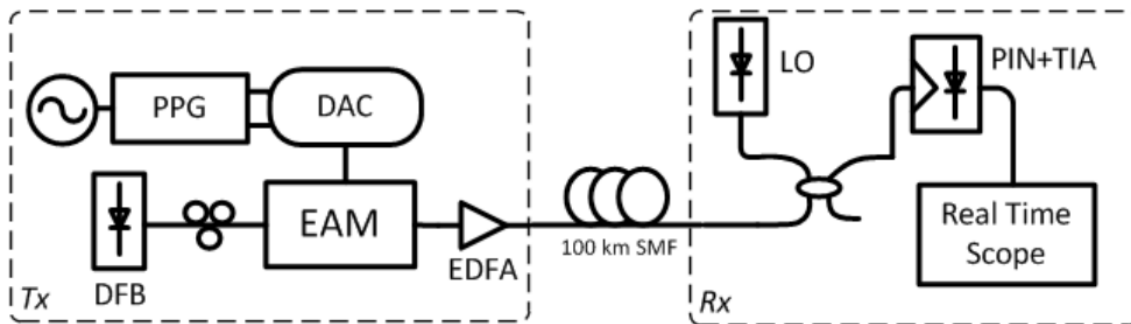
Μετά τη μίξη των οπτικών φερόντων στο σύμφωνο ετερόδυνο δέκτη και την υποβάθμιση του διαμορφωμένου σήματος στην ενδιάμεση συχνότητα [Intermediate Frequency-(IF)], το διαμορφωμένο οπτικό φέρον ψηφιοποιήθηκε και υποβαθμίστηκε στη βασική ζώνη (baseband) από έναν DSP αποδιαμορφωτή, του οποίου τα δομικά μπλοκ παρουσιάζονται στην εικόνα 6.11. Για την αποδιαμόρφωση του σήματος χρησιμοποιήθηκε ο αλγόριθμος Hilbert, ο οποίος αναλάμβανε την ανίχνευση της περιβάλλουσας του σήματος, ο οποίος χαρακτηρίζεται από μειωμένη πολυπλοκότητα σε σχέση με άλλους συμβατικούς αλγόριθμους αποδιαμόρφωσης όπως ο DDC [6.28], [6.30]. Εφόσον το διαμορφωμένο 4-PAM σήμα περιέχει ωφέλιμη πληροφορία μόνο στο πλάτος τους, πολυπλοκότεροι αλγόριθμοι που εστιάζουν στην ανάκτηση του οπτικού φέροντος σημάτων διαμορφωμένα κατά QSPK ή QAM (όπως αυτά περιγράφηκαν στα κεφάλαια 4,5) μπορούν να αποφευχθούν. Τέλος, εξαιτίας του γεγονότος κατά το οποίο η ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη υλοποιήθηκε με σύμφωνες τεχνικές φώρασης, DSP αλγόριθμοι που στόχευαν στην ισοστάθμιση του σήματος και την αναίρεση ατελειών του καναλιού όπως η χρωματική διασπορά ήταν εφικτή.



Εικόνα 6. 11: Διάγραμμα δομικών μπλοκ DSP αλγορίθμων για την ετερόδουνη σύμφωνη φώραση που υλοποιήθηκαν σε κώδικα Matlab. BPF: Band-Pass Filter, LPF: Low Pass Filter.

6.4.3 Πειραματική διάταξη και αξιολόγηση 20 Gb/s 4-PAM καναλιού σε μετάδοση 100 km με ετερόδουνη λήψη και DSP στο δέκτη

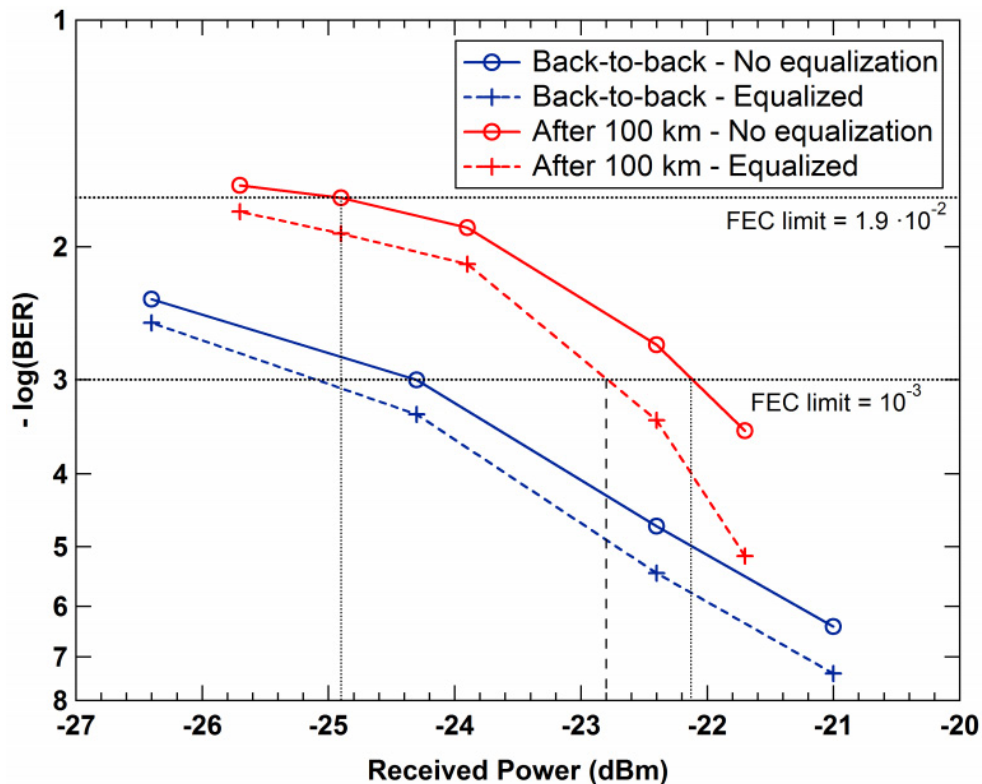
Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε στο ΕΦΕ για την αξιολόγηση τόσο της μετάδοσης του 20 Gb/s 4-PAM καναλιού όσο και της σύμφωνης ετερόδουνης λήψης του στο δέκτη φαίνεται στην εικόνα 6.12. Για τη δημιουργία των ηλεκτρικών παλμοσειρών δεδομένων τεσσάρων επιπέδων που οδηγούσαν τον EAM χρησιμοποιήθηκαν οι δύο συμπληρωματική έξοδοι ενός PPG, οι οποίες τροφοδοτούσαν με δυαδικές ακολουθίες ένα εμπορικά διαθέσιμο μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικού σήματος [Digital to Analog Converter (DAC)] τριών bits [6.30]. Η ηλεκτρική 4-PAM ακολουθία στην έξοδο του DAC είχε μέγιστο voltage swing $0.8V_{pp}$ και οδηγούσε τον EAM χωρίς να ενισχυθεί από κάποιο RF ενισχυτή. Η πηγή laser που παρείχε το οπτικό φέρον προς διαμόρφωση στη διάταξη του πομπού ήταν ένα DFB laser και εξέπεμπε στο μήκος κύματος 1550 nm. Έπειτα, η έξοδος του EAM ενισχύθηκε από έναν EDFA και εισήρθε στα 100 km της οπτικής ίνας με οπτική ισχύ ίση με 10 dBm. Για την διάταξη του δέκτη χρησιμοποιήθηκε μία εμπορικά διαθέσιμη PIN φωτοδίοδος με ενσωματωμένο TIA στην έξοδό της, έχοντας 11 GHz ηλεκτροοπτικό bandwidth και ευαισθησία -10 dBm. Η οπτική ισχύς του LO που χρησιμοποιήθηκε ήταν +3 dBm πριν από την είσοδό του στον 3 dB συζεύκτη και η συχνότητά του ρυθμίστηκε κατά τέτοιον τρόπο ούτως



Εικόνα 6. 12: Διάγραμμα δομικών block της πειραματικής διάταξης για μετάδοση του 20 Gb/s (10 Gbaud) 4-PAM καναλιού σε 100 km με heterodyne σύμφωνη φώραση στο δέκτη. PPG: Pulsed pattern Generator, DFB: Distributed Feedback Laser, DAC: Digital-to-Analog Converter, EAM: Electro-Absorption Modulator, EDFA: Erbium Doped Amplifier, Tx: Transmitter, SMF: Single Mode Fiber, LO: Local Oscillator, TIA: Transimpedance Amplifier, Rx: Receiver.

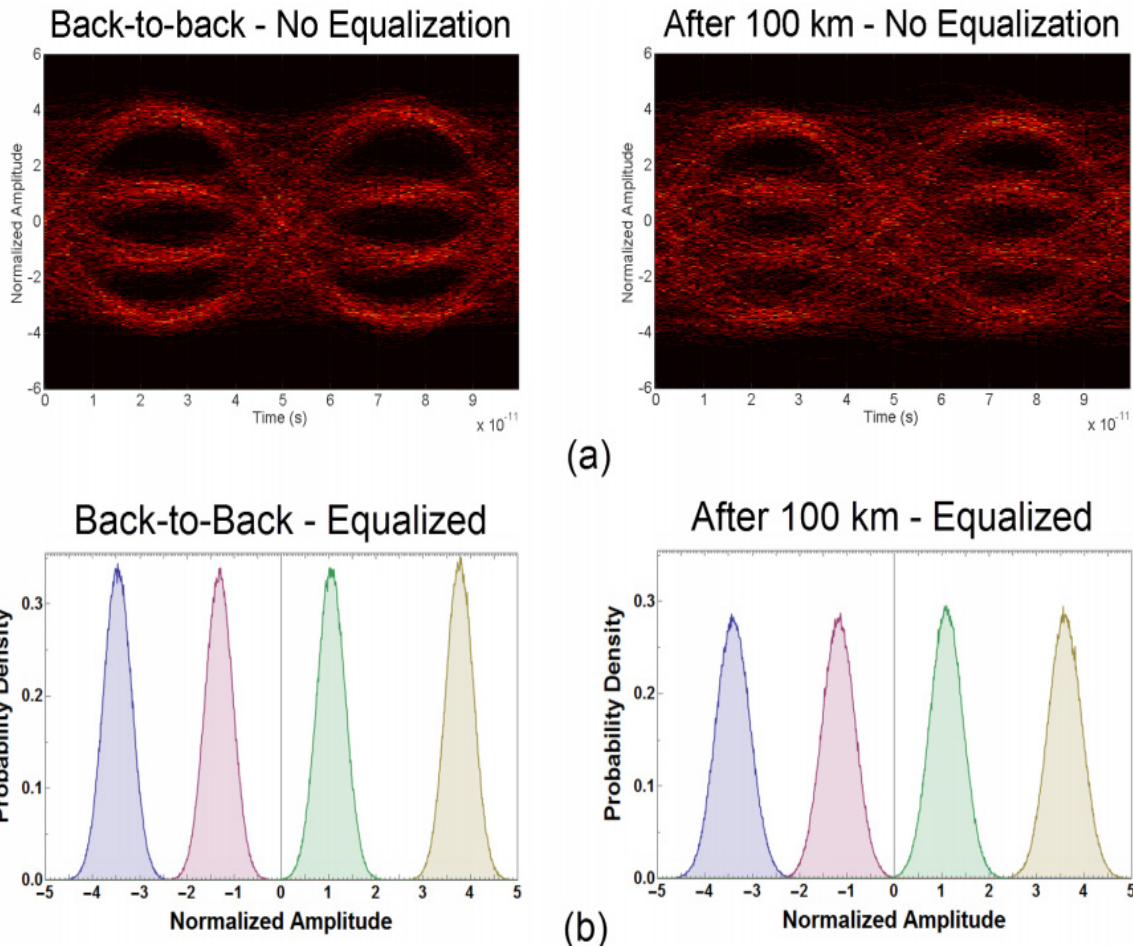
ώστε το παραγόμενο ηλεκτρικό IF στο δέκτη να συμπίπτει στο μέγιστο του ηλεκτρικού bandwidth του φωτοδέκτη που χρησιμοποιήθηκε. Για την δειγματοληψία και την αποθήκευση των ληφθέντων

ηλεκτρικών παλμοσειρών του διαμορφωμένου σήματος, χρησιμοποιήθηκε ένας ψηφιακός παλμογράφος πραγματικού χρόνου ρυθμίζοντας τη ρυθμό δειγματοληψίας του ηλεκτρικού του καναλιού στα 40 Gb/s. Εν συνεχεία, μετά την αποθήκευση των ηλεκτρικών παλμοσειρών χρησιμοποιήθηκαν offline DSP αλγόριθμοι που αναπτύχθηκαν σε κώδικα Matlab, ούτως ώστε να διενεργηθεί η τελική αποδιαμόρφωση και η ισοστάθμιση του παραγόμενου IF σήματος. Πιο συγκεκριμένα, όπως φαίνεται και στην εικόνα 6.11 το σήμα φιλτραρίστηκε από ένα ψηφιακό ζωνοπερατό [band-pass- (BPF)] φίλτρο με κεντρική συχνότητα φιλτραρίσματος την συχνότητα του παραγόμενου IF και με ζωνικό εύρος ίσο με το διπλάσιο του ρυθμού διαμόρφωσης του σήματος (20 GHz). Για την εξαγωγή του 4-PAM σήματος στην βασική ζώνη χρησιμοποιήθηκε ο μετασχηματισμός Hilbert, ο οποίος ανίχνευε την περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος. Εν συνεχεία, ακολούθησε η διαδικασία ανάκτησης του ρολογιού του σήματος και έπειτα υλοποιήθηκε ένα ψηφιακό φίλτρο ισοσταθμιστή εμπρόσθιας τροφοδότησης [Feed Forward Equalizer (FFE)] πέντε βημάτων (taps), για την όσο το δυνατόν αναίρεση του περιορισμένου ηλεκτρο-οπτικού bandwidth της φωτοδιόδου και την αναίρεση της χρωματικής διασποράς του δικτύου μετάδοσης.



Εικόνα 6. 13: Καμπύλες BER για το 20 Gb/s (10 Gbaud) 4-PAM καναλιού, πριν (B2B) και μετά τη μετάδοσή του σε 100 km ίνας και πριν και μετά την εφαρμογή του αλγορίθμου ισοστάθμισης στο σύμφωνο δέκτη.

Η αξιολόγηση του ληφθέντος σήματος πριν και μετά την μετάδοσή του στα 100 km, αλλά και πριν και μετά την εφαρμογή του DSP αλγορίθμου ισοστάθμισης, διενεργήθηκε με τον υπολογισμό του επιτεύξιμου BER συναρτήσει της οπτικής ισχύος του διαμορφωμένου σήματος στο δέκτη. Οι καμπύλες BER που υπολογίστηκαν κατά τη διάρκεια του πειράματος μετάδοσης φαίνονται στην εικόνα 13. Όπως ήταν αναμενόμενο, η απόδοση ως προς το BER του ισοσταθμισμένου σήματος από την εφαρμογή του 5-



Εικόνα 6. 14: (α) Διαγράμματα οφθαλμού για το 4-PAM 20 Gb/s πριν και μετά τη μετάδοσή του σε 100 km SMF χωρίς της εφαρμογή ισοστάθμισης (β) ισοσταθμισμένες κατανομές των πυκνοτήτων πιθανότητας για κάθε ένα από τα τέσσερα δυνατά σύμβολα του 4-PAM σήματος για την B2B περίπτωση και ύστερα της μετάδοσής του μετά από 100 km SMF ίνας.

ταρ FFE φίλτρου είναι καλύτερη. Αναλυτικότερα, το μη ισοσταθμισμένο 4-PAM σήμα μετά την μετάδοσή του σε 100 km, επιτυγχάνει το κατώφλι του FEC 1×10^{-3} στην οπτική ισχύ των -22.1 dBm ενώ αντίθετα το ισοσταθμισμένο στην ισχύ των -22.8 dBm, αυξάνοντας την ευαισθησία του δέκτη κατά 1.8 dB. Επίσης, στην περίπτωση που θεωρηθεί ως κατώφλι FEC το επίπεδο BER 1.9×10^{-2} για ανάκτηση των δεδομένων χωρίς σφάλματα στο δέκτη, το μη ισοσταθμισμένο σήμα την επιτυγχάνει στην οπτική ισχύ των -24.9 dBm, ενώ αντίστοιχα το ισοσταθμισμένο στην -25.8 dBm. Σύμφωνα λοιπόν με την τελευταία αυτή μέτρηση, το συνολικό power-budget του καναλιού διαμορφώνεται στα 35.8 dB αφήνοντας ένα power-margin της τάξεως των ~ 9 dB. Η ποιότητα των ληφθέντος σήματος, πριν και μετά την ισοστάθμιση με DSP αξιολογήθηκε και την ανάκτηση των διαγραμμάτων οφθαλμού, όπως παρουσιάζονται στην εικόνα 14 (α). Τέλος, στα διαγράμματα της εικόνας 6.14 (β) εμφανίζονται οι κατανομές των πυκνοτήτων πιθανότητας για κάθε ένα από τα τέσσερα δυνατά σύμβολα του 4-PAM σήματος για την B2B περίπτωση και ύστερα της μετάδοσής του μετά από 100 km SMF ίνας.

6.5 Πρωτότυπος Οπτικός Διαμορφωτής EAM/SOA για Μετάδοση Σχημάτων Διαμόρφωσης έως 8-QAM για Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα Πρόσβασης WDM PONs

6.5.1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια οι αυξημένες ανάγκες για περισσότερη χωρητικότητα στα σύγχρονα δίκτυα πρόσβασης έχουν οδηγήσει την πλειοψηφία των παρόχων υπηρεσιών τηλεπικοινωνίας και ευρυζωνικότητας παγκοσμίως να θεωρούν τις υπηρεσίες Triple-Play δεδομένες για την εξυπηρέτηση των τελικών χρηστών τους. Επιπλέον, εφαρμογές όπως η 3D τηλεόραση και τα βίντεο υπερυψηλής ανάλυσης έχουν αρχίσει σταδιακά να εγκαθιδρύονται και να σχηματίζουν την καινούρια τάση των υπηρεσιών διαδικτύου στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης Fiber-to-the-Home (FTTH). Η τωρινή κατάσταση έως τώρα στα οπτικά δίκτυα FTTH εστιάζεται στην πλήρη αξιοποίηση της τεχνικής της πολυπλεξίας ως προς το χρόνο [Time Division Multiplexing – (TDM)] με πομποδέκτες ικανούς να λειτουργούν σε ταχύτητες έως 10 Gb/s ακολουθώντας τα δικτυακά στάνταρντ των EPON και GPON. Παρόλα αυτά, η σύγχρονη τάση για περεταίρω αύξηση του συνολικού ρυθμού δεδομένων μετάδοσης καθώς και της φασματικής αποδοτικότητας ανά κανάλι έχει οδηγήσει την υιοθέτηση καινούριων υβριδικών αρχιτεκτονικών δικτύων πρόσβασης τύπου WDM/TDM [6.78] με την επιπλέον πολυπλεξία ως προς το μήκος κύματος, ενσωματώνοντας πολλές φορές και τεχνικές πολύπλοκες τεχνικές διαμόρφωσης όπως η OFDM [6.79]. Αν και οι δύο αυτές μέθοδοι στοχεύουν την αύξηση του συνολικού εύρους ζώνης ανά χρήση, δεν είναι εύκολο να επεκταθούν περεταίρω ως προς τους συνολικούς ρυθμούς μετάδοσης που επιτυγχάνονται με ταυτόχρονη αύξηση της προϋπολογιζόμενης ισχύος ζεύξης (power budget) στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης.

Για τα οπτικά δίκτυα πρόσβασης νέας γενιάς, πέραν του πρόσφατου προτύπου NG-PON2 που έχει αρχίσει να υιοθετείται σταδιακά από το 2014, πρέπει να ακολουθηθεί μία εξολοκλήρου καινούρια προσέγγιση στα οπτο-ηλεκτρονικά κυκλώματα πομποδεκτών των τερματικών μονάδων του δικτύου και των τεχνικών διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται για την κωδικοποίηση της πληροφορίας σε αυτά. Όπως παρατηρείται και στα οπτικά δίκτυα κορμού τη τελευταία δεκαετία, έτσι και στα μελλοντικά παθητικά δίκτυα πρόσβασης, η στροφή από τις TDM τεχνικές πολυπλεξίας στις WDM θεωρείται μία πολλά υποσχόμενη λύση. Μέσα σε αυτό το πλαίσιο διερεύνησης, τα WDM-PONs με πολύ πυκνή πολυπλεξία ως προς το μήκος κύματος (Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing – (UDWDM)) σε συνδυασμό με σύμφωνες τεχνικές φώρασης στο δέκτη θα μπορούσαν να οδηγήσουν στην εξυπηρέτηση μεγαλύτερου αριθμού τελικών χρηστών με: α) μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης β) υψηλότερη φασματική αποδοτικότητα ανά κανάλι γ) μεγαλύτερες τιμές διαθέσιμου power-budget και κατ'επέκταση μεγαλύτερες χιλιομετρικές αποστάσεις μετάδοσης στο δίκτυο. Πρόσφατα, ένας μεγάλος πάροχος τηλεπικοινωνιών παρουσίασε πειραματικά [6.77] την μετάδοση και τη σύμφωνη λήψη πραγματικής κίνησης με εφαρμογή DSP στο δέκτη, εξυπηρετώντας την κάτω ζεύξη σε ένα UDWDM PON με ρυθμούς μετάδοσης 0.3 Gb/s με το σχήμα διαμόρφωσης DPSK και επιτυγχάνοντας τιμές power-budget ίσες με 50 dB σε φασματικό πλέγμα 2.8 GHz ανά κανάλι. Προς αυτήν την κατεύθυνση, η σταδιακή εφαρμογή των σχημάτων διαμόρφωσης ακόμα ανώτερης τάξης, όπως QSPK και M-QAM, χρησιμοποιώντας όμως απλές διατάξεις οπτικών πομποδεκτών χαμηλού κόστους αποτελεί ακόμη και σήμερα ένα μεγάλο πεδίο ερευνητικής δραστηριότητας.

Όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 2 της παρούσας διδακτορικής διατριβής, η έως τώρα ερευνητική δραστηριότητα για την διαμόρφωση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης περιοριζόταν μόνο για τη μετάδοση της πληροφορίας στα οπτικά δίκτυα κορμού, όπου η ανάγκη για μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης και αποτελεσματικότερης εκμετάλλευσης του διαθέσιμου οπτικού φάσματος είναι

επιτακτικότερη. Η επικρατούσα δομή των οπτικών διαμορφωτών αυτών για τη διαμόρφωση οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης ακολουθεί ακόμη και σήμερα την κλασική συμβολομετρική μέθοδο η οποία απαιτεί δύο διατάξεις τύπου Mach Zehnder να ενθυλακώνονται σε μία μεγαλύτερη δομή ενός συμβολόμετρου του ίδιου τύπου, ούτως ώστε να καθίσταται δυνατή η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος τόσο ως προς το πλάτος όσο και τη φάση του. Σε αυτό το ερευνητικό πλαίσιο έχουν αναφερθεί στη βιβλιογραφία οπτικοί IQ οπτικοί διαμορφωτές ολοκληρωμένοι σε διάφορες πλατφόρμες όπως InP, LiNbO₃ και GaAs, η κάθε μία να παρουσιάζει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα και αδυναμίες [6.80 – 6.83]. Εντούτοις, καμία από αυτές τις προσεγγίσεις δεν μπορεί να θεωρηθεί κατάλληλη για τα οπτικά δίκτυα πρόσβασης, εφόσον δεν πληροί τις βασικές προϋποθέσεις για χαμηλό κόστος και μικρή πολυπλοκότητα. Σε αντίθεση με τα οπτικά δίκτυα κορμού, όπου οι υψηλοί ρυθμοί διαμόρφωσης δεδομένων πρέπει να συνοδεύονται ταυτόχρονα από μεγάλη αξιοπιστία και σταθερότητα, η ανάγκη για μεγάλη μαζική παραγωγή στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης απαιτεί απλές και μη συμβολομετρικές λύσεις διαμόρφωσης που να συνδυάζουν το χαμηλό κόστος, τη χαμηλή ενεργειακή κατανάλωση και να παρέχουν υψηλές τιμές οπτικής ισχύος στα διαμορφωμένα τους δεδομένα.

Στις υποενότητες του κεφαλαίου 6.3 που θα ακολουθήσουν παρακάτω, προτείνεται, αξιολογείται και επαληθεύεται πειραματικά για πρώτη φορά ένας οπτικός διαμορφωτής που πληροί τις παραπάνω απαιτήσεις που επιβάλλονται από τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα πρόσβασης. Ο συγκεκριμένος οπτικός διαμορφωτής αποτελείται από έναν διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης [Electro-absorption Modulator – (EAM)] και έναν ημιαγωγικό οπτικό ενισχυτή [Semiconductor Optical Amplifier (SOA)] τοποθετημένοι σε σειρά. Με τη συγκεκριμένη διάταξη δίνεται η δυνατότητα διαμόρφωσης οπτικών καναλιών με μεγάλη φασματική αποδοτικότητα και σχήματα διαμόρφωσης έως και 8-QAM, προοριζόμενο για χρήση σε αρχιτεκτονικές οπτικών παθητικών δικτύων πρόσβασης WDM μεγάλης χιλιομετρικής απόστασης με εφαρμογή σύμφωνων τεχνικών φώρασης και ανάκτησης δεδομένων στο δέκτη. Η καταλληλότητα του EAM/SOA για χρήση ως οπτικού διαμορφωτή σε σύμφωνα WDM-PONs νέας γενιάς με δυνατότητα διαμόρφωσης καναλιών με διαφορετικά σχήματα για την άνω ζεύξη του δικτύου επαληθεύεται με την πειραματική μετάδοση διαμορφωμένων καναλιών με ρυθμούς μετάδοσης 3 Gb/s σε 100 km SMF ίνας, επιτυγχάνοντας λήψη χωρίς σφάλματα με FEC και power budgets μεγαλύτερα των 34 dB.

6.5.2 Αρχή λειτουργίας του EAM/SOA οπτικού διαμορφωτή

Η αρχή λειτουργίας του EAM/SOA οπτικού διαμορφωτή για τη δημιουργία οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης ως 8-QAM, βασίζεται στην θεμελιώδη αρχή ότι τόσο ο EAM όσο και ο SOA όταν τοποθετηθούν σε σειρά μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως δύο διαφορετικά στάδια διαμόρφωσης του οπτικού φέροντος. Πιο συγκεκριμένα, η χρήση του EAM αποσκοπεί στην διαμόρφωση της έντασης του πεδίου ενός οπτικού φέροντος που εισέρχεται σε αυτόν από την πηγή laser του πομπού με οπτική ισχύ ίση με P_{seed} , ενώ ο SOA χρησιμεύει στην επιπρόσθετη διαμόρφωση της φάσης του. Η διαμόρφωση της φάσης μέσω του SOA επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης της ενεργούς περιοχής του μέσω της μεταβολής της πυκνότητας των φορέων της N . Η μεταβολή της κατάστασης ισορροπίας της πυκνότητας των φορέων N_0 μπορεί να επιτευχθεί είτε με την άμεση διαμόρφωση του ρεύματος έγχυσης του SOA I_{SOA} , είτε με την ύπαρξη ενός διαμορφωμένου κατά πλάτος σήματος με αρκετά μεγάλο λόγο σβέσης ER [Extinction Ratio- (E.R)]. Η στροφή φάσης που προκαλείται σε ένα σήμα με οπτική συχνότητα ν από έναν SOA μήκους L , κέρδος υλικού g_m και ο οπτικός παράγοντας σύμπτυξης οπτικής ισχύος (confinement factor) Γ δίνεται από την εξίσωση:

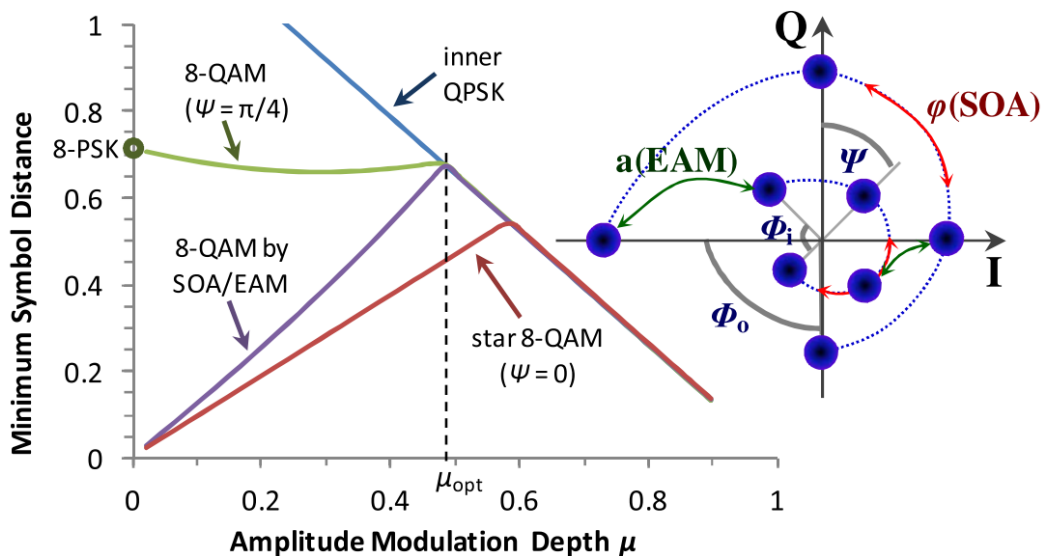
$$\varphi(N, \nu) = \varphi(N_0, \nu) - \frac{L}{2} \int_{N_0}^N \alpha(N, \nu) \frac{\partial \Gamma g_m(N, \nu)}{\partial N} dN$$

και ο ρυθμός μεταβολής της πυκνότητας των φορέων για έναν ιδανικό χωρίς θόρυβο από:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I_{soa}(\pi_p)}{eAL} - R - \frac{\Gamma g_m}{A h\nu} \left[\frac{P_{seed}}{ER} (1 + \pi_A(ER - 1)) \right],$$

όπου π_p και π_A αναπαριστούν τη λογική ακολουθία δεδομένων για διαμόρφωση ως προς τη φάση και το πλάτος αντίστοιχα. Οι όροι R , A συμβολίζουν την επανένωση των φορέων και την διατομή της ενεργούς περιοχής του SOA [6.44].

Ανάλογα με την τιμή του παράγοντα διεύρυνσης φασματικής γραμμής (linewidth enhancement factor) α -factor του SOA, πέραν της διαμόρφωσης της φάσης του οπτικού φέροντος, εισάγεται και ένα ποσοστό ανεπιθύμητης διαμόρφωσης του φέροντος ως προς το πλάτος, η οποία το διάνυσμα φάσης του διαμορφωμένου σήματος το κινεί σε μια σπειροειδή τροχιά, όπως φαίνεται και στην εικόνα 6.15, [6.84]. Στη συγκεκριμένη εικόνα παρουσιάζεται γραφικά το παραγόμενο 8-QAM οπτικό σήμα στην έξοδο του EAM/SOA διαμορφωτή, το οποίο προκύπτει από τον συνδυασμό της δυαδικής διαμόρφωση πλάτους a του EAM (με δυαδικές ηλεκτρικές ακολουθίες δεδομένων) και την τετραφασική διαμόρφωση φάσης φ του SOA (με ηλεκτρικές ακολουθίες δεδομένων με τέσσερα επίπεδα πλάτους). Δεδομένου ότι η διαμορφωμένη κατά πλάτος έξοδος του EAM παρέχεται ως οπτικό σήμα εισόδου στον SOA, η γωνία Ψ ανάμεσα στα εσωτερικά και τα εξωτερικά σύμβολα του διαγράμματος αστερισμού θα εξαρτάται από την μέση οπτική ισχύ του σήματος αυτού καθώς και από την τιμή του E.R. Σύμφωνα με αυτήν την διαπίστωση, παρέχεται ένας πρακτικός τρόπος για τον καθορισμό του ποσοστού περιστροφής του έσω QPSK δακτυλιδιού σε σχέση με του έξω. Όπως γίνεται κατανοητό, το ποσοστό της περιστροφής αυτής καθορίζει και την απόσταση των συμβόλων όταν συγκρίνεται η περίπτωση που η γωνία $\Psi = 0$ μαζί με την $\Psi = \pi/4$. Στην πρώτη περίπτωση το παραγόμενο 8-QAM σήμα πλησιάζει το σχηματισμό ενός Star 8-QAM σχήματος διαμόρφωσης με μικρή απόσταση ανάμεσα στα γειτονικά σύμβολα, ενώ στη δεύτερη ανάλογα με την τιμή του ER το διάγραμμα αστερισμού μπορεί πλησιάζει την ιδανική μορφή ενός ιδανικού 8-PSK μεγαλύτερη απόσταση στα γειτονικά σύμβολα.

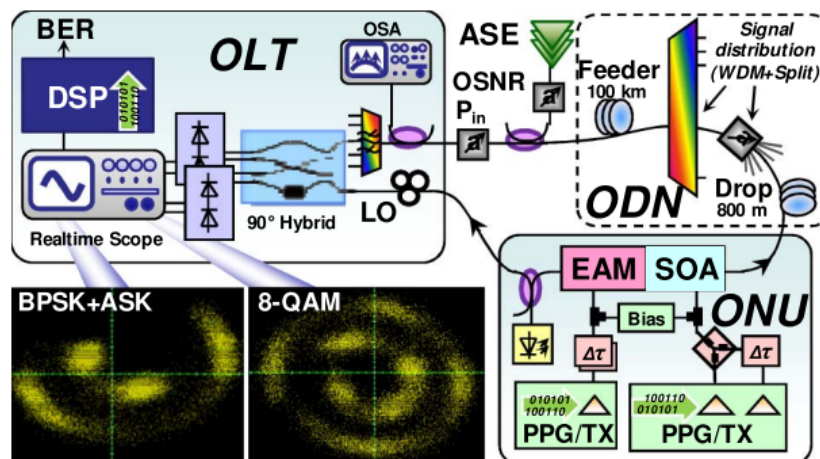


Εικόνα 6. 15: Διάγραμμα αστερισμού για τη δημιουργία ενός 8-QAM καναλιού με το διαμορφωτή EAM/SOA (δεξιά) και απόσταση συμβόλων συναρτήσει του βάθους διαμόρφωσης του πλάτους του σήματος από τον EAM.

6.5.3 Πειραματική αξιολόγηση του EAM/SOA QAM-διαμορφωτή σε σενάριο μετάδοσης WDM-PON 100 km με σύμφωνη φάραση στο δέκτη

Ο πρωτότυπη διάταξη του QAM διαμορφωτή αξιολογήθηκε πειραματικά στα πλαίσια υλοποίησης μιας ευέλικτης τερματικής μονάδας [Optical Network Unit-(ONU)] για τον τελικό χρήστη σε αρχιτεκτονικές σύμφωνων (coherent) δικτύων πρόσβασης Ultra Dense (UD)-WDM PONs και περιλάμβανε χαμηλού κόστους πομποδέκτες και σύμφωνες τεχνικές φάρασης στο δέκτη με χρήση DSP. Αυτού του τύπου οι αρχιτεκτονικές μπορούν να επωφεληθούν σημαντικά από την χρήση του EAM/SOA ως QAM διαμορφωτή, εφόσον καθίσταται εφικτή η διαμόρφωση σχημάτων με μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα ανά οπτικό φέρον και υψηλότερες ταχύτητες μετάδοσης μεγαλύτερες των 1 Gb/s ανά χρήστη. Κατ' αυτόν τον τρόπο, μπορεί να αυξηθεί όχι μόνον η συνολική απόσταση μετάδοσης των παραγόμενων καναλιών, αλλά και ο συνολικός αριθμός των τελικών εξυπηρετούμενων χρηστών με μειωμένο κόστος. Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση του διαμορφωτή σε συνθήκες μεγάλης χιλιομετρικής μετάδοσης φαίνεται στην εικόνα 6.16.

Τα διαδοχικά τμήματα διαμόρφωσης του EAM και του SOA που ακολουθούσε, οδηγήθηκαν από ψευδοτυχαίες ηλεκτρικές ακολουθίες δεδομένων (PRBS) εντέκατης τάξης $2^{11}-1$, έχοντας δύο και τέσσερα επίπεδα πλάτους αντίστοιχα για την διαμόρφωση του 8-QAM καναλιού. Η δυαδική ηλεκτρική ακολουθία που οδηγούσε τον EAM είχε μέγιστο πλάτος $0.9 V_{pp}$, ενώ η ακολουθία των τεσσάρων επιπέδων που διαμόρφωνε το ρεύμα έγχυσης του SOA είχε $110 mA_{pp}$. Για την αντιστάθμιση της μη γραμμικής απόκρισης του SOA ως προς τη διαμόρφωση, χρειάστηκε να χαλάσει η συμμετρία των διαγραμμάτων οφθαλμού (pre-distortion) της ηλεκτρικής ακολουθίας τεσσάρων επιπέδων που τον οδηγούσε ούτως ώστε να αποτυπωθούν σωστά οι τέσσερις διαφορετικές στροφές φάσεων που εισάγονταν στο διαμορφωμένο QAM σήμα. Ο ρυθμός διαμόρφωσης των ηλεκτρικών παλμοσειρών που επιλέχθηκε για να διαμορφώνει τόσο τον EAM όσο και τον SOA ήταν 1 Gbaud, εξαιτίας του περιορισμένου ε/ο bandwidth του SOA που χρησιμοποιήθηκε. Στο σημείο αυτό να τονιστεί ότι στη περίπτωση χρησιμοποίησης SOAs με μεγαλύτερο διαθέσιμο εύρος ηλεκτρο-οπτικής διαμόρφωσης όπως αναφέρεται και στην [6.85], θα μπορούσε να επιτευχθεί και στην περίπτωση του συγκεκριμένου πειράματος ρυθμοί διαμόρφωσης παραπάνω των 10 Gbaud. Το οπτικό φέρον προς διαμόρφωση προερχόταν από ένα laser εξωτερικής κοιλότητας [External Cavity Laser-(ECL)] με 100 kHz linewidth το οποίο εξέπεμπε στα 1551.2 nm και τροφοδοτούσε τον EAM

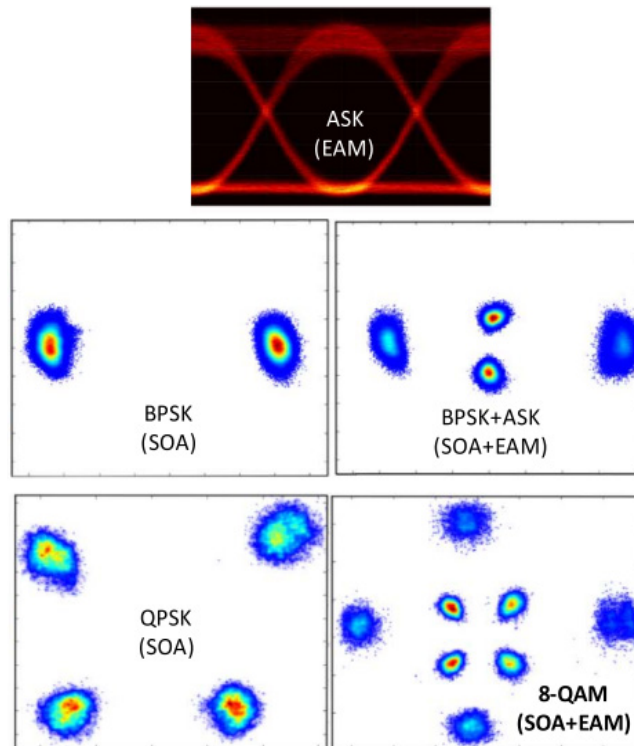


Εικόνα 6. 16: Πειραματική διάταξη για την δημιουργία και τη μετάδοση ενός 8-QAM καναλιού με το διαμορφωτή EAM/SOA ως πομπός της άνω ζεύξης σε μια ONU. Στο δέκτη του OLT παρουσιάζονται πειραματικά διαγράμματα αστερισμού για BPSK+ASK και 8-QAM διαμόρφωση τα οποία ελήφθησαν από το παλμογράφο πραγματικού χρόνου.

με οπτική ισχύ ίση με 0 dBm. Οι συνολικές απώλειες του EAM μετρήθηκαν ίσες με 8.2 dB, ενώ το κέρδος του SOA ήταν 15.7 dB στα ~ 110 mA. Το συνολικό οπτικό 3 dB bandwidth του EAM/SOA διαμορφωτή καθορίζονταν ως επί το πλείστον από το φασματική απόκριση του θορύβου του SOA και ήταν ίσο με 35 nm. Το OSNR του διαμορφωμένου σήματος ακριβώς στην έξοδο του πομπού ήταν 41 dB.

Για την λήψη του διαμορφωμένου σήματος στη πλευρά του δέκτη, χρησιμοποιήθηκε το ίδιο laser των 100 kHz που χρησιμοποιήθηκε και για τον πομπό μαζί με ένα 90° οπτικό υβρίδιο και δύο ζεύγη ισοσταθμισμένων φωτοδεκτών. Όπως θα περιγραφεί και παρακάτω η ευαισθησία του δέκτη αξιολογήθηκε για διαφορετικές τιμές OSNR του ληφθέντος σήματος καθώς και για διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης. Επιπλέον, πριν από την είσοδό του στο οπτικό υβρίδιο, το διαμορφωμένο σήμα φιλτραρίστηκε από τον ASE θόρυβο χρησιμοποιώντας ένα οπτικό ζωνοπερατό φίλτρο με οπτικό 3 dB bandwidth 100 GHz. Η αποδιαμόρφωση για κάθε ένα από τα σχήματα διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκαν για την αξιολόγηση του EAM/SOA διαμορφωτή υλοποιήθηκε με ξεχωριστούς DSP αλγόριθμους αποδιαμόρφωσης οι οποίοι βασίζονταν στην ανάκτηση της φάσης του οπτικού φέροντος του διαμορφωμένου καναλιού με τη μέθοδο Viterbi-Viterbi με ύψωση εις την τέταρτη δύναμη.

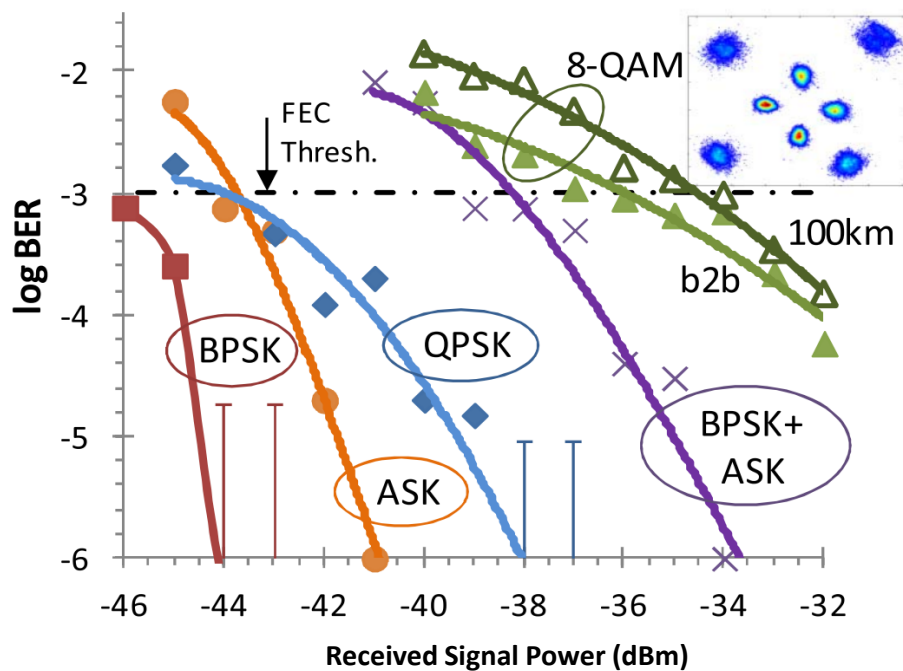
Η πειραματική διάταξη του EAM/SOA QAM διαμορφωτή, αξιολογήθηκε για τη δημιουργία οπτικών καναλιών με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και φασματική αποδοτικότητα έως 3 bits/σύμβολο, όπως ASK, BPSK, QPSK, BPSK+ASK και τέλος 8-QAM, αποδεικνύοντας έτσι τη μεγάλη του ευελιξία στη διαμόρφωση καναλιών με οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης ανάλογα της απαιτήσεις του εκάστοτε



Εικόνα 6. 17: Διαγράμματα αστερισμού διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης που μπορούν να προκύψουν με τον EAM/SOA διαμορφωτή, όπως: for ASK, BPSK, BPSK+ASK, QPSK, και 8-QAM.

δικτύου. Για την περίπτωση διαμόρφωσης καναλιού με το σχήμα ASK χρησιμοποιήθηκε αποκλειστικά ο EAM ως διαμορφωτής πλάτους, ενώ για τις περιπτώσεις BPSK και QPSK μόνο ο QPSK ως διαμορφωτής φάσης. Τα διαγράμματα αστερισμού για ρυθμούς διαμόρφωσης 1 Gbaud που προέκυψαν κατά τη

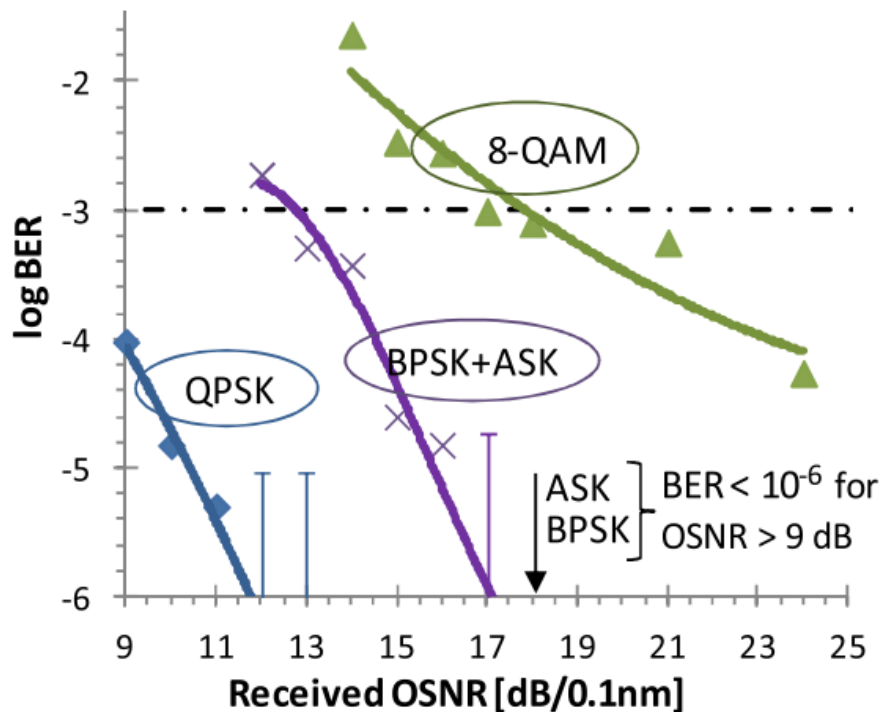
σύμφωνη λήψη για τις B2B μετρήσεις παρουσιάζονται στην εικόνα 6.17. Αντίστοιχα η απόδοσή τους όσον αφορά το επιτεύξιμο BER συναρτήσει τόσο της οπτικής ισχύος λήψης στο δέκτη με σταθερή τιμή OSNR ίση με 41 dB για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης, παρουσιάζεται γραφικά στις καμπύλες της εικόνας 6.18. Ειδικότερα για το σχήμα διαμόρφωσης 8-QAM συμπεριλαμβάνεται και η καμπύλη BER ύστερα από μετάδοσή του σε 100 km SMF. Όπως γίνεται εμφανές, όλα τα σχήματα διαμόρφωσης που δημιουργήθηκαν από τον προτεινόμενο διαμορφωτή, ακόμη και αυτά που συμπεριλαμβάνουν διαμόρφωση τόσο ως προς πλάτος και την φάση του οπτικού φέροντος (BPSK+ASK, 8-QAM), λήφθηκαν κάτω από το κατώφλι BER 1×10^{-3} του Reed Solomon FEC (255,223) και συνεπώς τα δεδομένα μπορούν να ανακτηθούν χωρίς σφάλματα στο δέκτη.



Εικόνα 6. 18: Καμπύλες BER για όλα τα δυνατά διαγράμματα αστερισμού που προκύπτουν από τον EAM/SOA συναρτήσει της οπτικής ισχύος εισόδου στον σύμφωνο δέκτη, για την B2B περίπτωση με σταθερό OSNR 41 dB για όλες τις περιπτώσεις. Επιπλέον καμπύλη BER του σχήματος 8-QAM μετά από μετάδοσή του σε 100 km.

Επιπλέον, η αξιολόγηση των διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης, περιλάμβανε και την επίδοση τους ως προς το BER για την B2B περίπτωση ως προς τα επίπεδα του OSNR του καναλιού, έχοντας σταθερή ισχύ εισόδου στο δέκτη και ίση με -32 dBm (εικόνα 6.19). Η συγκεκριμένη μετρητική αξιολόγηση κρίνεται ιδιαίτερα χρήσιμη στη περίπτωση που ο EAM/SOA διαμορφωτής χρησιμοποιηθεί στις ONUs για την διαμόρφωση της πάνω ζεύξης ενός δικτύου πρόσβασης το οποίο αποτελείται από πολλούς χρήστες. Στη περίπτωση αυτή λοιπόν στους σύμφωνους δέκτες του OLT, πέραν του συνόλου των διαμορφωμένων καναλιών της άνω ζεύξης, θα λαμβάνεται προσθετικά και ο συνολικός ASE θόρυβος από τους SOAs του συνόλου των ONUs στο παθητικό δίκτυο μετάδοσης. Συνεπώς, η διερεύνηση της απόδοσης του καναλιού μετάδοσης συναρτήσει του ASE θορύβου δίνει μια πραγματική εικόνα για την

αξιολόγηση της τελικής υποβάθμισης του διαμορφωμένου σήματος και την ανοχή του στο θόρυβο. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο, η τοποθέτηση ενός 100 GHz AWG φίλτρο στην είσοδο του σύμφωνου δέκτη στο OLT (εικόνα 6. 16) κρίθηκε αναγκαία για τον περιορισμό τουλάχιστον του θορύβου έξω ζώνης (out-band noise) του ληφθέντος καναλιού. Σύμφωνα με τις πειραματικές μετρήσεις που υλοποιήθηκαν, ιδιαίτερα για την 8-QAM περίπτωση, το κανάλι είναι δυνατόν να ληφθεί χωρίς λάθη ακόμα και στην περίπτωση που το OSNR του ληφθέντος καναλιού αγγίζει την τιμή 18 dB, αποδεικνύοντας την υψηλή του ανοχή στο θόρυβο ακόμα και στην περίπτωση που λειτουργούν ταυτόχρονα πολλές ONUs με τον EAM/SOA διαμορφωτή. Η συνολική απόδοση των διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης φαίνεται συγκεντρωτικά ως προς την απαιτούμενη ευαισθησία του δέκτη ως προς το OSNR και την οπτική ισχύ λήψης στο πίνακα 6.2, οποίος προέκυψε από τον συνδυασμό των δεδομένων από τα γραφήματα των εικόνων 6.18 και 6.19.



Εικόνα 6. 19: Καμπύλες BER για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης με EAM/SOA συναρτήσεϊ του OSNR του σήματος με σταθερή ισχύ εισόδου -32 dBm στο σύμφωνο δέκτη.

Modulation Format	Rate (Gb/s)	Sensitivity P_{in} (dBm)	Required OSNR (dB)
ASK	1	-43.7	<9
BPSK	1	-46.3	<9
QPSK	2	-43.7	<9
BPSK + ASK	2	-38.2	12.8
8-QAM	3	-36	17.8

Πίνακας 6. 2: Συγκεντρωτικός πίνακας με την μετρημένη απόδοση όλων των σχημάτων διαμόρφωσης που προκύπτουν από το διαμορφωτή EAM/SOA (ευαίσθησία δέκτη και απαιτούμενο OSNR για χωρίς σφάλματα λήψη με FEC).

Η δυνατότητα εφαρμογής του EAM/SOA διαμορφωτή για μετάδοση καναλιών υψηλής φασματικής αποδοτικότητας σε σύμφωνα οπτικά παθητικά δίκτυα πρόσβασης PON, εξετάστηκε επιπλέον και με πειραματικές μετρήσεις μετάδοσης του σχήματος διαμόρφωσης 8-QAM σε ένα περιβάλλον δικτύου μετάδοσης WDM-PON με παθητικό διαχωρισμό ισχύος. Η πειραματική διάταξη του οπτικού δικτύου μετάδοσης που υλοποιήθηκε αποτελούνταν από: α) 100 km SMF ίνας, β) ένα WDM φίλτρο αποπολυπλεξίας των 100 GHz, γ) έναν οπτικό εξασθενητή [Variable Optical Attenuator – (VOA)] για την εξομοίωση των απωλειών από τον παθητικό διαχωρισμό ισχύος των PONs και δ) ένα τμήμα ίνας 800 m SMF ίνας (drop fiber) από τον WDM αποπολυπλέκτη προς την ONU. Ο συνδυασμός του WDM φίλτρου για τον διαχωρισμό των πολυπλεγμένων καναλιών από και προς τους χρήστες μαζί με τον παθητικό διαχωρισμό της συνολικής ισχύος με τη χρήση οπτικών διαχωριστών, αποτελεί μια άκρως ωφέλιμη αρχιτεκτονική δικτύου στα παθητικά δίκτυα PONs. Ο λόγος αυτού εντοπίζεται στο ότι όχι μόνον επιτρέπει την αύξηση του συνολικού power budget του οπτικού δικτύου σε σχέση με τα παραδοσιακά δίκτυα διανομής [Optical Distribution Networks – (ODN)] με παθητικό δέντρο διαχωρισμού οπτικής ισχύος, αλλά φιλτράρει και τον συσσωρευμένο out-band ASE θόρυβο που προέρχεται από τις πολλαπλές ONUs κατά τη μετάδοση της άνω ζεύξης του δικτύου.

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 6.18, τα αποτελέσματα της μετάδοσης της άνω ζεύξης με τη χρησιμοποίηση του 8-QAM σχήματος διαμόρφωσης μπορεί να επιτευχθεί με την υιοθέτηση FEC σε παραπάνω από 100 km SMF ίνας σε ρυθμούς μετάδοσης 3 Gb/s (1 Gbaud) και μάλιστα χωρίς αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς ούτε στο δίκτυο μετάδοσης με χρήση DCF ούτε με την εφαρμογή DSP αλγόριθμων στο δέκτη. Εξαιτίας της ιδιομορφίας του διαγράμματος αστερισμού με τη σπειροειδή του τροχιά, η αποδιαμόρφωση του ληφθέντος σήματος με σύμφωνη φώραση στο δέκτη βασίστηκε σε έναν πρωτότυπο αλγόριθμο αντιστάθμισης της μετατόπιση συχνότητας (frequency offset) [6.49], εφόσον οι παραδοσιακοί αλγόριθμοι που εφαρμόστηκαν για την αποδιαμόρφωση διαγραμμάτων αστερισμού τετραγωνικής μορφής δεν μπορούσαν να επιτύχουν την απαιτούμενη ακρίβεια. Επίσης, δεδομένου ότι η οπτική ισχύς του 8-QAM καναλιού που εισήρθε στο δίκτυο μετάδοσης ήταν ίση με 3 dBm και σύμφωνα με τις καμπύλες BER που προέκυψαν από τη σύμφωνη λήψη του ύστερα από μετάδοση σε 100 km, το συνολικό διαθέσιμο power του δικτύου από την έξοδο του πομπού μέχρι και την είσοδό του στο σύμφωνο δέκτη διαμορφώνεται στα 37.4 dB. Η τιμή αυτή επιβεβαιώνει την καταλληλότητα του συγκεκριμένου οπτικού σχήματος διαμόρφωσης για χρήση στα νέας-γενιάς σύμφωνα δίκτυα PON, εφόσον δίνεται η δυνατότητα να εξυπηρετηθούν μέχρι και 640 χρήστες σε φασματικό WDM πλέγμα των 100 GHz, σε αρχιτεκτονική παθητικού δέντρου διαχωρισμού 1:16/λ με μετάδοση σε 100 km SMF και συνολικό power budget ίσο με 36.6 dB. Εναλλακτικά, για τη περεταίρω αύξηση τη πυκνότητας των χρηστών θα μπορούσαν να εξυπηρετηθούν 1000 τελικοί χρήστες σε φασματικό WDM πλέγμα 100 GHz/ κανάλι, έχοντας παθητικό δέντρο διαχωρισμού 1: 32/λ και συνολικό μήκος 100 km.

6.6 12-QAM & 16-QAM σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης για σύμφωνα οπτικά δίκτυα WDM-PONs με χρήση οπτικού διαμορφωτή SOA/EAM

6.6.1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια με τη ραγδαία αύξηση της παγκόσμιας IP κίνησης τόσο σε σταθερούς όσο και κινητούς τερματικούς σταθμούς καθώς και η ταυτόχρονη εμφάνιση περισσότερο απαιτητικών εφαρμογών ως προς το χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα, όπως η μετάδοση ροής βίντεο υψηλής ποιότητας και οι εφαρμογές cloud computing, έχει δημιουργηθεί μία σκεπτικιστική τάση όσον αφορά τον σχεδιασμό των μελλοντικών μητροπολιτικών δικτύων και των δικτύων πρόσβασης. Οι παραδοσιακές αρχιτεκτονικές οπτικών δικτύων που βασίζονται σε τεχνικές οπτικής πολυπλεξίας ως προς το χρόνο [Time Division Multiple Access (TDMA)] αρχίζουν να φθίνουν δίνοντας χώρο ανάπτυξης σε τεχνικές που εκμεταλλεύονται περισσότερα του ενός οπτικά φέροντα για την μετάδοση της πληροφορίας, όπως οι αρχιτεκτονικές που βασίζονται σε: πολυπλεξία τόσο ως προς το χρόνο όσο και το μήκος κύματος [Time and Wavelength Division Multiplexing (TWDM)] [6.31], πυκνή πολυπλεξία ως προς το μήκος κύματος [Ultra Dense Wavelength Division Multiplexing (UDWDM)] [6.32] και υβριδικές τεχνικές WDM με (οπτική) πολυπλεξία ως προς τη συχνότητα [(Optical) Frequency Division Multiplexing- (O)FDM] [6.33]. Ταυτόχρονα, η υλοποίηση τεχνικών διαμόρφωσης οπτικών δεδομένων με ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης σε συνδυασμό με την σύμφωνη λήψη τους στο δέκτη με DSP αλγορίθμους αρχίζει να κερδίζει έδαφος στην ερευνητική κοινότητα. Η τάση αυτή στοχεύει όχι μόνο στην επίτευξη μεγαλύτερων ρυθμών δεδομένων και φασματική αποδοτικότητα ανά κανάλι αλλά και σε μεγαλύτερα power budget με αύξηση του συνολικού μήκους μετάδοσης των καναλιών [6.32- 6.34]. Παρόλα αυτά, η πρόκληση που ελλοχεύει στη συγκεκριμένη περίπτωση εστιάζεται κυρίως στους οπτικούς πομποδέκτες των δικτύων αυτών, εφόσον είναι αναγκαία η αντικατάσταση των παραδοσιακών οπτο-ηλεκτρονικών τους κυκλωμάτων που σε βασίζονται σε ASK σχήματα διαμόρφωσης και η μετάβαση σε καρτεσιανούς οπτικούς διαμορφωτές με δυνατότητα διαμόρφωσης τόσο του πλάτους όσο και της φάσης του οπτικού καναλιού.

Έως τώρα οι διατάξεις των καρτεσιανών οπτικών διαμορφωτών που είναι ικανοί στη δημιουργία σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης τόσο ως προς το πλάτος όσο και/ή προς τη φάση, βασίζονται κατά κόρον στη χρήση συμβολομετρικών διατάξεων τύπου Mach Zehnder και χρησιμοποιούνται ως επί το πλείστον για τη διαμόρφωση και μετάδοση της πληροφορίας σε οπτικά δίκτυα κορμού μεγάλων χιλιομετρικών αποστάσεων. Οι διαμορφωτές αυτοί για να επιτύχουν το απαιτούμενο σχήμα διαμόρφωσης βασίζονται στη χρήση travelling-wave ηλεκτροδίων κατά μήκος των βραχιόνων των Mach Zehnder για την αλλαγή του δείκτη διάθλασής τους. Στην πλειοψηφία των περιπτώσεων που συναντώνται στη βιβλιογραφία, η απαραίτητη στροφή φάσης στο οπτικό φέρον του σήματος επιτυγχάνεται με αρκετά υψηλές τιμές voltage swing των ηλεκτρικών δεδομένων που διαμορφώνουν τις διατάξεις αυτές και γι' αυτόν το λόγο η χρήση επιπλέον RF ενισχυτών κρίνεται απαραίτητη. Αν και οι συμβολομετρικού τύπου διαμορφωτές κρίνονται πολύ αποδοτικοί για την υλοποίηση σύγχρονων πομποδεκτών σε δίκτυα κορμού μεγάλης χωρητικότητας, όπου το συνολικό κόστος/bit παραμένει σε χαμηλά επίπεδα, εντούτοις στα δίκτυα πρόσβασης, όπου εξορισμού οι ταχύτητες μετάδοσης είναι πολύ μικρότερες, η χρήση τους κρίνεται ασύμφορη λόγω κόστους και πολυπλοκότητας. Για την αντιμετώπιση του υψηλού επιπέδου κόστους, έχουν αναφερθεί στη βιβλιογραφία δομές καρτεσιανών διαμορφωτών που ενσωματώνουν EAMs σε συμβολομετρικές διατάξεις [6.35] αντί για travelling-waves ηλεκτροδίων, όμως και σε αυτές τις περιπτώσεις το μέγεθος και η πολυπλοκότητά τους είναι υψηλή εξαιτίας της συνεχούς ανάγκης ελέγχου της στροφής φάσης που επιτελείται στο διαμορφωμένο οπτικό φέρον.

Σε αντίθεση με τις προαναφερθέντες μεθόδους δημιουργίας οπτικών σχημάτων διαμόρφωσης, οι οποίες στοχεύουν κυρίως στην υψηλή αξιοπιστία και την απόδοση του διαμορφωμένου καναλιού, οι καρτεσιανοί διαμορφωτές που προορίζονται για τη διαμόρφωση οπτικής κίνησης στα δίκτυα πρόσβασης νέας γενιάς θα πρέπει να βασίζονται στην μειωμένη πολυπλοκότητα χωρίς τη χρήση συμβολομετρικών διατάξεων, έχοντας μικρό μέγεθος σε ένα οπτικό κύκλωμα μονολιθικής ολοκλήρωσης και υψηλή συμβατότητα με τα CMOS ηλεκτρονικά κυκλώματα. Επιπλέον, θα πρέπει να είναι σε θέση να διαμορφώνουν το οπτικό κανάλι τόσο ως προς το πλάτος όσο και τη φάση του με χαμηλή κατανάλωση ισχύος χρησιμοποιώντας χαμηλού voltage swing ηλεκτρικές ακολουθίες χωρίς τη προσθήκη RF ενισχυτών. Προς αυτή τη κατεύθυνση τα τελευταία χρόνια, όπως έχει περιγραφεί και στα παραπάνω κεφάλαια, η χρήση SOAs και Reflective SOAs (RSOAs) στα οπτικά τερματικά του δικτύου [Optical Network Terminals – (ONT)] για οπτική διαμόρφωση δεδομένων, έχει αρχίσει να κερδίζει όλο και περισσότερο έδαφος στην ερευνητική βιβλιογραφία για οπτικά δίκτυα πρόσβασης τύπου PON. Το αίτιο αυτής της τάσης εντοπίζεται στο μικρό τους μέγεθος, τη σχεδόν ομοιόμορφη λειτουργία τους σε ένα μεγάλο φασματικό εύρος της C-band (colorless operation) πάνω από 30 nm, και στη δυνατότητα ενίσχυσης του οπτικού φέροντος πέραν της διαμόρφωσης του. Αρχικά, η εμφάνιση των SOAs ως οπτικοί διαμορφωτές στα ONTs των οπτικών δικτύων πρόσβασης πραγματοποιήθηκε με τα σχήματα διαμόρφωσης πλάτους ASK [6.36] και εν συνεχεία με 4-PAM [6.37], [6.38]. Εντούτοις, με τη σταδιακή εμφάνιση της σύμφωνης τεχνολογίας (coherent technology) στους πομποδέκτες των δικτύων σε συνδυασμό με την εφαρμογή DSP αλγορίθμων κατά τη λήψη των διαμορφωμένων σημάτων, οδήγησε στη διερεύνηση πολυπλοκότερων σχημάτων διαμόρφωσης όπως PSK και QPSK που στόχευαν στην ελάττωση της συνολικής υποβάθμισης του καναλιού κατά τη μετάδοσή του διαμορφώνοντας αποκλειστικά της φάσης του οπτικού καναλιού [6.39-6.40].

Παρόλα αυτά, ο στόχος της περαιτέρω αύξησης της φασματικής αποδοτικότητας ανά κανάλι και συνεπώς του συνολικού αριθμού των εξυπηρετούμενων τελικών χρηστών με ταυτόχρονη υιοθέτηση των αυστηρών περιορισμών κόστους και πολυπλοκότητας που θέτουν τα νευραλγικά οπτικά δίκτυα πρόσβασης, δεν μπορεί να υλοποιηθεί αποτελεσματικά με τη χρήση μόνος ενός SOA ως οπτικού διαμορφωτή στα ONTs του δικτύου και το σενάριο αυτό θέλει κάποιες τροποποιήσεις αναβάθμισης. Προς σε αυτήν την κατεύθυνση στο κεφάλαιο 6.3 περιγράφηκε η πειραματική αξιολόγηση μια πρωτότυπης διάταξης ενός οπτικού διαμορφωτή ικανού να υποστηρίζει τη διαμόρφωση σημάτων με σχήματα έως 8-QAM με τη χρήση ενός EAM και ενός SOA σε σειρά [6.34]. Σε αντίθεση με άλλες πειραματικές υλοποιήσεις διαμορφωτών με τη χρήση EAM/SOA που συναντώνται στη βιβλιογραφία, όπου ο EAM χρησιμεύει ως διαμορφωτής πλάτους και ο SOA απλά ως ενισχυτής [6.41] ή ως αντισταθμιστής του chirp [6.42], στην πειραματική διάταξη που προτάθηκε στο κεφάλαιο 6.3 και τα δύο δομικά στοιχεία χρησίμευαν ως διαδοχικά στάδια διαμόρφωσης του οπτικού καναλιού. Ειδικότερα, ο EAM διαμόρφωνε το σήμα ως προς το πλάτος του ενώ ο SOA διαμόρφωνε τη φάση του. Στο παρόν κεφάλαιο, θα παρουσιαστεί για πρώτη φορά η δυνατότητα δημιουργίας σχημάτων διαμόρφωσης ακόμη μεγαλύτερης τάξης όπως 12- και 16-QAM, με μία διαφορετική υλοποίηση του EAM/SOA σεναρίου που περιγράφηκε προηγουμένως, μειώνοντας ταυτόχρονα ακόμη περισσότερο τις απαιτήσεις του σε RF voltage swing των ηλεκτρικών δεδομένων διαμόρφωσης και συνεπώς της απαιτούμενης ισχύος λειτουργίας του διαμορφωτή. Τα πειραματικά αποτελέσματα που θα ακολουθήσουν αποδεικνύουν τη καταλληλότητα του συγκεκριμένου διαμορφωτή για τη διαμόρφωση και τη μετάδοση σημάτων με αυξημένη φασματική αποδοτικότητα χωρίς σφάλματα σε 25 km SMF ίνας, καθώς και την υψηλή απόδοση των DSP αλγορίθμων που αναπτύχθηκαν για την ανάκτηση των δεδομένων στο σύμφωνο δέκτη.

6.6.2 Αρχή Λειτουργίας του διαμορφωτή SOA/EAM για διαμόρφωση σημάτων κατά QAM

Η επίτευξη της οπτικής διαμόρφωσης ενός οπτικού φέροντος κατά το πλάτος και τη φάση του με QAM διαμόρφωση, χωρίς τη χρησιμοποίηση των συμβατικών συμβολομετρικών μεθόδων με έναν IQ διαμορφωτή, μπορεί να επιτευχθεί διαδοχικά σε δύο στάδια με τη χρήση ενός διαμορφωτή φάσης και στη συνέχεια ενός διαμορφωτή πλάτους. Στην περίπτωση η οποία αναλύεται στο παρόν κεφάλαιο 6.4, η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος ως προς το πλάτος επιτελείται από τον EAM επιτυγχάνοντας E.R της τάξεως των 10 dB/ V_{pp} για σήματα διαμορφωμένα κατά PAM. Αντίστοιχα, η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος ως προς τη φάση επιτυγχάνεται από τον SOA όταν αυτός βρίσκεται στην περιοχή κόρου του διαμορφώνοντας το δείκτη διάθλασης της ενεργού περιοχής του μέσω της μεταβολής της πυκνότητας φορέων της, όταν ο SOA οδηγείται από ηλεκτρικές ακολουθίες δεδομένων. Ανάλογα με την τιμή της παραμέτρου της διεύρυνσης της φασματικής πυκνότητας γραμμής του SOA α (α -factor) [6.43], πέραν της διαμόρφωσης κατά φάση εισάγεται επιπλέον και μια ποσότητα διαμόρφωσης του σήματος ως προς το πλάτος, η οποία οδηγεί σε μία μη ιδανική διαμόρφωση του καναλιού. Το φαινόμενο αυτό οδηγεί το διάλυμα της φάσης στο παραγόμενο διάγραμμα αστερισμού να ακολουθεί μια σπειροειδή τροχιά κατά την απεικόνισή του στο καρτεσιανό επίπεδο. Παρόλα αυτά, για τυπικές τιμές του α -factor στο διάστημα 6.9 - 12.8, επιτυχής διαμόρφωση ως προς BPSK ή QSPK έχει αναφερθεί σε αρκετές πειραματικές επιδείξεις που συναντώνται στη βιβλιογραφία [6.34-6.40]. Στην περίπτωση λοιπόν που συνδυαστούν τα δύο στάδια διαμόρφωσης ταυτόχρονα, τοποθετώντας αρχικά τον EAM και έπειτα τον SOA όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 6.3, μπορούν να προκύψουν πολυπλοκότερα διαγράμματα αστερισμού έως και 8-QAM αποτελούμενο από δύο ομόκεντρα QSPK δακτυλίδια με συνολικά 8 δυνατές λογικές καταστάσεις. Συνεπώς λοιπόν ο SOA όχι μόνο αντισταθμίζει τις απώλειες που εισάγονται από την binary διαμόρφωση του EAM αλλά προσθέτει επιπλέον διαμόρφωση στο οπτικό φέρον ως προς τη δάση του.

Η συνολική στροφή φάσης που εισάγεται στο διαμορφωμένο ASK σήμα συχνότητας ν , από τον SOA μήκους L , confinement factor Γ και κέρδος υλικού g_m , στο δεύτερο στάδιο της διαμόρφωσης του EAM/SOA διαμορφωτή, σύμφωνα με την [6.44] δίνεται από:

$$\varphi(N, \nu) = \varphi(N_o, \nu) - \frac{L}{2} \int_{N_o}^N a(N, \nu) \frac{\partial \Gamma g_m(N, \nu)}{\partial N} dN, \quad (1)$$

Αντίστοιχα η εξίσωση της πυκνότητας των φορέων στην ενεργό περιοχή ενός SOA με μηδενικό θόρυβο δίνεται από:

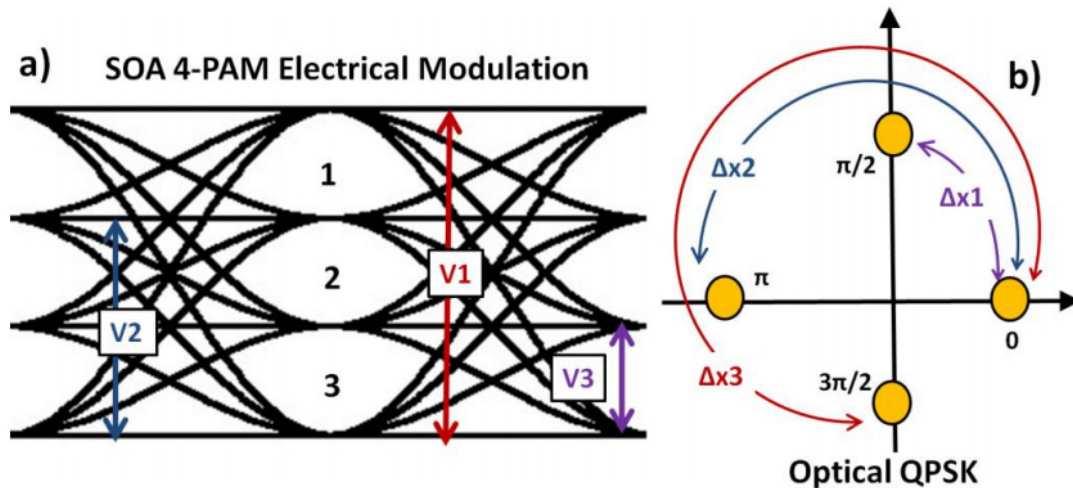
$$\frac{dN}{dt} = \frac{I_{soa}(\pi_P)}{eAL} - R - \frac{\Gamma g_m P_{seed}}{Ah\nu} [1 + \mu(\pi_A - 1)], \quad (2)$$

όπου N_o είναι η κατάσταση των φορέων στην κατάσταση ισορροπίας του SOA. I_{soa} το ρεύμα έγχυσης του και μ το βάθος διαμόρφωσης του ASK σήματος εισόδου του SOA οριζόμενο ως ο λόγος ανάμεσα στη διαμορφωμένη και μη διαμορφωμένη συνολική ισχύ του σήματος. Επιπλέον, οι παράμετροι π_P και π_A

αναπαριστούν τις λογικές αλληλουχίες δεδομένων για τη διαμόρφωση της φάσης και του πλάτους του σήματος, αντίστοιχα. Οι παράμετροι των εξισώσεων e , R , A , h , P_{seed} και α (N, ν), συμβολίζουν: το φορτίο του ηλεκτρονίου, την επανένωση των φορέων, την ενεργός διατομή της ενεργούς περιοχής του SOA, τη σταθερά Planck, την ισχύ του οπτικού σήματος στον SOA που προέρχεται από τον EAM και τον α -factor του SOA ως συνάρτηση των φορέων και της συχνότητας του σήματος εισόδου. Από τις δύο παραπάνω εξισώσεις είναι εμφανές ότι η συμπεριφορά του SOA δεν επηρεάζεται μόνο από την άμεση διαμόρφωση των φορέων του από το ρεύμα έγχυσης αλλά και από την ισχύ κορυφής (peak power) του σήματος εισόδου. Άμεση συνέπεια αυτού είναι ότι, στη περίπτωση που χρησιμοποιηθεί η προτεινόμενη διάταξη του οπτικού διαμορφωτή με πρώτο τον EAM και έπειτα ο SOA, η διαμορφωμένη έξοδος κατά ASK του EAM θα προσθέτει μια επιπλέον διαμόρφωση στους φορείς της ενεργούς περιοχής του SOA οδηγώντας σε μια επιπλέον υποβάθμιση του τελικού QAM σήματος.

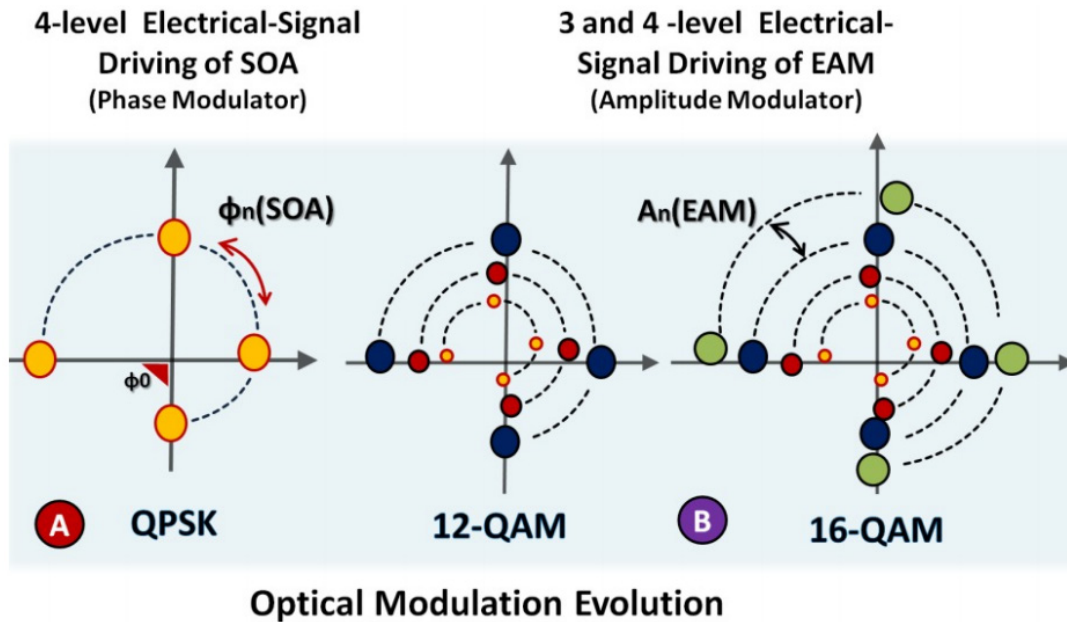
Αυτού του είδους η υποβάθμιση μπορεί να θεωρηθεί ως και ο βασικότερος λόγος κατά τον οποίον η διάταξη η οποία περιγράφηκε στην ενότητα 6.3, δηλαδή η διαμόρφωση πλάτους με τον EAM να προηγείται, δεν μπορεί να αποδώσει σωστά διαγράμματα αστερισμού μεγαλύτερα από 8-QAM, εφόσον κάθε επιπλέον πλάτος διαμόρφωσης στην έξοδο του EAM βλέπει και διαφορεική τιμή α -factor μέσα στον SOA και συνεπώς και διαφορετική στροφή φάσης. Πρακτικά αυτό σημαίνει ότι ο SOA σε συγκεκριμένες συνθήκες λειτουργίας (voltage swing των ηλεκτρικών παλμοσειρών δεδομένων, ρεύμα έγχυσης, οπτική ισχύ εισόδου και θερμοκρασία), μπορεί να αποτυπώσει σωστά τις τέσσερις δυνατές στροφές φάσης στο οπτικό φέρον ($\pi/2$, π , $3\pi/2$, 2π) πρακτικά μόνο για ένα από τα ομόκεντρα QPSK δακτυλίδια που δημιουργούνται στο διάγραμμα αστερισμού του τελικού QAM διαμορφωμένου σήματος. Ως αποτέλεσμα αυτού του φαινομένου είναι ότι τα υπόλοιπα QPSK δακτυλίδια, τα οποία αντιστοιχούν στα διαφορετικά επίπεδα πλάτους και οπτικής ισχύος κορυφής από τα PAM σήματα εξόδου του EAM, να είναι εντελώς κλειστά ή υπερβολικά ανοιχτά. Στην πρώτη περίπτωση αυτό σημαίνει ότι η μέγιστη στροφή φάσης που εισάγεται από τον SOA είναι πολύ μεγαλύτερη από $3\pi/2$ ενώ στη δεύτερη περίπτωση πολύ μικρότερη.

Το φαινόμενο που περιγράφηκε στη παραπάνω παράγραφο μπορεί να εξηγηθεί και σχηματικά στις εικόνες 6.20 (a) -(b), όπου στη πρώτη απεικονίζεται ένα ηλεκτρικό σήμα τεσσάρων επιπέδων πλάτους με αυθαίρετες τιμές voltage swing για το κάθε επίπεδο (V_1 , V_2 , V_3) το οποίο χρησιμοποιείται για την οδήγηση του SOA και τη διαμόρφωση ενός οπτικού QPSK σήματος από ένα CW σήμα εισόδου. Στην δεύτερη εικόνα (20(b)) παρουσιάζεται η αποτύπωση των τεσσάρων ηλεκτρικών επιπέδων της εικόνας 20 (a) σε στροφές φάσης μέσα στον SOA κατά τη διαδικασία διαμόρφωσης του οπτικού QPSK σήματος (Δx_1 , Δx_2 , Δx_3). Μία από τις κρίσιμότερες παραμέτρους που πρέπει να ληφθεί υπόψη είναι το μέγεθος του voltage swing του υψηλότερου επιπέδου πλάτους, αφού αυτό είναι υπεύθυνο να αποτυπώσει και τη μεγαλύτερη στροφή φάσης (Δx_3) $3\pi/2$ μέσα στον SOA, όταν ο τελευταίος λειτουργεί σε σταθερές τιμές: ρεύματος έγχυσης, οπτικής ισχύος εισόδου και θερμοκρασίας. Ομοίως τα ηλεκτρικά πλάτη V_1 και V_2 μπορούν να ρυθμιστούν με κατάλληλο pre-distortion ώστε να αποδίδουν τις στροφές φάσης Δx_1 και Δx_2 . Η επέκταση σε μεγαλύτερης τάξεως σχήματα διαμόρφωσης προϋποθέτει την προσθήκη ενός επιπλέον σταδίου διαμόρφωσης προερχόμενο από τον EAM, ούτως ώστε να προκύψουν πολλαπλά ομόκεντρα δακτυλίδια QSPK (εικόνα 6.21) και να προκύψει ένα διάγραμμα αστερισμού star-QAM.



Εικόνα 6. 20: Αρχή λειτουργίας του SOA ως διαμορφωτή QPSK, (a) Άμεση διαμόρφωση του ρεύματος έγχυσης του SOA με μία ηλεκτρική παλμοσειρά δεδομένων τεσσάρων επιπέδων, (b) Αντιστοίχιση των επιπέδων πλάτους του RF σήματος οδήγησης V1, V2, V3, σε στροφή φάσης $\Delta x1$, $\Delta x2$, $\Delta x3$ στο οπτικά διαμορφωμένο QPSK σήμα μέσα στον SOA.

Ο αριθμός των ομόκεντρων QSPK δακτυλιδιών που θα σχηματιστεί εξαρτάται από τον αριθμό των επιπέδων της ηλεκτρικής παλμοσειράς που οδηγεί τον EAM. Παρόλα αυτά, όπως αναφέρθηκε και στην παραπάνω παράγραφο, στην περίπτωση που ο EAM προηγείται του SOA, τα QSPK δακτυλίδια που θα προκύψουν θα έχουν λάβει διαφορετική στροφή φάσης το καθένα, με αποτέλεσμα τα διανύσματα $\Delta x1$, $\Delta x2$, $\Delta x3$ να έχουν διαφορετικό μήκος από δακτυλίδι σε δακτυλίδι. Ο μόνος τρόπος για να αποφευχθεί αυτό είναι είτε να μειωθεί δραστικά το βάθος διαμόρφωσης του οπτικού M-PAM σήματος που προέρχεται από τον EAM, είτε να μειωθεί δραστικά η οπτική ισχύς του καθώς εισέρχεται προς περαιτέρω διαμόρφωση στο SOA. Η πρώτη λύση στοχεύει στο να διατηρήσει την ίδια περίπου ισχύ κορυφής για κάθε διαφορετικό οπτικό πλάτος του παραγόμενου M-PAM σήματος, ούτως ώστε κάθε επίπεδο να βλέπει περίπου το ίδιο α -factor μέσα στην ενεργό περιοχή του SOA. Παρόλα αυτά το παραγόμενο QAM σήμα τα διαφορετικά επίπεδα πλάτους είναι πολύ κοντά μεταξύ τους με αποτέλεσμα να μειώνεται η ανοχή λειτουργίας του σύμφωνου δέκτη. Η δεύτερη λύση της δραστηκής μείωσης της οπτικής ισχύος του οπτικού PAM σήματος που εισέρχεται στο SOA, αποσκοπεί στο να μην επηρεάζεται σημαντικά η τιμή του α -factor από την οπτική ισχύ του SOA, εφόσον αυτή είναι αρκετά μικρή. Εντούτοις, και σε αυτήν την περίπτωση το παραγόμενο QAM σήμα είναι κατά πολύ υποβαθμισμένο ως προς το OSNR του, εφόσον αυξάνεται και ο ASE θόρυβος που προέρχεται από τον SOA.



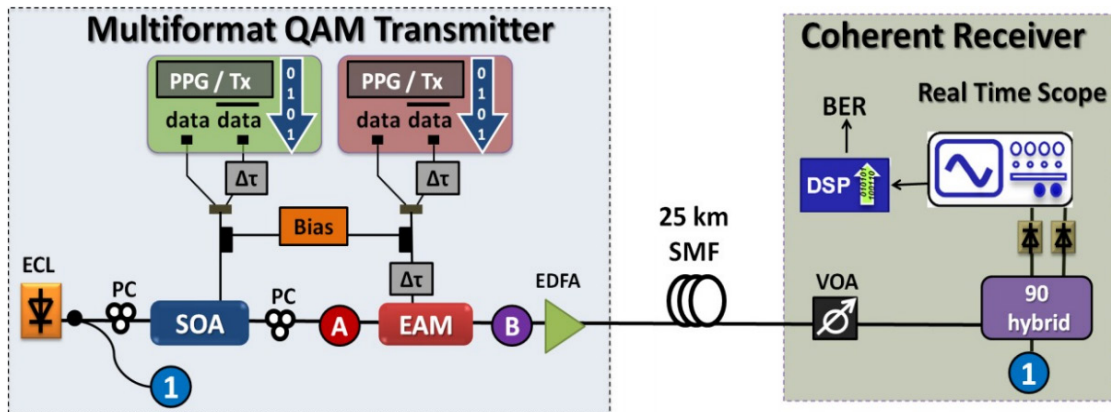
Εικόνα 6. 21: Εξέλιξη της οπτικής διαμόρφωσης του σήματος με τον SOA/EAM διαμορφωτή. Τα σύμβολα “Α” και “Β” αντιστοιχούν στην οπτική διαμόρφωση εξόδου του SOA και EAM αντίστοιχα. Αναλόγως με τα M επίπεδα της ηλεκτρικής παλμοσειράς που οδηγεί τον EAM, το τελικό σήμα είναι διαμορφωμένο με το σχήμα διαμόρφωσης $4 \times M$ QAM.

Βάσει όλης της ανάλυσης που προηγήθηκε, ο μόνος τρόπος για την επίτευξη ακόμη υψηλότερων σχημάτων διαμόρφωσης κατά QAM, όπως 12- και 16-QAM στοχεύοντας σε μεγαλύτερες φασματικές αποδοτικότητες και ρυθμούς δεδομένων ανά κανάλι είναι η τοποθέτηση του SOA πριν από τον EAM. Σε αυτό το σενάριο ο SOA τροφοδοτείται από ένα καθαρό CW οπτικό φέρον και το διαμορφώνει κατά QPSK. Αυτό με τη σειρά του χρησιμοποιείται ως είσοδος στον EAM για την περαιτέρω διαμόρφωσή του με μία ηλεκτρική ακολουθία δεδομένων με N επίπεδα. Η τελική έξοδος του διαμορφωτή κατ’ αυτόν τον τρόπο είναι ένα οπτικό σήμα διαμορφωμένο τόσο στη φάση του όσο και στο πλάτος του με το σχήμα διαμόρφωσης $4 \times N$ – QAM, όπως παρουσιάζεται σχηματικά και στην εικόνα 6.21. Στο σημείο αυτό να αναφερθεί ότι παρόλο που ο EAM λειτουργεί αποκλειστικά ως διαμορφωτής πλάτους, εντούτοις βάζει κάποια ποσότητα chirp στο παραγόμενο διαμορφωμένο σήμα στην έξοδό του [6.45]. Επίσης, όπως αναφέρθηκε και στην ανάλυση των προηγούμενων παραγράφων, παρόλο που ο SOA λειτουργεί ως διαμορφωτής φάσης δεν είναι ιδανικός εξαιτίας της ύπαρξης του α -factor ο οποίος με τη σειρά του αφήνει κάποια ποσότητα από ανεπιθύμητη διαμόρφωση πλάτους στο QPSK σήμα της εξόδου. Αποτέλεσμα αυτού είναι το κάθε ένα από τα τέσσερα σύμβολα του οπτικού QPSK να έχει και διαφορετική οπτική ισχύ κορυφής. Εφόσον λοιπόν, η έξοδος του SOA εισέρχεται προς περαιτέρω διαμόρφωση στον EAM, κάθε ομόκεντρο δακτυλίδι του QAM που θα σχηματιστεί στην έξοδο του EAM θα έχει και ελαφρά διαφορετική περιστροφή το ένα από το άλλο που αντιστοιχεί στις διαφορετικές τιμές chirp που εισάγονται στον SOA.

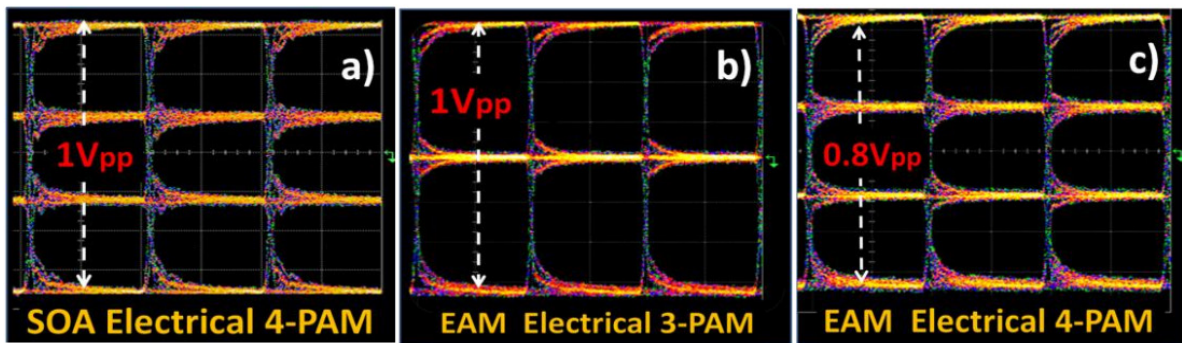
6.6.3 Αξιολόγηση του SOA/EAM διαμορφωτή σε πείραμα μετάδοσης 25 km με σχήματα διαμόρφωσης 12-QAM και 16-QAM

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση του πρωτότυπου QAM διαμορφωτή απεικονίζεται στην εικόνα 6.22. Στο κύκλωμα του πομπού (T_x) χρησιμοποιήθηκε ο ίδιος 1.5 mm SOA που χρησιμοποιήθηκε και στα πειράματα της παραγράφου 6.3 και οδηγήθηκε από μία ηλεκτρική παλμοσειρά ψευδοτυχαίας ακολουθίας τεσσάρων επιπέδων 1 Gbaud (2 Gb/s) με συνολικό voltage swing ίσο με $1 V_{pp}$

(εικόνα 15 (a)) η οποία προέκυψε από τη σύζευξη των δύο 1 Gb/s δυαδικών RF εξόδων ενός PPG με ένα ηλεκτρικό συζεύκτη ισχύος. Η ίδια διαδικασία ακολουθήθηκε και κατά την οδήγηση του EAM, χρησιμοποιώντας ένα δεύτερο PPG. Για την οπτική διαμόρφωση 12 και 16-QAM σημάτων ο EAM χρειάστηκε να οδηγηθεί με ηλεκτρικές παλμοσειρές τριών και τεσσάρων επιπέδων με συνολικό voltage swing ίσο με 1 και 0.8 V_{pp} (εικόνα 6.23 (b), 6.23 (c)) αντίστοιχως. Να σημειωθεί στο σημείο αυτό ότι εξαιτίας της μη χρήσης RF ενισχυτών για την οδήγηση του SOA και του EAM, ο συγκεκριμένος QAM διαμορφωτής μειώνει τόσο τη πολυπλοκότητα του συνολικού κυκλώματος όσο και της κατανάλωσης ισχύος του, καθιστώντας τον μια ελκυστική λύση για τους πομποδέκτες των ONTs στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης νέας γενιάς. Επιπλέον, λόγω του ότι το QAM σήμα διαμορφώνεται σε δύο διαδοχικά στάδια, χρειάστηκε να γίνει συγχρονισμός σε επίπεδο bit ανάμεσα στις ηλεκτρικές ακολουθίες δεδομένων που οδηγούσαν τον SOA όσο και τον EAM.



Εικόνα 6. 22: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση μετάδοσης 12- και 16-QAM διαμορφωμένων σημάτων με τον SOA/EAM διαμορφωτή. Experimental setup for the SOA/EAM vector modulator. ECL: External Cavity Laser, SOA: Semiconductor Optical Amplifier, PC: Polarization Controller, EAM: Electro-Absorption Modulator, EDFA: Erbium Doped Amplifier, $\Delta\tau$: differential delay, PPG: Pulse Pattern Generator, Tx: Transmitter, SMF: Single Mode Fiber, VOA: Variable Optical Attenuator. Τα σύμβολα “A” και “B” αντιστοιχούν στα στάδια διαμόρφωσης που αναφέρθηκαν στην εικόνα 21 .



Εικόνα 6. 23: Ηλεκτρικά σήματα πολλαπλών επιπέδων πλάτους για την οδήγηση του (a) SOA και (b-c) του EAM για την διαμόρφωση με 12 και 16-QAM σημάτων.

Η αξιολόγηση των οπτικών QAM σημάτων διενεργήθηκε σε ρυθμούς διαμόρφωσης του 1 Gbaud, ο οποίος αντιστοιχούσε σε συνολικό ρυθμό μετάδοσης 3.6 και 4 Gb/s για τις περιπτώσεις του 12- και του 16-QAM σήματος, αντίστοιχα. Όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα 6.3, ο βασικός περιορισμός του συστήματος μετάδοσης ως προς τον ρυθμό διαμόρφωσης ήταν το περιορισμένο ηλεκτρο-οπτικό (e/o) bandwidth του SOA που χρησιμοποιήθηκε. Επιπλέον να αναφερθεί ότι καμία τεχνική αντιστάθμισης του

περιορισμένου e/o bandwidth δεν διενεργήθηκε στα ηλεκτρικά σήματα οδήγησης τόσο του SOA όσο και του EAM. Παρόλα αυτά, θεωρώντας τη δυνατότητα χρήσης ενός συνδυασμού από SOAs με μεγαλύτερο e/o bandwidth [6.46] μαζί με ψηφιακό φιλτράρισμα των ηλεκτρικών σχημάτων οδήγησης του SOA για περαιτέρω αύξηση του διαθέσιμου e/o bandwidth [6.47], οπτική διαμόρφωση σε ταχύτητες 40 Gb/s ανά οπτικό φέρον θα μπορούσαν να είναι εφικτές. Το οπτικό φέρον προς διαμόρφωση προερχόταν από ένα laser εξωτερικής κοιλότητας [External Cavity Laser (ECL)], το οποίο εξέπεμπε στα 1565 nm, το οποίο ταυτιζόταν με την φασματική κορυφή του ASE θορύβου της απόκρισης του SOA στα 200 mA. Η ισχύς εισόδου του CW σήματος στον SOA μετρήθηκε στα -4.5 dBm. Επιπλέον, εξαιτίας των υψηλών απωλειών του EAM που χρησιμοποιήθηκε στη συνέχεια για αυτό το μήκος κύματος λειτουργίας, η έξοδος του τελευταίου ενισχύθηκε από ένα EDFA και εισήρθε στο δίκτυο μετάδοσης των 25 km με ισχύ ίση με 3 dBm. Οι απώλειες της οπτικής ίνας που χρησιμοποιήθηκαν ήταν 0.25 dB/km. Τέλος, το OSNR των τελικών QAM σημάτων στην έξοδο του διαμορφωτή ήταν μεγαλύτερη από 40 dB (εικόνα 6.26 (b)).

Στην πειραματική διάταξη του δέκτη χρησιμοποιήθηκαν αρχικά ένα 90° οπτικό υβρίδιο και δύο εμπορικά διαθέσιμες φωτοδέκτες με 11 GHz e/o bandwidth και οπτική ευαισθησία -10 dBm για την ανίχνευση της Inphase (I) και Quadrature (Q) συνιστώσας του διαμορφωμένου σήματος. Εν συνεχεία, για τη λήψη, την δειγματοληψία και την αποθήκευση των ληφθέντων παλμοσειρών προς την DSP επεξεργασία χρησιμοποιήθηκε ένας παλμογράφος με ρυθμό δειγματοληψίας ανά κανάλι ίσο με 50 GS/s και αναλογικό bandwidth ίσο με 16 GHz. Οι DSP αλγόριθμοι που χρησιμοποιήθηκαν για την αποδιαμόρφωση και την ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη παρουσιάζονται σε ξεχωριστή υποενότητα που θα περιγραφεί παρακάτω. Εξαιτίας της έλλειψης ενός επιπλέον ECL laser με χαμηλό linewidth για τη χρήση του ως LO για τη διαδικασία της σύμφωνης φώρασης – ιδιότητα πολύ σημαντική στη περίπτωση που επιλεγεί η αποδιαμόρφωση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης σε μικρά baudrates- χρησιμοποιήθηκε το ίδιο ECL που βρισκόταν στη διάταξη του πομπού. Γι' αυτό το λόγο η αξιολόγηση του QAM διαμορφωτή περιορίστηκε στη χρήση της ενδόδουνης τεχνικής φώρασης με τη χρήση του οπτικού υβριδίου 90°. Αντιθέτως, στη περίπτωση που χρησιμοποιούνταν ένα δεύτερο laser με χαμηλό linewidth θα δινόταν η ευκαιρία αξιολόγησής του με το απλούστερο ετερόδουνο σχήμα διαμόρφωσης, όπως περιγράφηκε στην ενότητα 6.2, με τη χρήση μόνο ενός 3 dB συζεύκτη. Τέλος, να σημειωθεί ότι η οπτική ισχύς του LO στην είσοδο του σύμφωνου δέκτη ήταν 7.5 dBm και για την αξιολόγηση των καμπύλων BER χρησιμοποιήθηκε ένας ρυθμιζόμενος οπτικός εξασθενητής (VOA) στην είσοδο της διάταξης του δέκτη.

6.6.4 DSP αλγόριθμοι για την αποδιαμόρφωση των 12-QAM και 16-QAM με σύμφωνη λήψη

Για την αποδιαμόρφωση των διαγραμμάτων αστερισμού και την ανάκτηση των δεδομένων για το πείραμα μετάδοσης ενός οπτικού καναλιού με 12- και 16-QAM, ήταν απαραίτητη η ανάπτυξη εξειδικευμένων DSP αλγόριθμων στη πλευρά του δέκτη. Εξαιτίας του γεγονότος κατά το οποίο τα διαμορφωμένα σύμβολα που προκύπτουν από τον καρτεσιανό διαμορφωτή SOA/EAM έχουν πολύ λιγότερες μεταβάσεις στο πλάτος τους σε σχέση με αυτά που προκύπτουν από έναν κλασικό IQ διαμορφωτή, η ανάκτηση του ρολογιού των δεδομένων στο δέκτη δεν ήταν εύκολο να επιτευχθεί με συμβατικούς αλγόριθμους όπως αυτού του square-timing. Επιπλέον, η προσθήκη του SOA διαμορφωτή φάσης μπροστά από τον EAM παρόλο που δίνει τη δυνατότητα να παραχθούν διαγράμματα αστερισμού μεγαλύτερης τάξης με 12 και 16-QAM, όπως αναλύθηκε και στην παράγραφο 6.4.3 αυτό οδηγεί σε μη ιδανικά star-QAM διαγράμματα αστερισμού αφού ο κάθε QSPK δακτύλιος περιστρέφεται διαφορετικά λόγω του chirp του EAM. Στο φαινόμενο αυτό θα πρέπει να συμπεριληφθεί και το γεγονός ότι το σπινάλ σχήμα του κάθε QPSK δακτυλίου δεν επιτρέπει την εφαρμογή των κλασικών μεθόδων αποδιαμόρφωσης και της ανάκτησης της συχνότητας και της φάσης του οπτικού διαμορφωμένου φέροντος για τετραγωνικής μορφής διαγραμμάτων αστερισμού, όπως αυτοί εφαρμόστηκαν στα

προηγούμενα κεφάλαια της παρούσας διδακτορικής διατριβής με τους συμβολομετρικούς IQ διαμορφωτές. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο, η χαρτογράφηση των συμβόλων στα μη ιδανικά διαγράμματα αστερισμού που προέκυψε από το παρόν πείραμα, έπρεπε να τροποποιηθεί. Σε αυτό το σημείο να αναφερθεί ότι σε κανένα στάδιο της DSP αποδιαμόρφωσης και ανάκτησης των δεδομένων στο δέκτη δεν χρησιμοποιήθηκαν αλγόριθμοι ούτε για την αναίρεση του περιορισμένου e/o bandwidth του καναλιού ούτε τεχνικές αναίρεσης της χρωματικής διασποράς που εισάγεται από το δίκτυο μετάδοσης. Με αυτόν τον τρόπο η αλγοριθμική διαδικασία στο δέκτη παρέμεινε όσο το δυνατόν λιγότερο πολύπλοκη. Επιπλέον, να σημειωθεί ότι όλα τα δομικά μπλοκ των αλγοριθμικών διαδικασιών που θα περιγραφούν περιληπτικά και παρακάτω, μπορούν να χρησιμοποιηθούν και στο ετερόδουνο σχήμα σύμφωνης φώρασης του δέκτη με τη διαφορά ότι θα πρέπει να υλοποιηθεί αρχικά ένα επιπλέον στάδιο αποδιαμόρφωσης του σήματος στην ενδιάμεση συχνότητα [Intermediate Frequency (IF)].

6.6.4.1 Επιλογή βέλτιστου σημείου δειγματοληψίας και αντιστάθμιση της φέρουσας συχνότητας

Οι ηλεκτρικές παλμοσειρές των 12-QAM και 16-QAM σημάτων μετά τη σύμφωνη φώρασή τους στον ενδόδουνο σύμφωνο δέκτη, δειγματοληπτήχθηκαν με ασύγχρονο τρόπο με τη βοήθεια ενός παλμογράφου πραγματικού χρόνου σε στο ρυθμό των 50 GS/s για κάθε μία από τις δύο ορθογώνιες συνιστώσες του και αποθηκεύτηκαν στην μνήμη του οργάνου για την περαιτέρω off-line DSP επεξεργασία τους με κώδικα Matlab. Για την επιλογή του κατάλληλου σημείου δειγματοληψίας στην DSP διαδικασία επιλέχθηκαν δύο μέθοδοι οι οποίες κατέληγαν στα ίδια αποτελέσματα. Η πρώτη περιελάμβανε την εύρεση του βέλτιστου σημείου δειγματοληψίας μόνο από το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος αγνοώντας οποιαδήποτε εναλλαγή στη φάση του, και βάσει αυτού το παραγόμενο σήμα είχε αρκετές μεταβάσεις που επέτρεπαν την εφαρμογή του γνωστού square-timing αλγόριθμου [6.48] για την εξαγωγή και του ρολογιού των δεδομένων. Η δεύτερη μέθοδος βασίστηκε στην εφαρμογή του αλγόριθμου της αντιστάθμιση της φέρουσας συχνότητας με τη μετρητική της εντροπίας [Phase Entropy Frequency Offset Compensation (PE-FOE)] [6.49], ο οποίος χρησιμοποιήθηκε τόσο για την επιλογή του βέλτιστου σημείου δειγματοληψίας όσο και της αντιστάθμισης της φέρουσας συχνότητας. Ο αλγόριθμος έτρεχε σε μπλοκ δεδομένων με μέγεθος από 1000-2000 συμβόλων και η εύρεση του καλύτερου σημείου δειγματοληψίας πραγματοποιούνταν με το πέρασμα των συμβόλων ανά πενήνταδες, εφόσον η αρχική δειγματοληψία του οργάνου ήταν 50 GS/s. Για κάθε πενήντα σύμβολα ο PE-FOE αλγόριθμος υπολόγιζε την τιμή της εντροπίας της φάσης συναρτήσει της μετατόπισης της συχνότητας των συμβόλων (frequency offset) και σε όποιο σύμβολο υπολογίζονταν η μεγαλύτερη απόλυτη τιμή της εντροπίας φάση αυτό επιλέγονταν ως το ιδανικότερο σημείο δειγματοληψίας. Επιπλέον, το σημείο όπου παρατηρούνταν αυτό το τοπικό ελάχιστο της εντροπίας φάσης αντιστοιχούσε και στη τιμή του frequency offset το οποίο έπρεπε να αντισταθμιστεί. Να τονιστεί εδώ ότι ο αλγόριθμος PE-FOE χρησιμοποιήθηκε και για τις δύο παραπάνω μεθόδους για την αντιστάθμιση της φέρουσας συχνότητας του σήματος, επειδή είναι αναισθητός στο σχήμα διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθεί και μπορεί να συγκλίνει εύκολα για κάθε μορφή διαγράμματος αστερισμού.

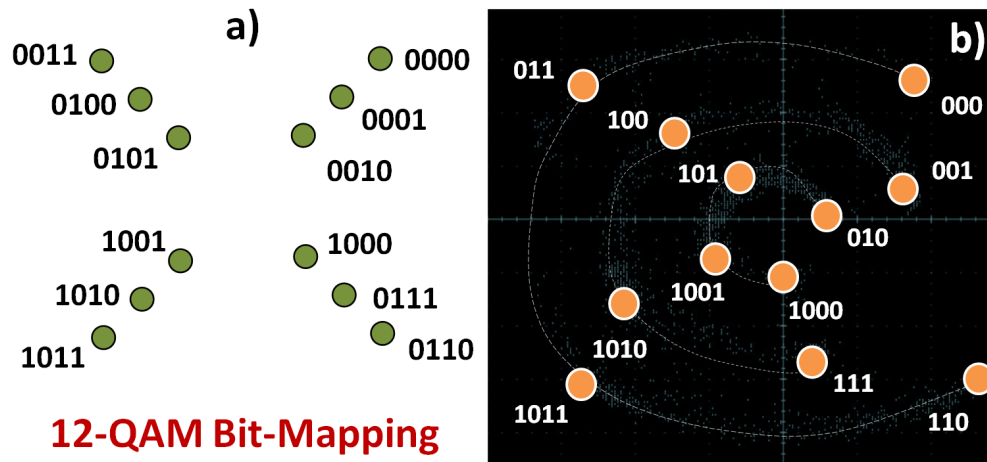
6.6.4.2 Ανάκτηση της φάσης του οπτικού φέροντος

Για την επιλογή των κατάλληλων σημείων που βρίσκονται τα λογικά σύμβολα των 12-QAM και 16-QAM σημάτων στο καρτεσιανό επίπεδο των διαγραμμάτων αστερισμού τους, χρησιμοποιήθηκε ένας 2D τυφλός αλγόριθμος εύρεσης κορυφής. Δεδομένου ότι τα διαγράμματα αστερισμού που προκύπτουν από τη διαμόρφωση σημάτων με τον διαμορφωτή SOA/EAM δεν έχουν το συμβατικό τετράγωνο σχήμα, το

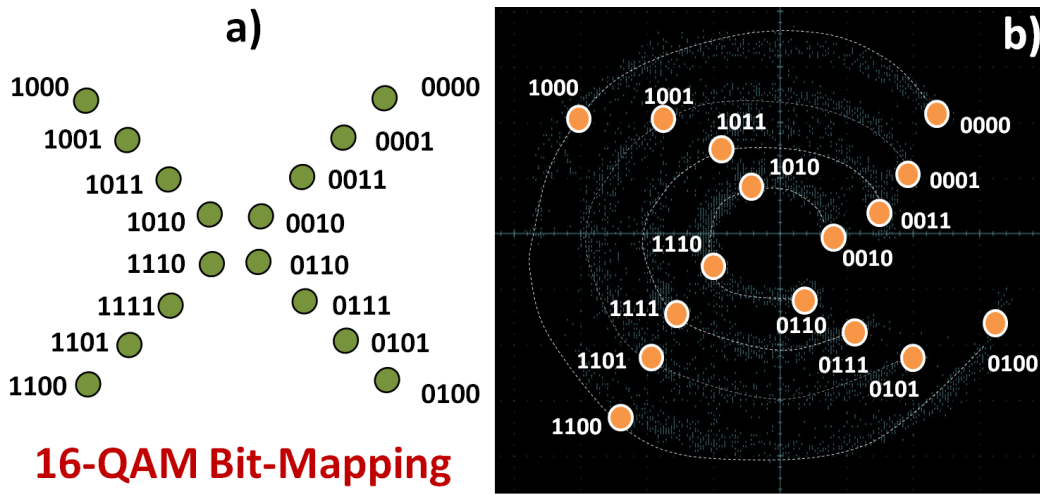
συγκεκριμένο βήμα είναι πολύ σημαντικό εφόσον βάσει αυτού θα γίνει η χαρτογράφηση των συμβόλων στο καρτεσιανό επίπεδο και θα μπορεί να επιτευχθεί η επιτυχής διαμόρφωση των σημάτων. Δεδομένου ότι ο συγκεκριμένος 2D αλγόριθμος εύρεσης κορυφής εφαρμόστηκε μετά την διαδικασία αντιστάθμισης της φέρουσας συχνότητας και πριν την υλοποίηση της ανάκτησης της φάσης του, έπρεπε να τρέχει σε σχετικά μικρά μπλοκ δεδομένων (200-500 σύμβολα) ούτως ώστε να προσδιοριστεί με ακρίβεια η θέση των συμβόλων του στο καρτεσιανό επίπεδο και να αποφευχθούν στιγμιαίες ολισθήσεις τους λόγω του θορύβου φάσης. Μετά την διαδικασία εύρεσης των θέσεων των συμβόλων στα διαγράμματα αστερισμού, τα ληφθέντα σύμβολα χρησιμοποιήθηκαν ως είσοδος σε έναν τροποποιημένο τυφλό αλγόριθμο ανάκτησης φάσης [Blind Phase Search - (BFS)]. Το βασικό σημείο διαφοροποίησής του σε σχέση με τους συμβατικούς αλγόριθμους ανάκτησης φάσης [6.50], ήταν ότι για την εύρεση της ορθής φάσης του ληφθέντος συμβόλου, η σάρωση όλων των δυνατών γωνιών έπρεπε να πραγματοποιηθεί στο σύνολο του μοναδιαίου κύκλου σε εύρος 2π αντί για $\pi/2$. Οι λόγοι τροποποίησης του BFS αλγορίθμου κατά αυτόν τον τρόπο ήταν αφενός για το ότι το διάγραμμα αστερισμού με τη χρήση του SOA/EAM δεν είναι συμμετρικό για κάθε $\pi/2$ τεταρτημόριο στο καρτεσιανό επίπεδο όπως πχ στην περίπτωση του τετραγωνικού QAM (square-QAM) και αφετέρου στην υπό εξέταση περίπτωση η αρχική περιστροφή του QAM διαγράμματος αστερισμού δεν είναι εκ των προτέρων γνωστή.

6.4.4.3 Εντοπισμός συμβόλου και υπολογισμός του BER

Ο εντοπισμός του κάθε συμβόλου στο καρτεσιανό επίπεδο επιτεύχθηκε με τον υπολογισμό της μετρητικής της ελάχιστης ευκλείδειας απόστασης, η οποία ακολουθήθηκε από τη διαδικασίες αποκωδικοποίησης του κάθε bit και τον υπολογισμό του BER. Η αξιολόγηση των 12-QAM και 16-QAM σημάτων υλοποιήθηκε με τον υπολογισμό του BER σε μπλοκ δεδομένων των 2×10^6 πριν και μετά την μετάδοσή τους σε 25 km, βάσει την χαρτογράφησης των συμβόλων που προέκυψαν από την διαδικασία που περιγράφηκε στην παράγραφο 6.4.4.2 (εικόνες 6.24 (a),(b) και 6.25(a),(b)). Αναλυτικότερα, για την 16-QAM περίπτωση χρησιμοποιήθηκε κωδικοποίηση Gray, ενώ για την 12-QAM μία διαφοροποιημένη κωδικοποίηση που οδηγούσε σε καλύτερα αποτελέσματα BER.



Εικόνα 6. 24: (a) Αντιστοίχιση των συμβόλων που χρησιμοποιήθηκαν στη κωδικοποίηση και αποδιαμόρφωση του 12 QAM σήματος, (b) στιγμιότυπο του διαγράμματος αστερισμού 12-QAM από το παλμογράφο πραγματικού χρόνου με μαρκαρισμένη την αντιστοίχιση συμβόλων σε αυτό, παρουσιάζοντας την σπειροειδή τροχιά των ομόκεντρων δακτυλίων QPSK.

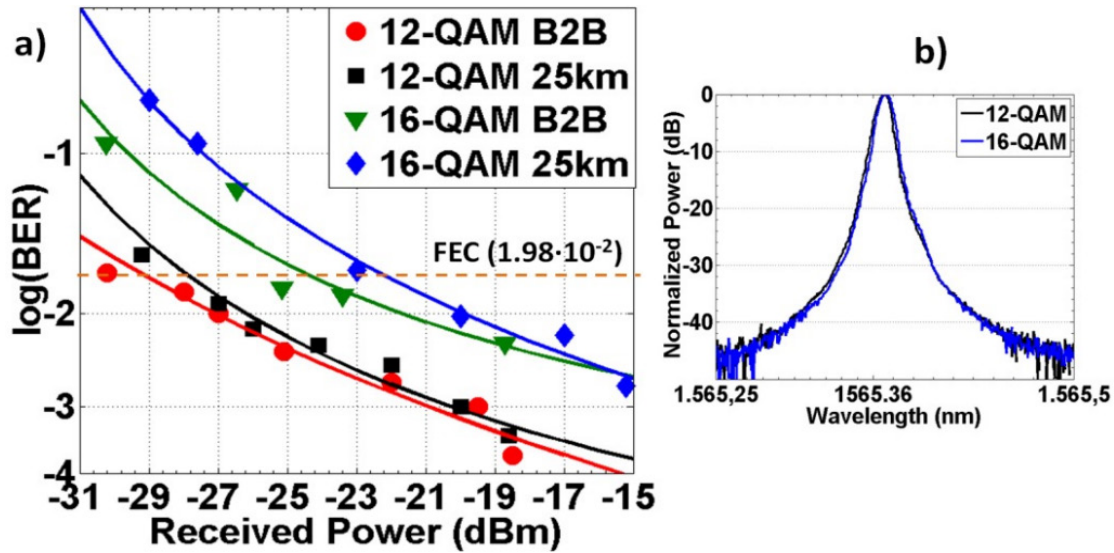


Εικόνα 6. 25: (a) Αντιστοίχιση των συμβόλων που χρησιμοποιήθηκαν στη κωδικοποίηση και αποδιαμόρφωση του 16 QAM σήματος, (b) στιγμιότυπο του διαγράμματος αστερισμού 16-QAM από το παλμογράφο πραγματικού χρόνου με μαρκαρισμένη την αντιστοίχιση συμβόλων σε αυτό, παρουσιάζοντας την σπειροειδή τροχιά των ομόκεντρων δακτυλίων QPSK.

6.6.5 Πειραματικά αποτελέσματα μετάδοσης σε 25 km 12- και 16-QAM καναλιού με οπτικό διαμορφωτή SOA/EAM

Η εικόνα 18 (a) παρουσιάζει τις καμπύλες BER που υπολογίστηκαν για τα διαμορφωμένα κατά 1 Gbaud 12- και 16-QAM οπτικά κανάλια, πριν (B2B) και μετά τη μετάδοσή τους στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης μήκους 25 km. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα που προέκυψαν, για όλες τις περιπτώσεις το επιτεύξιμο BER κυμάνθηκε κάτω από το όριο του FEC 1.98×10^{-2} και συνεπώς η λήψη και η ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη είναι εφικτή χωρίς σφάλματα. Επίσης το 16-QAM σήμα παρουσίασε ποινη λήψης της τάξεων των ~ 3 dB και ~ 5 dB πριν και μετά τη μετάδοσή του σε 25 km σε σχέση με το 12-QAM κανάλι. Δεδομένου ότι ο x άξονας του γραφήματος της εικόνας 6.26 (a) αναπαριστά την οπτική ισχύ που εισέρχεται στους ισοσταθμισμένους φωτοδέκτες, το επιτευχθέν power-budget της συνολικής ζεύξης ήταν ίσο με 31 και 26 dB για το 12 και 16-QAM διαμορφωμένο κανάλι αντίστοιχα. Τα συγκεκριμένα power-budgets αποτελούν ενδιαφέρουσα εξέλιξη σε περίπτωση που ο SOA/EAM διαμορφωτής επιλεγεί για την διαμόρφωση δεδομένων για οπτικά δίκτυα πρόσβασης σε αστικές περιοχές, όπου οι πυκνότητα των τελικών χρηστών είναι αυξημένη και μεγάλες φασματική πυκνότητα ανά κανάλι είναι επιθυμητή. Ιδιαίτερα στην περίπτωση που επιλεγεί το ετερόδυνο σχήμα σύμφωνης φώρασης με τη χρήση μόνο ενός 3 dB συζεύκτη, το power margin της 12-QAM μετάδοσης διαμορφώνεται στα 21.5 dB με FEC, το οποίο αντιστοιχεί σε PON με αναλογία διαχωρισμού παθητικού δέντρου ίση με 1:32 και συνολικής απόστασης μετάδοσης 25 km. Εναλλακτικά, στην περίπτωση που η αρχιτεκτονική του PON δικτύου επιλεγεί να είναι καθαρά WDM με τη χρήση ενός φίλτρου AWG (Arrayed Waveguide Gratings) ως το παθητικό στοιχείο διαμοιρασμού των διαφορετικών μηκών κυμάτων στο δίκτυο μετάδοσης, το συνολικό μήκος του PON μπορεί να αυξηθεί στα 70 km. Στην περίπτωση μετάδοσης του φασματικά αποδοτικότερου σχήματος διαμόρφωσης 16-QAM, το power margin της ζεύξης μετρήθηκε στα 16.5 dB το οποίο θα μπορούσε να αντιστοιχεί σε μια υβριδική αρχιτεκτονική PON τύπου WDM/TDM όπου παθητικά δέντρα διαχωρισμού

1:8 και μετάδοση σε 15 km θα μπορούσαν να επιτευχθούν. Με αυτήν την λογική, μια μεγάλη ομάδα τελικών χρηστών θα μπορούσαν να εξυπηρετηθούν, παρέχοντας τους υψηλότερη φασματική πυκνότητα δεδομένων σε μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης για συγκεκριμένο χρονικό διάστημα.

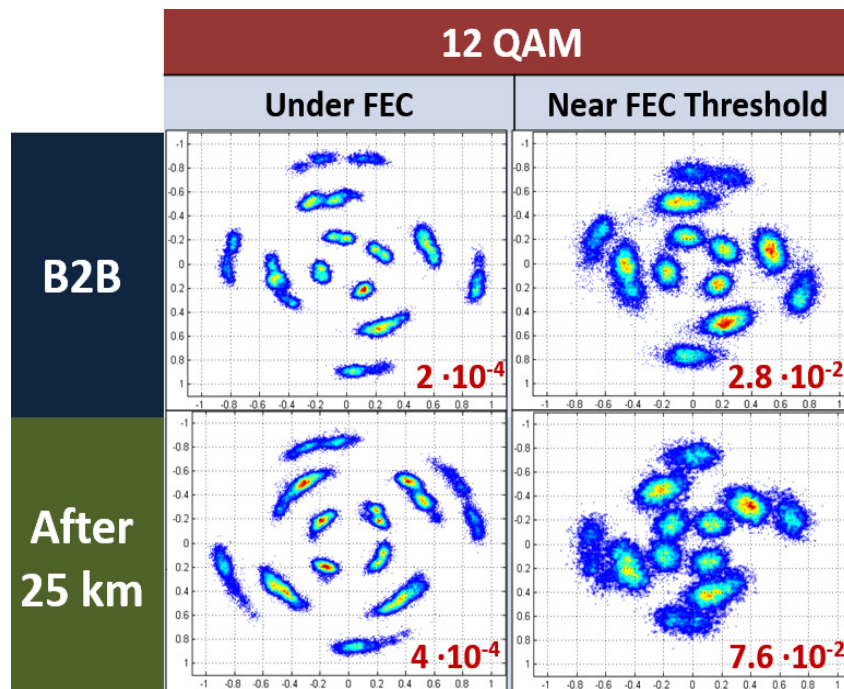


Εικόνα 6. 26: (α) Καμπύλες BER για το 12-QAM και 16-QAM διαμορφωμένα σήματα πριν (B2B) και μετά τη μετάδοσή τους σε 25 km ίνας συναρτήσει της ισχύος εισόδου τους στον σύμφωνο δέκτη, (β) υπέρθεση οπτικών φασμάτων των διαμορφωμένων καναλιών κατά 12- και 16-QAM.

Στις εικόνες 6.27 και 6.28 παρουσιάζονται τα διαγράμματα αστερισμού σε συγκεκριμένα στιγμιότυπα κατά τη λήψη των καμπυλών αρκετά κάτω και κοντά στο όριο FEC του 1.9×10^{-2} για τις B2B μετρήσεις και ύστερα από μετάδοση 25 km τόσο για το 12- όσο και για το 16-QAM διαμορφωμένο κανάλι. Όπως γίνεται εμφανές κάθε ένα από τα ομοκεντρικά QSPK δακτυλίδια είναι ελαφρώς περιστραμμένο σε σχέση με τα υπόλοιπα και όπως αναφέρθηκε και στην ανάλυση της ενότητας 6.4.2 αυτό οφείλεται στη διαφορετική τιμή chirp που εισάγει ο EAM για κάθε ένα σύμβολο του QSPK σήματος από τον SOA. Εξαιτίας αυτού του φαινομένου το τελικό QAM διάγραμμα αστερισμού δεν λαμβάνει μια συμμετρική μορφή τύπου square η star -QAM και συνεπώς η ανάπτυξη εξειδικευμένων αλγορίθμων για την αποδιαμόρφωσή τους στη διάταξη του σύμφωνου δέκτη ήταν απαραίτητη. Η αναβάθμιση του ρυθμού μετάδοσης σε υψηλότερες ταχύτητες με το συγκεκριμένο στοιχείο SOA που χρησιμοποιήθηκε για το πείραμα μετάδοσης δεν ήταν εφικτή, εξαιτίας του περιορισμένου e/o bandwidth του. Οποιαδήποτε απόπειρα αύξησης του ρυθμού διαμόρφωσης πέραν του 1 Gbaud οδηγούσε σε περεταίρω υποβάθμιση του διαμορφωμένου καναλιού, ιδίως στην περίπτωση του 16-QAM. Παρόλα αυτά, δεδομένου ότι η ώριμη τεχνολογία των SOAs έχει επιδείξει e/o bandwidths της τάξεως των 7 GHz και διαμόρφωση δεδομένων στα 10 Gb/s με το σχήμα ASK χωρίς DSP στο δέκτη [6.46], η διαμόρφωση 16-QAM σημάτων με τον προτεινόμενο SOA/EAM διαμορφωτή με ταχύτητες 80 Gb/s και πολυπλεξία ως προς τη πόλωση είναι εφικτές. Επίσης, χρησιμοποιώντας πολυπλοκότερες τεχνικές DSP οι οποίες στοχεύουν στην αναίρεση της υποβάθμισης του περιορισμένου e/o bandwidth σε διαμορφωμένα κανάλια [6.47], θα μπορούσε να οδηγήσει σε ακόμα

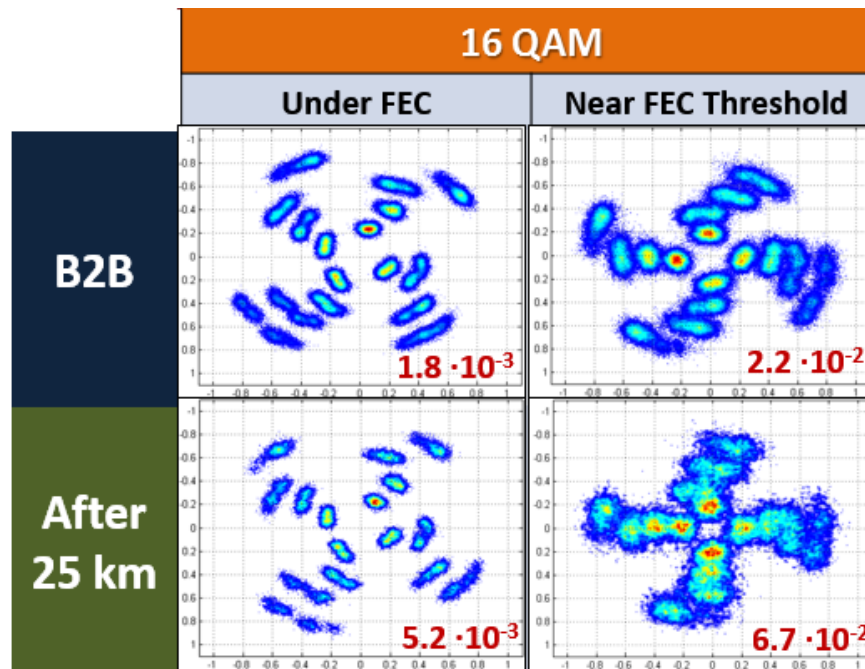
υψηλότερες ταχύτητες των 100 Gb/s ανά οπτικό φέρον επιτυγχάνοντας έτσι την σύγκλιση ανάμεσα στα μητροπολιτικά δίκτυα και στα δίκτυα πρόσβασης.

Όσον αφορά την απόδοση BER και τιμές του power margin που επιτεύχθηκαν στο συγκεκριμένο πείραμα μετάδοσης, πρέπει να ειπωθεί ότι υπάρχει χώρος για πιθανές βελτιώσεις. Η χρήση Digital-to-Analog (DAC) κυκλωμάτων για την δημιουργία των ηλεκτρικών παλμοσειρών με πολλαπλά επίπεδα για την διαμόρφωση τόσο του SOA όσο και του EAM θα οδηγούσε σε ποιοτικότερα οπτικά QAM σήματα. Ο λόγος αυτού εντοπίζεται στο ότι θα μπορούσαν να εξαλειφθούν οι ηλεκτρικές ανακλάσεις που προκύπτουν με τον συνδυασμό δυο ξεχωριστών ηλεκτρικών binary παλμοσειρών άνισου πλάτους με έναν μη ιδανικό 3 dB συζεύκτη, όπως ακριβώς επιχειρήθηκε και στη διάταξη του πομπού του πειράματος μετάδοσης που περιγράφηκε. Επιπροσθέτως, η χρήση ενός κυκλώματος DAC για την μεμονωμένη οδήγηση του SOA και του EAM προσδίδει μεγαλύτερη ευελιξία κατά την σταδιακή διαμόρφωση των οπτικών καναλιών πρώτα στη φάση και έπειτα στο πλάτος τους, εφόσον με την εφαρμογή του κατάλληλου pre-distortion σε κάθε ένα από τα πολλαπλά επίπεδα των ηλεκτρικών ακολουθιών τους θα μπορούσε να εξισορροπήσει τη μη γραμμική συμπεριφορά διαμόρφωσης τόσο του SOA όσο και του EAM. Τέλος, να αναφερθεί ότι δεδομένου ότι η πρόταση για τον SOA/EAM διαμορφωτή είναι



Εικόνα 6. 27: Διαγράμματα αστερισμού για την 12-QAM κανάλι για συγκεκριμένες τιμές BER πριν και μετά τη μετάδοσή του στο 25 km δίκτυο μετάδοσης.

ολοκληρώσιμη σε ένα φωτονικό κύκλωμα διαμορφωτή, ο συγχρονισμός σε επίπεδο bit και για τις δύο ηλεκτρικές ακολουθίες που οδηγούν ξεχωριστά τα τμήματα του SOA και του EAM θα μπορούσε να είναι πιο ακριβής σε αντίθεση με την μεθοδολογία που ακολουθήθηκε στο παρόν πείραμα διαμόρφωσης.



Εικόνα 6. 28: Διαγράμματα αστερισμού για την 16-QAM κανάλι για συγκεκριμένες τιμές BER πριν και μετά τη μετάδοσή του στο 25 km δίκτυο μετάδοσης.

6.7 Σύνοψη Κεφαλαίου 6 & Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο 6 ορίστηκε το βασικό πλαίσιο στο οποίο θα μπορούσαν να ενταχθούν τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στα σύγχρονα και μελλοντικά παθητικά δίκτυα πρόσβασης, στοχεύοντας σε μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα και ρυθμούς μετάδοσης ανά κανάλι με τη χρήση πρωτότυπων μη συμβολομετρικών διατάξεων οπτικών διαμορφωτών με χαμηλό κόστος, και αυξημένη απλότητα στην υλοποίησή τους. Οι διατάξεις που προτάθηκαν στα πλαίσια της διδακτορικής διατριβής αποτελούνταν είτε από μεμονωμένες διατάξεις ενός EAM ή ενός SOA για τη διαμόρφωση καναλιών με το σχήμα 4-PAM, είτε από έναν EAM και έναν SOA σε σειρά για τη διαμόρφωση καναλιών με τα σχήματα QPSK, 8-QAM, 12-QAM και 16-QAM. Η υλοποίησή και η αξιολόγησή τους διενεργήθηκε με πειράματα μετάδοσης είτε σε παραδοσιακές αρχιτεκτονικές PON με άμεση φώραση στο δέκτη, είτε σε διευρυμένες αρχιτεκτονικές WDM με μετάδοση σε >100 km SMF και την εφαρμογή σύμφωνων τεχνικών φώρασης με DSP στο δέκτη.

Αναλυτικότερα, στο κεφάλαιο 6.1 επιχειρήθηκε μία βιβλιογραφική ανασκόπηση των βασικότερων αρχιτεκτονικών PON εστιάζοντας στα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους, ενώ στην ενότητα 6.2 ορίστηκαν τα πλαίσια της διερευνητικής δραστηριότητας που συναντάται στα δίκτυα πρόσβασης PON με την μελέτη των σύγχρονων απαιτήσεων που πρέπει να λαμβάνονται υπόψιν κατά τον σχεδιασμό τους. Βάσει της ανάλυσης που διενεργήθηκε, το κεφάλαιο 6.2 κατέληξε ότι ο προσφορότερος τρόπος για την εξέλιξη των PON είναι η επέκταση πάνω στην αρχιτεκτονική WDM με τη χρήση τεχνικών διαμόρφωσης για τη δημιουργία οπτικών καναλιών με σχήματα ανώτερης τάξης καθώς και η εισαγωγή της σύμφωνης τεχνολογίας (coherent technology) στο δέκτη για την διεύρυνση της χιλιομετρικής απόστασης μετάδοσης του δικτύου σε αποστάσεις μεγαλύτερες των 100 km.

Στην ενότητα 6.3 παρουσιάστηκαν πειραματικά αποτελέσματα αμφίδρομης μετάδοσης σε ένα Loop-Back WDM-PON με επαναχρησιμοποίηση του μήκους κύματος σε 26 km. Τόσο για την άνω όσο και για την κάτω ζεύξη χρησιμοποιήθηκε το σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM, το οποίο προερχόταν για την πρώτη περίπτωση από την άμεση διαμόρφωση ενός SOA ενώ στη δεύτερη από τη διαμόρφωση ενός EAM. Στα πλαίσια της μεγαλύτερης ευελιξίας στην ανάθεση των μηκών κύματος στο δίκτυο καθώς και της καλύτερης αξιοποίησης του διαθέσιμου φάσματος στην ίνα, η αρχιτεκτονική που υλοποιήθηκε βασιζόταν στην τεχνική επαναχρησιμοποίησης του μήκους κύματος του DS για την διαμόρφωση των δεδομένων και της US ζεύξης στο ίδιο μήκος κύματος. Βάσει των πειραματικών αποτελεσμάτων που προέκυψαν, αποδείχθηκε για πρώτη φορά στη βιβλιογραφία η δυνατότητα χρησιμοποίησης της συγκεκριμένης τεχνικής και για σχήματα διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων πλάτους 4-PAM. Οι πομποδέκτες των οπτικών τερματικών μονάδων ONTs που χρησιμοποιήθηκαν τόσο για το OLT (EAM) όσο και για την ONU (SOA) χαρακτηρίζονται από ομοιόμορφη colorless λειτουργία σε όλη την οπτική C-band και επιδεικνύουν αυξημένη απλότητα και λειτουργία χαμηλής ενεργειακής κατανάλωσης, εφόσον για την διαμόρφωση των δεδομένων δεν χρησιμοποιούνται RF ενισχυτές για την οδήγησή τους. Το τελευταίο κρίνεται ιδιαίτερα σημαντικό εφόσον έρχεται σε αντιδιαστολή με τις κλασικές συμβολομετρικές τεχνικές διαμόρφωσης πλάτους που χρησιμοποιούνται έως τώρα, οι οποίες παρουσιάζουν υψηλές απαιτήσεις ως προς το ηλεκτρικό voltage swing των σημάτων που τους οδηγούν. Τα πειραματικά αποτελέσματα της μετάδοσης έδειξαν επιτυχή μετάδοση και λήψη χωρίς σφάλματα και για τις δύο ζεύξης του δικτύου μετάδοσης σε 26 km SMF, καθιστώντας τη συγκεκριμένη τεχνική αρκετά ελκυστική για υλοποιήσεις PON μέχρι 25 km όπου ο αριθμός των οπτικών καναλιών προς ανάθεση είναι περιορισμένος. Στα μειονεκτήματα της συγκεκριμένης τεχνικής συγκαταλέγεται η ανάγκη ύπαρξης ενός επιπλέον τμήματος SMF στο ODN του PON για την αποφυγή του ανεπιθύμητου φαινομένου του Rayleigh Back Scattering που γίνεται εντονότερο στις περιπτώσεις όπου χρησιμοποιηθεί η επαναχρησιμοποίηση του μήκους κύματος του DS για τη διαμόρφωση των δεδομένων και της US ζεύξης. Τέλος, στα μείον της συγκεκριμένης υλοποίησης θα μπορούσε να θεωρηθεί και το γεγονός των μικρών τιμών του συνολικού power-margin του PON, γεγονός που είναι σύνηθες στις αρχιτεκτονικές Loop-Back PONs με επαναχρησιμοποίηση του μήκους κύματος. Λόγω αυτού του φαινομένου, τα συγκεκριμένα δίκτυα είναι δύσκολο να επεκταθούν παραπάνω των 25 km και να εξυπηρετήσουν μεγάλη ομάδα από τελικούς χρήστες.

Η ενότητα 6.4 αποτελεί πρακτικά μία συνέχεια των πειραμάτων που περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα, εφόσον και στα πειραματικά αποτελέσματα που περιγράφονται σε αυτή αφορούν την διαμόρφωση οπτικών καναλιών με το σχήμα 4-PAM στα 20 Gb/s με τη χρήση ενός EAM. Η ειδοποιός διαφορά της συγκεκριμένης υλοποίησης είναι ότι το δίκτυο μετάδοσης επεκτείνεται ακόμα περισσότερο στα 100 km, με την ενσωμάτωση τεχνικών σύμφωνης φώρασης στο δέκτη. Κατ' αυτόν τον τρόπο προτείνεται μια λύση επέκτασης των παραδοσιακών αρχιτεκτονικών WDM PON σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και ιδιαίτερα διευρυμένες αποστάσεις εξυπηρέτησης των χρηστών, εφόσον η τεχνική της σύμφωνης φώρασης προσδίδει στο δέκτη υπερβολικά αυξημένη ευαισθησία σε σχέση με τις παραδοσιακές μεθόδους άμεσης φώρασης, όπως αυτή που χρησιμοποιήθηκε στο δέκτη της ενότητας 6.3. Επιπλέον, με τη χρήση της σύμφωνης φώρασης στο δέκτη, και πιο συγκεκριμένα της ετερόδυνης φώρασης, όχι μόνον επιτυγχάνεται μία απλή δομή του δέκτη στην ONU εφόσον χρησιμοποιείται μόνο ένας διαχωριστής ισχύος 3dB και μία φωτοδίοδος, αλλά δίνεται και η δυνατότητα εφαρμογής αλγοριθμικών τεχνικών DSP για την εξισορρόπηση του καναλιού από το σύνολο των υποβαθμίσεων που εισάγονται στο δίκτυο μετάδοσης, όπως η χρωματική διασπορά και το περιορισμένο e/o bandwidth των πομποδεκτών.

Οι ενότητες 6.5 και 6.6 παρουσιάζουν τα πειραματικά αποτελέσματα αξιολόγησης και μετάδοσης μιας πρωτότυπης μη συμβολομετρικής διάταξης οπτικού διαμορφωτή με ιδιαίτερη ευελιξία, η οποία είναι σε θέση να διαμορφώνει οπτικά κανάλια με μια πληθώρα από σχήματα διαμόρφωσης όπως: ASK, QPSK, ASK+PSK, 8-QAM, 12-QAM και 16-QAM και μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως πομπός τόσο στην ONU

όσο και στο OLT του δικτύου PON. Τα συγκεκριμένα πειράματα εντάσσονται σε ένα ευρύτερο πλαίσιο διερεύνησης για την μετεξέλιξη των παραδοσιακών αρχιτεκτονικών WDM PON σε σύμφωνα UDWDM PONs με τεχνικές σύμφωνης φώρασης στο δέκτη σε συνδυασμό με την εφαρμογή πρωτότυπων αλγορίθμων DSP για την αναίρεση του μεγαλύτερου μέρους της υποβάθμισης που εισάγεται στα διαμορφωμένα κανάλια κατά τη μετάδοσή τους από το δίκτυο. Η διάταξη του οπτικού διαμορφωτή που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζει μικρή πολυπλοκότητα και αποτελείται από έναν SOA και EAM τοποθετημένους στη σειρά, οι οποίοι χρησιμοποιούνται ως ανεξάρτητα στάδια διαμόρφωσης. Βάσει αυτού του σκεπτικού ο SOA λειτουργεί ως ένας διαμορφωτής φάσης, ενώ ο EAM παρέχει τη δυνατότητα διαμόρφωσης του οπτικού φέροντος ως προς την ένταση του πεδίου του. Αναλυτικότερα, στην ενότητα 6.5 αποδεικνύεται για πρώτη φορά στη βιβλιογραφία η δυνατότητα διαμόρφωσης οπτικών καναλιών με αυξημένη φασματική πυκνότητα ανά φέρον έως και 8-QAM, στην περίπτωση που ο EAM προηγηθεί ως στάδιο διαμόρφωσης από αυτό του SOA. Η αξιολόγηση του συγκεκριμένου διαμορφωτή διενεργήθηκε για την B2B περίπτωση με την λήψη καμπύλων BER συναρτηθεί τόσο της οπτικής ισχύος εισόδου στο δέκτη όσο και του OSNR του διαμορφωμένου καναλιού για όλες τις περιπτώσεις των σχημάτων διαμόρφωσης που μπορεί να παρέχει ο διαμορφωτής. Η αξιολόγηση του EAM/SOA διαμορφωτή συνεχίστηκε, παρουσιάζοντας αποτελέσματα μετάδοσης ενός 8-QAM καναλιού στα 3 Gb/s σε συνολική απόσταση μετάδοσης > 100 km, επιτυγχάνοντας power budget της τάξεως των 37.4 dB. Η τιμή αυτή επιβεβαιώνει την καταλληλότητα του συγκεκριμένου οπτικού σχήματος διαμόρφωσης για χρήση στα νέας-γενιάς σύμφωνα δίκτυα PON, εφόσον δίνεται η δυνατότητα να εξυπηρετηθούν μέχρι και 640 χρήστες σε φασματικό WDM πλέγμα των 100 GHz, σε αρχιτεκτονική παθητικού δέντρου διαχωρισμού 1:16/λ με μετάδοση σε 100 km SMF και συνολικό power budget ίσο με 36.6 dB. Εναλλακτικά, για τη περαιτέρω αύξηση τη πυκνότητας των χρηστών θα μπορούσαν να εξυπηρετηθούν 1000 τελικοί χρήστες σε φασματικό WDM πλέγμα 100 GHz/κανάλι, έχοντας παθητικό δέντρο διαχωρισμού 1: 32/λ και συνολικό μήκος 100 km.

Επεκτείνοντας ακόμη περισσότερο τους ρυθμούς μετάδοσης ανά κανάλι σε σύμφωνα WDM PONs, ο συγκεκριμένος διαμορφωτής, τοποθετώντας αυτή τη φορά το στάδιο διαμόρφωσης του SOA πρώτο, χρησιμοποιήθηκε και για την διαμόρφωση και την μετάδοση οπτικών καναλιών σε 25 km με ακόμη μεγαλύτερης τάξης QAM, και πιο συγκεκριμένα 12- και 16- QAM με συνολικό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 3.6 και 4 Gb/s. Όπως και στο πείραμα της ενότητας 6.5 έτσι και σε αυτό ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης του καναλιού περιοριζόταν από το περιορισμένο e/o του SOA που ήταν περίπου 1 GHz. Σύμφωνα με τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν και με τα δύο σχήματα διαμόρφωσης που εξετάστηκαν επιτεύχθηκε BER κάτω από το FEC του 1.98×10^{-2} και συνεπώς δίνεται η δυνατότητα η χωρίς σφάλματα ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη. Βάσει αυτών των αποτελεσμάτων, η χρήση του SOA/EAM ως πολυ- διαμορφωτή ποικίλων σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης κρίνεται εξαιρετικά χρήσιμη στα μελλοντικά σύμφωνα UDWDM-PONs, εφόσον συνδυάζει απλότητα ως προς της υλοποίησή του, μεγάλη ευελιξία ως προς το επιτεύξιμο σχήμα διαμόρφωσης και χαμηλό κόστος. Ιδιαίτερα για τη διαμόρφωση σχημάτων με 12 και 16-QAM, η επιλογή του διαμορφωτή ως πομπού σε τερματικές μονάδες της ONU ή του OLT θα μπορούσε να καλύψει τις αυξημένες ανάγκες σε εύρος ζώνης μια μεγάλης ομάδας τελικών χρηστών για κάποιο χρονικό διάστημα σε μια απόσταση των 25 km.

Αναφορές Κεφαλαίου 6

- [6.1] Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2011-2016. [Online]. Available at: www.cisco.com
- [6.2] <http://www.fsan.org/news/>
- [6.3] K. Y. Cho et al., “103-Gb/s Long-Reach WDM PON Implemented by Using Directly Modulated RSOAs”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 24, no. 3, Feb., 2012.
- [6.4] Qi Guo and An Vu Tran “Demonstration of 40-Gb/s WDM-PON System Using SOA-REAM and Equalization”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 24, no. 11, Jun., 2012.
- [6.5] H. Takesue et al., “Wavelength Channel Data Rewriter Using Semiconductor Optical Saturator/Modulator”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.24, no.6, pp. 2347 - 2354, Jun., 2006.
- [6.6] J.J. Martinez, et al., “Novel WDM-PON Architecture Based on a Spectrally Efficient IM-FSK Scheme Using DMLs and RSOAs”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol.26, no. 3, Feb., 2008.
- [6.7] W. Hung, C. K. Chan, L. K. Chen, and F. Tong, “An optical network unit for WDM access networks with downstream DPSK and upstream remodulated OOK data using injection-locked FP laser,” IEEE Photon. Technol. Letters, vol. 15, no. 10, pp. 1476–1478, Oct. 2003.
- [6.8] C. W. Chow, “Wavelength Remodulation Using DPSK Down-and-Upstream With High Extinction Ratio for 10-Gb/s DWDM-Passive Optical Networks”, IEEE Photon. Tech. Lett., vol. 20, no. 1, Jan, 2008.
- [6.9] J.A. Lazaro et al., “Full-Duplex 20/10 Gb/s WDM-PON with Remodulation of Chirped ASK and Multi-level Quaternary PAM and OFDM”, in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), Los Angeles, California, OTh1F, Mar., 2012.
- [6.10] Jianjun Yu, Ming-Fang Huang, Dayou Qian, Lin Chen, Gee-Kung Chang, “Centralized Lightwave WDM-PON Employing 16-QAM Intensity Modulated OFDM Downstream and OOK Modulated Upstream Signals”, IEEE Phot. Techn. Lett., vol. 20, no. 18, Sep., 2008.
- [6.11] B. Schrenk et al., “All-Optical Carrier Recovery Scheme for Access Networks with Simple ASK Modulation” IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, vol. 3, no.9, pp. 704-712, Sept. 2011.
- [6.12] P. De Heyn, D. Vermeulen, T. Van Vaerenbergh, B. Kuyken, D. Van Thourhout, “Ultra-high Q and finesse all-pass microring resonators on Silicon-on-Insulator using rib waveguides” in Proc. 16th European Conference on Integrated Optics and technical exhibition (ECIO), Barcelona, Spain, p.paper 195, Apr., 2012.
- [6.13] G. Giuliani, P. Cinguino and V. Seano, “Multifunctional Characteristics of 1.5- μ m Two-Section Amplifier-Modulator-Detector SOA”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 8, no. 3, pp. 367 - 369, Mar., 1996.

- [6.14] K. Sato and H. Toba, "Reduction of Mode Partition Noise by Using Semiconductor Optical Amplifiers" IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 7, no. 2, pp. 328-333, Mar./Apr., 2001.
- [6.15] Xing-Zhi Qiu, "Burst-mode Receiver Technology for Short Synchronization" OFC '13 Tutorial, OW3G.4, pp.1-28, Anaheim, CA, 2013.
- [6.16] K.Y. Cho et al., "Long-reach 10-Gb/s RSOA-based WDM PON employing QPSK signal and coherent receiver", OSA Optics Express, vol. 20, no. 14, pp.15353-15358, Jun., 2012.
- [6.17] Jui-Pin Wu, Hung-Jung Yan, Tsu-Hsiu Wu and Yi-Jen Chiu, "Velocity-Matching Enhancement in Cascaded Integration of EAMs and SOAs Using Bypass High Impedance Transmission Lines", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, no. 17, pp. 1186 - 1188, Sept., 2011.
- [6.18] Hyun-Soo Kim et al., "Improvement of modulation bandwidth in multisection RSOA for colorless WDM-PON", OSA Optics Express, vol. 17, no. 19, pp. 16372-16378, 2009.
- [6.19] Guilhem de Valicourt et al., "Chirp Reduction in Directly Modulated Multi-Electrode RSOA Devices in Passive Optical Networks", IEEE Photonics Technol. Letters, vol. 22, no. 19, pp. 1425 -1427, Oct., 2010.
- [6.20] J. Verbrugge et al., "Quaternary TDM-PAM as Upgrade Path of Access PON Beyond 10Gb/s", OSA Optics Express, vol. 20, no. 26 , pp. B15-B20, Nov., 2012.
- [6.21] B. Schrenk et al., "Direct 10-Gb/s Modulation of a Single-Section RSOA in PONs With High Optical Budget", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 6, Mar., 2010.
- [6.22] K. Y. Cho, B. S. Choi, Y. Takushima, and Y. C. Chung, "25.78-Gb/s Operation of RSOA for Next-Generation Optical Access Networks", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 23, no. 8, pp. 495 - 497, Apr., 2011.
- [6.23] K. Szczerba et al., "4-PAM for High-Speed Short-Range Optical Communications", IEEE J. Opt. Com. Netw., vol. 4, pp. 885-894, 2012.
- [6.24] N. Argyris, I. Lazarou, S. Dris, P. Bakopoulos, C. Spatharakis, D. Kalavrouziotis, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos, "Low Cost 4-PAM Heterodyne Digital Receiver for Long Reach Passive Optical Networks", in Proc. Advanced Photonics Conference, Boston, USA (2015).
- [6.25] Ovum White Paper "TWDM PON Is on the Horizon, Facilitating fast FTTx network monetization", available at: http://info.ovum.com/uploads/files/TWDM_PON_white_paper.pdf
- [6.26] H. Zhang, H. Fu, J. Man, W. Chen, X. Song, and L. Zeng "30km downstream transmission using 4x25Gb/s 4-PAM modulation with commercial 10Gbps TOSA and ROSA for 100Gb/s-PON," in Proc. OFC 14, M2I.3, San Francisco, CA, Mar., 2014.
- [6.27] R. Hu, Rong Hu, Q. Yang, M. Luo, Xi Xiao, Xiao Xiao, H. Li, W. Shieh "A cost-effective 2.5 Gb/s/λ; Bi-directional coherent UDWDM-PON with computationally efficient DSP," in Proc. ECOC 14, Th.2.6.4, Cannes, France, 2014.

- [6.28] P. Bakopoulos, S. Dris, B. Schrenk, I. Lazarou and Hercules Avramopoulos “*Bandpass sampling in heterodyne receivers for coherent optical access networks*,” OSA Optics Express, vol. 20, pp. 29404-29412, 2012.
- [6.29] N. Yoshimoto, J. Kani, K. Sang-Yuep, N. Iiyama, J. Terada, “*DSP-based optical access approaches for enhancing NG-PON2 systems*”, IEEE Communications Magazine, vol. 51, pp. 58–64, 2013.
- [6.30] S. Dris, P. Bakopoulos, I. Lazarou, B. Schrenk, H. Avramopoulos, “*Low-complexity DSP using undersampling for heterodyne receivers in coherent passive optical access networks*”, in Proc. ECOC 12, We.3.A.4, Amsterdam, 2012.
- [6.31] Luo Y., Zhou X., Effenberger F., Yan X., Peng G., Qian Y., Ma Y., “*Time- and Wavelength-Division Multiplexed Passive Optical Network (TWDM-PON) for Next-Generation PON Stage 2 (NG-PON2)*,” IEEE Journal of Lightwave Technology 31 (4), 587-593 (2013).
- [6.32] Smolorz S., Gottwald E., Rohde H., Smith D., Poustie A., “*Demonstration of A Coherent UDWDM-PON with Real-Time Processing*,” in Proc. OFC 11, PDPD4 , 2011.
- [6.33] Kitayama K., Yoshida Y., Maruta A., “*Green, elastic coherent IFDMA-PON for next-generation access network*,” in Proc. ICTON 12, TuB3.1, 2012.
- [6.34] Schrenk B., Dris S., Bakopoulos P., Lazarou I., Voigt K., Zimmermann L., Avramopoulos H., “*Flexible quadrature amplitude modulation with semiconductor optical amplifier and electroabsorption modulator*,” OSA Optics Letters, vol. 37, pp. 3222-3224, 2012.
- [6.35] Kang I. et al., “*A hybrid electroabsorption modulator device for generation of high spectral-efficiency optical modulation formats*,” OSA Optics Express, vol. 16, pp. 8480-8586, 2008.
- [6.36] Deniel Q., Saliou F., Chanclou P., Erasme D., “*Self-Seeded RSOA based WDM-PON Transmission Capacities*,” in Proc. OFC, OW4D.3, 2013.
- [6.37] Cho K. Y., Takushima Y., Chung Y.C. , “*Demonstration of 11 -Gb/s, 20-km Reach WDM PON using Directly Modulated RSOA with 4-ary PAM Signal*,” in Proc. OFC 10 , OWG.1, 2010.
- [6.38] Lazarou I., Dris, S., Bakopoulos P., Schrenk B., Avramopoulos H., “*Full-Duplex 4-PAM Transmission for Capacity Upgrade in Loop-Back PONs*,” IEEE Photonics Technology Letters, vol. 25, pp. 1125 – 1128, 2013.
- [6.39] Jung S.P, Takushima Y., and Chung Y.C., “*Transmission of 1.25-Gb/s PSK signal generated by using RSOA in 110-km coherent WDM PON*,” OSA Optics Express, vol. 18, pp. 14871-14877, 2010.
- [6.40] Cho K. Y., Hong U. H., Agata A., Sano T., Horiuchi Y., Tanaka H., Suzuki M., Chung Y. C., “*10-Gb/s, 80-km reach RSOA-based WDM PON employing QPSK signal and self-homodyne receiver*,” in Proc. OFC’ 12, OW1B1, 2012.
- [6.41] Wu J. P., Ding W. Z., Chiu Y. J., “*Low-Pattern-Dependence Prechirp Optical Modulation by Using Saturation Behaviors of SOA-Integrated EAM*,” IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 31, pp. 3651 – 3657, 2013.

- [6.42] Watanabe T., Sakaida N., Yasaka H., Koga M., "Chirp Control of an Optical Signal Using Phase Modulation in a Semiconductor Optical Amplifier," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 10, pp. 1027 – 1029, 1998.
- [6.43] Gliese U., Nielsen T.N., Mikkelsen B., Stubkjaer K. E., "Efficient Optical Phase Modulation Using a Semiconductor Optical Amplifier," in Proc. LEOS, WB.2, pp. 14-15, 1991.
- [6.44] Occhi L., Schares L., Guekos G., "Phase Modeling Based on the α -Factor in Bulk Semiconductor Optical Amplifiers," IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 19, pp. 788 – 797, 2003.
- [6.45] Cheng N., Cartledge J.C., "Effect of the Power of the CW Input Signal to an Electroabsorption Modulator on System Performance," in Proc. LEOS, MJ4, pp. 80-81, 1999.
- [6.46] Schrenk B., De Valicourt G., Omella M., Lazaro J. A, Brenot R., Prat J., "Direct 10 Gb/s Modulation of a Single-Section RSOA in PONs with High Optical Budget," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, pp. 392-394, 2010.
- [6.47] Cho K. Y., Choi B. S., Takushima Y., Chung Y.C., "25.78-Gb/s Operation of RSOA for Next-Generation Optical Access Networks," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 23, pp. 495 – 497, 2011.
- [6.48] Oerder M., Meyr H., "Digital filter and square timing recovery," IEEE Transactions on Communications 36, pp. 605-612, 1988.
- [6.49] Dris S., Lazarou I., Bakopoulos P., Avramopoulos H., "Phase entropy-based Frequency Offset Estimation for coherent optical QAM systems," in Proc. OFC, OTu2G, 2012.
- [6.50] Pfau T., Hoffmann S., Noe R., "Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept with Feedforward Carrier Recovery for M-QAM Constellations," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 27 pp. 989 – 999, 2009.
- [6.51] Fiber to the x - topologies, available at: http://en.wikipedia.org/wiki/Fiber_to_the_x
- [6.52] T. Koonen, "Fiber to the Home/Fiber to the Premises: What, Where and When?," Proceedings of the IEEE, vol. 94, no. 5, pp. 911 -934, May 2006.
- [6.53] J. Zheng and H. Mouftah, "Media access control for Ethernet passive optical networks: an overview," IEEE Comm. Magazine, vol. 43, no. 2, pp. 145-150, February 2005.
- [6.54] P. Shumate, "Fiber-to-the-Home: 1977-2007," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 26, no. 9, pp. 1093-1103, May 2008.
- [6.55] H.-H. Lee, S.-H. Cho, J.-H. Lee, E.-S. Jung, J.-H. Yu, B.-W. Kim, S.-S. Lee, S.-H. Lee, J.-S. Koh, B.-H. Sung, S.-J. Kang, J.-h. Kim and K.-T. Jeong, "First commercial service of a colorless Gigabit WDM/TDM hybrid PON system," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), PDPD9, 2009.
- [6.56] B. Huiszoon, J. Hernandez, H. Waardt, G. Khoe, J. Aracil and A. Koonen, "Performance evaluation of an optical transparent access tier based on PON and spectral codes," IEEE Journal on Selected Topics on Communications, vol. 27, no. 2, pp. 143-155, 2009.

- [6.57] J. Salehi, "Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles," IEEE Transactions on Communication, vol. 37, no. 8, pp. 824-833, 1989.
- [6.58] N. Cvijetic, "OFDM for Next-Generation Optical Access Networks," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 30, no. 4, pp. 384-398, 2012.
- [6.59] N. Cvijetic, M.-F. Huang, E. Ip, Y. Shao, Y.-K. Huang, M. Cvijetic and T. Wang, "1.92Tb/s coherent DWDM-OFDMA-PON with no high-speed ONU-side electronics over 100 km SSMF and 1:64 passive split," Optics Express, vol. 19, no. 24, pp. 24540 -24545, 2011.
- [6.60] P. Urban, B. Huiszoon, R. Roy, M. de Laat, F. Huijskens, E. Klein, G. Khoe, A. Koonen and H. de Waardt, "High-Bit-Rate Dynamically Reconfigurable WDM-TDM Access Network," IEEE Journal of Optical Communications And Networks., vol. 1, no. 2, pp. A143-A159, 2009.
- [6.61] N.-C. Tran, E. Tangdiongga, C. Okonkwo, H.-D. Jung and T. Koonen, "Flexibility Level Adjustment in Reconfigurable WDM-TDM Optical Access Networks," IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 30, no. 15, pp. 2542-2550, 2012.
- [6.62] Cisco Visual Networking Index, "Hyper connectivity and the Approaching Zettabyte Era," 2010.
- [6.63] [51] M. Armbrust, A. Fox, R. Griffith, A. D. Joseph, R. Katz, A. Konwinski, G. Lee, D. Patterson, A. Rabkin, I. Stoica and M. Zaharia, "A view of cloud computing," ACM Communications, vol. 53, no. 4, pp. 50-58, 2010.
- [6.64] Google, [Online]. Available at: <https://www.google.com/chromebook/>
- [6.65] R. W. Heron, T. Pfeiffer, D. T. van Veen, V. Smith and S. S. Patel, "Technology innovations and architecture solutions for the next generation optical access network," Bell Syst. Tech. Journal, vol. 13, no. 1, pp. 163-181, 2008.
- [6.66] Analysys Mason, report for Ofcom "Fibre capacity limitations in access networks," 2010
- [6.67] 40-Gigabit-capable passive optical networks (NG-PON2): General requirements, available at: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.989.1/> and 40-Gigabit-capable passive optical networks 2 (NG-PON2): Physical media dependent (PMD) layer specification available at: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.989.2/>
- [6.68] D. Breuer, F. Geilhardt, R. Isermann, M. Kind, C. Lange, T. Monath and E. Weis, "Opportunities for next-generation optical access," IEEE Communications Magazine, vol. 49, no. 2, pp. 16-24, 2011.
- [6.69] K. Cho, B. Choi, Y. Takushima and Y. Chung, "25.78-Gb/s Operation of RSOA for Next-Generation Optical Access Networks," IEEE Photon. Technol. Lett., pp. 495-497, April 2011.
- [6.70] D. van Veen, V. E. Houtsma, P. Winzer and p. Vetter, "26-Gbps PON Transmission over 40-km using Duobinary Detection with a Low Cost 7-GHz APD-Based Receiver," in Proc. European Conference on Optical Communication (ECOC), 2012.
- [6.71] P. Iannone, K. Reichmann, C. Brinton, J. Nakagawa, T. Cusick, E. Kimber, C. Doerr, L. Buhl, M. Cappuzzo, E. Chen, L. Gomez, J. Johnson, A. Kanan, J. Lentz, Y. Chang, B. Palsdottir, T. Tokle and L.

Spiekman, "Bi-directionally amplified extended reach 40Gb/s CWDM-TDM PON with burst-mode upstream transmission," in Proc. Optical Fiber Communication Conference (OFC), PDPD6,2011.

[6.72] C.-H. Yeh, C.-W. Chow, C.-H. Wang, Y.-F. Wu, F.-Y. Shih and S. Chi, "Using OOK Modulation for Symmetric 40-Gb/s Long-Reach Time-Sharing Passive Optical Networks," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 9, pp. 619-621, 2010.

[6.73] P. Urban, E. Pluk, M. de Laat, F. Huijskens, G. Khoe, A. Koonen and H. de Waardt, "1.25-Gb/s Transmission Over an Access Network Link With Tunable OADM and a Reflective SOA," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 21, no. 6, pp. 380-382, 2009.

[6.74] S.-B. Park, D. Jung, D. Shin, H. Shin, I. Yun, J. Lee, Y. Oh and Y. Oh, "Demonstration of WDM-PON with 50 GHz channel spacing employing spectrum-sliced reflective semiconductor optical amplifiers," Electronics Letters, vol. 42, no. 20, pp. 1172-1173, 2006.

[6.75] K. Y. Cho, U. H. Hong, Y. Takushima, A. Agata, T. Sano, M. Suzuki and Y. Chung, "103-Gb/s Long-Reach WDM PON Implemented by Using Directly Modulated RSOAs," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 24, no. 3, pp. 209-211, 2012.

[6.76] D. Lavery, E. Torrenco and S. Savory, "Bidirectional 10 Gbit/s long reach WDM-PON using digital coherent receivers," in Optical Fiber Communication Conference (OFC), OTuB4, 2011.

[6.77] S. Smolorz, H. Rohde, E. Gottwald and D. Smith, "Demonstration of a Coherent UDWDM-PON with Real-Time Processing," in Optical Fiber Communication Conference (OFC), PDPD4, 2011.

[6.78] B. Schrenk et al. "Demonstration of a Remotely Dual-Pumped Long-Reach PON for Flexible Deployment", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 30, pp. 953 – 961, 2012.

[6.79] N. Cvijetic, Q. Dayou, Hu. Junqiang, W. Ting "Orthogonal frequency division multiple access PON (OFDMA-PON) for colorless upstream transmission beyond 10 Gb/s", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.28, pp. 781 – 790, 2010.

[6.80] P. Evans, et al., "Multi-channel coherent PM-QPSK InP transmitter photonic integrated circuit (PIC) operating at 112 Gb/s per wavelength", in Proc. OFC 11, PDPC7, 2011

[6.81] H. Yamazaki et al., "64QAM modulator with a hybrid configuration of silica PLCs and LiNbO3 phase modulators for 100-Gb/s applications", in Proc. ECOC'09, Mo.2.2.1, 2009

[6.83] K. Prosyk et al., "Tunable InP-based optical IQ modulator for 160 Gb/s", in Proc. ECOC'11, Th.13.A.5, 2011.

[6.84] S.P. Jung, Y. Takushima, Y.C Chung, "Transmission of 1.25-Gb/s PSK signal generated by using RSOA in 110-km coherent WDM PON" OSA Optics Express, vol. 18, pp. 14871- 14877, 2010.

[6.85] B. Schrenk, G. De Valicourt, M. Omella, J.A Lazaro, R. Brenot, J. Prat, "Direct 10-Gb/s Modulation of a Single-Section RSOA in PONs With High Optical Budget", IEEE Photonics Technology Letters, vol. 22, no. 6, Mar., 2010

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

Σύνοψη Διατριβής και Προτάσεις για Περαιτέρω Έρευνα

7.1 Εισαγωγή

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή μελετήθηκαν και αναπτύχθηκαν οπτο-ηλεκτρονικά κυκλώματα πομποδεκτών για την διαμόρφωση και τη λήψη οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης. Τα συγκεκριμένα κυκλώματα αποσκοπούν στην αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας και του συνολικού ρυθμού μετάδοσης των διαμορφωμένων καναλιών είτε στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού είτε στα οπτικά δίκτυα πρόσβασης νέας γενιάς, κωδικοποιώντας περισσότερη πυκνότητα πληροφορίας σε ένα προκαθορισμένο φασματικό περιεχόμενο ενός διαμορφωμένου οπτικού φέροντος. Προς αυτήν την κατεύθυνση για τα οπτικά δίκτυα κορμού και στο κύκλωμα του πομπού μελετήθηκαν και υλοποιήθηκαν διαφορετικές παραλλαγές οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων συμβολομετρικού τύπου, βασιζόμενα στην δομή του διαμορφωτή ορθογωνιότητας Mach – Zehnder (IQ-MZM) και εξετάστηκαν πειραματικά η διαμόρφωση οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης QPSK και 16-QAM με ή και χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωσή (Dual polarization). Η αξιολόγηση των συγκεκριμένων κυκλωμάτων και των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης πραγματοποιήθηκε εργαστηριακά με πειράματα μετάδοσης και για τη λήψη τους χρησιμοποιήθηκε η πρότυπη δομή ενός σύμφωνου ψηφιακού δέκτη διαφοροποίησης φάσης με διαχωρισμό των πολωτικών συνιστωσών (polarization diversity) του διαμορφωμένου σήματος. Επιπλέον, για την αύξηση της χωρητικότητας και της φασματικής αποδοτικότητας στα νέας γενιάς οπτικά παθητικά δίκτυα πρόσβασης, η διδακτορική διατριβή εστίασε στη διερεύνηση και την ανάπτυξη μη συμβολομετρικών οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων διαμορφωτών για την παραγωγή οπτικών καναλιών με σχήματα ανώτερης τάξης όπως 4-PAM, 8-, 12- και 16-QAM με ή χωρίς τεχνικές σύμφωνης φώρασης στο δέκτη. Οι πομποδέκτες που περιγράφηκαν και υλοποιήθηκαν εργαστηριακά αποσκοπούν αφενός στην απλοποίηση της πολυπλοκότητας και την ελαχιστοποίηση του κόστους στα οπτικά τερματικά των δικτύων πρόσβασης (ONTs) και αφετέρου στην επίτευξη υψηλών ταχυτήτων μετάδοσης για μεγαλύτερο αριθμό από τελικούς χρήστες στα παθητικά δίκτυα πρόσβασης PON. Ως εκ τούτου, η παρούσα διδακτορική διατριβή οργανώθηκε σε δύο αλληλένδετους θεματικούς άξονες, με κύριο πλαίσιο αναφοράς τη μελέτη και τη διερεύνηση της τεχνολογίας των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης για την οπτική μετάδοση της πληροφορίας.

7.2 Τεχνολογία Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης στα Σύγχρονα Οπτικά Δίκτυα Κορμού

Ο πρώτος βασικός άξονας της διατριβής εστιάζει στη χρήση των οπτικών σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού, όπου οι απαιτήσεις των χρησιμοποιούμενων πομποδεκτών για την επίτευξη υπερυψηλών ταχυτήτων ανά οπτικό φέρον με αξιοπιστία και σταθερότητα ως προς τη μετάδοση είναι αυξημένες. Όταν γίνεται αναφορά στον όρο δίκτυα κορμού εννοείται ότι η απόσταση μετάδοσης της μεταδιδόμενης πληροφορίας είναι μεγαλύτερη των 1000 km και σύμφωνα με τα πρόσφατα καθορισμένα πρότυπα για τα δίκτυα αυτά, η μετάδοση της πληροφορίας επιτελείται με το σχήμα διαμόρφωσης DP-QPSK σε ρυθμούς μετάδοσης 112 (28 Gbaud) ή 128 (32 Gbaud) Gb/s, ανάλογα με την κωδικοποίηση FEC που θα χρησιμοποιηθεί στους δέκτες για τη διόρθωση των εσφαλμένων bits. Προς αυτή την κατεύθυνση, όλα τα πειράματα που παρουσιάζονται στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής, τόσο με προσομοιώσεις όσο και με εργαστηριακές μετρήσεις, και αφορούν τη μετάδοση της πληροφορίας με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στα σύγχρονα δίκτυα κορμού, βασίζονται στη πρότυπη δομή οπτο-ηλεκτρονικού κυκλώματος ενός συμβολομετρικού

διαμορφωτή ορθογωνιότητας (Quadrature MZM ή απλά IQ διαμορφωτής) με ή χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση. Αντίστοιχα, η βασική δομή κυκλώματος που χρησιμοποιήθηκε και αναπτύχθηκε στα πλαίσια της διατριβής είναι ο ψηφιακός σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης φάσης (Phase Diversity Coherent Receiver) με ή χωρίς διαχωρισμό των πολωτικών συνιστωσών του διαμορφωμένου σήματος. Σύμφωνα με τη τελευταία προτυποποίηση του OIF [7.1] για τους σύμφωνους ψηφιακούς δέκτες, η βασική δομή στη οποία στηρίζονται είναι δύο οπτικά υβρίδια 90° , μια δομή διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του ληφθέντος σήματος, δύο ζεύγη από ισοσταθμισμένους φωτοδιόδους με ενσωματωμένους RF ενισχυτές για την ενίσχυση του παραγόμενου ηλεκτρικού σήματος για κάθε υβρίδιο 90° και μίας πηγής laser ως τοπικό ταλαντωτή (LO) στην ίδια συχνότητα με το ληφθέν σήμα για την επίτευξη της ενδόδυνης (intradyne) σύμφωνης φώρασης στο δέκτη. Η διαδικασία της ανάκτησης των δεδομένων συνεχίζεται στο ηλεκτρικό πεδίο με τη χρήση μια σειράς από ψηφιακούς αλγορίθμους επεξεργασίας σήματος (DSP), οι οποίοι περιλαμβάνουν την αποπολυπλεξία των πολώσεων, την ανάκτηση του ρολογιού των δεδομένων, την ανάκτηση της φάσης του οπτικού φέροντος και την τελική εξαγωγή της πληροφορίας. Παρόλο που σε αρκετά σημεία της διδακτορικής διατριβής αναφέρεται η μεθοδολογία των αλγορίθμων που υλοποιήθηκαν για την αποδιαμόρφωση των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, τόσο στις προσομοιώσεις του κεφαλαίου 3 όσο και στα εργαστηριακά πειράματα των υπόλοιπων κεφαλαίων, εντούτοις δεν αποτελούν αντικείμενο διερεύνησης της παρούσας διατριβής και η ανάλυσή τους κρίθηκε σκόπιμο να περιγραφεί περαιτέρω.

Βάσει αυτού του σκεπτικού στο κεφάλαιο 2, περιγράφηκαν αναλυτικά οι βασικές αρχές που διέπουν την οπτική διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος και δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση στην ανάλυση των σχεδιαγραμμάτων αστερισμού που είναι απαραίτητα ως απεικονιστικό εργαλείο για την αποτύπωση της ποιότητας της διαμορφωμένης πληροφορίας με στο μιγαδικό επίπεδο. Εν συνεχεία, παρουσιάστηκε το γενικό μοντέλο που διέπει τον συμβολομετρικό διαμορφωτή τύπου MZM και η μεθοδολογία που χρειάζεται να ακολουθηθεί ούτως ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε ως δυαδικός διαμορφωτής της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου είτε ως δυαδικός διαμορφωτής φάσης. Έχοντας ως θεωρητικό υπόβαθρο τη βασική αρχή λειτουργίας του απλού συμβολομετρικού διαμορφωτή MZM, παρουσιάστηκε ο διαμορφωτής ορθογωνιότητας (IQ MZM), ο οποίος αποτελείται από δύο απλούς ενθυλακωμένους MZM σε μία συμβολομετρική διάταξη ενός Mach Zehnder. Σύμφωνα με την περιγραφή της λειτουργίας του που περιγράφηκε, εξάχθηκε το συμπέρασμα ότι με τη συγκεκριμένη δομή διαμόρφωσης μπορούν να επιτευχθούν οποιαδήποτε σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης τετραγωνικού αστερισμού από το λιγότερο σύνθετο QPSK έως οποιοδήποτε M τάξης QAM σχήμα. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο, ο συγκεκριμένος διαμορφωτής έχει επιλεγεί ως η προσφορότερη και την αποδοτικότερη λύση για τη διαμόρφωση σημάτων με μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης και αυξημένη φασματική αποδοτικότητα στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα κορμού μεγάλης απόστασης, όπου η αυξημένη σταθερότητα και απόδοση είναι βασική προϋπόθεση για την επίτευξη επιτυχούς μετάδοσης.

Τέλος, το κεφάλαιο 2 ανέλυσε τη βασική τεχνική της σύμφωνης φώρασης που χρησιμοποιείται καθολικά για την επίτευξη επιτυχούς αποδιαμόρφωσης οπτικών καναλιών, τόσο στη φάση ή/και στην ένταση του πεδίου τους, έχοντας οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης. Το βασικό μοντέλο της δομής του σύμφωνου δέκτη που εξετάστηκε, όπως αναφέρθηκε και στην παραπάνω παράγραφο, ήταν ο σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης της φάσης και διαχωρισμού των πολωτικών συνιστωσών του διαμορφωμένου σήματος, ο οποίος βασίζεται στην οπτική διάταξη ενός οπτικού υβριδίου 90° σε συνδυασμό με μια πηγή ενός LO. Επιπλέον, αναφέρθηκε ότι για την εξάλειψη της απαίτησης βάση της οποίας η πολωτική κατάσταση του LO πρέπει να είναι ίδια με αυτήν του ληφθέντος σήματος, η διάταξη του σύμφωνου δέκτη πρέπει να εξοπλιστεί από ένα επιπλέον οπτικό υβρίδιο 90° και έναν διαχωριστή πολώσεων για τη λήψη της κάθε πολωτικής συνιστώσας του σήματος ξεχωριστά. Αυτόματα αυτή η απαίτηση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας του καναλιού μετάδοσης, εφόσον δίνεται η δυνατότητα η πολυπλεξία του κάθε μεταδιδόμενου καναλιού ως προς τη πόλωση, με κάθε

κάθετη πολωτική συνιστώσα να μεταφέρει ξεχωριστή πληροφορία στο δέκτη. Συνεπώς λοιπόν, σύμφωνα με τη ανάλυση που προέκυψε από το κεφάλαιο 2, βασίζονται και όλα τα πειράματα των κεφαλαίων 3-5 όπου θεωρείται ότι η αποδοτικότητα του καναλιού μπορεί να αυξηθεί με την δημιουργία DP (Dual Polarization) σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης.

Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα προσομοίωσης που υλοποιήθηκαν με τη πλατφόρμα προσομοίωσης VPI Transmission Maker και αφορούσαν τη μοντελοποίηση μιας απλουστευμένης δομής ενός πρότυπου Brownfield οπτικού δικτύου σε φασματικό πλέγμα των 50 GHz με αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς με DCF στους περιοδικούς κόμβους ενίσχυσής του. Τα μοντέλα των πομποδεκτών που υλοποιήθηκαν ήταν ρεαλιστικά και βασίστηκαν σε πραγματικές τιμές των τεχνικών προδιαγραφών εμπορικά διαθέσιμων οπτο-ηλεκτρονικών πομποδεκτών. Τα σχήματα διαμόρφωσης που προσομοιώθηκαν περιλάμβαναν αρχικά τη διαμόρφωση και τη μετάδοση QSPK καναλιών με ή χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση (DP-QPSK) σε ρυθμούς διαμόρφωσης 28 Gbaud και συνολικό ρυθμό μετάδοσης 56 Gb/s (άνευ πολυπλεξίας πόλωσης) και 112 Gb/s (με πολυπλεξία ως προς τη πόλωση). Επιπλέον, για το συγκεκριμένο σχήμα διαμόρφωσης επιλέχθηκε τόσο η παραδοσιακή τεχνική άμεσης φώρασης με τη χρήση ενός συμβολομετρικού δέκτη που μετέτρεπε τη διαφορά φάσης σε διαφορά πλάτους, όσο και η τεχνική άμεσης ενδόδυνης (intradyne) φώρασης με χρήση DSP στο δέκτη. Τα αποτελέσματα έδειξαν ότι στη πρώτη περίπτωση το διαμορφωμένο κανάλι μπορεί να μεταδοθεί χωρίς σφάλματα στο δέκτη με τη χρήση FEC σε 1095.6 km, ενώ στη δεύτερη περίπτωση έως και 1306 km, επαληθεύοντας την ανωτερότητα της ευαισθησίας του σύμφωνου δέκτη. Χρησιμοποιώντας τις ίδιες συνθήκες μετάδοσης και τα ίδια μοντέλα πομποδεκτών, προσομοιώθηκαν τα σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM, 32-QAM και 64-QAM με διαφορετικούς ρυθμούς διαμόρφωσης και με χρήση αποκλειστικά της σύμφωνης φώρασης στο δέκτη. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που προέκυψαν παρουσιάζονται για τη μετάδοση σε Brownfield/Greenfield τύπο δικτύου σε φασματικό πλέγμα 50 GHz παρουσιάζονται επιγραμματικά στον παρακάτω πίνακα 7.1. Η απόσταση μετάδοσης ορίστηκε βάσει του επιτεύξιμου BER και θεωρώντας ως κατώφλι για λήψη χωρίς σφάλματα το 1×10^{-4} .

Αν και τα αποτελέσματα του επιτεύξιμου BER είναι συνάρτηση πάντα και της απόδοσης των ψηφιακών αλγορίθμων αποδιαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθούν, κάτι που μεταφράζεται σε περιθώρια βελτίωσης της μέγιστης απόστασης μετάδοσης, τα συμπεράσματα που προέκυψαν από το σύνολο των πειραμάτων προσομοίωσης συνοψίζονται στα εξής:

- Το σχήμα διαμόρφωσης DP QPSK είναι αποδοτικότερο σε σχέση με υπόλοιπα ως προς τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης, ακόμα και σε Brownfield τύπου δικτύου με την ύπαρξη περιοδικών τμημάτων DCF ίνας που εισάγει μεγάλο βαθμό παραμόρφωσης λόγω της μη γραμμικότητας.
- Η απόσταση μετάδοσης μειώνεται με την αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας του καναλιού μέσω ανώτερων σχημάτων διαμόρφωσης.
- Για ένα δεδομένο σχήμα διαμόρφωσης, η αύξηση του συνολικού ρυθμού διαμόρφωσης (Symbol rate), οδηγεί σε μεγαλύτερη υποβάθμιση του μεταδιδόμενου καναλιού και σε μείωση της απόστασης μετάδοσης.
- Η αύξηση της τάξεως του QAM σχήματος διαμόρφωσης παραπάνω από 16-QAM, πρέπει πάντα να συνοδεύεται σε αρχιτεκτονικές τύπου Greenfield, όπου η αντιστάθμιση της διασποράς γίνεται αποκλειστικά στο ηλεκτρικό πεδίο με τη χρήση κατάλληλων αλγορίθμων DSP στο δέκτη.
- Η αύξηση του Baudrate πέραν του ορίου των 28 Gbaud, οδηγεί σε μεγάλη υποβάθμιση του σήματος εξαιτίας του περιορισμένου οπτικού εύρους που υπάρχει διαθέσιμο στο 50 GHz φασματικό πλέγμα που χρησιμοποιείται στα παρόντα οπτικά δίκτυα κορμού. Επιπλέον, η χρήση μη ιδανικών πομποδεκτών με περιορισμένο e/o bandwidth, αν και μπορεί να ισοσταθμιστεί με κατάλληλους αλγόριθμους DSP στο

Σχήμα Διαμόρφωσης	Ρυθμός Διαμόρφωσης (Symbol Rate)	Συνολικός Ρυθμός Μετάδοσης (Bit-rate)	Απόσταση Μετάδοσης	Μέθοδος Φώρασης	Τύπος Δικτύου
SP- QPSK	28 Gbaud	56 Gb/s	1095.6 km	Άμεση	Brownfield
DP-QPSK	28 Gbaud	112 Gb/s	1306 km	Σύμφωνη	Brownfield
DP 16-QAM	14/16 Gbaud	112/128 Gb/s	360 km	Σύμφωνη	Brownfield
DP 64-QAM	9/20 Gbaud	109/240 Gb/s	91.3 km	Σύμφωνη	Brownfield
DP 16-QAM	16 Gbaud	128 Gb/s	480 km	Σύμφωνη	Greenfield
DP 16-QAM	32 Gbaud	256 Gb/s	80 km	Σύμφωνη	Greenfield
DP 32-QAM	16 Gbaud	160 Gb/s	240 km	Σύμφωνη	Greenfield
DP 32-QAM	32 Gbaud	320 Gb/s	80 km	Σύμφωνη	Greenfield

Πίνακας 7. 1: Συγκεντρωτικός πίνακας αποτελεσμάτων για πειράματα προσομοίωσης για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης σε διαφορετικούς ρυθμούς διαμόρφωσης

δέκτη για τις QSPK περιπτώσεις, εντούτοις φαίνεται να μην είναι αρκετό για τις περιπτώσεις μετάδοσης με QAM.

Στο κεφάλαιο 4 περιγράφηκε όλη η μεθοδολογία για την κατασκευή οπτικών διατάξεων επαναληπτικών βρόχων, οι οποίες είναι χρήσιμες για την εξομοίωση μετάδοσης σημάτων σε μεγάλες χιλιομετρικές αποστάσεις, έχοντας όμως πεπερασμένο αριθμό από διαθέσιμα τμήματα οπτικής ίνας και εξοπλισμού. Βάση αυτής της μεθοδολογίας σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε πειραματικά στο Ε.Φ.Ε οπτικοί επαναληπτικοί βρόχοι που εξομοίωναν τη μετάδοση σημάτων ανώτερης τάξης QPSK με ή χωρίς πολυπλεξία στη πόλωση τόσο σε οπτικά δίκτυα κορμού τύπου Brownfield (με χρήση DCF ίνας για αντιστάθμιση της διασποράς) όσο και σε Greenfield αρχιτεκτονικές, όπου η αντιστάθμιση της διασποράς γίνεται αποκλειστικά στο σύμφωνο δέκτη με τη χρήση DSP αλγορίθμων. Για τον επαναληπτικό βρόχο τύπου Brownfield παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα ενός WDM πειράματος μετάδοσης που περιλάμβανε τη διαμόρφωση συνολικά 10 καναλιών με μικτό σχήμα διαμόρφωσης και ρυθμό μετάδοσης. Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης του WDM καναλιού ήταν ίσος με 242 Gb/s και αποτελούνταν από 4 x 44 Gb/s QSPK και 6 x 11 OOK Gb/s κανάλια, χωρίς κανένα από αυτά να έχει πολυπλεχθεί ως προς τη πόλωση του. Η λήψη των QPSK καναλιών υλοποιήθηκε με το σύμφωνο σχήμα φώρασης με εφαρμογή DSP στο δέκτη και τα αποτελέσματα της μετάδοσης έδειξαν ότι όλα τα κανάλια μπορούν να μεταδοθούν σε τουλάχιστον 2100 km με χρήση FEC, αποδεικνύοντας ότι τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης όχι μόνον μπορούν να συνδυαστούν σε μια WDM μετάδοση με παραδοσιακά σχήματα διαμόρφωσης τύπου OOK, αλλά μπορούν να μεταδοθούν επιτυχώς και σε αρχιτεκτονικές Legacy δικτύων όπου η αντιστάθμιση της διασποράς γίνεται με τη χρήση DCF ίνας. Εν συνεχεία, ο επαναληπτικό βρόχος τύπου Greenfield αξιολογήθηκε με τη μετάδοση: α) ενός 20 Gb/s ή 44 Gb/s QPSK σήματος χωρίς πολυπλεξία ως προς τη πόλωση και β) ενός 40 Gb/s DP-QPSK σήματος με πολυπλεξία ως προς τη πόλωση. Η διαμόρφωσή τους επιτεύχθηκε με τη χρήση ενός πρότυπου οπτο-ηλεκτρονικού κυκλώματος IQ MZM διαμορφωτή σε πλατφόρμα GaAs, ο οποίος προέκυψε ως μέρος της ερευνητικής ευρωπαϊκής συνεργασίας ICT Galactico ανάμεσα στο Ε.Φ.Ε και σε διεθνούς φήμης ερευνητικούς οργανισμούς και πανεπιστήμια της Ευρώπης. Η λήψη των σημάτων διενεργήθηκε με τη χρήση της τεχνικής της ενδόδυνης σύμφωνης λήψης στο δέκτη με την ανάπτυξη πρωτότυπων αλγορίθμων για την ανάκτηση των δεδομένων και την αξιολόγησή τους.

Τα πειραματικά αποτελέσματα των πειραμάτων μετάδοσης έδειξαν ότι τα διαμορφωμένα κανάλια μπορούν να μεταδοθούν σε αποστάσεις πολύ μεγαλύτερες των 2400 km με τη χρήση FEC για όλες τις περιπτώσεις, επαληθεύοντας της ανωτερότητα του σύμφωνου τρόπου φώρασης των σημάτων σε Greenfield αρχιτεκτονικές οπτικών δικτύων κορμού.

Στο κεφάλαιο 5 περιγράφηκαν οι πειραματικές δραστηριότητες που έλαβαν χώρα στις εργαστηριακές εγκαταστάσεις του τηλεπικοινωνιακού παρόχου Telecom Italia στα πλαίσια της ερευνητικής συνεργασίας ICT Galactico και περιλάμβαναν τη διαμόρφωση και την αξιολόγηση οπτικά διαμορφωμένων καναλιών με το σχήμα ανώτερης τάξης DP-QPSK και 16 QAM. Πιο συγκεκριμένα, επιτεύχθηκε επιτυχής αξιολόγηση με λήψη χωρίς σφάλματα σε B2B μετρήσεις συναρτήσε του OSNR του καναλιού τόσο για DP-QSPK κανάλια διαμορφωμένα σε ρυθμούς 28 (112 Gb/s) και 32 Gbaud (128 Gb/s), όσο και για το DP-16-QAM σχήμα διαμόρφωσης. Επιπλέον, στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα της WDM μετάδοσης σε δοκιμή πεδίου σε οπτικό Greenfield δίκτυο με εγκατεστημένη ίνα μήκους 560 km, όπου ο κάθε κόμβος ρυθμίστηκε σε φασματικό πλέγμα 50 GHz. Η αρχιτεκτονική του δικτύου ήταν η ίδια με αυτή που προσομοιώθηκε και στο κεφάλαιο 3, με τη διαφορά ότι απουσίαζε η DCF ίνα για την αντιστάθμιση της διασποράς. Το WDM κανάλι που μεταδόθηκε σε πραγματικές συνθήκες αποτελούνταν από 3 κανάλια με DP QPSK στα 112 Gb/s (28 Gbaud) και 2 κανάλια SP-PSK στα 43 Gb/s το καθένα. Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης για το WDM κανάλι διαμορφώθηκε στα 422 Gb/s και επιτεύχθηκε επιτυχής σύμφωνη λήψη χωρίς σφάλματα για όλα τα κανάλια ανεξαρτέτως με επίδοση BER πολύ πιο κάτω από το όριο FEC του 10^{-2} . Τα συγκεκριμένα αποτελέσματα που προέκυψαν από το πείραμα μετάδοσης κρίνονται ιδιαίτερος σημαντικά, κυρίως για το σχήμα διαμόρφωσης DP-QPSK, εφόσον το συγκεκριμένο σχήμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ταυτόχρονη WDM μετάδοση με συμβατικά σχήματα διαμόρφωσης, όπως DPSK, που χρησιμοποιούνται ως και σήμερα σε Legacy οπτικά δίκτυα κορμού. Κατ' αυτόν τον τρόπο δεν αναβαθμίζεται μόνον ο συνολικός ρυθμός δεδομένων, η φασματική αποδοτικότητα και η χιλιομετρική αποδοτικότητα των καναλιών, αλλά και η επεκτασιμότητα των ήδη εγκατεστημένων οπτικών δικτύων εφόσον δεν είναι απαραίτητη η αντικατάσταση των υποδομών τους για την επίτευξη μεγαλύτερων ρυθμών μετάδοσης.

7.3 Προτάσεις για Περαιτέρω Ερευνα για τα Οπτικά Δίκτυα Κορμού

Αν και η χωρητικότητα μετάδοσης στα οπτικά δίκτυα κορμού σύμφωνα με πειραματικές επιδείξεις στην ερευνητική βιβλιογραφία έχει ξεπεράσει τα 10 Tb/s ανά μεταδιδόμενο κανάλι σε εντούτοις, η μεγαλύτερη χωρητικότητα/κανάλι που είναι διαθέσιμη έως και σήμερα για εμπορική ανάπτυξη στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα περιορίζεται στα 100 Gb/s με το σχήμα διαμόρφωσης 28/32 (Gbaud) DP-QPSK με πολυπλεξία ως προς τη πόλωση. Αν και οι εργασίες για την προτυποποίηση του συγκεκριμένου στάνταρντ μετάδοσης είχαν ξεκινήσει ακόμα και από τη χρονική περίοδο του 1990, παρόλα αυτά μόλις πρόσφατα το 2010 κατάφερε να προτυποποιηθεί μέσω των OTU4 της ITU-T G.709 [7.2] και του πρωτοκόλλου 100 GbE της IEEE 802.3ba [7.3] και να φτάσει σε ώριμο σημείο να υλοποιηθεί εμπορικά με τους τελευταίας γενιάς σύμφωνους πομποδέκτες. Το επόμενο πιθανό στάδιο που φαίνεται να επικρατεί για το επόμενο βήμα των εμπορικών 100 Gb/s συστημάτων είναι η αλλαγή του σχήματος διαμόρφωσης των οπτικά διαμορφωμένων καναλιών με σκοπό την αύξηση της φασματικής τους αποδοτικότητας και του συνολικού τους ρυθμού μετάδοσης, διατηρώντας το κόστος συντήρησης και εγκατάστασης στα ίδια επίπεδα με τώρα. Εφόσον, οι σύγχρονοι πομποδέκτες έχουν τη δυνατότητα να διαμορφώνουν/λαμβάνουν σήματα με οποιοδήποτε σχήμα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, τόσο ως προς το πλάτος όσο και τη φάση τους, απλά αλλάζοντας μερικώς τα ηλεκτρικά σήματα οδήγησης των διαμορφωτών και του DSP που υλοποιείται στο δέκτη, οι ίδιοι πομποδέκτες θα είναι σε θέση να

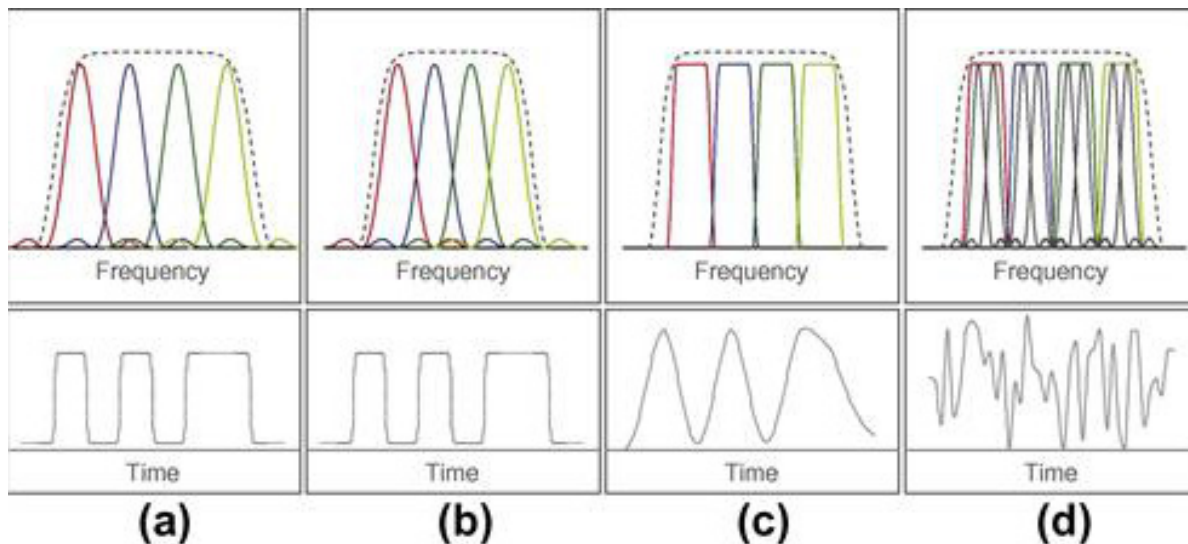
παράγουν διαμορφωμένα κανάλια ακόμα μεγαλύτερης τάξης όπως 8-QAM, 16-QAM κτλ. Ιδιαίτερα το σχήμα ανώτερης τάξης 16-QAM έχει προσελκύσει ιδιαίτερο ενδιαφέρον για άμεση εμπορική εγκατάσταση στους παρόχους διαδικτύου, εφόσον με τον ίδιο ρυθμό διαμόρφωσης δίνεται η δυνατότητα επίτευξης ρυθμών δεδομένων στα 200 Gb/s. Αν και όπως αναφέρθηκε και στην ανάλυση του κεφαλαίου 2, η αύξηση στη τάξη του σχήματος διαμόρφωσης οδηγεί σε υψηλότερες απαιτήσεις σε OSNR στο δέκτη σε σχέση με το DP-QPSK, παρόλα αυτά σε πολλές περιπτώσεις μετάδοσης το ζητούμενο δεν είναι μόνο η μέγιστη απόσταση που μπορεί να διανύσει ένα διαμορφωμένο κανάλι. Το σχήμα διαμόρφωσης DP 16-QAM στα 200 Gb/s θα ήταν αρκετό να καλύψει τις ανάγκες στα μητροπολιτικά και περιφερειακά οπτικά δίκτυα.

Τη χρονική στιγμή που γράφεται η συγκεκριμένη διδακτορική διατριβή, δεν είναι εμφανές για τον αν η παραπάνω λύση θα είναι και το επόμενο πρότυπο μετάδοσης στα νέας γενιάς οπτικά δίκτυα κορμού, αφού οι ρυθμοί δεδομένων στα 400 Gb/s και 1Tb/s ανά κανάλι είναι οι επικρατέστερες ταχύτητες για μελλοντική προτυποποίηση για αναβάθμιση των τωρινών δικτύων κορμού πέρα του προτύπου στα 100 Gb/s. Οποιοσδήποτε τρόπος αναβάθμισης και αν χρησιμοποιηθεί το σίγουρο είναι ότι ο μελλοντικός σχεδιασμός των διαμορφωμένων καναλιών δεν θα ακολουθεί το κλασικό μοτίβο που επικρατεί έως τώρα για τη μετάδοση της πληροφορίας μόνο σε ένα οπτικό φέρον, τουλάχιστον για μετάδοση σε λογικές αποστάσεις. Εξαιτίας του περιορισμένου e/o bandwidth των χρησιμοποιούμενων πομποδεκτών, ο ρυθμός διαμόρφωσης των καναλιών δεν θα αυξηθεί κατά πολύ σε σχέση με αυτόν που χρησιμοποιείται για τα παρόντα συστήματα μετάδοσης 100 Gb/s. Συνεπώς λοιπόν, ο λογικός τρόπος για την αναβάθμιση της χωρητικότητας των παρόντων συστημάτων πομπών που βασίζονται στη διαμόρφωση ενός αποκλειστικά οπτικού φέροντος είναι η αύξηση της τάξης του σχήματος διαμόρφωσης με το κόστος της μικρότερης απόστασης μετάδοσης. Βάσει αυτού του σκεπτικού το πρότυπο του 100 Gb/s DP QPSK σχεδιασμού, ίσως είναι και το τελευταίο υψηλής χωρητικότητας σχέδιο για τη μετάδοση της πληροφορίας μόνο σε ένα οπτικό φέρον. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο η καινούρια προτυποποίηση που συζητείται για 400 Gb/s και 1 Tb/s ρυθμούς μετάδοσης καναλιού δεν πρόκειται να περιλαμβάνει ένα μόνο διαμορφωμένο οπτικό φέρον αλλά πολλαπλά. Παραδείγματος χάριν για την πρώτη περίπτωση το 400 Gb/s κανάλι ίσως περιλαμβάνει δύο διαμορφωμένα οπτικά φέροντα με 200 Gb/s DP-16-QAM, ενώ η περίπτωση του 1Tb/s καναλιού ίσως περιλαμβάνει τέσσερα οπτικά διαμορφωμένα φέροντα με 250 Gb/s 16-QAM [7.4].

Στα παραδοσιακά συστήματα μετάδοσης οπτικών δικτύων με δρομολόγηση μέσω ROADMs (Reconfigurable Add-Drop Multiplexers), τα οπτικά κανάλια δρομολογούνται σε διαφορετικούς προορισμούς, όπου κάθε ένας από αυτούς αντιστοιχεί και σε ένα μήκος κύματος. Δεδομένου ότι κατά τη δρομολόγηση των καναλιών μέσω του φιλτραρίσματος, συντελείται κάποιο ποσοστό υποβάθμισης στο φασματικό τους περιεχόμενο, τις περισσότερες φορές επιλέγεται να αφήνεται μια κενή φασματική ζώνη (guard bands) ανάμεσα στα διαμορφωμένα κανάλια κατά την WDM μετάδοση κατά το σχεδιασμό του συστήματος μετάδοσης. Στη περίπτωση που χρησιμοποιηθούν περισσότερα του ενός οπτικά φέροντα για το σχηματισμό ενός ευρύτερου καναλιού, σχηματίζοντας έτσι ένα super-channel [7.5], αυτά θα πρέπει να δρομολογηθούν ως μία οντότητα μέσω των ROADMs. Συνεπώς λοιπόν, δεν είναι απαραίτητη η χρήση guard bands ανάμεσα στα οπτικά διαμορφωμένα φέροντα (optical carriers) και μπορούν να έρθουν φασματικά πιο κοντά το ένα με το άλλο. Η καθαρή φασματική απόδοση των τωρινών 100 Gb/s δικτύων περιορίζεται στα 2bit/s/Hz και στη περίπτωση που υιοθετηθούν τα super-channels ως μια επέκταση των παρόντων συστημάτων μετάδοσης, υπολογίζεται ότι η φασματική αποδοτικότητα των δικτύων να αυξηθεί ακόμη περισσότερο, χρησιμοποιώντας ακόμη των ίδιο Symbol Rate και το ίδιο σχήμα διαμόρφωσης [7.6]. Σύμφωνα με τα παραπάνω λοιπόν καθίσταται σαφές ότι περεταίρω έρευνα τόσο για την δημιουργία οπτικών super-channels όσο και ευέλικτων δομών ROADMs για τη μεταγωγή τους είναι απαραίτητη για την περεταίρω αύξησης της συνολικής χωρητικότητας στα μελλοντικά οπτικά δίκτυα κορμού. Το γεγονός αυτό με τη σειρά του πυροδοτεί ερευνητικές εξελίξεις για επανασχεδιασμό τόσο των

κυκλώματα πομποδεκτών που χρησιμοποιούνται για την διαμόρφωση των δεδομένων, αλλά και των ψηφιακών αλγορίθμων που χρησιμοποιούνται για την αποδιαμόρφωση και την αναίρεση των ατελειών που εισάγονται κατά τη διάδοσή τους στο οπτικό δίκτυο.

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 7.1, υπάρχουν τέσσερις διαφορετικές εκδοχές κατασκευής ενός super-channel, εμφανίζοντας για κάθε περίπτωση και τη χαρακτηριστική μορφή παλμοσειράς του καναλιού στο πεδίο του χρόνου. Η εικόνα 7.1 (a) παρουσιάζει μια γενική μορφή ενός WDM super-channel, η οποία κατασκευάζεται από πολλαπλά διαμορφωμένα οπτικά φέροντα με όσο το δυνατόν μικρότερη φασματική απόσταση μεταξύ τους. Όπως γίνεται εμφανές και από το πεδίο του χρόνου με τις αυθαίρετου τύπου παλμοσειρές, το κάθε διαμορφωμένο οπτικό φέρον διατηρεί τη ψηφιακή μορφή του. Παραδείγματος χάριν ένα 400 Gb/s super-channel μπορεί να σχηματιστεί με τη μείωση των guard bands ανάμεσα σε διαδοχικά 100 Gb/s DP-QPSK σήματα και η απόδοσή του εξαρτάται άμεσα από τη φασματική απόσταση των γειτονικών διαμορφωμένων φερόντων. Εν συνεχεία, η 7.1 (b) αναπαριστά ένα αμιγώς οπτικό OFDM super-channel, στο οποίο τα γειτονικά διαμορφωμένα φέροντα είναι τοποθετημένα κατά τέτοιο τρόπο ούτως ώστε η φασματική απόσταση ανάμεσά τους να συμπίπτει ακριβώς με το ρυθμό διαμόρφωσης του κάθε φερόντος και έτσι εξασφαλίζεται η απαίτηση της “ορθογωνιότητας” ανάμεσα στα φέροντα. Η εικόνα 7.1 (c) αναπαριστά ένα Nyquist-shaped super-channel [7.7], όπου κάθε διαμορφωμένο φέρον έχει περίπου τετραγωνικής μορφής φασματικό περιεχόμενο και ίσο περίπου με το ρυθμό διαμόρφωσής του. Ο μετασχηματισμός Fourier του συγκεκριμένου καναλιού είναι μια συνάρτηση sinc, το οποίο μεταφράζεται σε ελαχιστοποίηση της δια-συμβολικής παρεμβολής [Inter-Symbol Interference – (ISI)] του κάθε διαμορφωμένου φερόντος και ελάχιστη διακαναλική συμβολή ανάμεσα στα γειτονικά διαμορφωμένα οπτικά φέροντα. Παρόλα αυτά, υφίσταται παρεμβολή ανάμεσα σε γειτονικά bits στη διαμορφωμένη παλμοσειρά στο πεδίο του χρόνου. Τέλος στην εικόνα 7.1(d) αναπαριστάται ένα super-channel διαμορφωμένο με τη κλασική τεχνική OFDM, βάσει του οποίου κάθε διαμορφωμένο φέρον προκύπτει από ένα σύνολο από ηλεκτρικά διαμορφωμένα υπο-φέροντα (sub-carriers) οι οποίοι είναι ορθογώνιοι ο ένας με το άλλον. Εφόσον κάθε οπτικό διαμορφωμένο φέρον αποτελεί μία σύνθεση πολλών ηλεκτρικών υποφερόντων που είναι διαμορφωμένα σε μικρούς ρυθμούς συμβόλου, το οπτικό



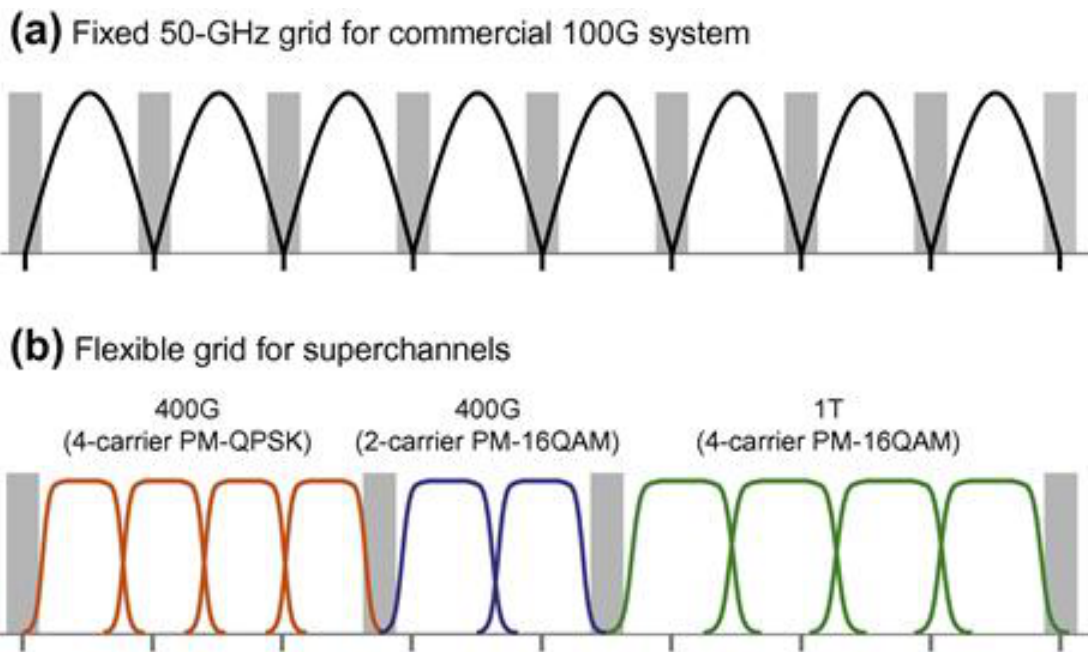
Εικόνα 7. 1 Διαφορετικές εκδοχές σχηματισμού ενός super-channel και αυθαίρετες κυματομορφές του κάθε διαμορφωμένου φερόντος στο χρόνο [7.8]

φάσμα του συνολικού super-channel θα λαμβάνει μία τετραγωνική μορφή της οποίας η κλίση εξαρτάται από το ρυθμό διαμόρφωσης των ηλεκτρικών υποφερόντων. Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο υπάρχει ελάχιστη αλληλοεπικάλυψη ανάμεσα στα διαμορφωμένα φέροντα. Εξαιτίας του γεγονότος κατά του οποίου οι φάσεις ανάμεσα στα ηλεκτρικά φέροντα είναι ανεξάρτητες η μία με την άλλη, η μορφή της παλμοσειράς του οπτικού διαμορφωμένου φέροντος στο χρόνο φαίνεται να έχει μία τυχαία μορφή στο χρόνο.

Όπως έγινε κατανοητό από τις παραπάνω μεθοδολογίες σχηματισμού ενός super-channel το ζητούμενο είναι η μείωση όσο το δυνατόν της φασματικής απόστασης ανάμεσα στα διαμορφωμένα φέροντα και η δημιουργία των ελάχιστων δυνατών guard-bands ανάμεσα σε γειτονικά super-channels ούτως ώστε να αυξηθεί τόσο η φασματική αποδοτικότητα ολόκληρου του δικτύου αλλά και να επιτευχθεί η δρομολόγηση του κάθε καναλιού από τους ROADMs με όσο το δυνατόν λιγότερη φασματική υποβάθμιση. Συνεπώς λοιπόν, το συνολικό φασματικό περιεχόμενο ενός super-channel μαζί με τα guard bands δεν πρόκειται ποτέ να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του φασματικού πλέγματος των 50 GHz το οποίο ισχύει στα σημερινά οπτικά δίκτυα κορμού. Λόγω αυτού του γεγονότος η ανάγκη ύπαρξης ενός ευέλικτου φασματικού πλέγματος (flexible grid) τόσο σε όλη τη διαδικασία σχεδιασμού του οπτικού δικτύου όσο και στα χρησιμοποιούμενα ROADMs στους κόμβους είναι αναγκαίο να μελετηθεί ερευνητικά περισσότερο [7.9]. Χρησιμοποιώντας τη τεχνική του ευέλικτου σχεδιασμού καναλιών με αυθαίρετο φασματικό bandwidth οδηγεί αυτόματα σε πολύ μικρότερες από 50 GHz "φασματικές θυρίδες" (frequency slots) οι οποίες χρησιμοποιούνται στα σημερινά δίκτυα για την ανάθεση των διαμορφωμένων καναλιών σε μία WDM μετάδοση. Τα νέα πρότυπα για το καινούριο φασματικό πλέγμα που ενδέχεται να επικρατήσει στα μελλοντικά οπτικά δίκτυα κορμού εστιάζουν στις τιμές των 25 GHz, 12.5 GHz ή ακόμη και 6.25 GHz [7.10] και προϋποθέτουν επίσης ότι αυτές οι τιμές δεν χρειάζεται να είναι ομοιόμορφες για το σύνολο των διαμορφωμένων καναλιών που μεταδίδονται κατά μήκος της οπτικής ίνας. Σε αντίθεση με το σχεδιασμό των παρόντων δικτύων, όπου η διαχείριση των μηκών κυμάτων επιβάλλει να απέχουν όλα τα διαμορφωμένα WDM κανάλια κατά μία σταθερή ποσότητα των 50 GHz, με το καινούριο σενάριο του flexible-grid κάθε διαμορφωμένο κανάλι μπορεί να έχει διαφορετικό φασματικό περιεχόμενο και διαφορετική φασματική απόσταση από τα γειτονικά του, ανάλογα με τις ανάγκες του δικτύου μετάδοσης.

Παραδείγματος χάριν, ένα super-channel 400 Gb/s με DP-QPSK θα μπορούσε να σχηματιστεί από τέσσερις διαφορετικά διαμορφωμένα οπτικά φέροντα με το κάθε φέρον να είναι διαμορφωμένο κατά DP QSPK στα 112 Gb/s (με Symbol rate 28 Gbaud). Εάν το φασματικό περιεχόμενο του κάθε διαμορφωμένου φέροντος καταλαμβάνει μόνο 31 GHz (1.1×28 GHz) και τα guard-bands του super-channel οριστούν ίσα με 12.5 GHz, τότε το συνολικό φασματικό περιεχόμενο του θα είναι ίσο με 136.5 GHz. Στη περίπτωση που η μονάδα αύξησης του ευέλικτου φασματικού πλέγματος (granularity) σε ένα οπτικό δίκτυο κορμού DWDM οριστεί ίση με 12.5 GHz, τότε το super-channel θα καταλαμβάνει ένα σύνολο από 11 τέτοιες φασματικές μονάδες, δηλαδή 137.5 GHz. Κατ' αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται 45% μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα σε σχέση με τέσσερα μεμονωμένα 100 Gb/s DP-QPSK κανάλια και 10% μεγαλύτερη φασματική αποδοτικότητα στη περίπτωση που χρησιμοποιούνταν ως granularity η τιμή των 50 GHz για να μεταφέρει το super-channel (εικόνα 7.2 (b)). Επίσης, στη περίπτωση που το super-channel αποτελείται από δύο διαμορφωμένα οπτικά φέροντα με DP 16-QAM με ρυθμό διαμόρφωσης 32 Gbaud, το συνολικό φασματικό περιεχόμενο του καναλιού θα ισούται με 82.9 GHz, ακολουθώντας το ίδιο σκεπτικό της προηγούμενης περίπτωσης. Έτσι, χρησιμοποιώντας το φασματικό granularity των 12.5 GHz όπως και πριν, το συνολικό κατειλημμένο φάσμα θα ισούται με 87.5 GHz (εικόνα 7.2 (b)). Τέλος, στη περίπτωση που το super-channel από τέσσερα διαμορφωμένα φέροντα με 40 Gbaud DP 16-QAM το συνολικό κατειλημμένο φάσμα θα δεσμεύει 14 φασματικές μονάδες των 12.5 GHz, επιτυγχάνοντας μία φασματική αποδοτικότητα πλέγματος ίση με 5.7 b/s/Hz.

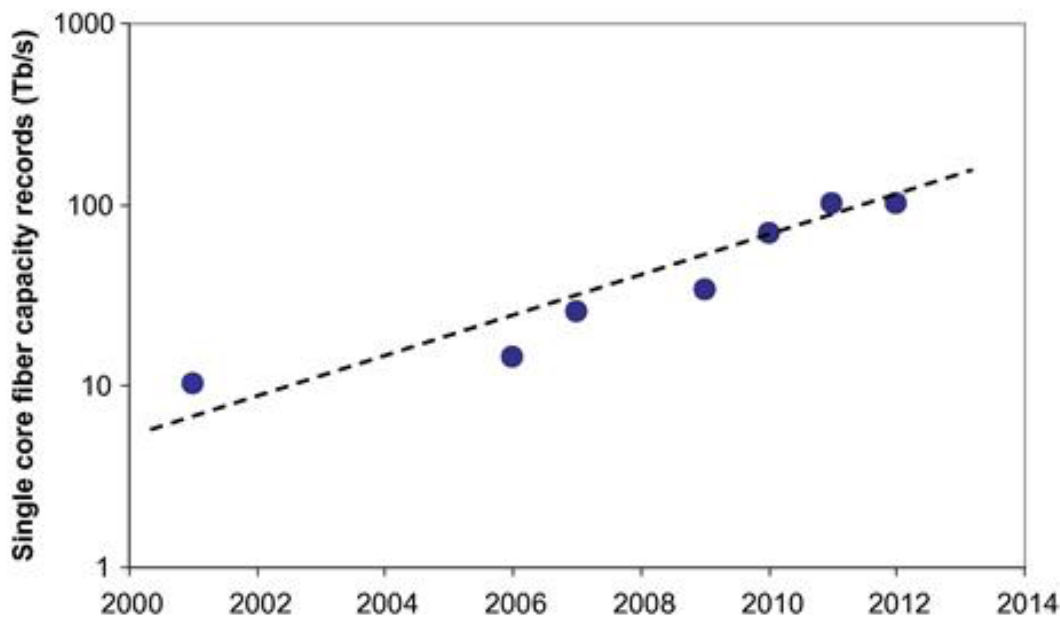
Βάσει όλης της ανάλυσης που επιχειρήθηκε παραπάνω, η χρησιμοποίηση της τεχνικής του ευέλικτου bandwidth στους μελλοντικούς πομποδέκτες και στα δομικά στοιχεία των ROADMs των δικτύων, αυξάνει εντυπωσιακά την φασματική αποδοτικότητα του συνολικού δικτύου και επιτυγχάνεται αποδοτικότερη διαχείριση του διαθέσιμου φάσματος. Παρόλα αυτά, υιοθετώντας μικρότερες από 50 GHz μονάδες φασματικού πλέγματος και μάλιστα με δυνατότητα ευελιξίας χρειάζεται ακόμη περισσότερη ακρίβεια στη συχνότητας εκπομπής των lasers τόσο του πομπού όσο και του LO στο δέκτη, καθώς και της απόκρισης των WSS φίλτρων που θα χρησιμοποιούνται στους μελλοντικούς ROADMs. Πέραν της απαιτούμενης έρευνας στο hardware των δομικών μονάδων του οπτικού δικτύου, η τεχνική του flexible-grid εισάγει μία επιπρόσθετη πολυπλοκότητα στη διαχείριση του δικτύου σε επίπεδο software, εφόσον πλέον επιτρέπεται να διαμορφώνονται κανάλια όχι μόνον με αυθαίρετο σχήμα διαμόρφωσης αλλά και διαφορετικού φασματικού περιεχομένου και ρυθμού διαμόρφωσης. Συνεπώς λοιπόν, θα πρέπει να διατηρηθεί μια ισορροπία ανάμεσα στην αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας σε σχέση με το ποσοστό πολυπλοκότητας που αυτή επιφέρει.



Εικόνα 7. 2: (a) Συμβατική προσέγγιση ενός WDM οπτικού δικτύου κορμού με ξεχωριστά διαμορφωμένα κανάλια DP-QPSK σε φασματικό πλέγμα των 50 GHz, (b) Παραδείγματα ανάθεσης φάσματος σε super-channels με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης και διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης [7.8].

Έως τώρα η ενότητα 7.3 επικεντρώθηκε στην ανάλυση ερευνητικών μεθόδων βάσει των οποίων τα παρόντα επικοινωνιακά συστήματα των 100 Gb/s θα μπορούσαν να βασιστούν βραχυπρόθεσμα και να τις ενσωματώσουν στη λειτουργία τους ούτως ώστε να αυξήσουν τη χωρητικότητα του καναλιού και τους συνολικούς ρυθμούς μετάδοσης. Έως τώρα η συνολική χωρητικότητα που μπορεί να εξυπηρετηθεί από μία οπτική ίνα αγγίζει τα όρια των 10 Tb/s στα σύγχρονα εμπορικά οπτικά δίκτυα κορμού με 100 Gb/s ανά κανάλι ενώ ταυτόχρονα σε ερευνητικές επιδείξεις μετάδοσης η χωρητικότητα αυτή έχει αγγίξει τα 100 Tb/s [7.11 - 7.15] χρησιμοποιώντας όμως μη παραδοσιακές μονότροπες ίνες SMF, αλλά οπτικές ίνες με περισσότερους από ένα πυρήνες (Multicore Fibers). Τα ιστορικά ρεκόρ μετάδοσης σε μία SMF ίνα που έχουν επιδειχθεί εργαστηριακές επιδείξεις μέχρι το 2012 φαίνονται στην εικόνα 7.3, βάσει των [7.16-7.21]. Όπως γίνεται αισθητό τα τελευταία δέκα χρόνια η συνολική χωρητικότητα δεδομένων που μπορεί

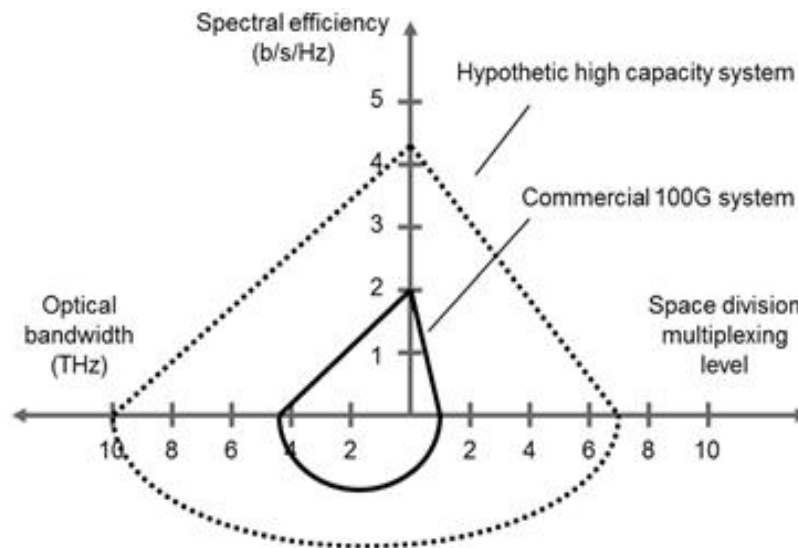
να υποστηρίξει μία απλή SMF ίνα έχει δεκαπλασιαστεί. Αυτή η αύξηση σημειώθηκε από τις καινοτόμες τεχνικές της: α) πολυπλεξίας (WDM, PoIMux), β) διαμόρφωσης με σχήματα ανώτερης τάξης, γ) σύμφωνης φώρασης, αύξησης του διαθέσιμου οπτικού bandwidth με χρήση κατάλληλων οπτικών ενισχυτών και δ) αύξησης του ρυθμού διαμόρφωσης με χρήση γρήγορων οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων πομποδεκτών. Στοχεύοντας σε μακροχρόνιες λύσεις για την περεταίρω αύξηση της χωρητικότητας των οπτικών δικτύων, η υιοθέτηση τεχνικών πολυπλεξίας ως προς το χώρο [Space Division Multiplexing – (SDM)] τα τελευταία χρόνια έχει αρχίσει να υιοθετείται από την ερευνητική κοινότητα επιδεικνύοντας μεγάλες επιδόσεις σε πειράματα μετάδοσης όπως επισημαίνεται και στις [7.16], [7.17]. Επιπλέον, η χρήση πολύ-πύρινων οπτικών ινών (Multi-Core Fibers –(MCF)) ως εναλλακτική τεχνική της SDM έχει αρχίσει να βρίσκει ένθερμους υποστηρικτές σε όλη την ερευνητική κοινότητα [7.24-7.26], επιδεικνύοντας τη μεγαλύτερη χωρητικότητα καναλιού που έχει αναφερθεί έως τώρα αγγίζοντας τα 300 Tb/s χρησιμοποιώντας MCF με 19 πυρήνες [7.27].



Εικόνα 7. 3: Ρεκόρ οπτικής μετάδοσης σε μονότροπη ίνα τη χρονική περίοδο από 2000-2010, βάσει των αναφορών που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Συνοψίζοντας το παρόν κεφάλαιο και ανακεφαλαιώνοντας την ανάλυση που προηγήθηκε, μπορεί να ειπωθεί ότι για την αύξηση της συνολικής χωρητικότητας του δικτύου μετάδοσης, μπορούν να θεωρηθούν τρεις μεθοδολογίες για περεταίρω διερεύνηση οι οποίες συνοψίζονται στην εικόνα 7.4. Αυξάνοντας τη φασματική αποδοτικότητα του κάθε διαμορφωμένου καναλιού (σχήμα διαμόρφωσης και ρυθμός διαμόρφωσης σε μικρότερο φασματικό εύρος) θα μπορούσε να βοηθήσει αλλά σύμφωνα με την απαίτηση για μεγαλύτερο SNR του μεταδιδόμενου καναλιού στο δέκτη είναι αναγκαία. Προς αυτή τη κατεύθυνση θα μπορούσαν να βοηθήσουν και νέου τύπου οπτικοί ενισχυτές χαμηλού θορύβου όπως αναφέρεται και στην [7.28]. Μια πιθανή αύξηση στο διαθέσιμο οπτικό εύρος ζώνης που χρησιμοποιείται στην ίνα φαίνεται να αποτελεί και τον ασφαλέστερο τρόπο επέκτασης του δικτύου, εφόσον τα παρόντα δίκτυα κορμού περιορίζονται μόνο στην οπτική C-band για τη μετάδοση της πληροφορίας. Έτσι η ταυτόχρονη χρήση οπτικών ενισχυτών ερβίου C και L οπτικής μάντας θα οδηγούσε αμέσως σε διπλασιασμό των εξυπηρετούμενων καναλιών προς μετάδοση, χωρίς τη δραστική αλλαγή των υποδομών

του οπτικού δικτύου. Εν συνεχεία, η υιοθέτηση τεχνικών πολυπλεξίας SDM ή τη χρήση ινών με περισσότερους του ενός πυρήνες θα μπορούσε να αυξήσει κατά πολύ περισσότερο τους συνολικούς ρυθμούς μετάδοσης και τη χωρητικότητα των μελλοντικών οπτικών δικτύων κορμού. Παρόλα αυτά, η αντικατάσταση του ήδη εγκατεστημένου δικτύου των SMF ινών θα απαιτούσε δραστικές αλλαγές των υποδομών των παρόχων διαδικτύου και αυτό θα οδηγούσε σε υπερβολική αύξηση του κόστους. Αντί αυτού, το ίδιο αποτέλεσμα με τη χρήση SDM θα είχε η τοποθέτηση παράλληλων ζευγών από SMF, κάτι που θα οδηγούσε σε αύξηση της χωρητικότητας και ίσως και με καλύτερη απόδοση. Το σχεδιάγραμμα της εικόνας 7.4, παρουσιάζει τη συνολική χωρητικότητα των εμπορικά διαθέσιμων 100 Gb/s συστημάτων με έντονη γραμμή και όπως γίνεται εμφανές υπάρχει μεγάλος χώρος για βελτίωση της χωρητικότητας του καναλιού. Με διακεκομμένες γραμμές αναπαριστούν μία υποθετική μελλοντική υλοποίηση για το σχεδιασμό των οπτικών δικτύων κορμού, θεωρώντας ότι χρησιμοποιείται α) το σχήμα διαμόρφωσης DP 16-QAM δύο φερόντων με συνολικό ρυθμό μετάδοσης 400 Gb/s, β) το διαθέσιμο 10 THz οπτικό bandwidth μίας SMF ίνας με ένα πυρήνα και γ) τα παραγόμενα super-channels μεταδίδοντα ταυτόχρονα σε μία ίνα με 7 πυρήνες. Κατ' αυτόν τον τρόπο μπορεί να επιτευχθεί συνολική χωρητικότητα 320 Tb/s, η οποία είναι 35 φορές μεγαλύτερη από αυτήν που χρησιμοποιείται στα παρόντα εμπορικά συστήματα μετάδοσης κορμού.



Εικόνα 7. 4: Τρεις πιθανές διαστάσεις για την αύξηση της χωρητικότητας των 100 Gb/s καναλιών των εμπορικών συστημάτων κορμού.[7.8]

7.4 Τεχνολογία Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης στα Νέας Γενιάς Οπτικά Δίκτυα Πρόσβασης & Προτάσεις για Περαιτέρω Ερεύνα

Το κεφάλαιο 6 της παρούσας διδακτορικής διατριβής είναι αφιερωμένο στη μελέτη και στην υλοποίηση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης που προορίζονται για τα νέας γενιάς παθητικά οπτικά δίκτυα (PON) πρόσβασης και αποτελεί πρακτικά μία φυσική συνέχεια των τεχνικών διαμόρφωσης για τα οπτικά δίκτυα κορμού που περιγράφηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια εκτενώς. Παρόλο που και σε αυτή τη περίπτωση οι βασικές αρχές που διέπουν τη διαμόρφωση και τη λήψη καναλιών με σχήματα ανώτερης τάξης, εντούτοις η φιλοσοφία σχεδιασμού των δικτύων πρόσβασης είναι αρκετά διαφορετική. Σε αντίθεση με τα οπτικά δίκτυα κορμού, όπου ο πρωταρχικός σκοπός είναι η επίτευξη όσο το δυνατόν μεγαλύτερης φασματικής αποδοτικότητας και χωρητικότητας στο οπτικό δίκτυο μετάδοσης

επιδεικνύοντας αυξημένη αξιοπιστία και σταθερότητα, στα δίκτυα πρόσβασης PON η αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης πρέπει να συνοδεύεται από μειωμένης πολυπλοκότητας πομποδέκτες, με ελάχιστο κόστος και ευκολία στην υλοποίησή τους. Κατ' αυτόν τον τρόπο περιορίζεται όσο το δυνατόν περισσότερο το κόστος μετάβασης από μία παλαιότερη τεχνολογία σε μία καινούρια. Το κεφάλαιο 6 στοχεύοντας σε αυτούς του άξονες παρουσίασε τα πειραματικά αποτελέσματα από την ανάπτυξη και την υλοποίηση οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων μειωμένης πολυπλοκότητας και χαμηλού κόστους στοχεύοντας παράλληλα στην ενσωμάτωση της τεχνολογίας των σχημάτων διαμόρφωσης για την αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας ανά διαμορφωμένο κανάλι και την εξυπηρέτηση μεγαλύτερου αριθμού από τελικούς χρήστες.

Βάσει αυτού του σκεπτικού, σχεδιάστηκαν, υλοποιήθηκαν και αξιολογήθηκαν σε πειράματα μετάδοσης μια σειρά από οπτο-ηλεκτρονικά κυκλώματα πομποδεκτών τα οποία παρατίθενται επιγραμματικά παρακάτω.

- Εργαστηριακή πειραματική επίδειξη μετάδοσης αμφίδρομης κίνησης 20/2 Gb/s για την κάτω/άνω ζεύξη αντίστοιχα, σε περιβάλλον παθητικού οπτικού δικτύου πρόσβασης 26 km με πολυπλεξία ως προς το μήκος κύματος (WDM-PON), χρησιμοποιώντας την τεχνική επαναχρησιμοποίησης μήκους κύματος. Το σχήμα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης που προτάθηκε ήταν το 4-PAM (Pulsed Amplitude Modulation) και για τις δύο ζεύξεις ταυτόχρονα. Τα χαμηλής πολυπλοκότητας κυκλώματα πομπών που χρησιμοποιήθηκαν στις τερματικές μονάδες του PON ήταν ένας οπτικός διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM) και ένας ημιαγωγικός οπτικός ενισχυτής (SOA) για την διαμόρφωση της κάτω και της άνω ζεύξης του δικτύου, αντίστοιχα.

- Οπτο-ηλεκτρονική διάταξη πομπού αποτελούμενου από έναν διαμορφωτή EAM ικανό να διαμορφώνει οπτικά κανάλια υψηλής φασματικής αποδοτικότητας με το σχήμα διαμόρφωσης 4-PAM σε ρυθμούς μετάδοσης ως και 20 Gb/s. Η διάταξη αξιολογήθηκε με την επίδειξη πειραματικής μετάδοσης δεδομένων χωρίς σφάλματα με FEC ενός καναλιού στο ΕΦΕ σε 100 km SMF σε συνδυασμό με τεχνικές ετερόδυνας σύμφωνης λήψης και DSP στο δέκτη, αυξάνοντας τους συνολικούς ρυθμούς μετάδοσης και της επιτεύξιμης απόστασης διάδοσης σε σχέση με τις παραδοσιακές υλοποιήσεις των WDM PONs.

- Οπτο-ηλεκτρονική διάταξη πομπού βασισμένη στους μη συμβολομετρικούς οπτικούς διαμορφωτές EAM και SOA τοποθετημένους σε σειρά, για παραγωγή οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης έως 8-QAM και φασματική αποδοτικότητα καναλιού έως 3bit/s/Hz. Η διάταξη αξιολογήθηκε με την επίδειξη πειραματικής μετάδοσης δεδομένων χωρίς σφάλματα με FEC ενός καναλιού στο ΕΦΕ σε απόσταση μεγαλύτερη 100 km SMF σε συνδυασμό με τεχνικές ενδόδυνας (intradynne) σύμφωνης λήψης και DSP στο δέκτη, στοχεύοντας στη σταδιακή μετάβαση των δικτύων πρόσβασης σε σύμφωνα WDM PONs με αυξημένη φασματική αποδοτικότητα και μεγάλες αποστάσεις μετάδοσης.

- Οπτο-ηλεκτρονική διάταξη πομπού με χρήση ενός μη συμβολομετρικό διαμορφωτή φάσης SOA και ενός διαμορφωτή πλάτους EAM, τοποθετημένους σε σειρά ως ανεξάρτητα στάδια διαμόρφωσης για τη δημιουργία οπτικών καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης 12- και 16-QAM και ρυθμούς μετάδοσης έως 4 Gb/s ανά κανάλι. Η αξιολόγηση του SOA/EAM διαμορφωτή αξιολογήθηκε σε επιτυχές πείραμα μετάδοσης ενός καναλιού στο ΕΦΕ σε απόσταση 25 km, υλοποιώντας τεχνικές σύμφωνης ενδόδυνας φώρασης με εφαρμογή DSP στο ηλεκτρικό πεδίο για την ορθή ανάκτηση των δεδομένων στο δέκτη

Για την κάλυψη των σύγχρονων απαιτήσεων για ακόμη μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης και χωρητικότητα στα σύγχρονα και νέας γενιάς οπτικά δίκτυα κορμού με όσο το δυνατόν λιγότερο κόστος και πολυπλοκότητα, τα τελευταία χρόνια έχουν προταθεί διάφορες αρχιτεκτονικές για την υλοποίηση των μελλοντικών PONs. Οι περισσότερες από αυτές βασίζονται είτε σε αμιγώς TDM ή WDM τεχνικές πολυπλεξίας είτε σε υβριδικές λύσεις συνδυάζονται και τις τεχνικές κωδικοποίησης OFDM. Αν και οι

τεχνικές αύξησης της συνολικής χωρητικότητας του καναλιού στα οπτικά δίκτυα κορμού που αναφέρθηκαν στη αρχή του παρόντος κεφαλαίου μπορούν να βρουν εφαρμογή και στα οπτικά δίκτυα PON, εντούτοις ο παράγοντας του κόστους και της πολυπλοκότητας δεν βοηθούν στην άκριτη υιοθέτησή τους. Από τα τέλη του 2013 που ανακοινώθηκε επίσημα η καινούρια προτυποποίηση για το NG-PON2 (Πίνακας 7.2), έγινε αισθητό ότι η εισαγωγή της τεχνολογίας WDM για πρώτη φορά στα δίκτυα πρόσβασης υλοποιήθηκε με σκοπό να πρωταγωνιστήσει ως βασική αρχιτεκτονική στα μελλοντικά PONs.

Technology	Standard	Year	Downstream Bitrate [Gb/s]	Upstream Bitrate [Gb/s]
BPON	ITU-T G.983.1 + G.983.5	2001	≤ 1.25	≤ 0.625
EPON	IEEE 802.3ah	2004	1.25	1.25
10G-EPON	IEEE 802.3av	2009	10	1
GPON	ITU-T G.984	2004	2.5	1.25
XGPON	ITU-T G.987	2010	≤ 10	10
NG-PON2	ITU-T G.989.1 (specifications)	2013	40	10

Πίνακας 7. 2: Στάδια προτυποποίησης των παθητικών δικτύων πρόσβασης PON

Αν και κάθε καινούρια τεχνολογία, κυρίως στα δίκτυα πρόσβασης, αφομοιώνεται με ιδιαίτερα αργούς ρυθμούς η ερευνητική και εμπορική πορεία τα PONs έχει δείξει ότι οι βασικές τεχνολογίες που επικρατούσαν στα δίκτυα κορμού πριν από 10-20 χρόνια υιοθετούνται σε μια πιο απλουστευμένη και λιγότερο δαπανηρή έκδοση στα PONs. Σύμφωνα με τη [7.29] η επόμενη λογική εξέλιξη του NG-PON2 θα βασίζεται στη UDWDM πολυπλεξία για την εξυπηρέτηση ακόμη περισσότερων χρηστών, αναβαθμίζοντας κατά πολύ τη συνολική χωρητικότητα των PONs. Για την μετάβαση σε αυτή τη τεχνολογία, οι τεχνικές σύμφωνης φάρασης με εφαρμογή DSP για την ανάκτηση των δεδομένων, θα εισέρθουν νομοτελειακά και στα μελλοντικά οπτο-ηλεκτρονικά κυκλώματα πομποδεκτών των οπτικών τερματικών μονάδων. Ο λόγος αυτού σχετίζεται με τη περιορισμένη δυνατότητα των οπτικών φίλτρων να επιλέγουν το υπερβολικά στενό φασματικό περιεχόμενο από ένα διαμορφωμένο οπτικό κανάλι, όταν αυτό έχει πολυπλεχθεί με τα γειτονικά του κατά UDWDM. Συνεπώς λοιπόν η ανάγκη για ανάπτυξη οπτικών πηγών laser με μεγάλη αξιοπιστία ως προς τη συχνότητα εκπομπής τους και με όσο το δυνατόν λιγότερο linewidth και κόστος, είναι απαραίτητη. Αυτομάτως η συγκεκριμένη εξέλιξη θα δώσει ώθηση στην υιοθέτηση και των τεχνικών διαμόρφωσης καναλιών με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, τόσο ως προς το πλάτος όσο και τη φάση τους. Κατ' αυτόν τον τρόπο όχι μόνον θα αυξηθεί η φασματική αποδοτικότητα ανά κανάλι και ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης, αλλά μπορεί να επιτευχθεί και μετάδοση των σημάτων σε πολύ μεγαλύτερες αποστάσεις (> 100 km) σε σχέση με τα παραδοσιακά PONs, εξαιτίας της μεγαλύτερης ευαισθησίας των σύμφωνων δεκτών. Επικουρικό ρόλο σε αυτήν την αναβάθμιση θα κατέχουν και οι τεχνικές DSP οι οποίες θα εφαρμόζονται στους σύμφωνους δέκτες για την αναίρεση των περισσότερων υποβαθμίσεων που εισάγονται στο διαμορφωμένο κανάλι του. Προς αυτήν την κατεύθυνση λοιπόν και με στόχο την μείωση του απαιτούμενου κόστους για την ενσωμάτωση αυτών τεχνολογιών στα μελλοντικά PONs, είναι απαραίτητη η μελέτη νέων οπτο-ηλεκτρονικών κυκλωμάτων πομποδεκτών οι οποίοι δεν θα βασίζονται στις παραδοσιακές συμβολομετρικές τεχνικές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στα οπτικά δίκτυα κορμού, λόγω του μεγάλου τους μεγέθους, της αυξημένης ενεργειακής κατανάλωσης και του συνολικού τους κόστους. Τέλος, εφόσον η ψηφιακή επεξεργασία σήματος θα αποτελεί κεντρικό κομμάτι των μελλοντικών πομποδεκτών, είναι αναγκαία η περεταίρω έρευνα στην μείωση της αλγοριθμικής πολυπλοκότητάς τους με στόχο την χαλάρωση των απαιτήσεων των ηλεκτρικών κυκλωμάτων στα οποία βασίζονται.

Αναφορές Κεφαλαίου 7

- [7.1] Optical Interconnecting Forum on: “Implementation Agreement for Integrated Dual Polarization Intradyn Coherent Receivers”, available at: http://www.oiforum.com/public/documents/OIF_DPC_RX-01.0.pdf
- [7.2] ITU International Telecommunication Union on: “Interfaces for the Optical Transport Network Recommendation G.709” available at: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.709/>
- [7.3] IEEE P802.3ba 40Gb/s and 100Gb/s Ethernet Task Force, available at: <http://www.ieee802.org/3/ba/>
- [7.4] Xia TJ, Gringeri S, Tomizawa M. “High capacity optical transport networks”. IEEE Communications Magazine 50 2012, (11):170–178.
- [7.5] Fujitsu white paper on “Path to 400G” available at: <http://www.fujitsu.com/us/Images/Pathto400G.pdf>
- [7.6] Murai H, Kagawa M, Tsuji H, Fujii K., “80-Gb/s error-free transmission over 5600 km using a cross absorption modulation based optical 3R regenerator”. IEEE Photonics Technology Letters, vol. 17, pp. 1965–1967, 2005.
- [7.7] Y. Zhu, J. Wang, Q. Guo, Y.Cui, C. Li, F.Zhu and Y. Bai, “Experimental comparison of terabit nyquist superchannel transmissions based on high and low baud rates”, in Proc. OFC 12, JW2A.37,2013.
- [7.8] I. P. Kaminov, T. Li, A.E Willner, “Optical Fiber Telecommunications VIB, Systems and Networks”, 6th edition, Elsevier 2013.
- [7.9] Gringeri S, Basch B, Shukla V, Egorov R, Xia TJ., “ Flexible architectures for optical transport nodes and networks”, IEEE Communications Magazine, vol. 48, pp.40-50, 2010.
- [7.10] ITU-T, G.694.1 recommendations on “Series G: Transmission Systems and Media, Digital Systems and Networks”,
- [7.11] J. Sakaguchi, B.J. Puttnam, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, M. Watanabe, 19-Core fiber transmission of $19 \times 100 \times 172$ -Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s, in Proc. OFC’12, PDP5C.1, 2012.
- [7.12] D. Qian, M.-F. Huang, E. Ip, Y.-K. Huang, Y. Shao, J. Hu, T. Wang, “101.7-Tb/s (370×294 -Gb/s) PDM-128QAM-OFDM transmission over 3×55 -km SSMF using pilot-based phase noise mitigation”, in: Proc. OFC’11, PDPB5, 2011.
- [7.13] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, M. Watanabe, “109-Tb/s ($7 \times 97 \times 172$ -Gb/s SDM/WDM/PDM) QPSK transmission through 16.8-km homogeneous multi-core fiber”, in proc. OFC’11, PDPB6, 2011.
- [7.14] A. Sano, T. Kobayashi, S. Yamanaka, A. Matsuura, H. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Ishihara, H. Masuda, “102.3-Tb/s (224×548 -Gb/s) C- and extended L-band all-Raman transmission over 240 km using PDM-64QAM single carrier FDM with digital pilot tone” in Proc. OFC’12, PDP5C.3., 2012.
- [7.15] S. Bigo, Y. Frignac, G. Charlet, W. Idler, S. Borne, H. Gross, R. Dischler, W. Poehlmann, P. Tran, C. Simonneau, D. Bayart, G. Veith, A. Jourdan, J.-P. Hamaide, “10.2 Tbit/s (256×42.7 Gbit/s PDM/WDM) transmission over 100 km TeraLightTM fiber with 1.28 bit/s/Hz spectral efficiency,” in Proc. OFC’ 01, PD25, 2001.

- [7.16] A. Sano, H. Masuda, Y. Kisaka, S. Aisawa, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Koga, K. Hagimoto, T. Yamada, T. Furuta, H. Fukuyama, "14-Tb/s (140 × 111-Gb/s PDM/WDM) CSRZ-DQPSK transmission over 160 km using 7-THz bandwidth extended L-band EDFAs," in Proc. ECOC, Th4.1.1, 2006.
- [7.17] D. Qian, M.-F. Huang, E. Ip, Y.-K. Huang, Y. Shao, J. Hu, T. Wang, "101.7-Tb/s (370 × 294-Gb/s) PDM-128QAM-OFDM transmission over 3 × 55-km SSMF using pilot-based phase noise mitigation," in Proc. OFC' 11, PDPB5, 2011.
- [7.18] A.H. Gnauck, G. Charlet, P. Tran, P.J. Winzer, C.R. Doerr, J.C. Centanni, E.C. Burrows, T. Kawanishi, T. Sakamoto, K. Higuma, 25.6-Tb/s C+L-band transmission of polarization-multiplexed RZ-DQPSK signals, in Proc. OFC' 07, PDP19, 2007.
- [7.19] Gnauck AH, Charlet G, Tran P, et al. "25.6-Tb/s WDM transmission of polarization-multiplexed RZ-DQPSK signals", IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 26, pp. 79–84, 2008.
- [7.20] X. Zhou, J. Yu, M.-F. Huang, Y. Shao, T. Wang, P. Magill, M. Cvijetic, L. Nelson, M. Birk, G. Zhang, S. Ten, H.B. Matthews, S.K. Mishra, "32 Tb/s (320 × 114 Gb/s) PDM-RZ-8QAM Transmission over 580 km of SMF-28 ultra-low-loss fiber", in proc. OFC' 09, PDPB4, 2009.
- [7.21] A. Sano, H. Masuda, T. Kobayashi, M. Fujiwara, K. Horikoshi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, M. Matsui, M. Mizoguchi, H. Yamazaki, Y. Sakamaki, H. Ishii, "69.1-Tb/s (432 × 171-Gb/s) C- and extended L-band transmission over 240 km using PDM-16-QAM modulation and digital coherent detection," in proc. OFC' 10, PDPB7, 2010.
- [7.22] J. Sakaguchi, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, T. Hayashi, T. Taru, T. Kobayashi, M. Watanabe, "109-Tb/s (7 × 97 × 172-Gb/s SDM/WDM/PDM) QPSK transmission through 16.8-km homogeneous multi-core fiber", in Proc. OFC'11, PDPB6, 2011.
- [7.23] B. Zhu, T. Taunay, M. Fishteyn, X. Liu, S. Chandrasekhar, M. Yan, J. Fini, E. Monberg, F. Dimarcello, K. Abedin, P.W. Wisk, D.W. Peckham, P. Dzedzic, "Space-, wavelength-, polarization-division multiplexed transmission of 56-Tb/s over a 76.8-km seven-core fiber", in Proc. : OFC'11, PDPB7, 2011.
- [7.24] R. Ryf, A. Sierra, R.-J. Essiambre, A.H. Gnauck, S. Randel, M. Esmaelpour, S. Mumtaz, P.J. Winzer, R. Delbue, P. Pupalakakis, A. Sureka, T. Hayashi, T. Taru, T. Sasaki, "Coherent 1200-km 6 × 6 MIMO mode-multiplexed transmission over 3-core microstructured fiber", in Proc. ECOC' 11, Th.13.C.1, 2011.
- [7.25] M. Salsi, C. Koebele, D. Sperti, P. Tran, P. Brindel, H. Mardoyan, S. Bigo, A. Boutin, F. Verluise, P. Sillard, M. Bigot-Astruc, L. Provost, F. Cerou, G. Charlet, Transmission at 2 × 100 Gb/s, over two modes of 40 km-long prototype few-mode fiber, using LCOS based mode multiplexer and demultiplexer, in: OFC/NFOEC 2011, PDPB9.
- [7.26] C. Koebele, M. Salsi, L. Milord, R. Ryf, C. Bolle, P. Sillard, S. Bigo, G. Charlet, "40 km transmission of five mode division multiplexed data streams at 100 Gb/s with low MIMO-DSP complexity", in Proc. ECOC'11, Th.13.C.3, 2011.
- [7.27] J. Sakaguchi, B.J. Puttnam, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, M. Watanabe, "19-Core fiber transmission of 19 × 100 × 172-Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s", in Proc. OFC' 12, PDP5C.1, 2012.
- [7.28] J. Kakande, F. Parmigiani, R. Slavík, P. Petropoulos, D.J. Richardson, "Phase sensitive amplifiers for regeneration of phase encoded optical signal formats," in Proc. ICTON' 11, Tu.A1.6, 2011.
- [7.29] M. Maier, "The Escape of Sisyphus or What "Post NG-PON2" Should Do Apart from Neverending Capacity Upgrades", Photonics, vol. 1(1), pp. 47-66, 2014

Παράρτημα

Δημοσιεύσεις σε Έγκριτα Περιοδικά και Συνέδρια με κρίση

Περιοδικά με κρίση

- 1) **I. Lazarou**, S. Dris, P. Bakopoulos, B. Schrenk and H. Avramopoulos, “*Full-Duplex 4-PAM Transmission for Capacity Upgrade in Loop-Back PONs*”, IEEE Photonics Technology Letters, vol.25,pp.1125-1128, 2013.
- 2) P. Bakopoulos, S. Dris, B. Schrenk, **I. Lazarou** and H. Avramopoulos, “*Bandpass sampling in heterodyne receivers for coherent optical access networks*”, OSA Optics Express, vol.20, pp. 29404-29412, 2012.
- 3) **I. Lazarou**, C. Stamatiadis, B. Schrenk, L. Stampoulidis, L. Zimmermann, K. Voigt, G.B Preve, L. Moerl, J. Kreissl, H. Avramopoulos, “*Colorless ONU With Discolored Source and Hybrid SOI Integrated Wavelength Converter*”, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 24, pp. 386-388, (2012).
- 4) B. Schrenk, S. Dris, P. Bakopoulos, **I. Lazarou**, K. Voigt, L. Zimmermann and H. Avramopoulos, “*Flexible quadrature amplitude modulation with semiconductor optical amplifier and electroabsorption modulator*”, OSA Optics Letters, vol. 37, pp. 3222-3224, 2012.
- 5) C. Stamatiadis, F. Gomez-Agis, L. Stampoulidis, K. Vysokinos, **I. Lazarou**, J.H.S. Dorren, L. Zimmermann, K. Voigt, D. Van Thourhout, P. De Heyn, “*The BOOM project: towards 160 Gb/s packet switching using SOI photonic integrated circuits and hybrid integrated optical flip-flops*”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 30, pp. 22-30, 2012.
- 6) C. Stamatiadis, L. Stampoulidis, D. Kalavrouziotis, **I. Lazarou**, K. Vysokinos, L. Zimmermann, K. Voigt, G.B. Preve, L. Moerl, J. Kreissl and H. Avramopoulos, “*Fabrication and experimental demonstration of the first 160 Gb/s hybrid silicon-on-insulator integrated all-optical wavelength converter*”, OSA Optics Express, vol. 20, pp. 3825-3831, 2012.
- 7) C. Stamatiadis, K. Vysokinos, L. Stampoulidis, **I. Lazarou**, A. Maziotis, J. Bolten, M. Karl, T. Wahlbrink, P. De Heyn, Z. Sheng, D. Van Thourhout, H. Avramopoulos, “*Silicon-on-insulator nanowire resonators for compact and ultra-high speed all-optical wavelength converters*”, IEEE Journal of Lightwave Technology, vol. 20, pp. 3054-3060, 2011.
- 8) C. Stamatiadis, L. Stampoulidis, D. Kalavrouziotis, **I. Lazarou**, K. Vysokinos, L. Zimmermann, K. Voigt, G. B. Preve, L. Moerl, J. Kreissl and H. Avramopoulos, “*Fabrication and Experimental Demonstration of a Four-Channel 4x40 Gb/s TriPlex All-Optical Wavelength Conversion Platform*”, IEEE Journal of Lightwave Technology, pp. 1886-1891, 2011.

Συνέδρια με κρίση

- 1) **I. Lazarou**, G. Kanakis, N. Iliadis, D. Kalavrouziotis, G. Pouloupoulos, D. Apostolopoulos, P. Bakopoulos and H. Avramopoulos, “*Bandwidth and Wavelength-Selective MUX/DEMUX Microresonator Elements for Flexible Grid Applications*”, to be presented in Advanced Photonics Conference, Boston, USA (2015).
- 2) N. Argyris, **I. Lazarou**, S. Dris, P. Bakopoulos, C. Spatharakis, D. Kalavrouziotis, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos, “*Low Cost 4-PAM Heterodyne Digital Receiver for Long Reach Passive Optical Networks*”, to be presented in Advanced Photonics Conference, Boston, USA (2015).
- 3) **I. Lazarou**, C. Spatharakis, V. Katopodis, S. Dris, P. Bakopoulos, B. Schrenk, H. Avramopoulos H, “*Experimental demonstration of high spectral-efficiency transmission with a novel non-interferometric vector modulator and custom DSP algorithms for coherent PON architectures*”, in Proc. SPIE, vol. 9009, pp.90090I-1 - 90090I-10, 2014.

- 4) S. Dris S., C. Spatharakis, P. Bakopoulos, **I. Lazarou**, H. Avramopoulos, “Blind SNR estimation for QAM constellations based on the signal magnitude statistics”, in Proc. SPIE, vol. 9009, pp.900905-1 - 900905-9, San Francisco, CA, 2014.
- 5) A. Pagano, E. Riccardi, D. Roccatò, **I. Lazarou**, S. Dris, P. Bakopoulos, H. Avramopoulos, M. O’Keefe, R. Nogueira and M. Drummond, “32 Gbaud QPSK and 16 QAM field trial transmission over 560 km with GaAs IQ modulator for hybrid integration over SOI photonic circuits”, on Proc. FOTONICA AEIT ‘14, pp. 1-4, 2014.
- 6) K. Yiannopoulos, E. Varvarigos, V. Katopodis, K. Christodouloupoulos, D. Klonidis, I. Tomkos, **I. Lazarou**, P. Bakopoulos, H. Avramopoulos, P. Dimos, G. Heliotis, “Coverage capabilities of a multi-wavelength passive optical network architecture”, in Proc. IEEE CAMAD’14, pp. 51-55, 2014.
- 7) B. Schrenk, **I. Lazarou**, S. Dris, P. Bakopoulos, H. Avramopoulos, M. Stierle, H. Leopold, “Low-cost transmitter for flexible-format generation up to 16-QAM for spectral-efficiency conscious PONs”, on Proc. ECOC 13, pp.1-3, 2013.
- 8) L. Zimmermann, S. Lischke, S. Fedderwitz, T. Brast, A.G Steffan, M. O’Keefe, D. Petousi, C. Stamatiadis, K. Voigt, G.B. Preve, **I. Lazarou**, H. Avramopoulos, D. Korn, P. Schindler, C. Koos, W. Freude, J. Leuthold, R. Nogueira, D. Roccatò, E. Kehayas, L. Stampoulidis, “Mixed technology platform for terabit optical Ethernet applications”, on Proc ICAIT 13, pp.149-150, 2013.
- 9) K. Yiannopoulos, E. Varvarigos, D. Klonidis, I. Tomkos, M. Spyropoulou, **I. Lazarou**, P. Bakopoulos, H. Avramopoulos, G. Heliotis, L-P Dimos, G. Agapiou, “PANDA: Asymmetric passive optical network for xDSL and FTTH access”, on 17th Panhellenic Conference on Informatics, pp. 335-342, 2013.
- 10) M. Kroh, M. O’Keefe, K. Voigt, S. Fedderwitz, G.B. Preve, S. Lischke, T. Brast, D. Petousi, C. Stamatiadis, E. Kehayas, R. Nogueira, D. Korn, D. Roccatò, P.C. Schindler, **I. Lazarou**, C. Koos, W. Freude, J. Leuthold, H. Avramopoulos, A.G Steffan, L. Stampoulidis, L. Zimmermann, “Photonic-Electronic platform for next generation optical transport network, on Proc. IEEE Transparent Optical Networks (ICTON 13), pp.1-5, 2013.
- 11) S. Dris, P. Bakopoulos, **I. Lazarou**, C. Spatharakis and H. Avramopoulos, “M-QAM carrier phase recovery using the viterbi-viterbi monomial-based and maximum Likelihood Estimators”, on Proc. OSA (OFC/NFOEC 13), pp.1-3, 2013.
- 12) S. Fedderwitz, T. Brast, K. Voigt, G.B Preve, **I. Lazarou**, S. Dris, P. Bakopoulos, H. Avramopoulos, L. Zimmermann, A.G. Steffan, “Cost-efficient SOI hybrid coherent receiver”, in Proc. OSA Asia Communications and Photonics Conference, AF3C.2, pp.1125-1128, 2013.
- 13) S. Dris, **I. Lazarou**, P. Bakopoulos and H. Avramopoulos, “Phase entropy-based Frequency Offset Estimation for coherent optical QAM systems”, in Proc. OSA OFC/NFOEC 12, OTu2G. 4, 2012.
- 14) S. Dris, P. Bakopoulos, **I. Lazarou**, B. Schrenk and H. Avramopoulos, Hercules “Low-Complexity DSP Using Undersampling for Heterodyne Receivers in Coherent Passive Optical Access Networks”, in Proc. European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 12), We. 3. A. 4, 2012.
- 15) C. Stamatiadis, L. Stampoulidis, K. Vyrsokinos, **I. Lazarou**, D. Kalavrouziotis, L. Zimmermann, K. Voigt, G.B. Preve, L. Moerl, J. Kreissl, H. Avramopoulos, “A hybrid photonic integrated wavelength converter on a silicon-on-insulator substrate” in Proc. OSA OFC’12, OM3E. 1, 2012.
- 16) B. Schrenk, S. Dris, P. Bakopoulos, **I. Lazarou**, K. Voigt, L. Zimmermann and H. Avramopoulos, “Flexible Optical QAM Generation with a Low-Complexity Amplified InP SOA/EAM-Based Modulator”, on Proc. ECOC 12 , Tu. 4. A. 6, 2012.
- 17) B. Schrenk, S. Dris, P. Bakopoulos, **I. Lazarou**, K. Voigt, L. Zimmermann and H. Avramopoulos, “Octary QAM as Capacity Extension for Coherent UDWDM PON”, on Proc. ECOC 12 , P6.13, 2012.
- 18) S. Dris, Stefanos, **I. Lazarou**, P. Bakopoulos and H. Avramopoulos, “Frequency offset estimation in m-QAM coherent optical systems using phase entropy”, on Proc. CLEO 12, CF1F. 2, 2012.

- 19) I. Lazarou**, C. Stamatiadis, B. Schrenk, L. Stampoulidis, L. Zimmermann, K. Voigt, G.B. Preve, L. Moerl, J. Kreissl, Jochen and H. Avramopoulos “*Migrating legacy PON equipment towards colorless ONU through hybrid integrated SOI all-optical λ -converter*”, in Proc. OSA OFC '12, OM2I.1, 2012.
- 20) O. Gili-de-Villasante**, P. Tcheg, B. Wang, A. Suna, G. Giannoulis, **I. Lazarou**, D. Apostolopoulos, H. Avramopoulos, N. Pleros, B. Matthias, “*Design, fabrication, and characterisation of fully etched TM grating coupler for photonic integrated system-in-package*”, in Proc. SPIE Photonics Europe, pp. 84310G-1-84310G-8, 2012.
- 21) C. Stamatiadis**, L. Stampoulidis, K. Vyrsoinos, **I. Lazarou**, D. Kalavrouziotis, L. Zimmermann, K. Voigt, G.B. Preve, L. Moerl, J. Kreissl and H. Avramopoulos, “*A hybrid photonic integrated wavelength converter on a silicon-on-insulator substrate*” on Proc. OSA OFC'12, OM3E. 1, 2012.
- 22) S. Dris**, **I. Lazarou**, P. Bakopoulos and H. Avramopoulos, “*Phase entropy-based Frequency Offset Estimation for coherent optical QAM systems*”, in Proc. OSA OFC'12, OTu2G. 4, 2012
- 23) B. Schrenk**, C. Stamatiadis, **I. Lazarou**, A. Maziotis, G. de Valicourt, J. Lázaro, J. Prat and H. Avramopoulos, Hercules, “*On an ONU for full-duplex 10.5 Gbps/ λ with shared delay interferometer for format conversion and chirp filtering*”, on Proc. ODA OFC'11, OThB7, 2011.
- 24) C. Stamatiadis**, **I. Lazarou**, L. Stampoulidis, K. Vyrsoinos, B. Schrenk, A. Leinse, R. Heideman, C. Bruinink, E. Klein and H. Avramopoulos, “*4x40 Gb/s All-Optical Wavelength Conversion Using SOAs and Integrated Arrays of Ring Resonators and Dis*” on Proc. OSA OFC '11, OThY4, 2011.
- 25) C. Stamatiadis**, L. Stampoulidis, K. Vyrsoinos, **I. Lazarou**, L. Zimmermann, K. Voigt, L. Moerl, J. Kreissl, B. Sedighi, Z. Sheng, P. De Heyn, D. Van Thourhout, M. Karl, T. Wahlbrink, J. Bolten, A. Leinse, R. Heidemann, F. Gomez-Agis, H.J.S. Dorren, A. Pagano, E. Riccardi, H. Avramopoulos, “*The ICT-BOOM project: Photonic routing on a silicon-on-insulator hybrid platform*”, in Proc. IEEE ONDM'11, pp.1-5, 2011.
- 26) L. Zimmermann**, K. Voigt, K. Vyrsoinos, L. Stampoulidis, P. Bakopoulos, **I. Lazarou**, S. Dris, H. Avramopoulos, Y. Zhou, S. Clements, J. Heaton, M. Kroh, Y. Yamamoto, D. Micusik, J.C Sheydt, M. Llopis, G.B. Preve, R. Nogueira, P. Monteiro, A.C. Piat, D. Roccatò, “*The European Galactico Project: Coherent Terabit Ethernet Systems Using 4 μ m Rib Waveguide Silicon-on-Insulator Technology and GaAs Electro-optic Modulators*”, in Proc. IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series'11, WC1.2, pp. 151-152, 2011.

