



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

**Τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος με εφαρμογή σε
σύμφωνους οπτικούς πομποδέκτες και δυναμικά δίκτυα
υψηλής χωρητικότητας**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Νικόλαος Β. Αργύρης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Υπολογιστών ΕΜΠ

Επιβλέπων: Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2023



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

**Τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος με εφαρμογή σε
σύμφωνους οπτικούς πομποδέκτες και δυναμικά δίκτυα
υψηλής χωρητικότητας**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Νικόλαος Β. Αργύρης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Υπολογιστών ΕΜΠ

Συμβουλευτική Επιτροπή: Ηρακλής Αβραμόπουλος (Επιβλέπων)

Νικόλαος Πλέρος

Νικόλαος Ουζούνογλου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 12^η Ιουλίου 2023.

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

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

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

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

.....
Εμμανουήλ Βαρβαρίγος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Νεκτάριος Κοζύρης
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ιωάννης Παπαδόπουλος
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Νικόλαος Β. Αργύρης

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

Copyright © Νικόλαος Β. Αργύρης 2023.

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 παρούσα διατριβή έχει τίτλο «Τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος με εφαρμογή σε σύμφωνους οπτικούς πομποδέκτες και δυναμικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας». Αρχικά, παρουσιάζονται τα υποσυστήματα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος ενός σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη και υλοποιούνται οι κατάλληλοι αλγόριθμοι μια πλήρους πλατφόρμας εκπομπής και λήψης οπτικά διαμορφωμένων σημάτων ανώτερης τάξης. Επίσης, αναλύονται και αναπτύσσονται καινοτόμοι αλγόριθμοι ανάκτησης συχνότητας και φάσης του οπτικού φέροντος. Η διατριβή επικεντρώνεται στην ενσωμάτωση της πλατφόρμας επεξεργασίας σήματος που υλοποιήθηκε σε έναν πρότυπο σύμφωνο οπτικό πομποδέκτη, ο οποίος αναπτύχθηκε με βάση την υποδομή του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών του ΕΜΠ. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην αξιολόγηση της επίδοσης των ψηφιακών αλγορίθμων σε συνδυασμό με το πραγματικό hardware οπτικού πομποδέκτη και την υποδομή οπτικών ζεύξεων. Ακολούθως, παρουσιάζεται η διαδικασία ενοποίησης του πρότυπου οπτικού πομποδέκτη και της αλγοριθμικής πλατφόρμας ψηφιακής επεξεργασίας σήματος εντός μίας ευρύτερης και ολιστικής αρχιτεκτονικής δυναμικού οπτικού δικτύου. Μέσω μια σειράς πειραμάτων και επιδείξεων τόσο σε εργαστηριακές συνθήκες όσο και σε τοπολογίες ζεύξεων κορμού στο δίκτυο της Telecom Italia, του μεγαλύτερου τηλεπικοινωνιακού παρόχου της Ιταλίας, επιδεικνύεται η εύρυθμη λειτουργία του αναπτυχθέντος σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη σε σενάρια αυτοματοποίησης και δυναμικής λειτουργίας ενός δικτύου. Τέλος, αναφέρονται οι κατευθύνσεις στις οποίες θα κινηθούν τα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας κατά τα επόμενα χρόνια, ενώ έμφαση δίνεται και στις τεχνολογικές αναβαθμίσεις και συνέργειες με τις οποίες θα επιτευχθεί η εξέλιξη αυτή.

Λέξεις κλειδιά

Σύμφωνα Οπτικά Συστήματα Επικοινωνίας, Δίκτυα υψηλής χωρητικότητας,
Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος, Φωτονική τεχνολογία

Abstract

This thesis explores the application of digital signal processing techniques in the field of coherent optical transceivers and high-capacity dynamic networks. The initial focus of the study is on the implementation of digital signal processing subsystems within a coherent optical transceiver. A comprehensive set of algorithms are presented and implemented into a signal processing platform capable of transmitting and receiving higher-order optically modulated signals. In addition, innovative algorithms for optical carrier frequency and phase recovery are analyzed and devised. Furthermore, the thesis investigates the integration of the signal processing platform into a prototype coherent optical transceiver, utilizing the Photonics Communications Research Laboratory infrastructure. Extensive evaluation of the performance of digital algorithms, in conjunction with real optical transceiver hardware and optical link infrastructure, is conducted, placing particular emphasis on assessing their effectiveness and robustness. The subsequent phase of the research focuses on the integration process of the prototype optical transceiver and the signal processing platform within a broader and holistic dynamic optical network architecture. Through a series of experiments and demonstrations conducted in both laboratory settings and in Telecom Italia's backbone network topologies, the study showcases the seamless operation of the developed harmonic optical transceiver in scenarios involving automation and dynamic network operations. Finally, the thesis explores the future directions of high-capacity optical networks, highlighting the anticipated advancements and technological synergies necessary to achieve these developments.

Keywords

Coherent Optical Communications, High-Capacity Optical Networks,
Digital Signal Processing, Photonics

Κατάλογος Συντομογραφιών

A/D	Analog to Digital
ABNO	Application-Based Network Operations
AR/VR	Augmented/Virtual Reality
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
AWG	Arbitrary Waveform Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Ratio
BoL	Begin of Life
BPS	Blind Phase Search
CAGR	Compound Annual Growth Rate
CD	Chromatic Dispersion
CFR	Carrier Frequency Recovery
CMA	Constant Modulus Algorithm
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPR	Carrier Phase Recovery
D(Q)PSK	Differential (Quadrature) Phase Shift Keying
D/A	Digital to Analog
DFB	Distributed Feedback Laser
DGD	Differential Group Delay
DP	Dual Polarization
DSP	Digital Signal Processor/Processing
ECL	External Cavity Laser
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EoL	End of Life
EVM	Error Vector Magnitude
FDEQ	Frequency Domain Equalizer
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FOE	Frequency Offset Estimator
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSM	Finite State Machine
GUI	Graphical User Interface
IM/DD	Intensity Modulation/ Direct Detection
IoT	Internet of Things
IQ	In Phase – Quadrature
LiNbO ₃	Lithium Niobate

LO	Local Oscillator
LP	LightPath
MIMO	Multiple Input – Multiple Output
ML	Maximum Likelihood
MMA	Multi Modulus Algorithm
MZM	Mach Zehnder Modulator
NETCONF	Install, manipulate, and delete the configuration of network devices
NFE	Normalized Frequency Error
NFV	Network Function Virtualization
NLS	Non-linear Least Squares
OAM	Operation and Maintenance
OPM	Optical Performance Monitor
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PMD	Polarization Mode Dispersion
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QoT	Quality of Transmission
(Q)PSK	(Quadrature) Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
ROADM	Reconfigurable Add-Drop Multiplexer
Rx	Receiver
SCPI	Standard Commands for Programmable Instruments
SDN	Software Defined Networking
SNR	Signal to Noise Ratio
SoP	State of Polarization
TDEQ	Time Domain Equalizer
Tx	Transmitter
VHDL	Very High-Speed Integrated Circuit Hardware Descriptive Language
VOA	Variable Optical Attenuator
VV4E	Viterbi & Viterbi 4 th Power Estimator
VVMPE	Viterbi & Viterbi Monomial Estimator
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WSS	Wavelength Selective Switch
ΕΦΕ	Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών
ΨΕΣ	Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος

Ευχαριστίες

Το κείμενο της διατριβής αυτής αποτελεί τον επίλογο μιας διαδρομής, ενός μοναδικού ταξιδιού που ξεκίνησε την άνοιξη του 2013. Από τη στιγμή που πέρασα την πόρτα του Εργαστηρίου Φωτονικών Επικοινωνιών με στόχο να εκπονήσω τη διπλωματική μου εργασία ως προπτυχιακός φοιτητής έως και σήμερα, η πορεία μου τόσο στην ακαδημαϊκή μετέπειτα στην επαγγελματική αλλά και στην προσωπική της διάσταση καθορίστηκε και σημαδεύτηκε από τα βιώματα και τους ανθρώπους στο εργαστήριο αυτό. Μέσα στο πέρασμα αυτών των χρόνων γνώρισα άτομα που εκτός από την επιστημονική τους επάρκεια, έχω την τιμή να τους θεωρώ φίλους και συνοδοιπόρους μου.

Πρωτίστως όμως, όλη αυτή η πορεία δεν θα υπήρχε χωρίς την παρουσία του Καθηγητή κύριου Ηρακλή Αβραμόπουλου. Του ανθρώπου ο οποίος έδωσε και σε μένα την ευκαιρία να ασχοληθώ με ένα από τα πλέον ενδιαφέροντα επιστημονικά αντικείμενα ενός Ηλεκτρολόγου Μηχανικού, τόσο ως προπτυχιακός φοιτητής όσο και ως υποψήφιος διδάκτορας. Μια ευκαιρία να αποτελέσω μέλος της ερευνητικής ομάδας ενός εργαστηρίου πρότυπο για την έρευνα και την καινοτομία σε έναν τομέα αιχμής της τεχνολογίας τόσο για τα ελληνικά δεδομένα όσο και παγκοσμίως. Τον ευχαριστώ για την έμπνευση και την καθοδήγησή του κατά τη διάρκεια όλων αυτών των χρόνων, η οποία πέρα απ' την επιστημονική της πλευρά ήταν πάνω απ' όλα ανθρώπινη. Ο κ. Αβραμόπουλος ήταν πάντα παρών να ακούσει τις σκέψεις, να βοηθήσει και να δώσει λύσεις για τους προβληματισμούς όλων των μελών του εργαστηρίου. Η εκπληκτική πορεία του είναι προφανής αρκεί κάποιος να παρατηρήσει ότι το PCRL συμπληρώνει φέτος 30 χρόνια ζωής. Είμαι πραγματικά ευγνώμων για την ευκαιρία που μου δόθηκε να υπάρξω κι εγώ μέλος του.

Το εργαστήριο πέρα και πάνω απ' την ακαδημαϊκή του διάσταση είναι όντως οι άνθρωποί του, η ομάδα. Χωρίς τη συνύπαρξη και τη συνεργασία με τα μέλη της δεν θα ήταν εύκολη η πορεία μέχρι το τέλος της. Είμαι ευγνώμων που είχα την τύχη να μοιραστώ όλα αυτά τα χρόνια την καθημερινότητά μου με τους ανθρώπους αυτούς. Πρώτους απ' όλους το Στέφανο Δρη και το Χρήστο Σπαθαράκη. Τα παιδιά ήταν οι πρώτοι που με υποδέχτηκαν στην ομάδα, με καθοδήγησαν από τις πρώτες μέρες της διπλωματικής μου εργασίας κιόλας και με ενθάρρυναν να συνεχίσω μαζί τους ως υποψήφιος διδάκτορας. Η προσέγγιση τους τόσο στο επιστημονικό όσο και στο διαπροσωπικό επίπεδο με έκαναν να νιώσω ευπρόσδεκτος και μια

μεγάλη άνεση από την αρχή της πορείας μου. Μαζί οι τρεις μας δουλέψαμε σε ένα πολύ όμορφο και δημιουργικό κλίμα, ενώ η ευφυΐα και ο αντισυμβατικός τρόπος σκέψης τους με έκανε να μάθω και να προσεγγίζω τα προβλήματα με τρόπους που μέχρι τότε δεν φανταζόμουν. Τους ευχαριστώ ειλικρινά που με βοήθησαν να ενταχθώ στην ομάδα και είναι βέβαιο πως αυτό το έργο δεν θα είχε ολοκληρωθεί δίχως αυτούς.

Έπειτα, ιδιαίτερες ευχαριστίες οφείλω να δώσω στο Γιάννη Κανάκη. Έναν από τους ευφυέστερους ανθρώπους που έχω συναναστραφεί και που είχα την τύχη να συνεργαστώ περισσότερο μαζί του στα τελευταία χρόνια του διδακτορικού μου. Με το Γιάννη δουλέψαμε, κοπιάσαμε, ξενυχτήσαμε και ταξιδέψαμε σε όλη σχεδόν την νότια Ευρώπη με μια βαλίτσα γεμάτη εξοπλισμό για συνταξιδιώτη μας. Οι ικανότητές του ως ερευνητή καθώς και η ευρhythμία του ως άτομο αποτελεί πηγή έμπνευσης για μένα και νιώθω ειλικρινά τυχερός που ήταν παρών σε όλη αυτή τη διαδρομή μου.

Από τις ευχαριστίες αυτές δεν θα μπορούσαν να λείπουν ο Δημήτρης Καλαβρουζιώτης και ο Γιάννης Γιαννούλης. Στα μάτια μου, τις πρώτες μέρες στο εργαστήριο ήταν οι δύο «παλιοί». Ήταν, όμως, οι ερευνητές εκείνοι, και στην πορεία των χρόνων φίλοι, που αποτέλεσαν πρότυπο για μένα καθ' όλη την πορεία μου στο εργαστήριο. Οι βαθιές τους γνώσεις, η μεθοδικότητά στην επίλυση προβλημάτων και η μεταδοτικότητά τους στην επεξήγηση και την ερμηνεία εννοιών (από τις θεμελιώδεις έως τις πλέον πολύπλοκες) είναι ασύγκριτες και πραγματικά νιώθω μεγάλη τιμή που συνυπήρξα μαζί τους. Η παρουσία τους αποτελούσε πυξίδα για την πορεία μου στο εργαστήριο. Ιδιαίτερα για το Δημήτρη, νιώθω ακόμα μεγαλύτερη χαρά που έχω την τύχη να δουλεύουμε ακόμα μαζί και να μοιραζόμαστε κοινές ανησυχίες για το μέλλον.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ, επίσης, στον Γιάννη Πουλόπουλο και τον Νίκο Ηλιάδη. Με το Γιάννη ξεκινήσαμε μαζί την πορεία μας στο εργαστήριο και μοιραστήκαμε στην πορεία όλων αυτών των χρόνων κοινές εμπειρίες και προβληματισμούς εντός και εκτός εργαστηρίου. Ο Νίκος, το alter ego του Γιάννη, πάντα διαθέσιμος και πρόθυμος να βοηθήσει με την υπομονή, την ηρεμία του και τη μεθοδικότητά του σε όλες τις δραστηριότητες από τα πρώτα κιόλας χρόνια στο εργαστήριο.

Στον Κώστα Τόκα, έναν από τους καλύτερους μου φίλους, που τα πράγματα ήρθαν έτσι και τον γνώρισα πρώτη φορά στο εργαστήριο αν και συμφοιτητές στο ίδιο έτος. Η εξέλιξη του Κώστα όσο τον έζησα στο εργαστήριο ήταν θεαματική και υπήρξε ένας απ' τους στυλοβάτες

του εργαστηρίου. Είναι, όμως, και είναι ένας απ' τους ανθρώπους που δίνουν χρώμα στην καθημερινότητα της δουλειάς. Επίσης στην Κωνσταντίνα που είχα την τιμή να δουλέψουμε μαζί από τη στιγμή που ήρθε στο εργαστήριο για τη διπλωματική της μέχρι τα πρώτα χρόνια του διδακτορικού της. Πρόκειται για μια εξαιρετική επιστήμονα και ένα πολύ καλό παιδί. Μαζί με τον Παναγιώτη έχουν σχηματίσει ένα πολύ αξιόλογο «δίδυμο» που εξελίσσεται επιστημονικά και βοηθάει το εργαστήριο να εξελίσσεται μαζί τους.

Νιώθω βαθιά υποχρέωση επίσης να ευχαριστήσω, τον Παρασκευά Μπακόπουλο και τον Δημήτρη Αποστολόπουλο. Οι δύο τους αποτέλεσαν τους καθοδηγητές μου σε όλη τη διάρκεια της πορείας μου στο εργαστήριο. Για τον Παρασκευά, ό,τι και να πει κανείς για τις γνώσεις και του και την τεχνική του κατάρτιση είναι λίγο, και πραγματικά νιώθω ευγνώμων που έχω την ευκαιρία να συνεργάζομαι ακόμα, μαζί του και στη μετά-PCRL πορεία μου. Ο Δημήτρης από την άλλη, ήταν ένας από τους ανθρώπους που μου έδωσε ώθηση να εμπιστευόμαι τις δυνατότητες μου και παράλληλα συνέβαλε στην περαιτέρω εξέλιξη των μελών του εργαστηρίου.

Τέλος, θέλω να ευχαριστήσω και τον Γιάννη Λαζάρου για την εργαστηριακή εμπειρία και τις γνώσεις που μου μετάδωσε κυρίως στα πρώτα χρόνια της παρουσίας μου στο εργαστήριο. Ευχαριστώ ακόμη και τους Πάνο Γκρούμα, Βασίλη Κατωπόδη, Λευτέρη Γουναρίδη και Χρήστο Τσόκο. Με τα παιδιά συνυπήρξαμε στο εργαστήριο τρέχοντας ο καθένας διαφορετικά πειράματα κάθε φορά, άλλα ήταν πάντα εκεί να βοηθήσουν και να υποστηρίξουν με τις ικανότητες τους όποτε και όποιος είχε την ανάγκη. Ευχαριστώ επίσης και τους έμπειρους ερευνητές του εργαστηρίου, τον Χρήστο Κουλουμέντα, τον Κωστή Χριστογιάννη και τη Μαριλή Σπυροπούλου οι οποίοι αποτελούν στυλοβάτες του PCRL. Τέλος, ευχαριστώ ιδιαίτερα τη Βάσια Λαμπροπούλου για την αμέριστη υποστήριξη που παρείχε σε όλους μας με όλη τη γραφειοκρατική διαχείριση του εργαστηρίου, καθώς και την Πόλυ Βλάση για την πολύτιμη βοήθειά της σε ότι χρειάστηκα.

Πέρα από τα στενά όρια του εργαστηρίου θα ήθελα να ευχαριστήσω πολύ τους φίλους μου που βοήθησαν με την υποστήριξή τους στην αποσυμπίεση της έντασης της δουλειάς του διδακτορικού όλα αυτά τα χρόνια. Τον Δημήτρη, τον Ηλία, το Σπύρο, το Θοδωρή, το Θανάση, το Χρήστο, τη Χαρά, την Έλενα, τη Σοφία.

Προτού κλείσω αυτόν τον πρόλογο θέλω να ευχαριστήσω και τους γονείς Βάιο και Γεωργία και την αδερφή μου την Ελένη. Η υποστήριξη τους από την πρώτη στιγμή και η παρότρυνση

να ακολουθώ τον δρόμο μου κάνοντας πράγματα που μου αρέσουν με γεμίζει σιγουριά και ασφάλεια. Είναι πάντα στο πλευρό μου και τους είμαι ευγνώμων που μου παρείχαν όλα τα εφόδια όλα αυτά τα χρόνια. Η συμβολή τους σε αυτήν την πορεία είναι αδιαμφισβήτητη.

Θέλω, τέλος, να ευχαριστήσω τον άνθρωπό μου, την Ελένη. Η Ελένη ήρθε στη ζωή μου κατά τη διάρκεια αυτού του ταξιδιού. Από εκείνη τη στιγμή είναι όμως σύντροφός μου σε ένα μεγαλύτερο ταξίδι με ορίζοντα το μέλλον. Την ευχαριστώ για την κατανόηση, την υποστήριξή της αλλά και τη δύναμη που μου έδινε σε όλη αυτή τη διαδικασία. Η διατριβή αυτή είναι αφιερωμένη σε εκείνη.

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	5
Λέξεις κλειδιά.....	5
Abstract.....	7
Keywords.....	7
Κατάλογος Συντομογραφιών.....	9
Ευχαριστίες.....	11
Περιεχόμενα	15
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 Εισαγωγή και Σκοπός της Παρούσας Έρευνας.....	17
1.1 Τρέχουσες τάσεις στη βιομηχανία της πληροφορίας	17
1.2 Οπτικά Δίκτυα Υψηλής Χωρητικότητας	19
1.3 Εξέλιξη των Οπτικών Συστημάτων Επικοινωνιών	20
1.4 Ευέλικτη Διαχείριση πόρων σε οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας	23
1.5 Σκοπός της εργασίας	24
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 Αλγόριθμοι Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος σε Σύμφωνα Συστήματα Οπτικών Επικοινωνιών για Ανώτερης Τάξης σχήματα διαμόρφωσης.....	27
2.1 Σύμφωνοι οπτικοί πομποδέκτες – Αρχιτεκτονική	27
2.2 Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος στους Σύμφωνους Οπτικούς Πομποδέκτες	30
2.2.1 Διαδικασίες ΨΕΣ στον οπτικό πομπό (Tx-DSP).....	30
2.2.2 Διαδικασίες ΨΕΣ στον οπτικό δέκτη (Rx-DSP).....	37
2.3 Ανάκτηση συχνότητας και φάσης του φέροντος (CPR + CFR)	44
2.3.1 Εκτίμηση Συχνότητας Ολίσθησης Φέροντος Viterbi and Viterbi με χρήση της μεθόδου μονωνύμων (VVMFOE)	47
2.3.2 Ανάκτηση Φάσης Φέροντος με χρήση της μεθόδου μονωνύμων Viterbi and Viterbi και Μέγιστης Πιθανοφάνειας (VVMPE-ML).....	53
2.3.3 Συνδυασμένη Εκτίμηση Συχνότητας Ολίσθησης και Ανάκτησης Φάσης (VVMFOE + VVMPE-ML)	58
2.3.4 Ανάκτηση Φάσης Φέροντος με χρήση της μεθόδου Μη-γραμμικών Ελάχιστων Τετραγώνων (NLS)	60
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 Προγραμματιζόμενος Σύμφωνος Οπτικός Πομποδέκτης και Συστήματα Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος.....	65
3.1 Τοπολογία Πρωτότυπου Προγραμματιζόμενου Οπτικού Πομποδέκτη	66
3.1.1 Αρχιτεκτονικές Πειραματικής Υλοποίησης Οπτικού Πομπού	66
3.1.2 Υλοποίηση Προγραμματιζόμενου Οπτικού Πομπού	70
3.1.3 Υλοποίηση Προγραμματιζόμενου Οπτικού Δέκτη	72
3.2 Ανάπτυξη Διεπαφών λογισμικού Προγραμματιζόμενων Πομποδεκτών	73
3.2.1 Διεπαφές Ελέγχου Υλικού.....	76
3.2.2 Διάυλοι Μεσολάβησης για την επικοινωνία με το στρώμα ελέγχου και διαχείρισης.....	81
3.3 Πειραματική Αξιολόγηση Προγραμματιζόμενου Οπτικού Πομποδέκτη	87
3.3.1 Αξιολόγηση της υλοποίησης – Σφάλμα υλοποίησης / Απαιτήσεις OSNR	87
3.3.2 Αξιολόγηση DSP αλυσίδας σε εργαστηριακό περιβάλλον	94

3.3.3	Αξιολόγηση DSP αλυσίδας σε συνθήκες πεδίου	99
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	Επίδειξη Λειτουργίας Ευέλικτου Οπτικού Δικτύου με Προγραμματιζόμενους Σύμφωνους Οπτικούς Πομποδέκτες	111
4.1	Εισαγωγή – Το ευέλικτο οπτικό δίκτυο ORCHESTRA	111
4.1.1	Ο βρόχος «Παρακολούθησης – Απόφασης – Δράσης»	113
4.2	Ενοποίηση δικτυακών συστημάτων / στοιχείων ευέλικτου οπτικού δικτύου	115
4.2.1	Ενοποίηση διεπαφών Φυσικού Στρώματος.....	115
4.2.2	Ενοποίηση διεπαφών Στρώματος Ελέγχου & Παρακολούθησης και Στοιχείου Υπολογισμού Δικτυακών Μονοπατιών.....	119
4.2.3	Ενοποίηση διεπαφών Στρώματος Ελέγχου & Παρακολούθησης και της Υποδομής Παρακολούθησης.....	125
4.3	Επίδειξη σε εργαστηριακές συνθήκες	130
4.3.1	Επίδειξη 1: Δυναμική προσαρμογή σε εξελισσόμενες συνθήκες	134
4.3.2	Επίδειξη 2: Επαναφορά δικτύου λόγω παράλληλων φαινομένων υποβάθμισης	162
4.3.3	Επίδειξη 3: Ανίχνευση και εντοπισμός φαινομένων υποβάθμισης.....	170
4.4	Επίδειξη σε συνθήκες πεδίου	181
4.4.1	Διάταξη φυσικού στρώματος και στρώματος δικτύου σε συνθήκες πεδίου .	181
4.4.2	Επίδειξη: Δυναμική προσαρμογή (υποβάθμισης + αναβάθμισης) χωρητικότητας οπτικής ζεύξης.....	188
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	Συμπεράσματα και προτάσεις για περαιτέρω έρευνα	199
	Αναφορές.....	203
	Κατάλογος Εικόνων	207
	Κατάλογος Πινάκων.....	215
	Extended Abstract	217
Παράρτημα Α:	Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά και συνέδρια με κρίση	231
	Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά	231
	Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά συνέδρια με κρίση	232

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή και Σκοπός της Παρούσας Έρευνας

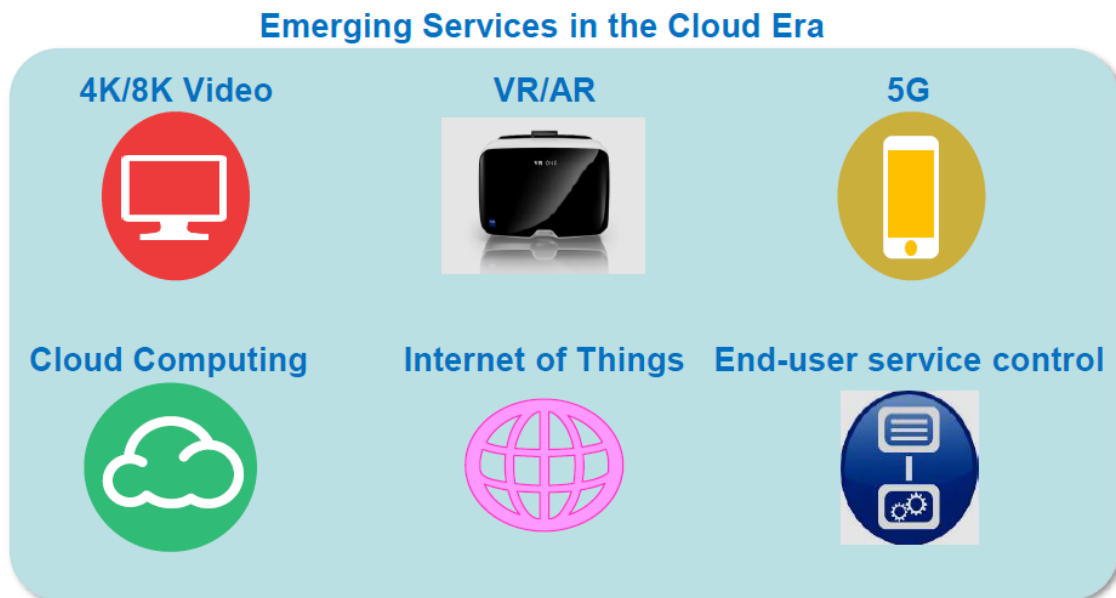
1.1 Τρέχουσες τάσεις στη βιομηχανία της πληροφορίας

Οι εξελίξεις στην βιομηχανία της πληροφορίας και των επικοινωνιών με ενδεικτικές τη διασύνδεση υπερτοπικών κέντρων δεδομένων, τις υπηρεσίες βίντεο υπερυψηλού εύρους ζώνης καθώς και των ολοένα πιο απαιτητικών σε πόρους δικτύων κινητής και ασύρματης πρόσβασης οδηγούν το οικοσύστημα των οπτικών επικοινωνιών προς την αναζήτηση και την ανάπτυξη καινοτόμων τεχνολογιών αλλά καθώς και του μετασχηματισμού των συστημάτων και των δικτύων τους.

Με τις εξελίξεις και την ανάπτυξη του διαδικτύου παραδοσιακό μοντέλο ενός δικτύου κορμού με υπηρεσίες ιδιωτικών γραμμών τείνει να μετασχηματιστεί σε ένα δίκτυο υπηρεσιών σύννεφου με διασυνδέσεις κέντρων δεδομένων κορμού. Η δόμηση ενός δικτύου με αναφορά τα κέντρα δεδομένων βασίζεται σε ποιοτικά μετρικά της ποιότητας ενός δικτύου κορμού όπως η καθυστέρηση (latency) και η ποιότητα της υπηρεσίας (QoS), θέτοντας ως προαπαιτούμενα την απλοποίηση της αρχιτεκτονικής του δικτύου με χαρακτηριστικά τις ζεύξεις πολύ υψηλής χωρητικότητας με την οπτική μετάδοση να γίνεται σε απλά οπτικά μονοπάτια δύο κόμβων. Επιπλέον τα νέα αυτά δίκτυα κορμού είναι αναγκαίο να χαρακτηρίζονται επίσης από υψηλή αξιοπιστία και παρέχουν ευέλικτη διαχείριση πόρων στο φυσικό επίπεδο καθώς και προστασία από υποβαθμίσεις ποιότητας και από αστοχίες της υποδομής.

Από το συνολικό όγκο διακίνησης πληροφοριών στο διαδίκτυο, περισσότερο από το 70% υπολογίζεται ότι συνιστά διακίνηση περιεχομένου βίντεο ενώ περισσότεροι από 60 πάροχοι παγκοσμίως παρέχουν υπηρεσίες βίντεο ως βασική υπηρεσία. Οι περισσότεροι πάροχοι έχουν ήδη ξεκινήσει τη διακίνηση βίντεο ποιότητας 4K ενώ οι πρώτες ζωντανές 8K μεταδόσεις περιεχομένου πραγματοποιήθηκαν κατά τη διάρκεια των Ολυμπιακών Αγώνων του 2021. Η ραγδαία αύξηση στη ζήτηση υπηρεσιών βίντεο, το λεγόμενο streaming οδηγεί σε αντίστοιχη αύξηση στις ανάγκες εύρους ζώνης των δικτύου κορμού και πρόσβασης. Η αύξηση αυτή προβλέπεται να είναι γεωμετρική καθώς η μελλοντική ανάπτυξη τεχνολογιών όπως η

επαυξημένης και η εικονικής πραγματικότητας (AR/VR) βίντεο δυνατότητας προβολής 360 μοιρών και άλλων σχετικών εφαρμογών πολυμέσων. Επιπροσθέτως, στην τάση αυτή έρχεται να υπερτεθεί και η διαρκώς αυξανόμενη διείσδυση των τεχνολογιών στα δίκτυα 5ης γενιάς (5G). Νέες υπηρεσίες όπως το Internet of Things - IoT (και πιο ειδικά το Internet of Vehicles) αξιοποιούν το ολοένα διευρυμένο μικροκυματικό φάσμα για τη μετάδοση σημάτων ρυθμού 200 Gb/s σε λιγότερο από 200 MHz εύρος ζώνης (Εικόνα 1-1).



Εικόνα 1-1: Ανερχόμενες υπηρεσίες και εφαρμογές στην εποχή του cloud. Τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας καλούνται να υποστηρίξουν τη λειτουργία τους.

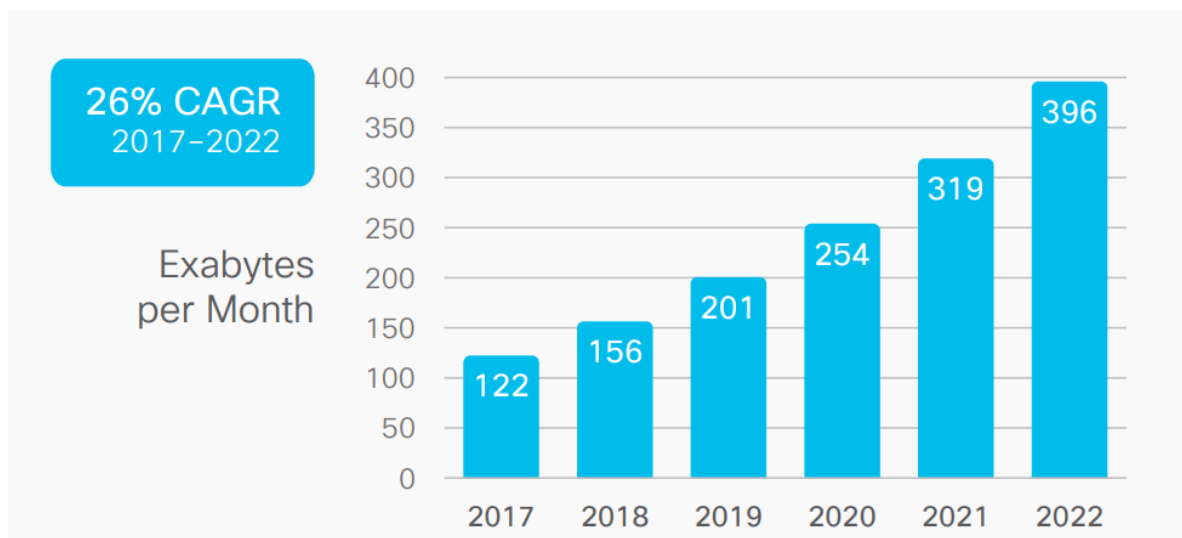
Γίνεται επομένως εμφανές ότι η ύπαρξη διαφορετικού τύπου υπηρεσιών στα δίκτυα δεδομένων, καθώς και οι διαφορετικές ανάγκες για την επεξεργασία τους, απαιτούν νέες και εξελιγμένες δικτυακές αρχιτεκτονικές. Οι αρχιτεκτονικές αυτές χρειάζεται να παρέχουν το κατάλληλο περιβάλλον για τις διαφορετικές ανάγκες των υπηρεσιών σε εξυπηρέτηση, δικτυακές λειτουργίες και στα επίπεδα ποιότητάς τους.

Προκειμένου να καλυφθούν οι ανωτέρω ανάγκες τόσο σε εύρος ζώνης όσο και σε καθυστέρηση εξυπηρέτησης των προαναφερθέντων τεχνολογιών και υπηρεσιών, οι δικτυακές αρχιτεκτονικές με επίκεντρο τα μητροπολιτικά κέντρα δεδομένων (metro datacenters) με δυνατότητες αυτοματοποίησης των δικτυακών λειτουργιών (NFV) αποδεικνύονται οι πλέον κατάλληλες. Τέτοιου τύπου αρχιτεκτονικές αυτές δεν μειώνουν απλά το πλήθος των δικτυακών κόμβων σε ποσοστό μεγαλύτερο του 30% με αντίστοιχη

μείωση του κατασκευαστικού κόστους, αλλά επιπλέον εγγυώνται μεγαλύτερο εύρος ζώνης και μικρότερη καθυστέρηση υπηρεσιών. Επιπροσθέτως, η πιο ευέλικτη διασύνδεση μεταξύ των κέντρων δεδομένων και των απομακρυσμένων ευρυζωνικών διακομιστών διασφαλίζοντας την ποιότητα των υπηρεσιών καθώς και τη μελλοντική αξιοπιστία της [1].

1.2 Οπτικά Δίκτυα Υψηλής Χωρητικότητας

Οι απαιτήσεις ενός νέου τύπου αρχιτεκτονικής δικτύου που περιγράφηκε παραπάνω οδηγεί εντούτοις τους τηλεπικοινωνιακούς παρόχους να δυσκολεύονται να ακολουθήσουν τον ολοένα αυξανόμενο όγκο κίνησης που διαχέεται εντός του δικτύου τους. Οι νέες υπηρεσίες βίντεο και streaming που προαναφέρθηκαν οδηγούν στην αύξηση της χωρητικότητας κατά την αιχμή της με ένα ρυθμό 26% CAGR [2], Εικόνα 1-2. Συνεπώς, και σύμφωνα με την τακτική του χειρότερου δυνατού σεναρίου, οι διαχειριστές και οι πάροχοι του δικτύου σχεδιάζουν και διαστασιολογούν τη χωρητικότητα του δικτύου τους σύμφωνα με τη μέγιστη ζήτηση και όχι με τη μέση, υπερδιαστασιολογώντας πόρους προκειμένου να καλύψουν τη ζήτηση χωρίς προβλήματα διακοπών των διασυνδέσεων.



Εικόνα 1-2: Εξέλιξη στη ζήτηση της IP κίνησης κατά την πενταετία 2017-2022.

Αυτή η ολοένα αυξανόμενη ζήτηση έχει οδηγήσει στους παραγωγούς και κατασκευαστές τηλεπικοινωνιακού εξοπλισμού σε μια υποτυπώδη «μάχη» κατασκευής νέων συστημάτων. Οι πωλήσεις εξοπλισμού δικτύου κορμού ικανών να διαχειριστούν χωρητικότητα της τάξης των 200Gb/s είναι πλέον σε σταθερή ανοδική πορεία ενώ νέοι εξοπλισμοί και προϊόντα με χωρητικότητα 600 Gb/s εμφανίστηκαν το 2019. Και ενώ οι κατασκευαστές των συστημάτων αυτών είναι στη διαδικασία ανάπτυξης τεχνολογιών για την υποστήριξη της ολοένα

αυξανόμενης χωρητικότητας στοχεύοντας σε ρυθμούς μετάδοσης έως και 128 Gbaud, οι τηλεπικοινωνιακοί πάροχοι προσπαθούν διαρκώς να αντιμετωπίσουν το πρόβλημα του μειούμενου περιθωρίου κέρδους τους [3]. Και αυτό διότι οι τελικοί χρήστες των δικτύων τους απαιτούν υψηλότερο εύρος ζώνης και πιο ποιοτική υπηρεσία (καλύτερο Quality of Service – QoS) διατηρώντας ωστόσο τα ισχύοντα τιμολόγια. Το φαινόμενο αυτό αναγνωρίζεται τόσο απ' τους παρόχους όσο και από τους κατασκευαστές των συστημάτων, και υπάρχει η κοινή παραδοχή ότι η σταδιακή μείωση του κόστους με την ταυτόχρονη αύξηση της χωρητικότητας των δικτύων δεν είναι αρκετά ώστε να επιβιώσει το ασφυκτικό αυτό μοντέλο. Νέες ιδέες και καινοτομίες είναι αναγκαίες ώστε τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα να μετασχηματιστούν και να αποκτήσουν χαρακτηριστικά ευελιξίας και αποδοτικότητας. Τα πλεονεκτήματα των «ελαστικών» ή «δυναμικών» δικτύων είναι ευρέως γνωστά και εδραιωμένα [4], ενώ το παράδειγμα του SDN (Software-defined networking) αποκτά ολοένα μεγαλύτερο ρόλο και περιεχόμενο σε μια αρχιτεκτονική στοχευμένης πρόβλεψης κατανομής πόρων διανομής νέων υπηρεσιών. Παρόλο που τα προαναφερθέντα σχήματα έθεσαν τις βάσεις για τα προγραμματιζόμενα οπτικά δίκτυα, υπάρχει ακόμα αρκετός δρόμος προς την πλήρη αυτοματοποίηση και τη μεγιστοποίηση της επίδοσης τους.



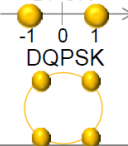
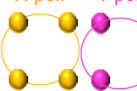

1.3 Εξέλιξη των Οπτικών Συστημάτων Επικοινωνιών

Το παράδειγμα των ελαστικών ή δυναμικών δικτύων όμως, δεν μπορεί ωστόσο να επιτευχθεί δίχως και την εξέλιξη του δικτυακού εξοπλισμού και συστημάτων μέχρι και το επίπεδο του φυσικού στρώματος. Αυτή η πρόοδος είναι πέραν από εμφανής στα συστήματα οπτικών επικοινωνιών που αποτελούν τη ραχοκοκαλιά των δικτύων.

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 1-3, ο ρυθμός μετάδοσης ενός μήκος κύματος στην οπτική ίνα έχει αυξηθεί από τα 2.5 Gb/s το 1985 στα 400 Gb/s το 2015 σημειώνοντας μια αύξηση 160 φορές μέσα σε μια περίοδο 30 ετών. Οι κύριες τεχνολογίες που βοήθησαν στη ραγδαία αυτή αύξηση είναι οι ακόλουθες:

- Ηλεκτρο-οπτική διαμόρφωση και φώραση υπερυψηλής ταχύτητας μετάδοσης
- Εισαγωγή κωδίκων διόρθωσης λαθών hard-decision αρχικά και soft-decision αργότερα

- Νέα σχήματα διαμόρφωσης από τη διαφορική διαμόρφωση φάσης (DPSK) στην ορθογώνια διαφορική διαμόρφωση φάσης (DQPSK) και τη σύμφωνη διαμόρφωση σχημάτων QAM με χρήση ψηφιακών επεξεργαστών σήματος
- Εισαγωγή της πολυπλεξίας πόλωσης και τεχνολογίας υπερκαναλιών (superchannels) για την επίτευξη ρυθμών μετάδοσης μεγαλύτερων από 1 Tb/s

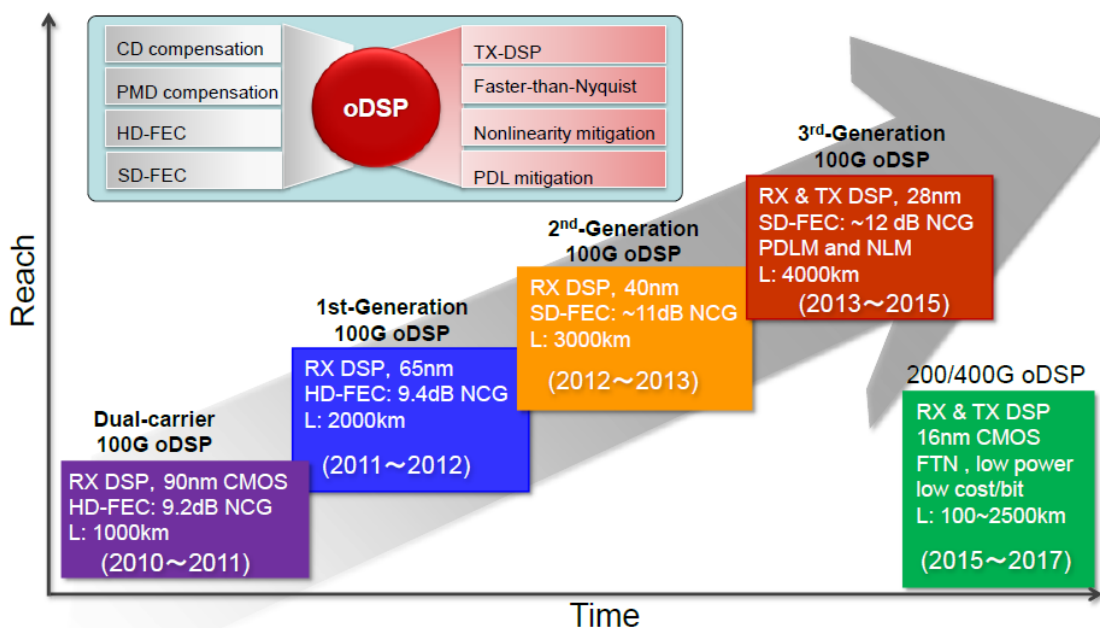
Year:	1980	1990	2000	2010	2020
Data rate per channel	2.5 Gb/s	10 Gb/s	40 Gb/s	100 Gb/s	200G/400G/1T and beyond
Modulation format (typical)	OOK (NRZ) 	OOK (RZ) 	DPSK DQPSK 	PDM-QPSK X-pol. Y-pol. 	PDM-16QAM X-pol. Y-pol. 
System features (newly added)	Single-span, Single-channel	Multi-span with EDFAs, WDM	DWDM, Raman amplification, and ROADMs	1:N WSS, CDC-ROADMs	Flexible-grid WDM, M:N WSS
System capacity (typical)	2.5 Gb/s (single channel)	400 Gb/s (40 WDM channels)	1.6 Tb/s (40 WDM channels)	8 Tb/s (80 DWDM channels)	20 Tb/s (50 flexible-grid WDM channels)
System reach (typical)	100 km (single span)	1000 km	1000 km @40G 3000 km @10G	2000 km @100G	4000/2500 km @100(200)G
Enabling technologies	Optical modulation and detection	High-speed modulation, HD-FEC	Differential phase-shift-keying	Coherent detection with ODSP	SD-FEC, PDM-QAM, FTN, Superchannel

Εικόνα 1-3: Η εξέλιξη της τεχνολογίας των οπτικών συστημάτων μετάδοσης από τη δεκαετία του 1980 έως το 2020.

Επιπρόσθετα, η εμφάνιση των ευρυζωνικών ενισχυτών οπτικών ινών (EDFA, Raman) συνεισέφερε τόσο στην αύξηση των αποστάσεων των ζεύξεων όσο και στην υλοποίηση συστημάτων πολυπλεξίας μήκους κύματος. Χάρη σε αυτά, η συνολική χωρητικότητα μίας οπτικής ίνας αυξήθηκε από τα 2.5 Gb/s το 1985 στα 20 Tb/s το 2015, σημειώνοντας μια αξιοσημείωτη αύξηση 8000 φορές μέσα σε ένα διάστημα 30 ετών. Επιπρόσθετα, οι οπτικές ζεύξεις έχουν εξελιχθεί από τις αρχικές μονομηματικές σε πολυμηματικές υποστηρίζοντας ένα διαφανές δίκτυο πολυπλεξίας μήκους κύματος δίχως ενδιάμεσες μετατροπές σήματος από το οπτικό στο ηλεκτρικό πεδίο και αντίστροφα.

Κατά τη διάρκεια των πρώιμης εποχής ανάπτυξης των οπτικών συστημάτων επικοινωνιών τα συστήματα Διαμόρφωσης Έντασης/ Άμεσης Ανίχνευσης ήταν ευρέως χρησιμοποιούμενα για τη μετάδοση σε ταχύτητες έως 10 Gb/s. Καθώς οι ταχύτητες έφτασαν τα 40 Gb/s τα πλεονεκτήματα της διαμόρφωσης φάσης του οπτικού πεδίου έγιναν εμφανή μέσω της χρήσης

σχημάτων διαμόρφωσης DPSK/DQPSK. Πλέον, στην εποχή της μετάδοσης εκατοντάδων Gb/s, τα σύμφωνα συστήματα μετάδοσης έχουν γίνει η κύρια μέθοδος οπτικής διασύνδεσης μεγάλων αποστάσεων σε δίκτυα κορμού. Η Εικόνα 1-4 αποτυπώνει την ταχύτατη εξέλιξη των σύμφωνα συστημάτων βασισμένων σε ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (DSP). Τα συστήματα με σύμφωνας πομποδέκτες των 100 Gb/s είναι εγκατεστημένα σε μεγάλη κλίμακα, ενώ τα συστήματα των 400 Gb/s αρχίζουν και αντικαθιστούν και αναβαθμίζουν την υπάρχουσα υποδομή.



Εικόνα 1-4: Η ραγδαία πρόοδος των σύμφωνα οπτικών πομποδεκτών χάρη στους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος.

Καθώς η βιομηχανία σταδιακά θα εκσυγχρονίζεται επενδύοντας σε πομποδέκτες με χωρητικότητα που πλησιάζει ή και ξεπερνά το 1 Tb/s, νέες τεχνολογίες εισάγονται ώστε να καταστεί εφικτή η μετάβαση αυτή. Η πολυκαναλική μετάδοση (superchannels), η φωτονική ολοκλήρωση μεγάλης κλίμακας, τα σχήματα διαμόρφωσης πλάτους φάσης ανώτερης τάξης είναι μερικές από αυτές. Όλα τα παραπάνω όμως χρειάζονται το κατάλληλο εργαλείο για να γίνει δυνατή η μετάβαση αυτή. Οι ψηφιακοί επεξεργαστές του οπτικού σήματος είναι η κομβική τεχνολογία που σημαδεύει αυτή τη μετάβαση σημαίνοντας την ψηφιακή εποχή των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας. Οι επεξεργαστές αυτοί δίνουν τη δυνατότητα αντιστάθμισης φαινομένων υποβάθμισης του σήματος κατά την οπτική διάδοση, γραμμικών και μη. Επιπρόσθετα, είναι ικανοί να βελτιώσουν την ποιότητα των υψίσυχνων ηλεκτρικών

σημάτων στα ηλεκτρο-οπτικά υποσυστήματα των πομποδεκτών. Καθώς η τεχνολογία ολοκλήρωσης των ηλεκτρονικών συστημάτων εξελίσσεται μεταβαίνοντας σε κόμβους CMOS μικρότερους από 10 και 5 nm, πολύπλοκα ψηφιακά υποσυστήματα που υλοποιούν αλγόριθμους διόρθωσης λαθών αλλά και αντιστάθμιση μη-γραμμικών φαινομένων είναι πλέον εμπορικά διαθέσιμα. Συνεπώς, η ψηφιακή επεξεργασία σήματος είναι αλληλένδετη με την εξέλιξη των μελλοντικών οπτικών συστημάτων μετάδοσης μεσαίων και υψηλών αποστάσεων.

1.4 Ευέλικτη Διαχείριση πόρων σε οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας

Όπως φαίνεται και από την προηγούμενη ενότητα, καθώς η χωρητικότητα των οπτικών συστημάτων στα δίκτυα κορμού και πρόσβασης, αυξάνεται και η ύπαρξη των ψηφιακών σύμφωνων οπτικών πομποδεκτών σε αυτά. Το γεγονός αυτό ενισχύεται και από την πρόθεση των παροχών και διαχειριστών των δικτύων για μετάβαση σε ένα πλήρως σύμφωνο στρώμα μετάδοσης πληροφορίας ικανό να υποστηρίξει πολλαπλά επίπεδα χωρητικότητας (και επομένως σχήματα μετάδοσης) με ολοένα και περισσότερη λειτουργικότητα να μετακινείται στον κόσμο των ηλεκτρονικών συστημάτων και συγκεκριμένα σε ισχυρούς ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος υλοποιημένους σε τεχνολογίες ASIC υψηλής ολοκλήρωσης. Με αυτόν τον τρόπο, ο συμβατικός τρόπος σχεδιασμού του δικτύου με πλεονάζον οπτικό hardware μπορεί να εγκαταλειφθεί, οδηγώντας σε απλοποίηση του σχεδιασμού και της διαστασιολόγησης αναδεικνύοντας ταυτόχρονα νέες δυνατότητες για τα δίκτυα νέας γενιάς.

Μέσω των ψηφιακών επεξεργασιών παρέχονται σημαντικές πληροφορίες και μετρικά επίδοσης σχετικά με την ποιότητα μετάδοσης των ζεύξεων. Η επίδοση είναι άμεσα συσχετισμένη με την παρακολούθηση της εξέλιξης φαινομένων υποβάθμισης των οπτικών καναλιών καθώς πραγματοποιείται η αποδιαμόρφωση των οπτικών σημάτων. Η πληροφορία αυτή είναι διαθέσιμη στους οπτικούς πομποδέκτες (δηλαδή στην ίδια την υποδομή του δικτύου) δίνοντας τη δυνατότητα στο δίκτυο να αποκτά χαρακτηριστικά «ευφυΐας». Συνεπώς ανοίγει ο δρόμος για την βελτιστοποίηση της επίδοσής του και την διαχείριση των πόρων του καθώς το δίκτυο πλέον αντιλαμβάνεται την ίδια του την κατάσταση λειτουργίας. Επιπροσθέτως, αυτή η διαδικασία βελτιστοποίησης δύναται να πραγματοποιείται δυναμικά και αυτοματοποιημένα σε ένα περιβάλλον όπου η υποδομή είναι ορισμένη με βάση τις αρχές του παραδείγματος ενός software-defined network.

Η παραπάνω περιγραφή οδηγεί στην παρατήρηση ότι πλέον κάθε οπτικός πομποδέκτης του οπτικού δικτύου είναι ένα εν δυνάμει ψηφιακό σύστημα παρακολούθησης της οπτικής επίδοσης. Τα πλεονεκτήματα που αποκομίζονται από μιας τέτοιας προσέγγισης είναι εμφανή. Χάρη στο μεγάλο βαθμό λεπτομέρειας στην πληροφορία της εξέλιξης των φαινομένων υποβάθμισης των ζεύξεων, δίνεται η δυνατότητα της επιλογής του βέλτιστου σχήματος διαμόρφωσης ανά ζεύξη ενώ παράλληλα να πραγματοποιηθούν συμφέρουσες αποφάσεις σχετικά με την ανάθεση εύρους ζώνης και τη δρομολόγηση της κίνησης στο δίκτυο. Συνεπώς η παρακολούθηση ενός δικτύου σε πραγματικό χρόνο και η δυναμική διαχείριση των πόρων του γίνεται πραγματικότητα με τα συστήματα παρακολούθησης που απαιτούνται να είναι ήδη παρόντα στην υποδομή του συστήματος.

Το οπτικό δίκτυο με αυτόν τον τρόπο μπορεί να θεωρηθεί ως μια οντότητα που μπορεί να κατέχει τη γνώση/πληροφορία για τις τρέχουσες συνθήκες που επικρατούν (ποιότητα ζεύξης, διαθέσιμη χωρητικότητα καναλιού κλπ.) και στη συνέχεια να υπολογίζει, αποφασίζει και εν τέλει να προσαρμόζεται στις συνθήκες αυτές καθώς και στις μεταβολές τους.

1.5 Σκοπός της εργασίας

Είναι εμφανές ότι για να καταστεί δυνατή μια τέτοια αρχιτεκτονική δυναμικού δικτύου, είναι απαραίτητη η εξέλιξη και η ενίσχυση του ακρογωνιαίου λίθου της υποδομής του, των σύμφωνων οπτικών πομποδεκτών. Στο αναδειχθεί η ικανότητά τους να αποτελούν από τη μία πλευρά έναν αξιόπιστο μηχανισμό εκπομπής και λήψης ευρυζωνικών οπτικών σημάτων και από την άλλη να συμβάλλουν ως ψηφιακοί κόμβοι πληροφορίας για τους διαχειριστές του δικτύου προς ένα βέλτιστα σχεδιασμένο και ανθεκτικό ευέλικτο οπτικό δίκτυο. Αυτός είναι και ο σκοπός της παρούσας διατριβής.

Αρχικά, στο Κεφάλαιο 2 εξετάζεται η αρχιτεκτονική ενός σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη κατάλληλου για ζεύξεις δυναμικών οπτικών δικτύων κορμού και πρόσβασης από τη σκοπιά του φυσικού επιπέδου. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στα υποσυστήματα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος του πομποδέκτη όπου αναπτύσσεται μια πλήρης αλγοριθμική πλατφόρμα εκπομπής και λήψης οπτικά διαμορφωμένων σημάτων ανώτερης τάξης. Σε αυτό το σημείο παρουσιάζονται και καινοτόμοι αλγόριθμοι ανάκτησης φέροντος και φάσης του οπτικού φέροντος.

Στη συνέχεια, στο Κεφάλαιο 3, η πλατφόρμα επεξεργασίας σήματος εισάγεται σε έναν πρότυπο σύμφωνο οπτικό πομποδέκτη που αναπτύχθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών

Επικοινωνιών. Ο πειραματικός πομποδέκτης εισάγεται τόσο σε διατάξεις οπτικών ζεύξεων στο εργαστηριακό περιβάλλον του ΕΦΕ όσο και σε τοπολογίες ζεύξεων κορμού στο δίκτυο της Telecom Italia, του μεγαλύτερου τηλεπικοινωνιακού παρόχου της Ιταλίας. Σκοπός σε αυτό το σημείο είναι η αξιολόγηση της επίδοσης των ψηφιακών αλγορίθμων που αναπτύχθηκαν σε συνδυασμό με το πραγματικό hardware οπτικού πομποδέκτη και την υποδομή οπτικών ζεύξεων.

Τέλος, στο Κεφάλαιο 4 ο πρότυπος οπτικός πομποδέκτης καθώς και η αλγοριθμική πλατφόρμα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος εισάγονται σε μια ευρύτερη και ολιστική αρχιτεκτονική δυναμικού οπτικού δικτύου. Το δίκτυο ORCHESTRA το οποίο αναπτύχθηκε στα πλαίσια του ομώνυμου ερευνητικού έργου (H2020 ICT ORCHESTRA), αποτελεί το όχημα με το οποίο επαληθεύεται μέσω μια σειράς πειραμάτων και επιδείξεων η εύρυθμη λειτουργία του αναπτυχθέντος σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη σε σενάρια αυτοματοποίησης και δυναμικής λειτουργίας ενός δικτύου.

Η διατριβή ολοκληρώνεται με την παράθεση των κύριων συμπερασμάτων της, καθώς και για προτάσεις μελλοντικής έρευνας στο πεδίο των οπτικών δικτύων επικοινωνίας.

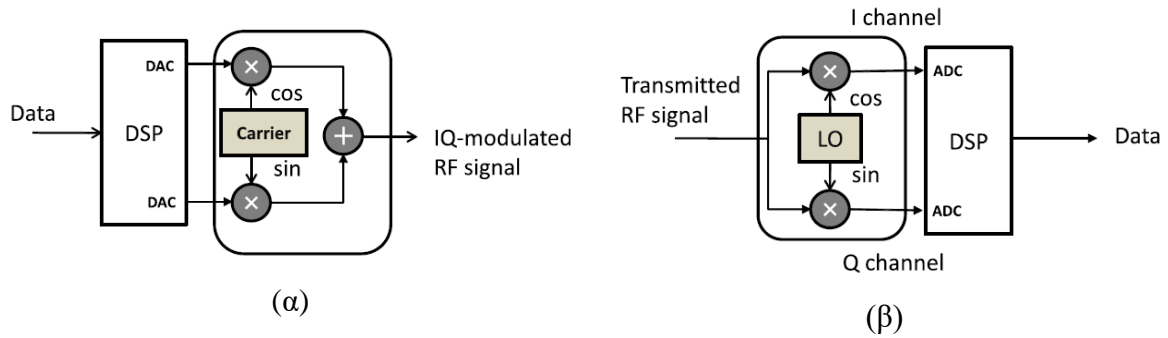
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Αλγόριθμοι Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος σε Σύμφωνα Συστήματα Οπτικών Επικοινωνιών για Ανώτερης Τάξης σχήματα διαμόρφωσης

2.1 Σύμφωνα οπτικοί πομποδέκτες – Αρχιτεκτονική

Η αύξηση της χωρητικότητας που επετεύχθη μέσω των συστημάτων πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM), επανάφερε στις αρχές της δεκαετίας του 2010 στο προσκήνιο τα σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών, περίπου 20 χρόνια μετά από την πρώτη εμφάνισή τους. Οι συνεχώς αυξανόμενες ανάγκες για εύρος ζώνης έδωσαν το κίνητρο να μελετηθούν και εν τέλει να χρησιμοποιηθούν ανώτερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης των οπτικών φερόντων στη βάση της σύμφωνης μετάδοσης η οποία ήταν ήδη ευρέως χρησιμοποιούμενη στα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών (κυψελωτά, δορυφορικά συστήματα) [5][6]. Η κρίσιμη παράμετρος η οποία έως τότε παρεμπόδιζε την ανάπτυξη των σύμφωνα οπτικών συστημάτων ήταν η απουσία ψηφιακών επεξεργαστών σήματος υψηλών ταχυτήτων. Τέτοιοι ψηφιακής επεξεργαστές θα επέτρεπαν την υλοποίηση εύρωστων πομποδεκτών μεγαλύτερης χωρητικότητας σε σύγκριση με τις ήδη υπάρχουσες υλοποιήσεις Διαμόρφωσης έντασης / Άμεσης Ανίχνευσης (Intensity Modulation / Direct Detection – IM/DD).

Στην Εικόνα 2-1 παρουσιάζεται η γενική αρχιτεκτονική ενός RF σύμφωνα πομποδέκτη με χρήση ψηφιακών επεξεργαστών σήματος. Στην πλευρά του πομπού, ο ψηφιακός επεξεργαστής διαμορφώνει την ψηφιακή ροή πληροφορίας και παράγει 2 αναλογικά σήματα με τη χρήση μετατροπέων D/A οι οποίοι διαμορφώνουν τις δύο κάθετες συνιστώσες (IQ) ενός RF φέροντος. Αντίθετα, στην πλευρά του δέκτη, το εκπεμπόμενο RF σήμα εισάγεται σε μίκτη με έναν τοπικό ταλαντωτή (LO) ίδιας συχνότητας με αυτής του φέροντος και οι IQ συνιστώσες λαμβάνονται ως σήματα βασικής ζώνης. Τα αναλογικά αυτά σήματα, μετατρέπονται σε ψηφιακά με τη χρήση A/D μετατροπέων και στη συνέχεια αποδιαμορφώνονται και ανακτάται η ψηφιακή ακολουθία μέσω του ψηφιακού επεξεργαστή. Ο δέκτης αυτού του τύπου αποκαλείται δέκτης άμεσης μετατροπής.



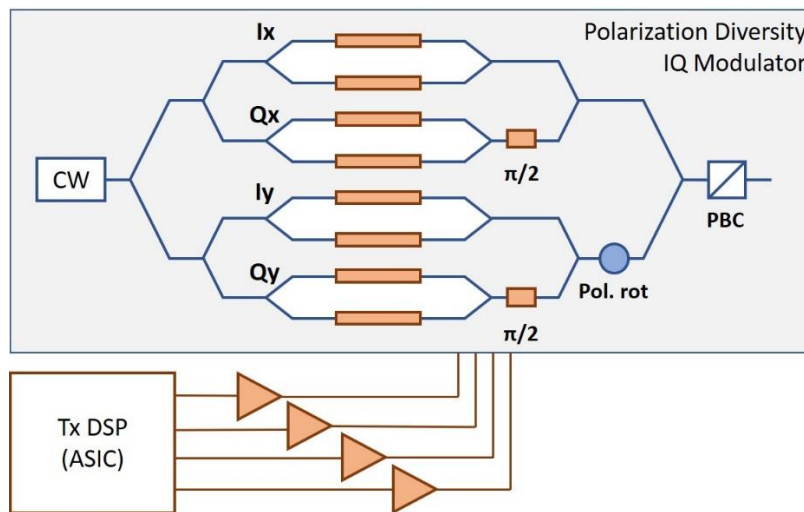
Εικόνα 2-1: Συνδεσμολογίες ψηφιακού (α) πομπού και (β) δέκτη ραδιοσυχνότητας (RF). Στη διάταξη (α) τα αναλογικά σήματα μετά την ψηφιακή επεξεργασία (DSP) και την μετατροπή D/A τροφοδοτούν έναν RF διαμορφωτή ο οποίος παράγει το IQ-διαμορφωμένο σήμα. Ο δέκτης (β) αποκαλείται δέκτης άμεσης μετατροπής. Η υπέρθεση μεταξύ του RF σήματος και του τοπικού ταλαντωτή παράγει IQ συνιστώσες μιγαδικού πλάτους οι οποίες επεξεργάζονται μέσω του A/D και του ψηφιακού επεξεργαστή στο ψηφιακό πεδίο.

Εάν στην παραπάνω αρχιτεκτονική ο RF διαμορφωτής και ο RF μίκτης αντικατασταθούν με οπτικά ανάλογα, εν προκειμένω με έναν οπτικό IQ διαμορφωτή και έναν ομόδυνα δέκτη διαφοροποίησης φάσης αντίστοιχα, προκύπτει η τοπολογία του σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη βασισμένο σε ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος. Τα βασικά οπτικά ανάλογα στην πλευρά του πομπού είναι η πηγή laser συνεχούς κύματος που παράγει το οπτικό φέρον σήμα προς διαμόρφωση και ο IQ οπτικός διαμορφωτής. Για την υλοποίηση του διαμορφωτή, η πλέον διαδεδομένη τοπολογία που χρησιμοποιείται ευρέως στα ολοκληρωμένα φωτονικά κυκλώματα είναι βασίζεται στη συνδεσμολογία εμφωλευμένων συμβολόμετρων Mach-Zehnder [7]. Μέσω της συνδεσμολογίας αυτής επιτυγχάνεται ένας οπτικός διαμορφωτής πλάτους και φάσης ικανός να παράξει οποιοδήποτε σήμα QAM στο οπτικό πεδίο, με τρόπο ευθέως ανάλογο με το μικροκυματικό. Στην πλευρά του δέκτη, προκειμένου να επιτευχθεί η ανάκτηση τόσο του πλάτους όσο και της φάσης του οπτικά διαμορφωμένου φέροντος είναι αναγκαία η χρήση του ισοδύναμου οπτικού κυκλώματος του δέκτη άμεσης μετατροπής. Καθώς οι φωτοδιόδοι είναι στοιχεία που μετατρέπουν την ένταση του οπτικού πεδίου σε ηλεκτρικό ρεύμα, χωρίς την ικανότητα ανάκτησης της φάσης του φέροντος, η δομή του οπτικού υβριδίου (optical hybrid) είναι απαραίτητη προτού το οπτικό σήμα ανιχνευθεί από αυτές. Το 2x4 οπτικό υβρίδιο δρα ως το οπτικό ανάλογο του μίκτη στον RF σύμφωνο δέκτη.

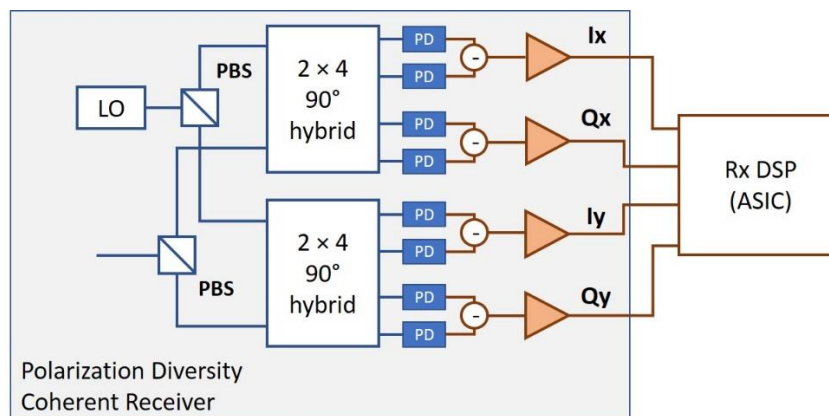
Στο διάγραμμα της Εικόνα 2-2 απεικονίζεται η παραπάνω τοπολογία με την επιπλέον προσθήκη ενός επιπλέον IQ πομποδέκτη ο οποίος χρησιμοποιείται για την υποστήριξη της πολυπλεξίας πόλωσης.

Η ενότητα αυτή εστιάζει στις βασικές λειτουργίες των ψηφιακών επεξεργαστών σήματος σε έναν σύμφωνο οπτικό πομποδέκτη οι οποίες επιτρέπουν:

- στην περαιτέρω αύξηση της χωρητικότητας ανά μήκος κύματος (>200 Gb/s), μέσω τεχνικών επεξεργασίας στον πομπό
- στην αύξηση της απόδοσης ήδη υπάρχοντων διαδικασιών στον ψηφιακό δέκτη μειώνοντας την καθυστέρηση και αυξάνοντας την επίδοση (ιδιαίτερα σε σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης)



Εικόνα 2-2: Συνδεσμολογία ενός οπτικού πομπού βασισμένο σε ΨΕΣ. Τα αναλογικά σήματα μετά την ψηφιακή επεξεργασία και τη D/A μετατροπή τροφοδοτούν τον οπτικό IQ διαμορφωτή.



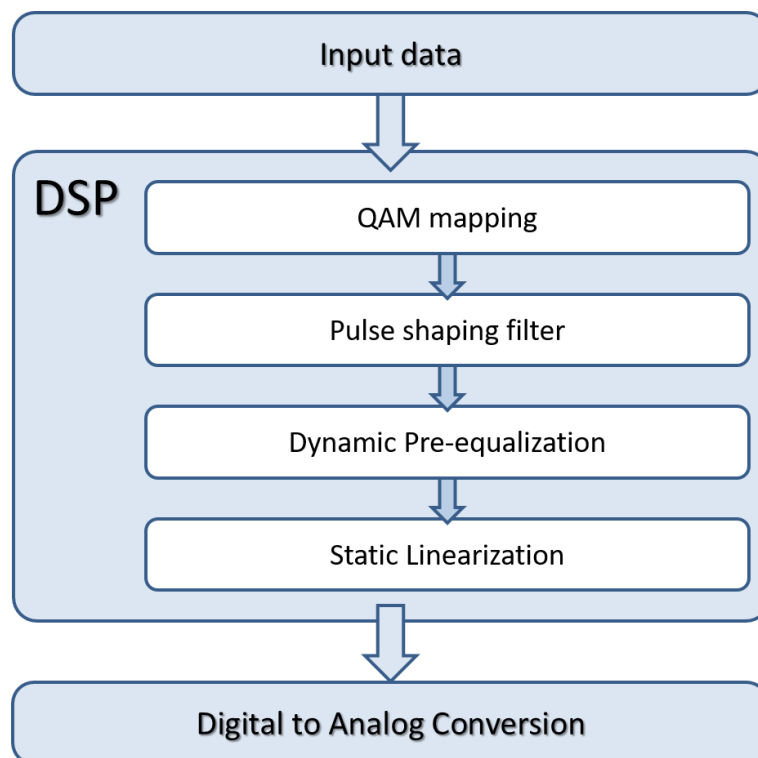
Εικόνα 2-3: Συνδεσμολογία ενός οπτικού δέκτη βασισμένο σε ΨΕΣ. Οι έξοδοι από τον ομόδουνο δέκτη διαφοροποίησης φάσης (και πόλωσης) επεξεργάζονται μέσω του A/D και του ψηφιακού επεξεργαστή στο ψηφιακό πεδίο.

2.2 Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος στους Σύμφωνους Οπτικούς Πομποδέκτες

2.2.1 Διαδικασίες ΨΕΣ στον οπτικό πομπό (Tx-DSP)

Ένα γενικό διάγραμμα της αλυσίδας DSP ενός σύμφωνου οπτικού πομπού απεικονίζεται στην Εικόνα 2-4. Μέσω της αλληλουχίας αυτών των ψηφιακών διαδικασιών παράγονται τα κατάλληλα ψηφιακά σήματα που τροφοδοτούν του D/A μετατροπείς ενός οπτικού πομπού. Οι εισερχόμενες ροές ψηφιακών δεδομένων επεξεργάζονται από τις ακόλουθες συναρτήσεις:

- Αντιστοίχιση bit σε σύμβολα M-QAM αστερισμού
- Μορφοποίηση παλμού
- Προ-παραμόρφωση των σημάτων οδήγησης - για την αντιστάθμιση των RF φαινομένων υποβάθμισης (λόγω του RF hardware του οπτικού πομπού)
- Γραμμικοποίηση της μη-γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του MZM

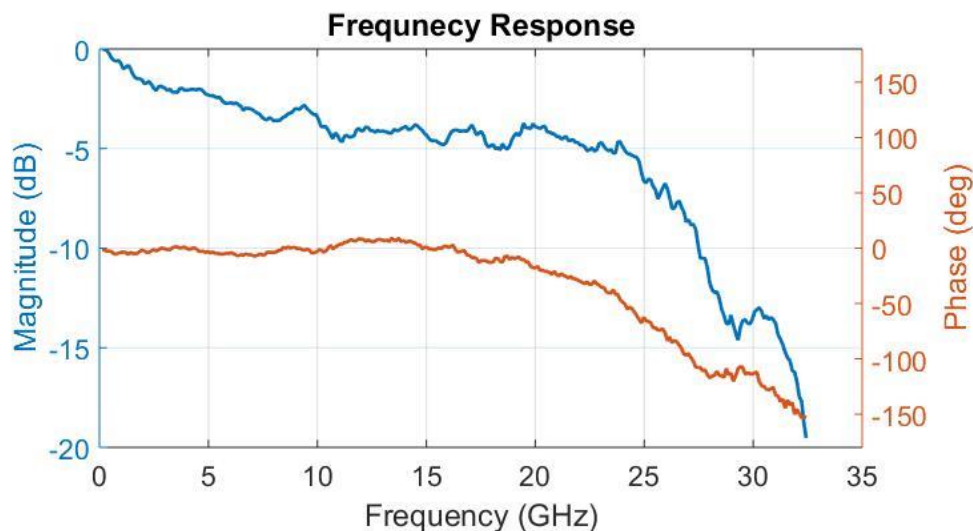


Εικόνα 2-4: Διάγραμμα αλυσίδας ΨΕΣ στον οπτικό πομπό.

Για τη μορφοποίηση παλμού του μεταδιδόμενου σήματος χρησιμοποιούνται ψηφιακές υλοποιήσεις φίλτρων ανυψωμένου συνημιτόνου (raised cosine). Τα φίλτρα αυτά εμπίπτουν

στην κατηγορία Nyquist φίλτρων καθώς εμφανίζουν μηδενική διασυμβολική παρεμβολή στο σημείο δειγμάτισης του παλμού και επιπλέον μειώνουν την απαίτηση για δέσμευση φάσματος ίσου με το διπλάσιο ρυθμό μετάδοσης (όπως απαιτείται στην περίπτωση μορφοποίησης με τετραγωνικούς παλμούς). Ο παράγοντας διεύρυνσης (a ή roll-off) καθορίζει το επιπλέον ποσοστό φάσματος επί του ρυθμού μετάδοσης το οποίο καταλαμβάνεται από το διαμορφωμένο σήμα.

Στην Εικόνα 2-6 παρουσιάζεται το διάγραμμα οφθαλμού και το φάσμα της εν-φάση συνιστώσας ενός 16-QAM ηλεκτρικού σήματος (αντιστοιχεί σε σχήμα PAM-4) στα 32 Gbaud με μορφοποίηση RC ($a = 0.1$). Η απεικόνιση του συγκεκριμένου σήματος έχει υποστεί υπερδειγμάτιση (up-sampling) προκειμένου να διακρίνεται με μεγαλύτερη ευκρίνεια η συμπεριφορά του σήματος στο χρόνο.

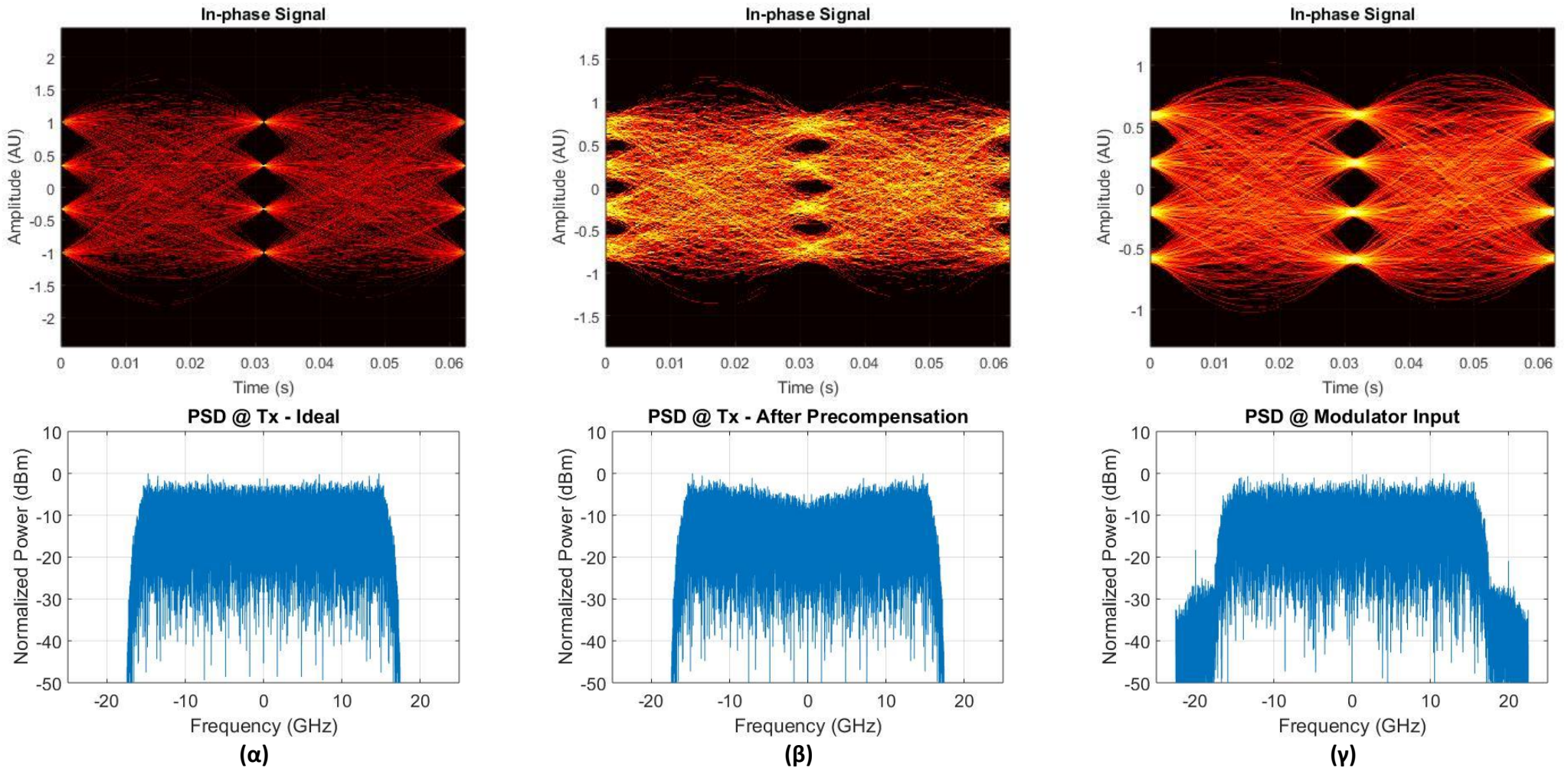


Εικόνα 2-5: Συνάρτηση μεταφοράς (απόκριση πλάτους και φάσης) ενός RF καναλιού (I συνιστώσα του IQ σήματος) στην είσοδο του οπτικού διαμορφωτή.

Καθώς στην τοπολογία του προγραμματιζόμενου πομπού χρησιμοποιείται ο συνδυσμός ενός D/A μετατροπέα και ενός RF ενισχυτή προκειμένου να οδηγηθεί ο οπτικός διαμορφωτής IQ-MZM, είναι ανάγκη να αντισταθμιστούν τα φαινόμενα του περιορισμού εύρους ζώνης καθώς και της γραμμικής παραμόρφωσης στα ηλεκτρικά υψίσυχα σήματα που συνθέτουν τα QAM σχήματα διαμόρφωσης. Για το λόγο αυτό, τα διακριτά δείγματα προτού εισαχθούν στο D/A μετατροπέα υπόκεινται σε στατικό ψηφιακό φιλτράρισμα όπου προ-ισοσταθμίζεται η επίδραση της συνάρτησης μεταφοράς (απόκρισης πλάτους και φάσης) του RF καναλιού από την έξοδο του D/A του μετατροπέα έως και την είσοδο του οπτικού διαμορφωτή. Μια

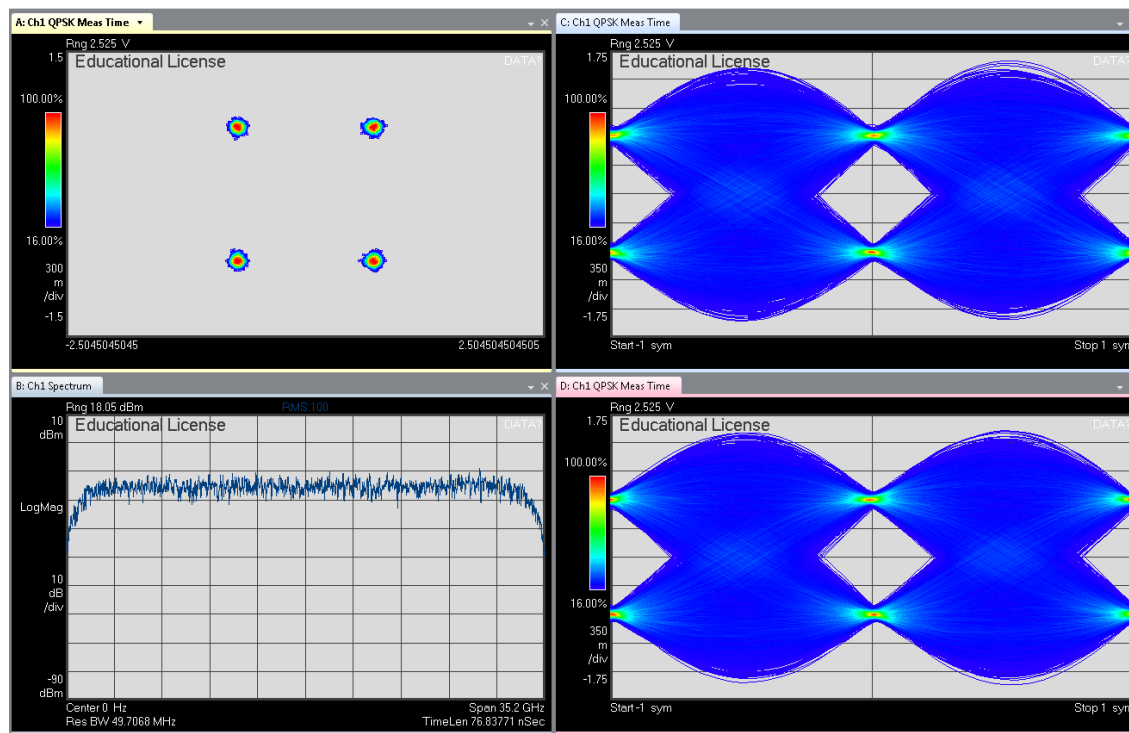
ενδεικτική συνάρτηση μεταφοράς ενός από τα 4 RF κανάλια του οπτικού πομπού απεικονίζεται στην Εικόνα 2-5. Παρατηρείται ότι λόγω του περιορισμένου εύρους ζώνης του μετατροπέα D/A (~ 25 GHz) είναι αναγκαία η ενίσχυση των φασματικών συνιστωσών για συχνότητες > 25 GHz. Η υλοποίηση των προ-ισοσταθμιστών πραγματοποιείται με ψηφιακά φίλτρα είτε στο πεδίο της συχνότητας είτε στο πεδίο του χρόνου με FIR δομές. Η διαδικασία του συγκεκριμένου ψηφιακού φιλτραρίσματος προπαραμορφώνει μεν το σήμα στην έξοδο του μετατροπέα D/A (Εικόνα 2-6) όμως το σήμα που εισέρχεται στον οπτικό διαμορφωτή έχει βελτιωμένα χαρακτηριστικά επίδοσης (SNR, άνοιγμα διαγράμματος οφθαλμού) επιτρέποντας με αυτόν τον τρόπο τη χρήση ανώτερης τάξης σχημάτων διαμόρφωσης διατηρώντας ταυτόχρονα σε αποδεκτά την ακεραιότητα του RF σήματος.

32 Gbaud 16-QAM, raised cosine 0.1



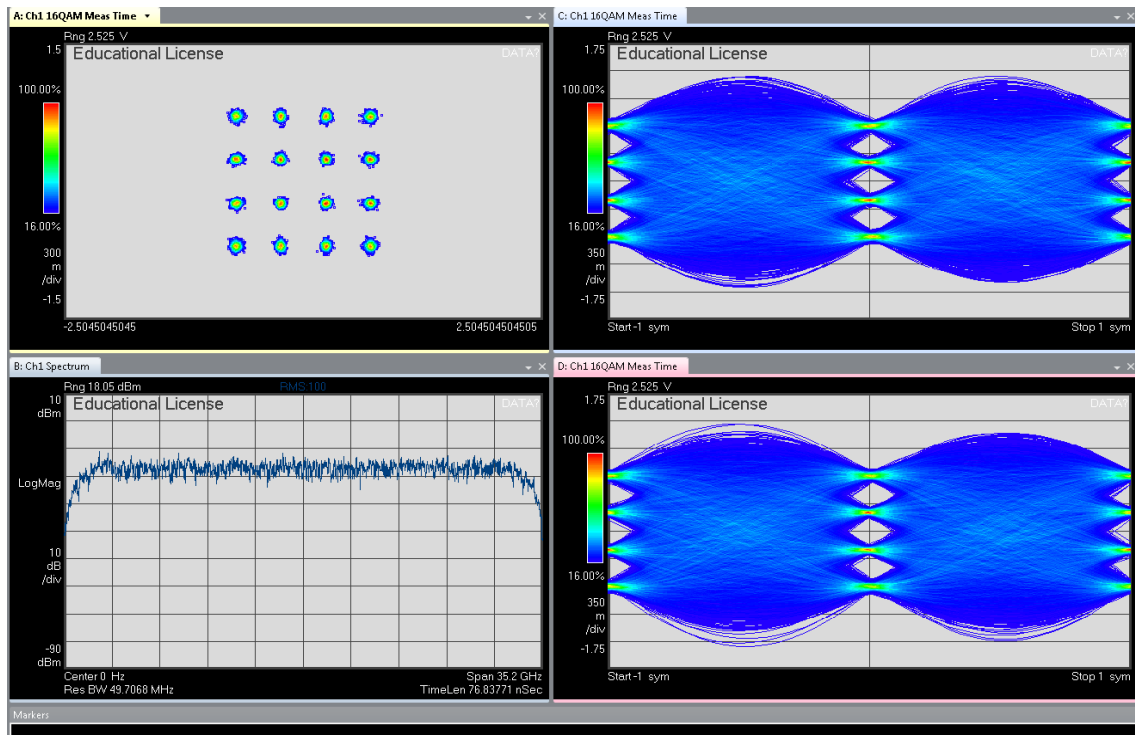
Εικόνα 2-6: Εξέλιξη της ποιότητας ενός RF σήματος οδήγησης κατά τη διαδικασία προπαραμόρφωσης (διαγράμματα οφθαλμού και φάσμα ισχύος). (α) Ιδανικό σήμα οδήγησης ($SNR \rightarrow \infty$), (β) Σήμα μετά από προ-παραμόρφωση. Εκούσια υποβάθμιση της ποιότητας προκειμένου να αντισταθμιστούν φασματικές αλλοιώσεις/περιορισμοί του RF καναλιού ($SNR \sim 15$ dB), (γ) Σήμα ύστερα από διάδοση στο RF κανάλι και πριν την είσοδο στο διαμορφωτή ($SNR \sim 26$ dB).

Στις ακόλουθες εικόνες (Εικόνα 2-7 έως Εικόνα 2-9) απεικονίζονται RF σήματα εισόδου στην X-πόλωση του οπτικού διαμορφωτή μετά τη λήψη τους σε ψηφιακό παλμογράφο διαμορφωμένα με τα απλούστερα σχήματα τετραγωνικών M-QAM αστερισμών (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Στους πίνακες παραθέτονται επίσης τα μετρικά επίδοσης.



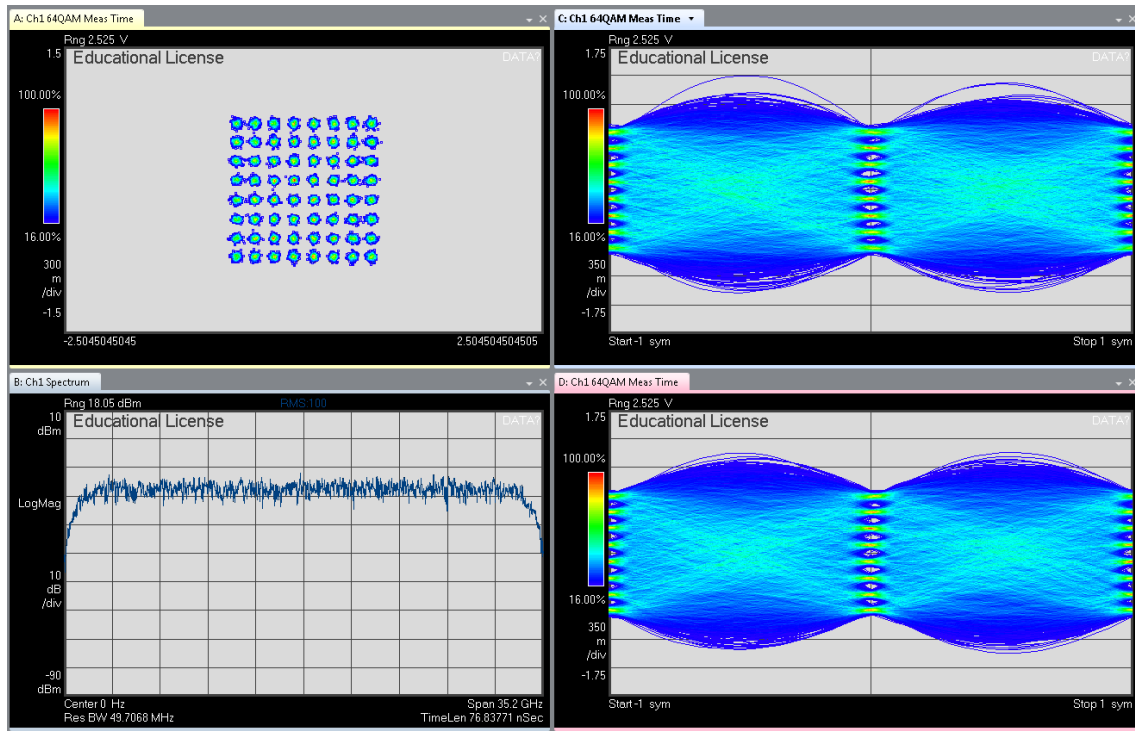
Στατιστικά μετρικά	Τιμή
<i>EVM (rms)</i>	4.61 %
<i>Magnitude Error (rms)</i>	3.17 %
<i>Phase Error (mean)</i>	1.92 degrees
<i>Frequency Error</i>	-723.55 Hz
<i>IQ Offset</i>	-37.69 dB
<i>Quadrature Error</i>	47.54 mdegrees
<i>Rho</i>	0.99
<i>Gain Imbalance</i>	0.21 dB
<i>SNR</i>	26.7 dB

Εικόνα 2-7: Σήμα οδήγησης X-πόλωσης οπτικού διαμορφωτή (IQx) – 32 Gbaud QPSK root raised cosine 0.1.



Στατιστικά μετρικά	Τιμή
<i>EVM (rms)</i>	3.81 %
<i>Magnitude Error (rms)</i>	2.78 %
<i>Phase Error (mean)</i>	2.63 degrees
<i>Frequency Error</i>	1.80 kHz
<i>IQ Offset</i>	-37.59 dB
<i>Quadrature Error</i>	42.14 mdegrees
<i>Gain Imbalance</i>	0.17 dB
<i>SNR</i>	25.8 dB

Εικόνα 2-8: Σήμα οδήγησης X-πόλωσης οπτικού διαμορφωτή (IQx) – 32 Gbaud 16-QAM root raised cosine 0.1.



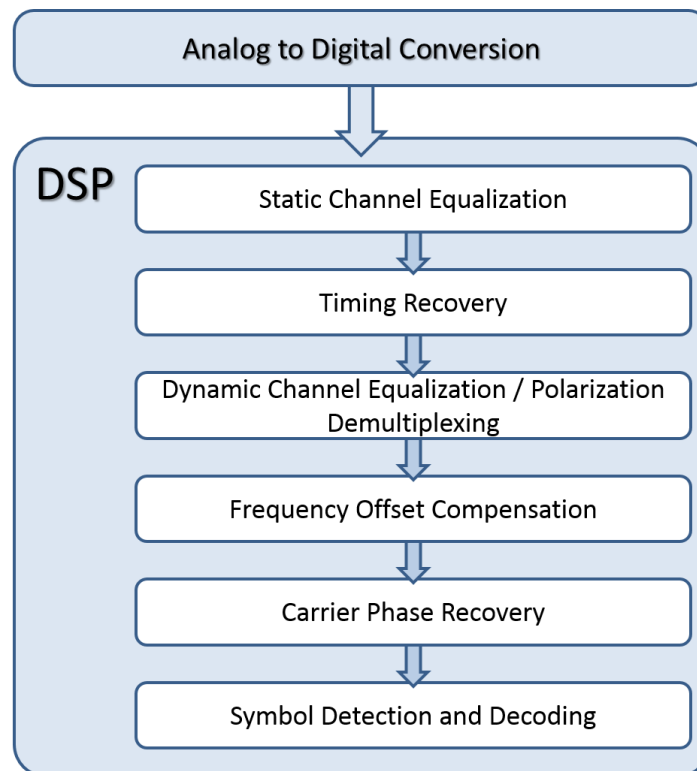
Στατιστικά μετρικά	Τιμή
<i>EVM (rms)</i>	3.42 %
<i>Magnitude Error (rms)</i>	2.52 %
<i>Phase Error (mean)</i>	3.08 degrees
<i>Frequency Error</i>	-9.66 kHz
<i>IQ Offset</i>	-34.28 dB
<i>Quadrature Error</i>	58.75 mdegrees
<i>Gain Imbalance</i>	0.18 dB
<i>SNR</i>	25.6 dB

Εικόνα 2-9: Σήμα οδήγησης X-πόλωσης οπτικού διαμορφωτή (IQx) – 32 Gbaud 64-QAM root raised cosine 0.1.

2.2.2 Διαδικασίες ΨΕΣ στον οπτικό δέκτη (Rx-DSP)

Στην ενότητα αυτή περιγράφεται μια τυπική αλυσίδα επεξεργασίας σήματος στο δέκτη ενός σύμφωνου οπτικού συστήματος που χρησιμοποιεί ενδώδυνη αποδιαμόρφωση. Ένα γενικό σχηματικό διάγραμμα παρουσιάζεται στην Εικόνα 2-10 και περιγράφει τα στάδια επεξεργασίας που απαιτούνται ως την αποδιαμόρφωση του σήματος. Αξίζει να σημειωθεί ότι η αλληλουχία και η σειρά των επιμέρους υποσυστημάτων μπορεί να διαφοροποιείται ανάλογα με την υλοποίηση, καθώς είναι πιθανή και η ύπαρξη βρόχων ανάδρασης. Η συγκεκριμένη υλοποίηση ακολουθεί την αρχιτεκτονική εμπρόσθιας τροφοδότησης (feed-forward). Το ψηφιοποιημένο σήμα από το A/D μετατροπέα του δέκτη εισέρχεται στην ακόλουθη αλυσίδα διαδικασιών:

- Στατική ισοστάθμιση καναλιού και αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς
- Συγχρονισμός και ανάκτηση ρολογιού
- Δυναμική ισοστάθμιση για την αντιστάθμιση των γραμμικών φαινομένων του καναλιού και αποπολύπλεξη πόλωσης
- Ανάκτηση συχνότητας και φάσης του φέροντος
- Ανίχνευση συμβόλου και αποκωδικοποίηση



Εικόνα 2-10: Διάγραμμα αλυσίδας ΨΕΣ στον οπτικό δέκτη.

Η στατική ισοστάθμιση πραγματοποιείται με ισοσταθμιστές είτε στο πεδίο του χρόνου (Time Domain Equalizers - TDEQ) είτε στο πεδίο της συχνότητας (Frequency Domain Equalizers - FDEQ). Η χρωματική διασπορά (CD) αντισταθμίζεται μέσω τέτοιων στατικών ισοσταθμιστών [8]. Το φαινόμενο είναι ένας γραμμικός μηχανισμός που επιδρά στο ηλεκτρικό πεδίο με τέτοιο τρόπο ώστε να αναιρείται με χρήση γραμμικών φίλτρων. Η κρουστική απόκριση του οπτικού καναλιού δίνεται από τη σχέση:

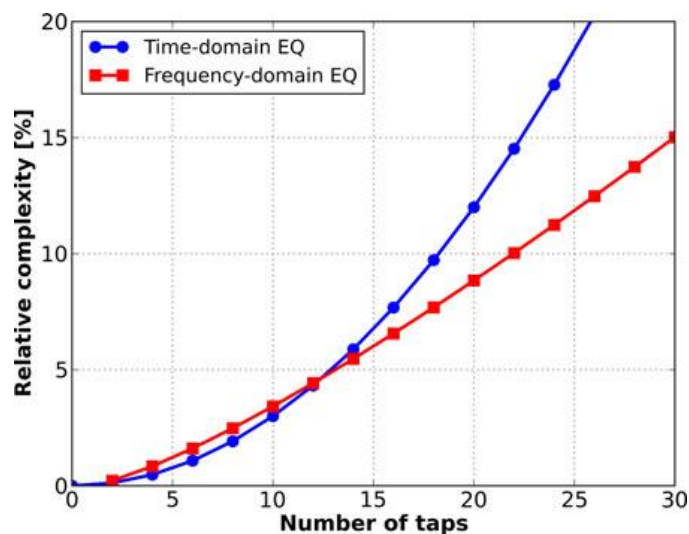
$$g(t) = \sqrt{\frac{c}{jD\lambda^2 L}} \exp\left(j \frac{\pi c}{D\lambda^2 L} t^2\right) \quad (2-1)$$

Όπου c η ταχύτητα διάδοσης του φωτός, λ το μήκος κύματος της πηγής laser, L το μήκος της οπτικής ζεύξης και D η παράμετρος διασποράς της ίνας. Στο πεδίο του χρόνου, γραμμικά φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την αντισταθμιση της διασποράς. Το μήκος του φίλτρου αυξάνεται γραμμικά με τη μέγιστη διασπορά που αντισταθμίζεται. Για ρυθμό δειγματοληψίας $1/T$, το πλήθος των συντελεστών N του FIR φίλτρου σε μήκος κύματος λ είναι της τάξης μεγέθους:

$$N \approx 2 \left\lceil \frac{D \lambda^2 L}{2 c T^2} \right\rceil + 1 \quad (2-2)$$

Για την περίπτωση ισοστάθμισης στο πεδίο της συχνότητας η συνάρτηση μεταφοράς της εξ. (2-2) υπολογίζεται μέσω του μετασχηματισμού Fourier. Η χρωματική διασπορά μπορεί να αντισταθμιστεί πλήρως υπολογίζοντας τον FFT του σήματος και πολλαπλασιάζοντας το προκύπτον φάσμα (ανά πόλωση) με το συζυγή της απόκρισης του καναλιού. Το αποτέλεσμα περικόπτεται σε ένα συγκεκριμένο αριθμό συντελεστών φίλτρου. Ανεξαρτήτως της μεθόδου που χρησιμοποιείται υπάρχει και η επιλογή εφαρμογής παραθύρου για τη βελτίωση των χαρακτηριστικών του φίλτρου.

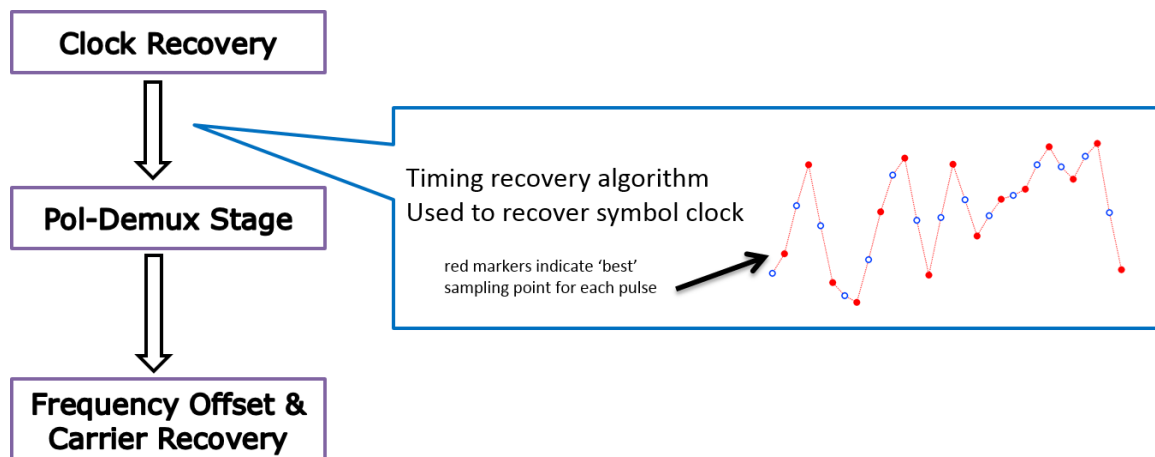
Συγκρίνοντας τις 2 μεθόδους θεωρώντας δεδομένο μήκος φίλτρου N συντελεστών που εφαρμόζεται σε N δείγματα, η πολυπλοκότητα είναι ανάλογη του N^2 στην υλοποίηση στο πεδίο του χρόνου και $N \log_2 N$ στην υλοποίηση στο πεδίο της συχνότητας (Εικόνα 2-11). Η πολυπλοκότητα καθορίζει την κατανάλωση ισχύος ενός DSP block υλοποιημένο σε hardware [9].



Εικόνα 2-11: Πολυπλοκότητα υλοποίησης στατικού ισοσταθμιστή χρωματικής διασποράς στο πεδίο του χρόνου (TDEQ) και της συχνότητας (FDEQ).

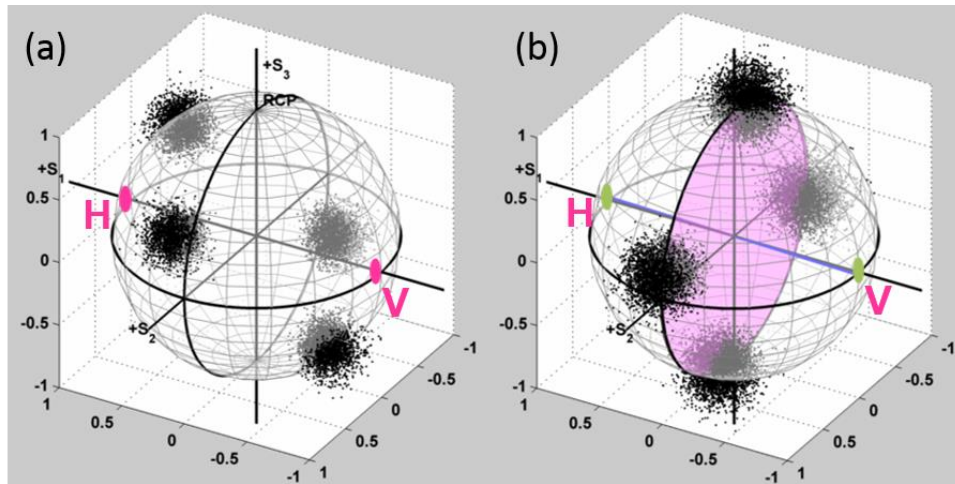
Έχοντας αντισταθμίσει τα φαινόμενα της χρωματικής διασποράς, ο χρονισμός των M-QAM συμβόλων μπορεί να εξαχθεί και να καθοριστεί το βέλτιστο σημείο δειγματοληψίας. Μια σειρά αλγορίθμων έχουν προταθεί για το σκοπό αυτό, συμπεριλαμβανόμενων των Early-Late, Gardner [10], Mueller-Mueller και του τετραγωνικού αλγορίθμου ανάκτησης χρονισμού (Square Timing Recovery Algorithm [11]). Στον τελευταίο, ο οποίος έχει δείξει ότι παρέχει συνεπώς τα πιο ακριβή αποτελέσματα, τα δείγματα του ληφθέντος μιγαδικού σήματος

υψώνονται στο τετράγωνο και παράγουν μια φασματική συνιστώσα σε συχνότητα ίση με το ρυθμό μετάδοσης η οποία καθορίζεται μέσω του μιγαδικού Fourier συντελεστή της. Η κανονικοποιημένη φάση του συντελεστή αυτού χρησιμοποιείται έπειτα για να καθοριστεί η καθυστέρηση των δειγμάτων σε σχέση με το βέλτιστο σημείο δειγματοληψίας. Ο αλγόριθμος περιλαμβάνει ένα στάδιο παρεμβολής με FIR υλοποίηση προκειμένου να μετακινήσει τα σύμβολα κατά την παραπάνω καθυστέρηση. Η συγκεκριμένη μέθοδος έχει αποδειχτεί ότι εξάγει ακριβή αποτελέσματα τόσο με 2 όσο και με 4 δείγματα ανά σύμβολο.



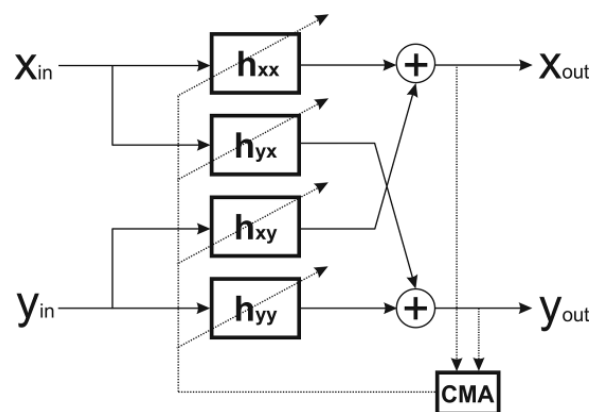
Εικόνα 2-12: Σχηματική απεικόνιση της λειτουργίας της ανάκτησης χρονισμού στα πλαίσια ενός ψηφιακού σύμφωνου δέκτη.

Οι τυχαίες μεταβολές (στροφές) της πόλωσης εξαιτίας της διπλοθλαστικότητας της ίνας προκαλεί τη διαφοροποίηση της πολωτικής κατάστασης (SoP) του ληφθέντος οπτικού σήματος σε σχέση με αυτή του τοπικού ταλαντωτή, με τη μεταβολή αυτή να είναι άγνωστη κατά τη διάρκεια της λήψης. Συνεπώς, στην έξοδο του σύμφωνου δέκτη διαφοροποίησης πόλωσης η πολωτική κατάσταση είναι μια μίξη των πολώσεων των δύο οπτικών σημάτων (Εικόνα 2-13).



Εικόνα 2-13: Γραφική απεικόνιση της κατάστασης πόλωσης ενός DP-QPSK σήματος με χρήση της σφαίρας Poincaré, (α) πριν και (β) μετά την αποπολύπλεξη πόλωσης. Μετά την αποπολύπλεξη το κανονικό διάνυσμα του δίσκου που σχηματίζουν τα 4 σημεία του σήματος είναι ομόρροπο με την πολωτική κατάσταση S_1 (γραμμική οριζόντια και κάθετη κατάσταση πόλωσης).

Η πόλωση του μεταδιδόμενου σήματος ανακτάται ψηφιακά με τη χρήση τεσσάρων ανεξάρτητα προγραμματιζόμενων φίλτρων σε μια διάταξη πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων (MIMO) 2x2 “butterfly”, όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 2-14. Στην περίπτωση ενός σχήματος διαμόρφωσης DP-QPSK, η προσαρμογή των συντελεστών των FIR φίλτρων επιτυγχάνεται μέσω της μεθόδου «Σταθερού Μέτρου» (Constant Modulus Algorithm - CMA). Αφού επιτευχθεί σύγκλιση της μεθόδου, τα τέσσερα αυτά φίλτρα περιγράφουν πλήρως το αντίστροφο κανάλι μετάδοσης άρα και τη μεταβολή της πολωτικής κατάστασης του σήματος. Το συγκεκριμένο στάδιο επεξεργασίας σήματος επιτρέπει την αντιστάθμιση τόσο της Διασποράς Τρόπων Πόλωσης (PMD) και των Απωλειών Πόλωσης με κόστος την ενίσχυση του θορύβου του ληφθέντος σήματος.



Εικόνα 2-14: Η δομή MIMO με φίλτρα FIR που χρησιμοποιείται για τον αλγόριθμο «Σταθερού Μέτρου» (CMA).

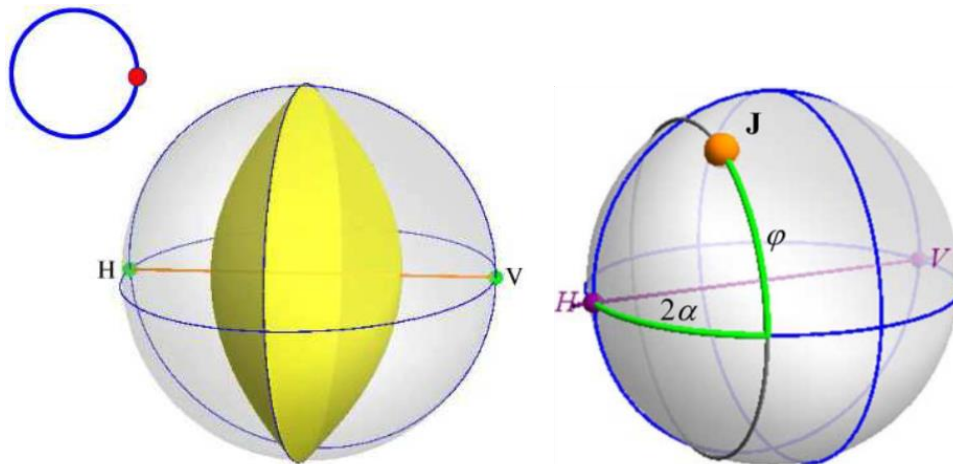
Η ταχύτητα σύγκλισης της MIMO δομής του ισοσταθμιστή πρέπει να είναι συμβατός με ρυθμό μεταβολής της πολωτικής κατάστασης ο οποίος μπορεί να είναι της τάξης των 10 Poincare krad/sec [9]. Για να επιτευχθεί η συγκεκριμένη απαίτηση είναι χρήσιμο να διατηρηθεί μικρό το μήκος των φίλτρων. Ταυτόχρονα, τα φίλτρα πρέπει να έχουν αρκετά μεγάλο μήκος ώστε να υποστηρίζεται η αντιστάθμιση της μέγιστης Διαφορικής Καθυστέρησης Ομάδας (DGD) που αναμένεται από το κανάλι. Η μέγιστη καθυστέρηση είναι περίπου 3 φορές της μέγιστης Διασποράς Τρόπων Πόλωσης κάθε ζεύξης στην οποία χρησιμοποιείται ένας οπτικός πομποδέκτης.

Η ίδια δομή φίλτρων μπορεί να εφαρμοστεί για την αποπολύπλεξη και σχημάτων διαμόρφωσης όπως τα DP-8-QAM, DP-16-QAM και DP-32-QAM. Ο αλγόριθμος CMA ωστόσο παρουσιάζει σημαντικά πιο υποβαθμισμένη συμπεριφορά σε σήματα πολλαπλών σταθμών/πλάτων. Συγκεκριμένα για την περίπτωση των M-QAM σχημάτων, ένας αλγόριθμος σταθερού πλάτους 2-σταθμών σε αλληλουχία (cascaded two/multi-modulus [12]) μπορεί να χρησιμοποιηθεί. Η βασική αρχή είναι η «απομόνωση πλάτους» (amplitude stripping) όπου ένα σχήμα M-QAM ανώτερης τάξης περιορίζεται σε ένα σχήμα ενός πλάτους αφαιρώντας τα ενδιάμεσα πλάτη του ληφθέντος αστερισμού.

Ένα εγγενές μειονέκτημα των CMA/MMA αλγορίθμων είναι το φαινόμενο μοναδικότητας όπου οι έξοδοι τους συγκλίνουν στην ίδια πολωτική κατάσταση (λόγω του αυξημένου PDL στην οπτική ζεύξη). Προκειμένου να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο αυτό, ένα επιπλέον στάδιο αποπολύπλεξης πόλωσης προστίθεται πριν από τον MIMO ισοσταθμιστή. Ο αλγόριθμος που περιγράφεται στην [13] και [14] απαιτεί απεικόνιση των δειγμάτων του σήματος στο χώρο Stokes και δεν απαιτεί άλλο στάδιο αποδιαμόρφωσης και είναι ανεξάρτητη από το σχήμα διαμόρφωσης.

Οι τροχιές ενός πολυπλεγμένου σε πόλωση σήματος στην σφαίρα Poincare σχηματίζουν σχήματα «φακών» (Εικόνα 2-15). Τα σχήματα αυτά ορίζουν ένα επίπεδο, του οποίου το κανονικό διάνυσμα (normal vector) περιλαμβάνει τις πολωτικές καταστάσεις της διάδοσης (πχ. οι γραμμικές οριζόντια και κάθετη πολωτικές καταστάσεις σημειώνονται ως H και V αντίστοιχα). Συνεπώς, το κανονικό διάνυσμα καθορίζει την πολωτική κατάσταση της μετάδοσης. Για μια τυχαία πολωτική κατάσταση J (Jones vector - $J = [E_x \ E_y]^T$) (μετά τη μίξη του τοπικού ταλαντωτή με το μεταδιδόμενο σήμα στο σύμφωνου δέκτη), ο αλγόριθμος αποπολύπλεξης πόλωσης ευθυγραμμίζει την πολωτική κατάσταση με τη γραμμική H-V κατάσταση. Η ευθυγράμμιση επιτυγχάνεται μέσω περιστροφών του διανύσματος Jones

Συστήματα Οπτικών Επικοινωνιών για Ανώτερης Τάξης σχήματα διαμόρφωσης περιμετρικά του άξονα κυκλικής διπλοθλαστικότητας (περιστροφή κατά τον ισημερινό της σφαίρας Poincare) και περιμετρικά των 0° άξονα γραμμικής διπλοθλαστικότητας H-V. Αυτές οι περιστροφές απεικονίζονται στην Εικόνα 2-15.

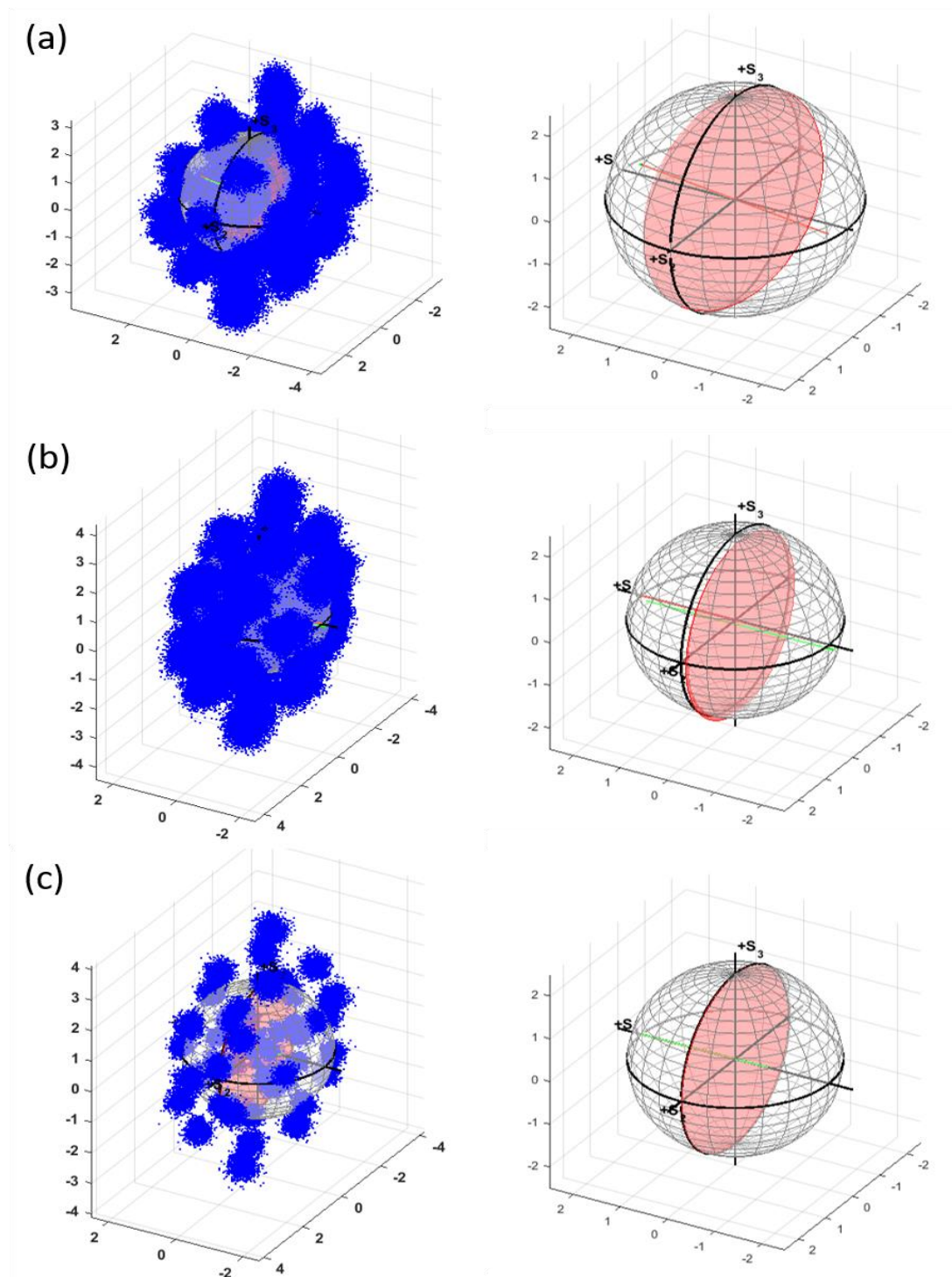


Εικόνα 2-15: (αριστερά) Τα χωρικά όρια ενός πολυπλεγμένου στην πόλωση σήματος κατά την απεικόνισή του στο χώρο Stokes. (δεξιά) Μία τυχαία κατάσταση πόλωσης στο χώρο Stokes (J) όταν περιστραφεί κατά γωνίες 2α και φ μετασχηματίζεται σε οριζόντια πόλωση (H).

Οι γωνίες 2α και φ μπορούν να εξαχθούν άμεσα από τις παραμέτρους Stokes του σήματος εισόδου:

$$2\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{S_1}{\sqrt{S_2^2 + S_3^2}}\right), \quad \varphi = \tan^{-1}\left(\frac{S_2}{S_3}\right) \quad (2-3)$$

Ένα παράδειγμα της συνδυασμένης λειτουργίας των αλγορίθμων αποπολύπλεξης πόλωσης στο χώρο Stokes και με χρήση MIMO ισοσταθμιστή παρουσιάζεται στην Εικόνα 2-16 για ένα σήμα 16-QAM. Οι παράμετροι Stokes για το διάνυσμα Jones εισόδου υπολογίζονται και απεικονίζονται πάνω στη σφαίρα του Poincare (Εικόνα 2-16(α)). Η βέλτιστη προσαρμογή επιπέδου πραγματοποιείται προκειμένου να εκτιμηθεί η πολωτική κατάσταση μέσω του κανονικού διανύσματος. Το ευθυγραμμισμένο H-V σήμα μετά τις περιστροφές γύρω από τους δύο άξονες διπλοθλαστικότητας (χρησιμοποιώντας πολλαπλασιασμούς πινάκων Jones) απεικονίζεται στην Εικόνα 2-16(β). Το παραγόμενο διάνυσμα εισάγεται στον 2×2 MIMO ισοσταθμιστή με κατάλληλη πολωτική κατάσταση ώστε να ελαχιστοποιηθεί η πιθανότητα μοναδικότητας κατά τη σύγκλιση του ισοσταθμιστή. Το ισοσταθμισμένο και αποπολύπλεγμένο σήμα στο χώρο Stokes απεικονίζεται στην Εικόνα 2-16(γ).



Εικόνα 2-16: (α) Αηθθέν σήμα πριν την αποπολύπλεξη πόλωσης στο χώρο Stokes. (β) Μετά την ευθυγράμμισή του με την οριζόντια πόλωση στο χώρο Stokes. (γ) Μετά την εφαρμογή του 2x2 MIMO ισοσταθμιστή.

2.3 Ανάκτηση συχνότητας και φάσης του φέροντος (CPR + CFR)

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή του κεφαλαίου, τα σύμφωνα οπτικά συστήματα χρησιμοποιούν ενδύδνη ανίχνευση για την αποδιαμόρφωση και αποκωδικοποίηση του

μεταδιδόμενου σήματος. Κατά τη διαδικασία αυτή οι πηγές laser του πομπού και του τοπικού ταλαντωτή είναι ασύγχρονες και «μη-κλειδωμένες» σε συχνότητα και φάση. Παρ' όλο που τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη χρησιμοποιούνται laser όμοιων χαρακτηριστικών, η απόκλιση συχνότητας μεταξύ των 2 μπορεί να οδηγήσει σε ολίσθηση συχνότητας της τάξης των μερικών GHz. Επιπρόσθετα, το τυπικό εύρος γραμμής των εμπορικά διαθέσιμων laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB) και εξωτερικής κοιλότητας (ECL) κυμαίνεται μεταξύ ~100 kHz έως και 10 MHz, προσθέτοντας σημαντικά μεγάλο θόρυβο φάσης στα διαμορφωμένα QAM σήματα. Συνεπώς, οι τεχνικές ανάκτησης συχνότητας (CFR – Carrier Frequency Recovery) και φάσης (CPR – Carrier Phase Recovery) του οπτικού φέροντος καθίστανται καθοριστικής σημασίας για ένα ψηφιακό σύμφωνο οπτικό δέκτη και εκτεταμένη έρευνα έχει επικεντρωθεί σε αυτές.

Η εκτίμηση ολίσθησης συχνότητας και η ανάκτηση φάσης του φέροντος είναι προφανείς για σήματα των οποίων ο σηματικός αστερισμός περιλαμβάνει σύμβολα τα οποία βρίσκονται σε 4 άξονες με ισαπέχουσες φάσεις (πχ. QPSK). Η διαδεδομένη τεχνική του Εκτιμητή τέταρτης δύναμης Viterbi-Viterbi (VV4E) επιτρέπει την αφαίρεση της διαμόρφωσης και την απομόνωση του φέροντος και συνεπώς την ακριβή μέτρηση και ανίχνευση της ολίσθησης φάσης και του θορύβου φάσης. Ενδεικτικά, στην [15], κάθε QPSK σύμβολο πολλαπλασιάζεται με το συζυγή του προηγούμενου συμβόλου, με τον εκτιμητή VV4E να εφαρμόζεται προκειμένου να αφαιρεθεί η διαμόρφωση φάσης και να εκτιμηθεί η συχνότητα. Ο ίδιος εκτιμητής επιτυγχάνει και την ανάκτηση φάσης με τον ίδιο τρόπο [16].

Ενώ στην περίπτωση των M-PSK διαμορφώσεων, ο αλγόριθμος VV4E μπορεί να γενικευθεί σαν VVME και να αποδώσει ακριβή αποτελέσματα εκτίμησης συχνότητας και φάσης, δεν ισχύει το ίδιο και για τη διαμόρφωση 16-QAM. Για το λόγο αυτό τεχνικές βασισμένες στην QPSK-διαμέριση έχουν αναπτυχθεί [17] [18]. Ωστόσο, η μέθοδοι αυτές, δεν προσφέρουν ικανοποιητική επίδοση σε ανώτερης τάξης M-QAM σχήματα, όπως το 64-QAM και περαιτέρω.

Για την εκτίμηση ολίσθησης συχνότητας σε ανώτερα σχήματα M-QAM η τεχνική Εντροπίας Φάσης [19] έχειδειχθεί ότι προσφέρει αρκετά ικανοποιητική ακρίβεια για τυχαίους QAM αστερισμούς μέχρι και 32-QAM, αλλά μπορεί να χρησιμοποιηθεί μονάχα ως εκτιμητής 2ου σταδίου όπου έχει προηγηθεί ένα πρώτο στάδιο «χονδρικής» εκτίμησης προκειμένου να διατηρηθεί η πολυπλοκότητα σε αποδεκτά επίπεδα. Από την άλλη μεριά, ακριβής ανάκτηση φάσης μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση του αλγορίθμου Τυφλής Αναζήτησης Φάσης (BPS)

[20] ο οποίος λειτουργεί σε κάθε σηματοδοτικό αστερισμό, ακόμα και για ανώτερης τάξης QAM. Η ευελιξία του αλγορίθμου αυτού έρχεται με κόστος της ιδιαίτερα υψηλής υπολογιστικής πολυπλοκότητας η οποία απαιτεί υψηλή παραλληλοποίηση σε ψηφιακές υλοποιήσεις.

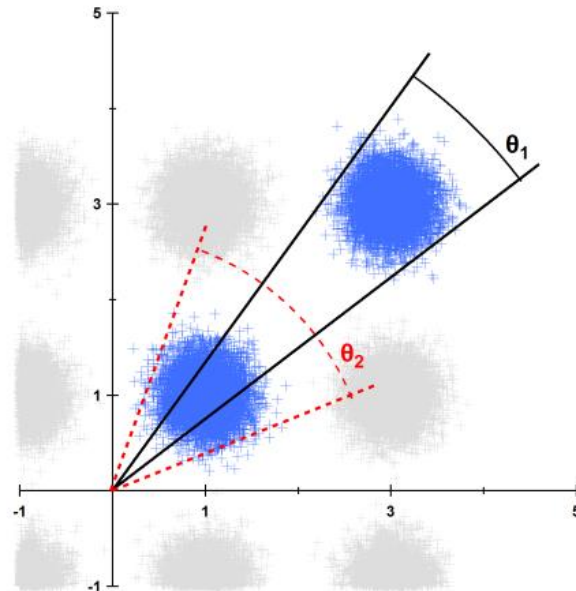
Στο παρόν κεφάλαιο θα αναπτυχθούν:

- Η γενίκευση του εκτιμητή VV4E ως Εκτιμητή Viterbi-Viterbi με χρήση μετασχηματισμού μονωνύμων (VVMPE) [21] ως μεθόδου ανάκτησης τόσο της συχνότητας όσο και της φάσης του φέροντος M-QAM σημάτων.
- Μια πρωτότυπη μέθοδος για ανάκτηση φάσης M-QAM χρησιμοποιώντας τη μέθοδο των μη-γραμμικών ελάχιστων τετραγώνων (Non-Linear Least Squares) που παρουσιάζεται στην [22].

Και για τις 2 μεθόδους η διαφοροποίηση σε σχέση με τις μεθόδους τύπου-VV είναι η εφαρμογή ενός κατάλληλου μετασχηματισμού στο πλάτος του ληφθέντος σήματος προκειμένου πέραν της αφαίρεσης διαμόρφωσης (μερικής στην περίπτωση του 16-QAM) να δοθεί κατάλληλη στάθμιση στα σύμβολα με υψηλότερα πλάτη. Ο λόγος που είναι επιθυμητή η προσέγγιση αυτή είναι:

- Για τετραγωνικά QAM σχήματα διαμόρφωσης τα σύμβολα με τα υψηλότερα πλάτη είναι αυτά τα οποία βρίσκονται στις 4 γωνίες του αστερισμού (45° , 135° , 225° και 315°). Καθώς τα σύμβολα ισαπέχουν στους 4 αυτούς άξονες, η εφαρμογή του μετασχηματισμού 4^{ης} δύναμης στη φάση του σήματος θα αφαιρέσει πλήρως τη διαμόρφωση, και επομένως η εκτίμηση στον εξωτερικό δακτύλιο του τετραγωνικού QAM αστερισμού θα είναι πιο ακριβής.
- Ο Λευκός Προσθετικός Θόρυβος (AWGN) ο οποίος υποβαθμίζει την ακρίβεια της εκτίμησης φάσης για κάθε σύμβολο, προσθέτοντας επιπλέον θόρυβο φάσης (παράγραφος III [16] για λεπτομερέστερη ανάλυση). Ακόμα και στην ιδανική περίπτωση που τα laser του πομπού και του τοπικού ταλαντωτή είχαν μηδενικό εύρος γραμμής (και επομένως μηδενική συνεισφορά στο θόρυβο φάσης), η εκτίμηση της φάσης των συμβόλων θα εξαρτώταν μόνο από τον AWGN θόρυβο. Στην Εικόνα 2-17, η οποία παρουσιάζει ένα τεταρτημόριο ενός 16-QAM αστερισμού, είναι προφανές ότι το σφάλμα φάσης εξαιτίας μόνο του AWGN είναι μικρότερο για σύμβολα υψηλότερου πλάτους ($\theta_1 < \theta_2$). Όπως και παραπάνω η εκτίμηση στους εξωτερικούς

δακτυλίους θα τείνει να είναι ακριβέστερη και επομένως να βελτιώνει τη συνολική επίδοση του εκτιμητή. Η παραπάνω παρατήρηση ενισχύεται και στη συνέχεια του κεφαλαίου καθώς οι εκτιμητές επαληθεύουν τη βελτίωση της επίδοσής τους για M-QAM σχήματα διαμόρφωσης ανώτερα από 16-QAM.



Εικόνα 2-17: Ποιοτική απεικόνιση της συνεισφοράς του AWGN θορύβου στο θόρυβο φάσης ενός 16-QAM αστερισμού (απεικόνιση ενός τεταρτημόριου). Η επίδραση του AWGN προκαλεί μεγαλύτερη εξάπλωση φάσης στα σύμβολα μικρότερου πλάτους ($\theta_1 < \theta_2$)

Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζονται αναλυτικά οι προαναφερόμενες μέθοδοι ανάκτησης φέροντος.

2.3.1 Εκτίμηση Συχνότητας Ολίσθησης Φέροντος Viterbi and Viterbi με χρήση της μεθόδου μονωνύμων (VVMFOE)

Θεωρούμε ένα μιγαδικό ορθογωνικό M-QAM σήμα τα σύμβολα του οποίου αντιστοιχίζονται στα σημεία του μιγαδικού επιπέδου $a + jb$ όπου a και b λαμβάνουν τιμές $\pm(2k - 1)$, όπου k ακέραιος που ικανοποιεί το $k = 1, \dots, \sqrt{M}/2$. Το ληφθέν σήμα υποβαθμισμένο από θόρυβο AWGN και θόρυβο φάσης λόγω διάδοσης στην ίνα και της ενδώδυνης λήψης στον σύμφωνο δέκτη, μπορεί να αναπαρασταθεί σε πολική μορφή ως $x_n = \rho_n e^{j\varphi_n}$, $n = 0, \dots, N - 1$.

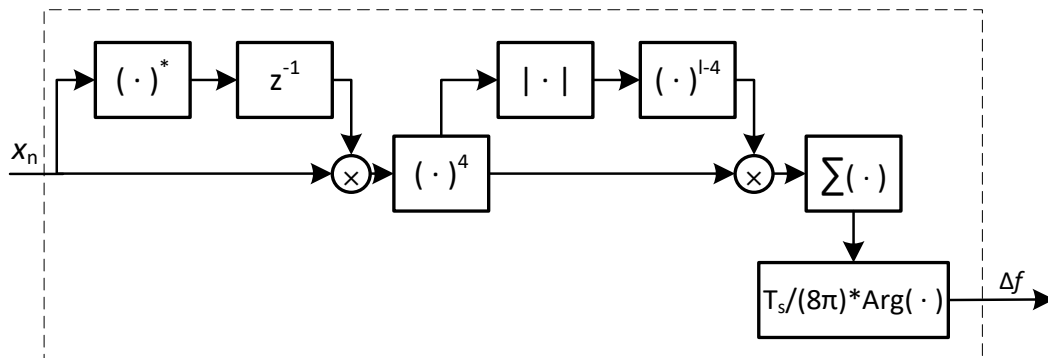
Ο προτεινόμενος εκτιμητής είναι ένας συνδυασμός του αλγορίθμου εκτίμησης αύξησης φάσης και του εκτιμητή φάσης Viterbi & Viterbi με μονωνυμικούς μετασχηματισμούς. Ο στόχος είναι να εκτιμηθεί η ολίσθηση συχνότητας $\tilde{\Delta f}$ η οποία προκαλεί αύξηση φάσης, $\Delta\theta$, μεταξύ δύο διαδοχικών συμβόλων:

$$\widetilde{\Delta f} = \frac{1}{2\pi} \Delta\theta \cdot T_s \quad (2-4)$$

όπου το σήμα έχει δειγματοληφθεί με ρυθμό ίσο με τη διάρκεια συμβόλου T_s . Το τρέχον σύμβολο, x_n , πολλαπλασιάζεται με το συζυγή του προηγούμενου συμβόλου, παράγοντας το γινόμενο $x_n \cdot x_{n-1}^*$. Η φάση του τελευταίου ισούται με τη διαφορά φάσης των 2 συμβόλων ($\theta_n = \varphi_n - \varphi_{n-1}$), ενώ το πλάτος του υπολογίζεται ως: $r_n = \rho_n \cdot \rho_{n-1}$. Στη συνέχεια εφαρμόζεται ο εκτιμητής VVMPE προκειμένου να εξαχθεί η μέση αύξηση φάσης σε N σύμβολα.

$$\Delta\theta = \frac{1}{4} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} (r_n)^l \cdot e^{j 4\theta_n} \right\}, l \in \mathbb{Z} \quad (2-5)$$

Όταν $l = 4$, η (Εξ) εκπίπτει στην ειδική περίπτωση του εκτιμητή τέταρτης δύναμης Viterbi-Viterbi. Η σημαντική διαφορά στην συγκεκριμένη μέθοδο είναι η ελευθερία επιλογής τιμών της μεταβλητής l σε ακέραιους μεγαλύτερους από 4, το οποίο συνεπώς επιτρέπει την υψηλότερη στάθμιση των εξωτερικών συμβόλων του αστερισμού οδηγώντας σε πιο ακριβή αποτελέσματα. Αξίζει να σημειωθεί επίσης ότι το εύρος εκτίμησης του αλγορίθμου είναι μεταξύ $\pm 1/(8 \cdot T_s)$, εξαιτίας της διαδικασίας τέταρτης δύναμης. Ένα σχηματικό διάγραμμα του προτεινόμενου αλγορίθμου παρουσιάζεται στην Εικόνα 2-18.



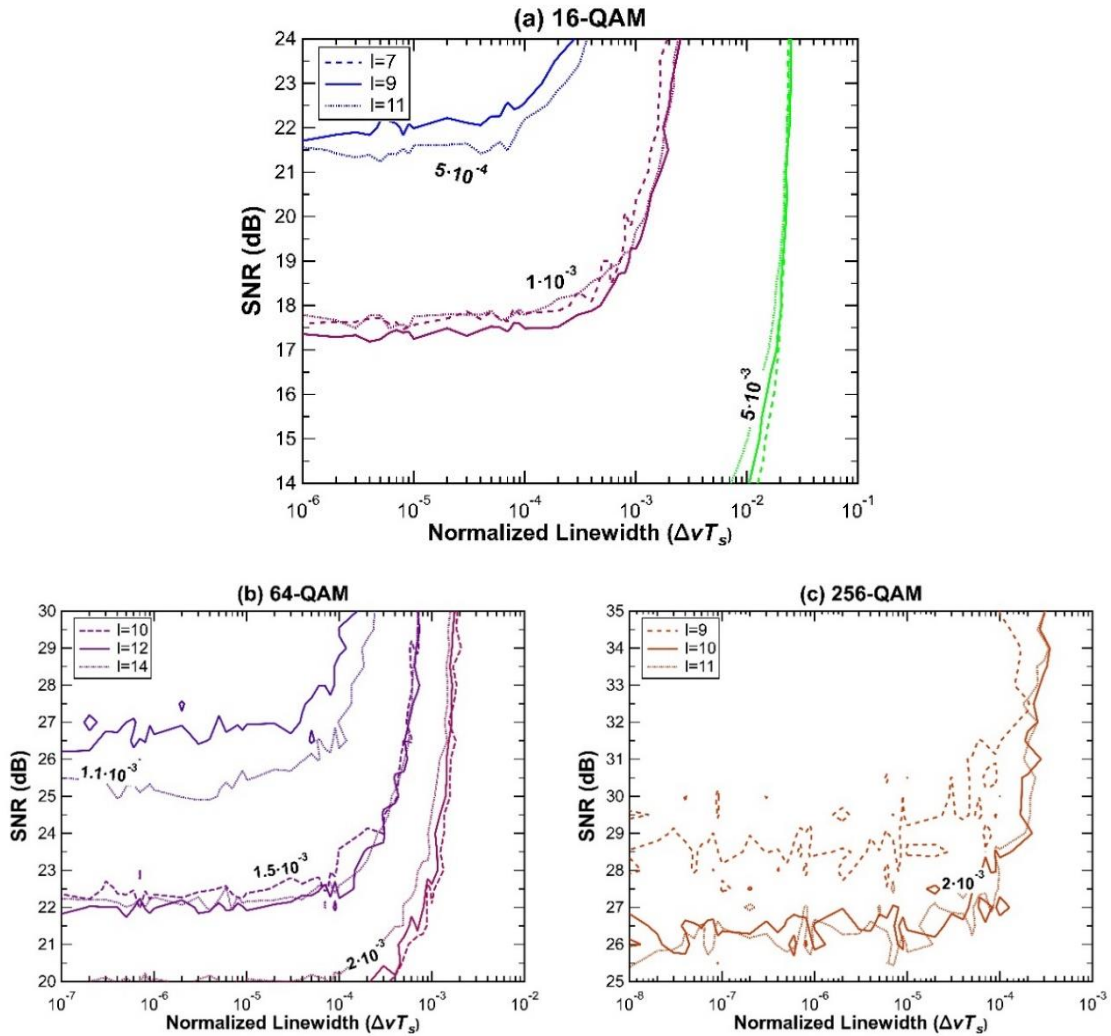
Εικόνα 2-18: Διάγραμμα ΨΕΣ Υλοποίησης του Εκτιμητή Συχνότητας Ολίσθησης Φέροντος με χρήση της μεθόδου μονωνύμων Viterbi and Viterbi

Το εύρος τιμών του εκθέτη, l , η εξάρτηση της βέλτιστης τιμής του σε σχέση με το SNR και το εύρος γραμμής, καθώς και η βελτιστοποίηση της επίδοσης του εκτιμητή παρουσιάζονται μέσω προσομοιώσεων που παρουσιάζονται ακολούθως.

Προκειμένου να αξιολογηθεί η επίδοση του προτεινόμενου αλγορίθμου εκτίμησης ολίσθησης συχνότητας, εκτελέστηκαν προσομοιώσεις διάδοσης σημάτων διαμορφωμένων με 16-, 64- και 256-QAM σε MATLAB. Κάθε μεταδιδόμενο σήμα αποτελούμενο από 10^4 σύμβολα, υποβαθμίζεται από AWGN θόρυβο και θόρυβο φάσης εξαιτίας του εύρους γραμμής των laser πομπού και τοπικού ταλαντωτή ($\Delta\nu$). Ο θόρυβος φάσης μοντελοποιείται ως διακριτή μεταβλητή τυχαίου περιπάτου, $\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Delta_n$, όπου Δ_n τυχαία μεταβλητή κανονικής κατανομής με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση (κανονικοποιημένη ως προς το ρυθμό μετάδοσης) $\sigma_{\Delta_n}^2 = 2\pi \cdot \Delta\nu \cdot T_s$. Σε κάθε εκτέλεση της προσομοίωσης η τιμή ολίσθησης συχνότητας $\Delta f \cdot T_s$ που προστίθεται βρισκόταν στο διάστημα μεταξύ ± 0.1 προκειμένου να διασφαλιστεί ότι ο αλγόριθμος δε θα ξεπερνούσε το όριο του $\pm 1/(8 \cdot T_s)$, όπως προαναφέρθηκε. Για παράδειγμα, το εύρος τιμών ολίσθησης συχνότητας για ένα σήμα με ρυθμό σηματοδοσίας 10 Gbaud είναι μεταξύ -1 και +1 GHz. 10^3 επαναλήψεις της προσομοίωσης (N_{sims}) πραγματοποιήθηκαν για κάθε συνδυασμό SNR και εύρους γραμμής. Η Εικόνα 2-19 παρουσιάζει διαγράμματα περιγράμματος (contour plots) της RMS τιμής του Κανονικοποιημένου Σφάλματος Συχνότητας (NFE_{rms}) ανάμεσα στην πραγματική (Δf) και την εκτιμώμενη ($\widetilde{\Delta f}$) ολίσθηση συχνότητας ως συνάρτηση τους εύρους γραμμής και του SNR στο δέκτη. Τα διαφορετικά περιγράμματα αντιστοιχούν σε διαφορετικές τιμές εκθετών l , για το κάθε εξεταζόμενο σχήμα διαμόρφωσης. Ορίζουμε το NFE_{rms} ως:

$$NFE_{rms} \triangleq \sqrt{\frac{\sum_{N_{sims}} \{(\Delta f - \widetilde{\Delta f}) T_s\}^2}{N_{sims}}} \quad (2-6)$$

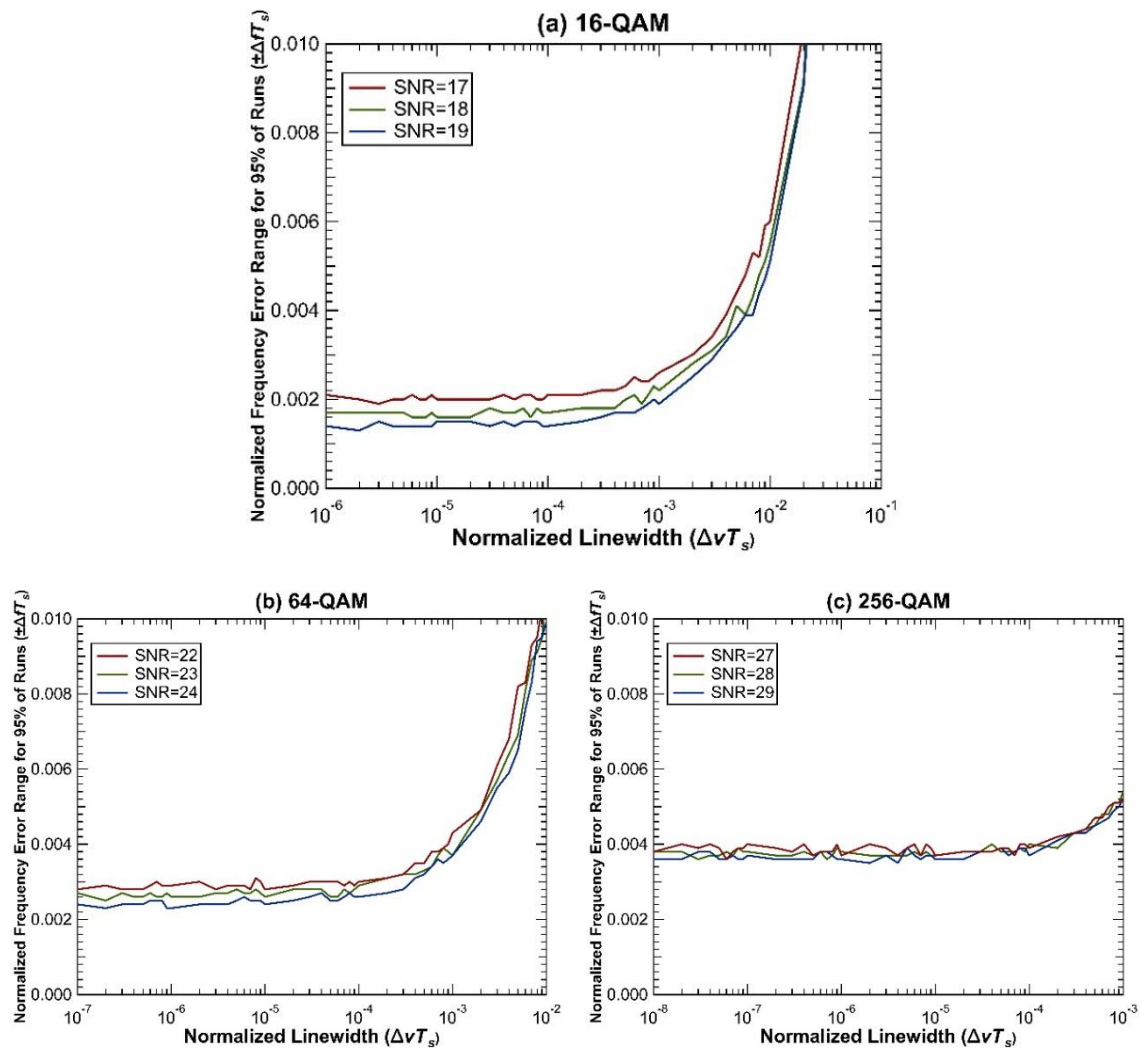
Στα διαγράμματα παρουσιάζονται μόνο συγκεκριμένες τιμές του NFE_{rms} προκειμένου να είναι πιο προφανής η γενική εξάρτηση από το SNR και το εύρος γραμμής. Η τιμή του l αποδεικνύεται μέσω των προσομοιώσεων ότι επηρεάζει σημαντικά την ακρίβεια του εκτιμητή. Αρχικά, διαφορετικές τιμές εξετάστηκαν και επιλέχθηκαν αυτές οι οποίες έδωσαν τα πιο ακριβή αποτελέσματα για κάθε σχήμα διαμόρφωσης. Για χάρη σαφήνειας, μόνο τιμές κοντά στις «βέλτιστες» απεικονίζονται στην Εικόνα 2-19. Στην περίπτωση $l = 4$ (δηλαδή στην βασική περίπτωση εκτιμητή αύξησης φάσης VV4PE) η επίδοση είναι σημαντικά υποβαθμισμένη και η τιμή του NFE_{rms} αρκετά υψηλότερη σε σύγκριση με την περίπτωση VVMPE με βέλτιστη τιμή του εκθέτη l . Τα διαγράμματα περιγράμματος για $l = 4$ δεν είναι εντός του διαστημάτων SNR και εύρους γραμμής των προσομοιώσεων και γι' αυτό το λόγο δεν περιλαμβάνονται στην Εικόνα 2-19.



Εικόνα 2-19: Διαγράμματα περιγράμματος του Κανονικοποιημένου Σφάλματος Συχνότητας RMS (NFE_{rms}) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής για διαφορετικές τιμές του εκθέτη l . (α) 16-QAM, (β) 64-QAM, (γ) 256-QAM.

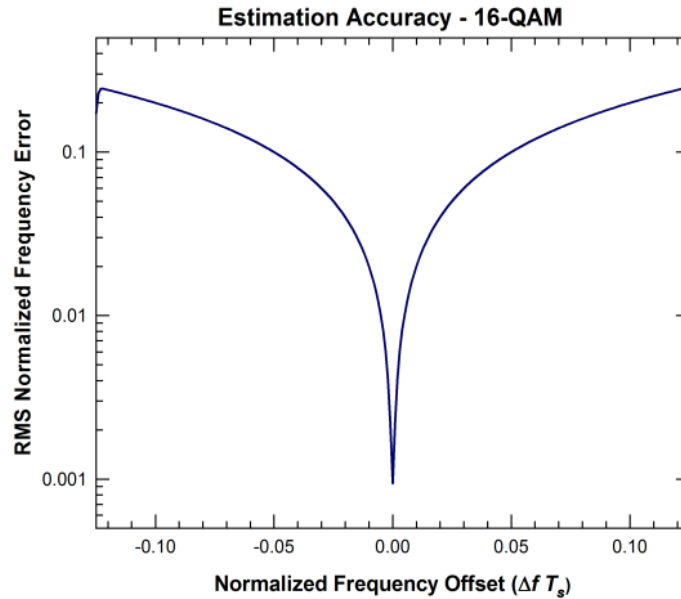
Η Εικόνα 2-20 απεικονίζει το εύρος του Κανονικοποιημένου Σφάλματος Συχνότητας για το 95% των εκτελέσεων την προσομοίωσης ($N_{sims} = 10^3$ εκτελέσεις) ως συνάρτηση του εύρους γραμμής, για επιλεγμένες τιμές του εκθέτη l (επιλέγοντας αυτές που δίνουν τις μικρότερες τιμές σφάλματος) και για τιμές SNR κοντά σε αυτές που ενδέχεται να βρεθεί το σύστημα σε συνθήκες κανονικής λειτουργίας. Εν προκειμένω, οι τιμές SNR επιλέγονται έτσι ώστε σε ιδανικές συνθήκες αποδιαμόρφωσης να αντιστοιχούν σε BER της τάξης του 10^{-3} , όπου και υπάρχει το χαμηλό όριο FEC. Οι τιμές του εκθέτη l που επιλέχθηκαν ήταν $l = 9, 12$ και 10 για τα 16-, 64- και 256-QAM σχήματα διαμόρφωσης αντίστοιχα. Στην περίπτωση του 256-QAM, οποιαδήποτε τιμή μεγαλύτερη από 10 οδηγεί σε παρόμοια αποτελέσματα. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται αρκετά ακριβή και για τα 3 σχήματα διαμόρφωσης. Για το 16-QAM για τιμές εύρους γραμμής $\sim 5 \cdot 10^{-4}$, το 95% των αποτελεσμάτων του εκτιμητή

βρίσκονται σε ένα εύρος ± 0.002 της πραγματικής κανονικοποιημένης τιμής ολίσθησης συχνότητας. Για ένα σύστημα που λειτουργεί στα 28 Gbaud οι συγκεκριμένες τιμές σφάλματος αντιστοιχούν σε μόλις ± 0.056 GHz. Στην περίπτωση του 64-QAM το 95% του εύρους εκτίμησης είναι μικρότερο από ± 0.003 , ενώ στην περίπτωση του 256-QAM μικρότερο από ± 0.004 .



Εικόνα 2-20: Το εύρος του Κανονικοποιημένου Σφάλματος Συχνότητας για το 95% των δοκιμών του αλγορίθμου.

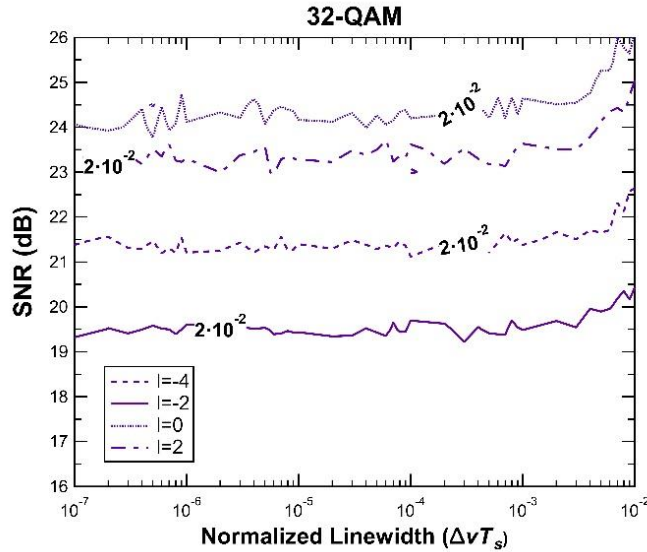
Στη συνέχεια η ακρίβεια εκτίμησης της συχνότητας ολίσθησης απεικονίζεται στην Εικόνα 2-21 για την περίπτωση του 16-QAM. Το NFE_{rms} παρουσιάζεται ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης ολίσθησης συχνότητας που προστίθεται στο σήμα με τις τιμές του SNR και του κανονικοποιημένο εύρος γραμμής να ισούνται με 12 dB και $2 \cdot 10^{-4}$ αντίστοιχα.



Εικόνα 2-21: Ακρίβεια της Εκτίμησης της Ολίσθησης Συχνότητας για την περίπτωση ενός 16-QAM σήματος.

Τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν παραπάνω αφορούν μόνο τετραγωνικούς QAM αστερισμούς. Προκειμένου να εξεταστεί η συμπεριφορά και η επίδοση του αλγορίθμου για μη-τετραγωνικά σχήματα, πραγματοποιήθηκαν επιπλέον προσομοιώσεις για 32-QAM. Αξίζει να σημειωθεί ότι η βασικός μηχανισμός αύξησης του εκθέτη για να επιτευχθεί καλύτερη αφαίρεση της διαμορφωμένης φάσης δεν ισχύει για μη-τετραγωνικούς αστερισμούς όπως οι 32- και 128-QAM, όπου τα πιο εξωτερικά σύμβολα δεν βρίσκονται τοποθετημένα στους 4 ισαπέχοντες άξονες του μιγαδικού επιπέδου. Όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 2-22 επιχειρείται η βελτίωση της επίδοσης επιτρέποντας στον εκθέτη l να λάβει και αρνητικές τιμές. Η αντιστροφή του προσήμου στον εκθέτη ισοδυναμεί με την αντιστροφή του αστερισμού, ή, ισοδύναμα την εφαρμογή περισσότερου βάρους στα εσωτερικά σύμβολα, δηλαδή αυτά με το μικρότερο πλάτος. Πιο συγκεκριμένα, μιας και τα εσωτερικά σύμβολα του 32-QAM σχηματίζουν ένα QPSK-υποσύνολο, η εφαρμογή του μετασχηματισμού τέταρτης δύναμης θα εξαλείψει πλήρως τη διαμόρφωση του εσωτερικού δακτυλίου. Ενώ παρ' όλο που αποδεικνύεται η δραστική βελτίωση στην επίδοση σε σύγκριση με την κλασική μέθοδο VV4PE ($l = 4$), τα αποτελέσματα του εκτιμητή υπολείπονται τουλάχιστον κατά μία τάξη μεγέθους σε σχέση με τις περιπτώσεις των τετραγωνικών QAM διαμορφώσεων. Το ζήτημα αυτό ανάγεται στην ανάλυση που περιγράφηκε στην αρχή της ενότητας: Καθώς τα εσωτερικά σύμβολα έχουν μικρότερο πλάτος, το σφάλμα εκτίμησης φάσης επιδεινώνεται περισσότερο λόγω της επίδρασης του AWGN θορύβου. Για λόγους πληρότητας, σημειώνεται

ότι ο αλγόριθμος στην περίπτωση του 32-QAM παρουσιάζει πιο ακριβή αποτελέσματα για $l = -2$.



Εικόνα 2-22: Διάγραμμα περιγράμματος του Κανονικοποιημένου Σφάλματος Συχνότητας RMS (NFErms) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής για διαφορετικές τιμές του εκθέτη l για σήμα 32-QAM.

2.3.2 Ανάκτηση Φάσης Φέροντος με χρήση της μεθόδου μονωνύμων Viterbi and Viterbi και Μέγιστης Πιθανοφάνειας (VVMPE-ML)

Στάδιο 1: Εκτίμηση Φάσης Φέροντος με χρήση της μεθόδου μονωνύμων Viterbi and Viterbi (VVMPE)

Θεωρούμε εκ νέου μια ακολουθία QAM συμβόλων σε πολική αναπαράσταση, $x_n = \rho_n e^{j\varphi_n}$, $n = 0, \dots, N_1 - 1$, με πλάτη κανονικοποιημένα όπως στην ενότητα 2.3.1. Ο εκτιμητής Φάσης Φέροντος με χρήση της μεθόδου μονωνύμων Viterbi and Viterbi δίνεται από την ακόλουθη σχέση [22]:

$$\hat{\theta}_{vvmpe} = \frac{1}{4} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N_1-1} (\rho_n)^l \cdot e^{j4\varphi_n} \right\}, l \in \mathbb{Z} \quad (2-7)$$

Η εξίσωση (2-7) είναι όμοια με την (2-5) με τη διαφορά ότι η ποσότητα $\hat{\theta}_{vvmpe}$ εκτιμά τη φάση κάθε συμβόλου και όχι τη διαφορά φάσης μεταξύ δύο διαδοχικών συμβόλων. Το άθροισμα στην (2-7) μπορεί είτε να πραγματοποιηθεί σε ένα σύνολο N_1 συμβόλων, με την ίδια διόρθωση φάσης να εφαρμόζεται σε όλα τα σύμβολα του συνόλου, είτε χρησιμοποιώντας

τη μέθοδο του κυλιόμενου παραθύρου. Η τελευταία προσέγγιση είναι ουσιαστικά διαδικασία φιλτραρίσματος με ένα φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (FIR), του οποίου όλα τα βάρη είναι ίσα. Μια πιο βέλτιστη εκτίμηση φάσης μπορεί να εξαχθεί εάν χρησιμοποιηθεί ένα προσεγγιστικό Wiener φίλτρο. Εάν $w(k)$ οι συντελεστές του προσεγγιστικού Wiener φίλτρου L -συντελεστών [16], ο εκτιμητής φάσης του $n - \Delta$ συμβόλου (όπου $\Delta = \lfloor (L - 1)/2 \rfloor$) παίρνει τη μορφή:

$$\hat{\theta}_{vnmpe}(n - \Delta) = \frac{1}{4} \arg \left\{ \sum_{k=1}^L w_k \rho_{n-k}^l \cdot e^{j4\varphi_{n-k}} \right\}, l \in \mathbb{Z} \quad (2-8)$$

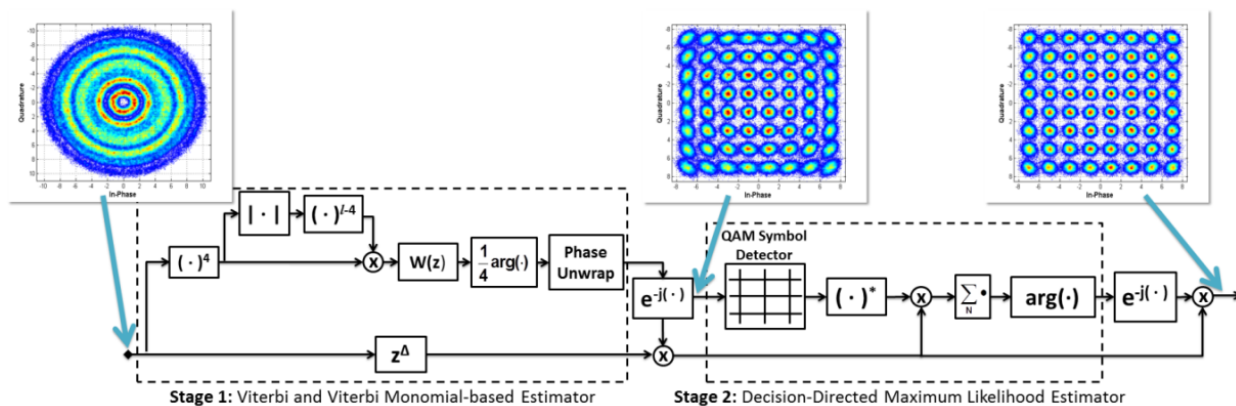
Στάδιο 2: Εκτίμηση Μέγιστης Πιθανοφάνειας

Τα QAM σύμβολα $x(n)$, των οποίων η φάση διορθώθηκε μέσω του εκτιμητή του Σταδίου 1, $\hat{\theta}_{vnmpe}$, (με χρήση είτε του block είτε του φίλτρου κυλιόμενου παραθύρου) εισέρχονται πλέον σε ένα δεύτερο στάδιο όπου η φάση μέγιστης πιθανοφάνειας υπολογίζεται σε ένα σύνολο N_2 συμβόλων με βάση την ακόλουθη σχέση:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \left\{ \sum_{n=0}^{N_2-1} c_n^* x_n \cdot e^{j\hat{\theta}_{vnmpe}} \right\} \quad (2-9)$$

όπου c_n^* το n -οστό συζυγές σύμβολο απόφασης του δέκτη με φάση διορθωμένη από το στάδιο 1. Η σχέση αυτή που περιγράφει το 2^ο στάδιο του εκτιμητή φάσης, καθορίζει το σημείο του ιδανικού σηματοκτικού αστερισμού που είναι πλησιέστερο στο τρέχον σύμβολο και υπολογίζει το σφάλμα φάσης μεταξύ τους.

Η εξομάλυνση της εκτίμησης επιτυγχάνεται με χρήση φίλτρου μέσου όρου. Μετά το δεύτερο στάδιο οι εκτιμήσεις σφάλματος φάσης μέγιστης πιθανοφάνειας αφαιρούνται από τα σύμβολα της εξόδου του Σταδίου 1, οδηγώντας στον τελικό αστερισμό ο οποίος έχει πλέον ανακτημένη φάση. Η Εικόνα 2-23 απεικονίζει το σχηματικό διάγραμμα της ψηφιακής υλοποίησης.



Εικόνα 2-23: Διάγραμμα ΨΕΣ Υλοποίησης του σχήματος Ανάκτησης Φάσης Φέροντος με χρήση των μεθόδων μονωνύμων Viterbi and Viterbi και Μέγιστης Πιθανοφάνειας. Παράτιθεται παράδειγμα ενός σηματοικού αστερισμού 64-QAM ($SNR=22.5$, $\Delta\nu \cdot T_s=2.7 \cdot 10^{-5}$) και η εξέλιξή του μετά από κάθε στάδιο του εκτιμητή.

Προσομοιώσεις $5 \cdot 10^5$ διαφορεικά κωδικοποιημένων συμβόλων πραγματοποιήθηκαν προκειμένου να αξιολογηθεί η επίδοση BER συναρτήσει του συνδυασμένου εύρους γραμμής των Laser πομπού και τοπικού ταλαντωτή (κανονικοποιημένου ως προς το ρυθμό μετάδοσης $\Delta\nu \cdot T_s$) και του ληφθέντος SNR. Ο θόρυβος φάσης μοντελοποιείται όπως και στην ενότητα 2.3.1 ως μοντελοποιείται ως διακριτή μεταβλητή τυχαίου περιπάτου, $\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Delta_n$, όπου Δ_n τυχαία μεταβλητή κανονικής κατανομής με μηδενική μέση τιμή και διακύμανση $\sigma_{\Delta_n}^2 = 2\pi \cdot \Delta\nu \cdot T_s$. Στις προσομοιώσεις δεν προστίθεται ολίσθηση συχνότητας στο φέρον προκειμένου να απομονωθεί το φαινόμενο του θορύβου φάσης και να αξιολογηθεί μεμονωμένα ο αλγόριθμος ανάκτησης φάσης. Η επίδοση του VVMPE-ML αξιολογήθηκε συγκριτικά με τον αλγόριθμο BPS μονού σταδίου με 32 φάσεις δοκιμής για 16-QAM και με 64 φάσεις για 64- και 256-QAM [23]. Όσον αφορά τα στάδια φιλτραρίσματος στα 2 στάδια του αλγορίθμου, στο μεν πρώτο χρησιμοποιείται προσεγγιστικό Wiener φίλτρο, ενώ στο δεύτερο block-μέσος όρος.

Οι συντελεστές των φίλτρων καθώς και το κατάλληλο μήκος τους καθορίστηκαν δυναμικά (ανά ζεύγος τιμών SNR/εύρους γραμμής) και επιλέχθηκαν αυτά που οδήγησαν σε βέλτιστα αποτελέσματα. Για παράδειγμα, στην περίπτωση του 16-QAM για SNR/εύρος γραμμής $18/10^{-5}$ το μήκος του φίλτρου για το 2^ο στάδιο ήταν 33.

Η τιμή του εκθέτη l για το πρώτο στάδιο του VVMPE-ML δοκιμάστηκε σε ένα πλήθος ακέραιων προκειμένου να εξαχθεί το καλύτερο αποτέλεσμα για κάθε αστερισμό που προσομοιώθηκε. Στη γενική περίπτωση, η χρησιμοποίηση υψηλότερων τάξεων εκθέτη οδηγεί

σε βελτίωση της επίδοσης μέχρι ενός σημείου όπου έπειτα δεν προέκυπτε περαιτέρω όφελος. Επομένως, για την προσομοίωση, οι τιμές του l επιλέχθηκαν σε 10, 11 και 13 για τα 16-, 64- και 256-QAM αντίστοιχα.

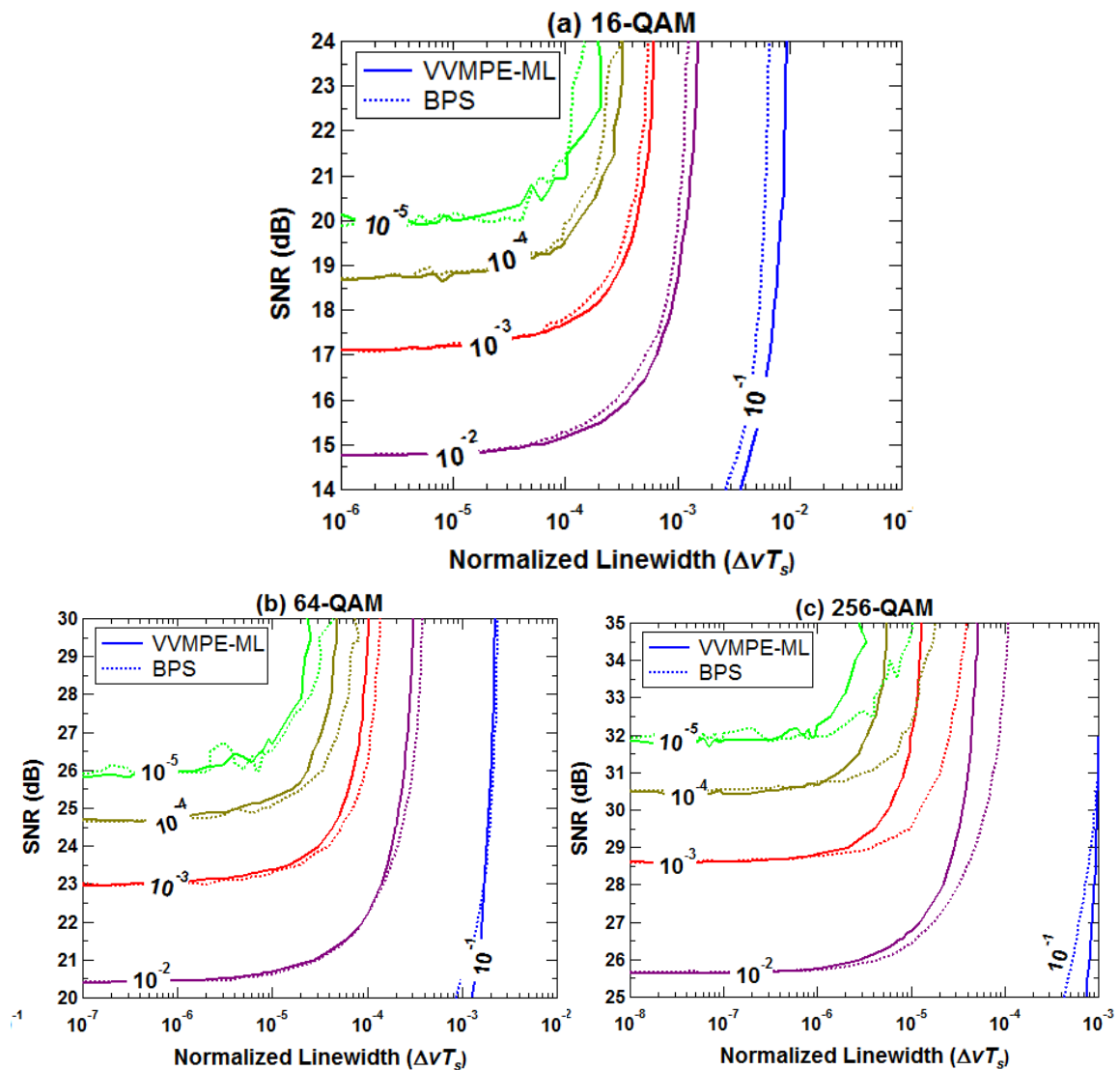
Η Εικόνα 2-24 απεικονίζει τα διαγράμματα περιγράμματος BER ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης που προσομοιώθηκαν. Οι συνεχείς γραμμές αντιστοιχούν στη μέθοδο VVMPE-ML ενώ οι διακεκομμένες στον αλγόριθμο BPS. Ο Πίνακας 2.1 συνοψίζει τις ανοχές εύρους γραμμής σε περίπτωση σφάλματος 1 dB για 2 διαφορετικά όρια FEC: $1 \cdot 10^{-3}$ (11% πλεονάζουσα πληροφορία) and $1.9 \cdot 10^{-2}$ (28% πλεονάζουσα πληροφορία). Ο προτεινόμενος αλγόριθμος υπερτερεί του BPS στην περίπτωση του 16-QAM και καταφέρνει αντίστοιχη επίδοση για την περίπτωση του 64-QAM, ενώ υστερεί στην περίπτωση του 256-QAM. Τα διαγράμματα επιπλέον αναδεικνύουν ότι η επίδοση του BPS χειροτερεύει γρηγορότερα καθώς το BER αυξάνεται, συνεπώς η ανοχή εύρους γραμμής του VVMPE-ML είναι υψηλότερη σε χαμηλότερα SNR με πιο ισχυρή κωδικοποίηση FEC.

Τα αποτελέσματα αυτά αναδεικνύουν ότι λειτουργώντας σε υψηλότερο όριο FEC, υπάρχει ένα ξεκάθαρο πλεονέκτημα για τα 16-QAM και 64-QAM, ενώ η διαφορά επίδοσης στο 256-QAM είναι σημαντικά μικρότερη. Λαμβάνοντας υπόψη τη χειρότερη περίπτωση (256-QAM) και υποθέτοντας ρυθμό μετάδοσης 32 Gbaud (δεδομένου της 28% πλεονάζουσας πληροφορίας), το μέγιστο επιτρεπόμενο εύρος γραμμής είναι 262 kHz με VVMPE-ML (285 kHz με BPS) αρκετά εντός των προδιαγραφών των εμπορικά διαθέσιμων laser εξωτερικής κοιλότητας (ECL).

Όσον αφορά την πολυπλοκότητα υλοποίησης, αγνοώντας προσωρινά τη διαδικασία φιλτραρίσματος, ο αλγόριθμος είναι αντίστοιχης πολυπλοκότητας με το 2SC σχήμα, το οποίο αναφέρεται ως το σχήμα χαμηλότερης πολυπλοκότητας σύμφωνα με το [24]. Η διαφορά έγκειται στο πρώτο στάδιο. Η χρησιμοποίηση μιας επιπλέον πράξης εκθέτη στο πλάτος του ληφθέντος σήματος απαιτεί σημαντικά περισσότερη υπολογιστική ισχύ σε σχέση με τον αλγόριθμο QPSK-partitioning [25] και με τις διαδικασίες κανονικοποίησης της 2SC μεθόδου. Καταλήγοντας, συμπεραίνουμε ότι ο VVMPE-ML με χρήση block μέσου όρου είναι από τους απλούστερους που προτείνονται στη βιβλιογραφία.

Η πολυπλοκότητα του VVMPE-ML αυξάνεται με τη χρήση ενός προσεγγιστικού Wiener FIR φίλτρου, αλλά εκ νέου μικρότερη από αυτή του BPS με block μέσο όρο. Παρ'όλο που δεν

παρουσιάζεται σύγκριση με άλλους μη-BPS σχήματα, είναι εμφανές ότι ο VVMPE-ML αποδίδει εξίσου καλά και για υψηλότερα σχήματα διαμόρφωσης και όχι μόνο σε 16-QAM.



Εικόνα 2-24: Διαγράμματα περιγράμματος του Ρυθμού Λανθασμένων Bit (BER) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής. Οι συνεχόμενες γραμμές αντιστοιχούν στην επίδοση του σχήματος VVMPE-ML ενώ οι διακεκομμένες του σχήματος BPS. (α) 16-QAM, (β) 64-QAM, (γ) 256-QAM.

Πίνακας 2-1: Σύγκριση Ανοχής Εύρους Γραμμής των αλγορίθμων VVMPE-ML και BPS.

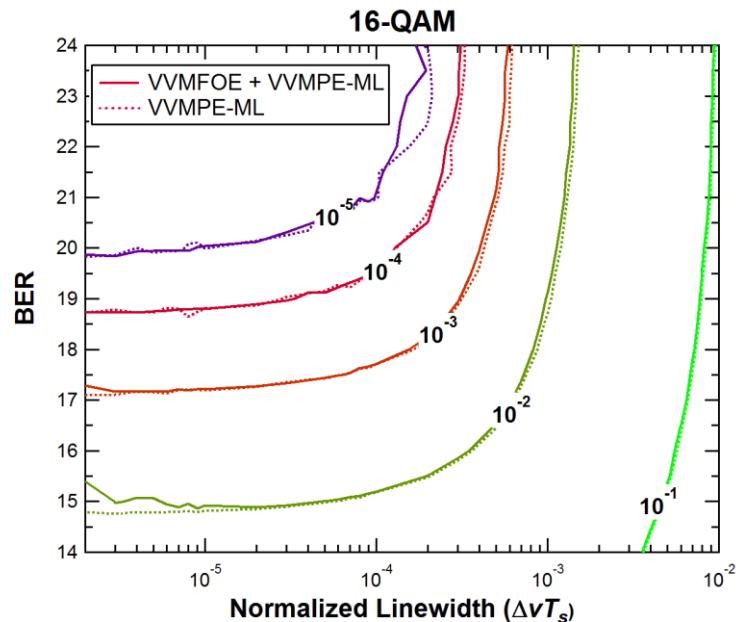
Ανοχή Εύρους Γραμμής				
	1dB penalty @ BER = $1 \cdot 10^{-3}$ ($1/T_s=28\text{GBaud}$)		1dB penalty @ BER = $1.9 \cdot 10^{-2}$ ($1/T_s=32\text{GBaud}$)	
Διαμόρφωση	BPS	VVMPE-ML	BPS	VVMPE-ML
16-QAM	$1.3 \cdot 10^{-4}$ (3.6 MHz)	$1.7 \cdot 10^{-4}$ (4.8 MHz)	$2.0 \cdot 10^{-4}$ (6.4 MHz)	$2.9 \cdot 10^{-4}$ (9.3 MHz)
64-QAM	$2.8 \cdot 10^{-5}$ (784 kHz)	$2.4 \cdot 10^{-5}$ (672 kHz)	$4.5 \cdot 10^{-5}$ (1.4 MHz)	$4.9 \cdot 10^{-5}$ (1.6 MHz)
256-QAM	$7.8 \cdot 10^{-6}$ (218 kHz)	$3.6 \cdot 10^{-6}$ (101 kHz)	$8.9 \cdot 10^{-6}$ (285 kHz)	$8.2 \cdot 10^{-6}$ (262 kHz)

2.3.3 Συνδυασμένη Εκτίμηση Συχνότητας Ολίσθησης και Ανάκτησης Φάσης (VVMFOE + VVMPE-ML)

Στην ενότητα αυτή εξετάζεται η συνδυασμένη επίδοση των δύο αλγορίθμων που παρουσιάστηκαν στις παραπάνω ενότητες. Ο στόχος είναι να εξεταστεί κατά πόσο τα δύο ψηφιακά υποσυστήματα συνδυασμένα μπορούν αποδοτικά να επιτύχουν ισοδύναμη επίδοση (ως προς το BER) σε σύγκριση με τη μεμονωμένη ύπαρξη του σταδίου ανάκτησης φάσης VVMPE. Η ιδέα για την αξιολόγηση του συνδυασμένου συστήματος βασίζεται στο γεγονός ότι και τα δύο σχήματα περιέχουν τον μηχανισμό του μονωνυμικού μετασχηματισμού. Συνεπώς, σε μία ενδεχόμενη ψηφιακή υλοποίηση είναι δυνατή η κοινή χρήση πόρων στο hardware και επομένως να επιτευχθεί σημαντική μείωση στο κόστος, το μέγεθος αλλά και στην κατανάλωση ισχύος του προς ανάπτυξη ASIC συστήματος.

Οι προσομοιώσεις που εκτελέστηκαν ήταν παρόμοιες με αυτές της μεμονωμένης αξιολόγησης καθενός από τους αλγορίθμους FOE και CPR. Για ένα σύνολο από 10^5 διαφορετικά-κωδικοποιημένα 16-QAM σύμβολα, η επίδοση ως προς το ρυθμό λαθών (BER) αξιολογήθηκε συναρτήσει του συνδυασμένου εύρους γραμμής κανονικοποιημένου στο ρυθμό μετάδοσης ($\Delta\nu \cdot T_s$) και του SNR στο δέκτη. Οι τιμές κανονικοποιημένης ολίσθησης συχνότητας που προστέθηκαν κυμαίνονταν στο εύρος ± 0.1 , όπως περιγράφηκε στην ενότητα 3.2.2. Στην Εικόνα 2-25 απεικονίζεται το διάγραμμα περιγράμματος που εξάχθηκε μετά την εκτέλεση των προσομοιώσεων. Το συνεχές περίγραμμα αντιστοιχεί στην περίπτωση της συνδυασμένης εφαρμογής των 2 αλγορίθμων (αρχικά CFR, έπειτα CPR). Το διακεκομμένο περίγραμμα αντιστοιχεί στην περίπτωση της μεμονωμένης εφαρμογής του σταδίου

ανάκτησης φάσης χωρίς την ύπαρξη (άρα και του αλγορίθμου ανάκτησης) ολίσθησης συχνότητας. Τα αποτελέσματα εμφανίζουν το συνδυασμένο αλγόριθμο να υπερτερεί οριακά του μεμονωμένου προσφέροντας μια αυξημένη ανοχή εύρους γραμμής της τάξης των 0.6 - 0.7 MHz στην περίπτωση του 16-QAM.



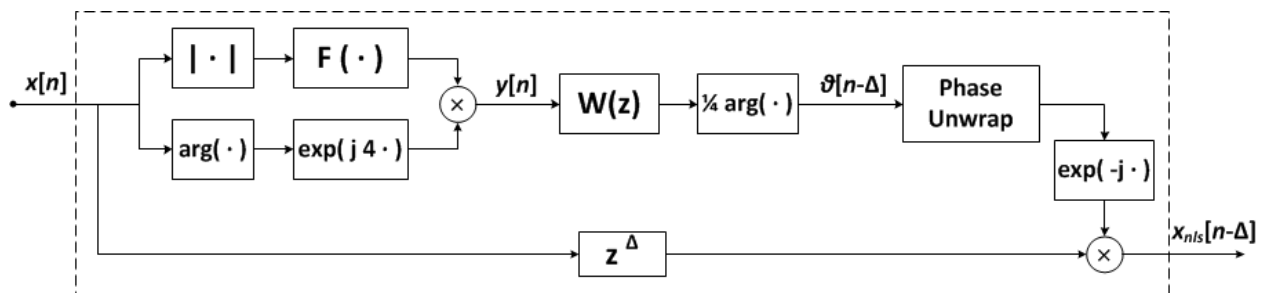
Εικόνα 2-25: Διαγράμματα περιγράμματος του Ρυθμού Λανθασμένων Bit (BER) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής για σήμα 16-QAM. Οι διακεκομμένες γραμμές αντιστοιχούν στην επίδοση αποκλειστικά του σχήματος VVMPE-ML χωρίς την ύπαρξη ολίσθησης συχνότητας. Οι διακεκομμένες του σχήματος VVMPE-ML συνδυαζόμενου με το σχήμα ανάκτησης συχνότητας φέροντος VVMFOE.

Πίνακας 2-2: Ανοχή Εύρους Γραμμής των αλγορίθμων VVMFOE και VVMPE-ML όταν εφαρμόζονται και οι 2 ακολουθιακά σε ένα 16-QAM σήμα και σύγκριση με τον VVMPE-ML όταν εφαρμόζεται αποκλειστικά και χωρίς την προσθήκη ολίσθησης συχνότητας.

Αλγόριθμος	Ανοχή Εύρους Γραμμής	
	1dB penalty @ BER = $1 \cdot 10^{-3}$ Normalized ($1/T_s = 28$ GBaud)	1dB penalty @ BER = $1.9 \cdot 10^{-2}$ Normalized ($1/T_s = 32$ GBaud)
VVMPE-ML	$1.7 \cdot 10^{-4}$ (4.8 MHz)	$2.9 \cdot 10^{-4}$ (9.3 MHz)
VVMFOE + VVMPE-ML	$1.5 \cdot 10^{-4}$ (4.2 MHz)	$2.7 \cdot 10^{-4}$ (8.6 MHz)

2.3.4 Ανάκτηση Φάσης Φέροντος με χρήση της μεθόδου Μη-γραμμικών Ελάχιστων Τετραγώνων (NLS)

Ως επέκταση της μεθόδου που περιγράφηκε στην ενότητα 2.3.2, η χρήση ενός εναλλακτικού μετασχηματισμού αντί του μονωνομικού προτείνεται για την ανάκτηση φάσης του φέροντος. Στον αλγόριθμο αυτό, εφαρμόζεται ένας μη-γραμμικός μετασχηματισμός στο ληφθέν σήμα, ο οποίος είναι βέλτιστος ως προς την ελαχιστοποίηση του σφάλματος ελαχίστων τετραγώνων του εκτιμητή φάσης [22]. Ο αλγόριθμος αυτός (NLS) εμπλουτίζεται επιπλέον με ένα Wiener FIR φίλτρο στη θέση του απλού block-φίλτρου. Το διάγραμμα ψηφιακής υλοποίησης του αλγορίθμου απεικονίζεται στην Εικόνα 2-26.



Εικόνα 2-26: Διάγραμμα ΨΕΣ Υλοποίησης του σχήματος Ανάκτησης Φάσης Φέροντος με χρήση της μεθόδου Μη-γραμμικών Ελάχιστων Τετραγώνων.

Θεωρούμε την ακολουθία M-QAM συμβόλων $a_c + jb_c = \rho_c e^{j\varphi_c}$, όπου οι συντελεστές $\{a_c, b_c\}$ μπορούν να λάβουν τιμές $\pm(2k + 1)/R$, με k να είναι ακέραιος που βρίσκεται στο εύρος τιμών $k = 1, \dots, \sqrt{M}/2$. Η μεταβλητή R είναι ένα συντελεστής ο οποίος χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση της μέσης ενέργειας του σήματος (E_{avg}) σε μοναδιαία τιμή. Μετά από τη διάδοση σε ένα και ενδώδυνη ανίχνευση, τα μεταδιδόμενα σύμβολα έχουν υποστεί υποβάθμιση από AWGN θόρυβο και θόρυβο φάσης λόγω του συνδυασμένου εύρους γραμμής των «μη-κλειδωμένων» laser πομπού και τοπικού ταλαντωτή. Υποθέτοντας τέλεια ανάκτηση χρονισμού συμβόλων και ισοστάθμιση στον ψηφιακό δέκτη, η ληφθείσα ακολουθία σε χρονικές στιγμές $t = nT_s$ ($n \in \mathbb{Z}$) μπορούν να αναπαρασταθούν σε πολική μορφή ως $x[n] = \rho[n]e^{j\varphi[n]}$. Στο σχήμα εκτίμησης φάσης που προτείνουμε, εφαρμόζουμε αρχικά το μη-γραμμικό μετασχηματισμό στο $x[n]$ ως εξής:

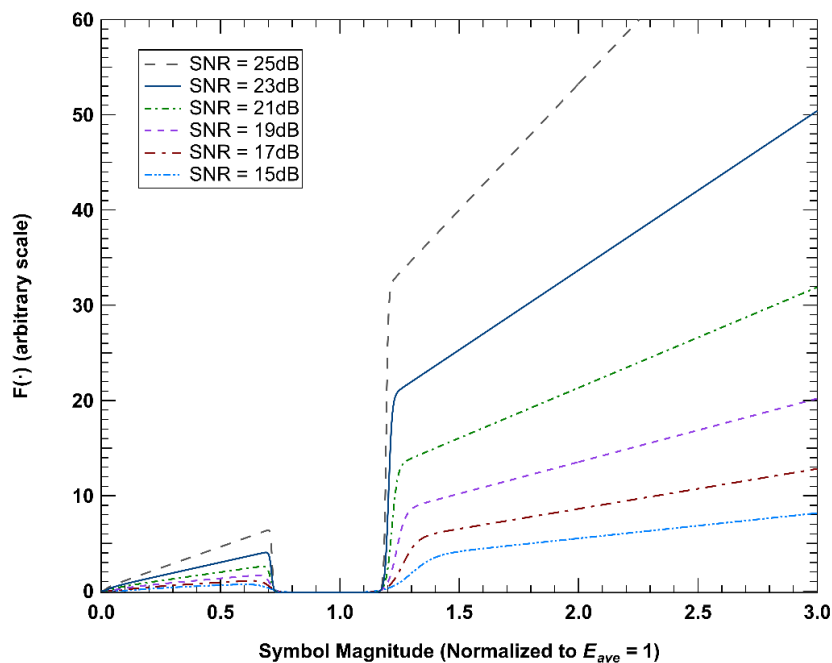
$$y[n] = F(\rho[n]) e^{j4\varphi[n]} \quad (2-10)$$

Συγκεκριμένα, εφαρμόζουμε μεταβλητά βάρη στα ληφθέντα σύμβολα ανάλογα με το πλάτος τους, ενώ μερική αφαίρεση της διαμόρφωσης φάσης επιτυγχάνεται με τη διαδικασία τέταρτης

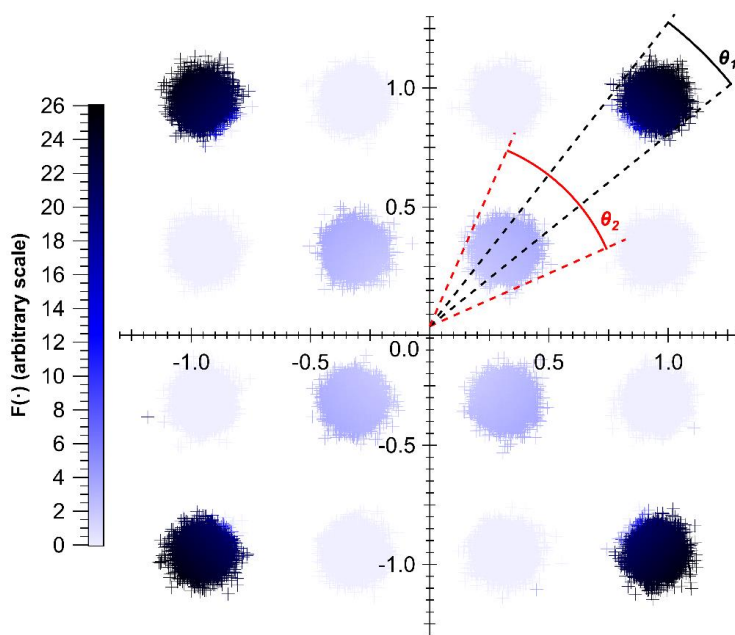
δύναμης (η οποία ισοδυναμεί με την μεταφορά όλων των ληφθέντων συμβόλων σε ένα τεταρτημόριο). Προτού οριστεί ακριβώς η συνάρτηση $F(\cdot)$, παρουσιάζουμε μια εξήγηση της λειτουργίας της.

Όπως προαναφέρθηκε, η $F(\cdot)$ είναι μία μη-γραμμική συνάρτηση η οποία εξαρτάται από το σχήμα διαμόρφωσης. Στο συνολικό αλγόριθμο συνεισφέρει ως μια συνάρτηση βάρους η οποία καθορίζει το πόσο κάθε ένα από τα ληφθέντα σύμβολα συνεισφέρουν στην τελική εκτίμηση της φάσης, ανάλογα με το πλάτος τους. Στην Εικόνα 2-27 απεικονίζονται γραφικές παραστάσεις της $F(\cdot)$ ως συνάρτηση του πλάτους των ληφθέντων συμβόλων για την περίπτωση του 16-QAM για διαφορετικές τιμές SNR. Είναι προφανές ότι οι φάσεις των συμβόλων με πλάτη ~ 0.7 και 1.2 (κανονικοποιημένα) συνεισφέρουν ελάχιστα στην τελική εκτίμηση. Η εξήγηση όπως περιγράφηκε και στην αρχή της ενότητας είναι ότι ανήκουν στο μεσαίο δακτύλιο του σηματικού αστερισμού με φάσεις οι οποίες δεν ανήκουν σε ισαπέχοντες άξονες των 90° . Αντίθετα, μόνο τα σύμβολα τα οποία ανήκουν στους εσωτερικούς και τους εξωτερικούς δακτυλίους λαμβάνουν βάρη τα οποία συνεισφέρουν στην τελική εκτίμηση, καθώς κάθε ένας από αυτούς τους δακτυλίους συνιστά ένα QPSK-υποσύνολο. Συνεπώς, ο πολλαπλασιασμός των φάσεων των παραπάνω συμβόλων με έναν παράγοντα $\times 4$ οδηγεί σε πλήρη απαλοιφή της διαμόρφωσης φάσης και επομένως καθίσταται δυνατή η απομόνωση του φέροντος και η παρακολούθηση της φάσης. Ο μετασχηματισμένος σηματικός αστερισμός του 16-QAM σχήματος απεικονίζεται στην Εικόνα 2-27(b) όπου η επίδραση των βαρών απεικονίζεται με διαφορετικό χρωματισμό. Εμφανώς τα σύμβολα του μεσαίου δακτυλίου αποκλείονται από την τελική εκτίμηση.

Επιπλέον ο μη-γραμμικός μετασχηματισμός έχει ένα ακόμα χαρακτηριστικό το οποίο αναφέρθηκε στην ενότητα 2.3.2. Τα σύμβολα τα οποία ήδη ανήκουν σε QPSK-υποσύνολα, συνεισφέρουν περισσότερο στην τελική εκτίμηση εφόσον έχουν υψηλότερο πλάτος. Όπως περιγράφηκε παραπάνω, η συνεισφορά του AWGN προκαλεί μικρότερο θόρυβο φάσης σε σύμβολα υψηλότερου πλάτους ($\theta_1 < \theta_2$ in Εικόνα 2-27(b)), και επομένως η εκτίμηση φάσης από αυτά τα σύμβολα θα είναι ακριβέστερη.



(a)



(b)

Εικόνα 2-27: Γραφική απεικόνιση του βέλτιστου μετασχηματισμού κατά την εφαρμογή του για την ανάκτηση φάσης φέροντος ενός 16-QAM σήματος. (α) Συνάρτηση $F(\cdot)$ συναρτήσει του πλάτους του ληφθέντος συμβόλου. (β) Εφαρμογή $F(\cdot)$ σε σημιακό αστερισμό με SNR 23 dB.

Η συνάρτηση $F(\cdot)$ η οποία ελαχιστοποιεί την ασυμπτωτική διακύμανση του εκτιμητή φάσης δίνεται από τη σχέση [22]

$$F(\rho[n]) = \frac{g_2(\rho[n])}{g_1(\rho[n]) - g_3(\rho[n])} \quad (2-11)$$

Όπου

$$g_i(\rho[n]) = (-1)^{i-1} \frac{8 \rho[n]}{M \sigma^2} e^{-(\rho^2[n]/\sigma^2)} \sum_{\rho_c, \varphi_c \in \mathbb{C}} \left[\cos(4(i-1)\varphi_c) e^{-(\rho_c^2/\sigma^2)} I_{4(i-1)} \left(\frac{2\rho[n]\rho_c}{\sigma^2} \right) \right] \quad (2-12)$$

με σ^2 τη διακύμανση του AWGN θορύβου, $I_n(z)$ την n -τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους και \mathbb{C} το σύνολο των M σημείων του αστερισμού. Για τον υπολογισμό των σχέσεων που απεικονίστηκαν στις γραφικές παραστάσεις στην Εικόνα 2-27 χρησιμοποιήθηκε η πλατφόρμα Mathematica.

Για την εκτίμηση της φάσης, το μετασχηματισμένο σήμα $y[n]$ εισέρχεται σε Wiener FIR φίλτρο [16] [26], $w[k]$, με L συντελεστές. Η εκτίμηση φάσης στο $n - \Delta$ ληφθέν σύμβολο (όπου $\Delta = (L - 1)/2$) δίνεται από τη σχέση:

$$\theta[n - \Delta] = \frac{1}{4} \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} w[k] y[n - k] \right\} \quad (2-13)$$

Προκειμένου να επιτευχθεί ακόμα μεγαλύτερη βελτίωση στην επίδοση του NLS εκτιμητή ιδίως στην περίπτωση ανώτερης τάξης QAM σχημάτων (μεγαλύτερων από $M = 64$) ένα επιπλέον στάδιο μπορεί να εισαχθεί στην έξοδό του. Blocks από N διορθωμένα σε φάση QAM σύμβολα, $x_{nls}[n]$, από το πρώτο στάδιο χρησιμοποιούνται για να υπολογιστεί η εκτίμηση φάσης μέγιστης πιθανοφάνειας ως:

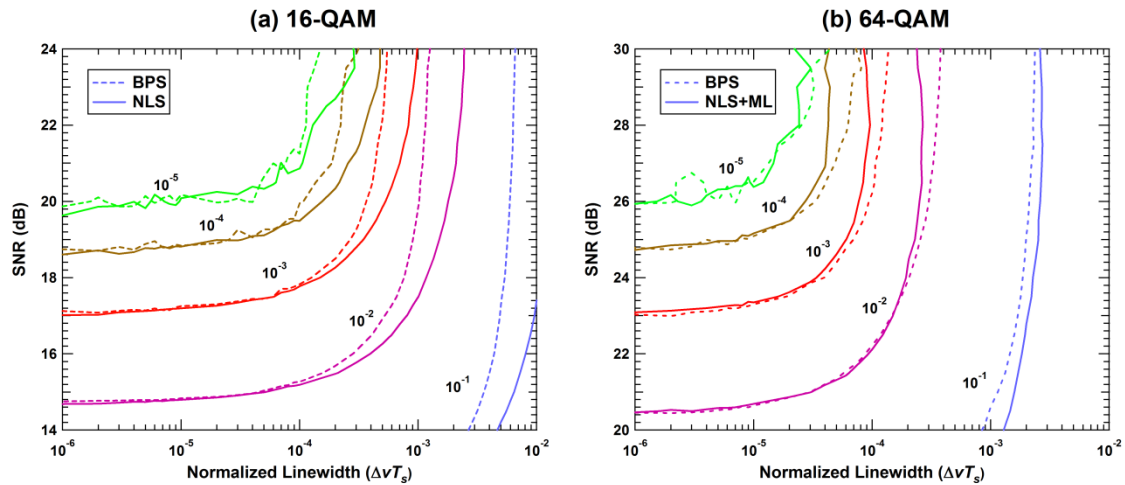
$$\theta_{ML}[n] = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} c^*[n] x_{nls}[n] \right\} \quad (2-14)$$

όπου $c^*[n]$ ο συζυγής του n -οστού συμβόλου απόφασης στο δέκτη.

Για την αξιολόγηση του αλγορίθμου, εκτελέστηκαν προσομοιώσεις μετάδοσης 10^6 διαφορεικά κωδικοποιημένων συμβόλων. Το SNR και το εύρος γραμμής (μοντελοποιημένο ως Wiener τυχαία διαδικασία [16] χρησιμοποιήθηκαν ως μεταβλητές και το BER υπολογίστηκε μετά την ανάκτηση φάσης. Για την περίπτωση του 16-QAM χρησιμοποιήθηκε ο εκτιμητής NLS ενός

σταδίου, ενώ για το 64-QAM το στάδιο μέγιστης πιθανοφάνειας (ML) προστέθηκε. Το μήκος του φίλτρου ML βελτιστοποιήθηκε για κάθε ζεύγος SNR-μήκους γραμμής.

Η Εικόνα 2-28 απεικονίζει τα διαγράμματα περιγράμματος του BER του προτεινόμενου NLS αλγορίθμου καθώς και του BPS (για λόγους σύγκρισης), συναρτήσει του εύρους γραμμής και του SNR. Για την περίπτωση του 16-QAM ο NLS υπερτερεί του BPS, ενώ για το 64-QAM ο αλγόριθμος δύο σταδίων NLS+ML έχει σχεδόν αντίστοιχη επίδοση ανοχής εύρους γραμμής με τον BPS. Ο Πίνακας 2-3 συνοψίζει την ανοχή εύρους γραμμής των αλγορίθμων για σφάλμα 1-dB σε δύο διαφορετικά FEC ($1 \cdot 10^{-3}$ με 11% πλεονάζουσα πληροφορία και $1.9 \cdot 10^{-2}$ με 28% πλεονάζουσα πληροφορία).



Εικόνα 2-28: Διαγράμματα περιγράμματος του Ρυθμού Λανθασμένων Bit (BER) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής. Οι συνεχόμενες γραμμές αντιστοιχούν στην επίδοση του σχήματος NLS ενώ οι διακεκομμένες του σχήματος BPS. (α) 16-QAM, (β) 64-QAM. Στην περίπτωση αυτή προστίθεται και ένα στάδιο Μέγιστης Πιθανοφάνειας (ML).

Πίνακας 2-3: Σύγκριση Ανοχής Εύρους Γραμμής των αλγορίθμων NLS και BPS.

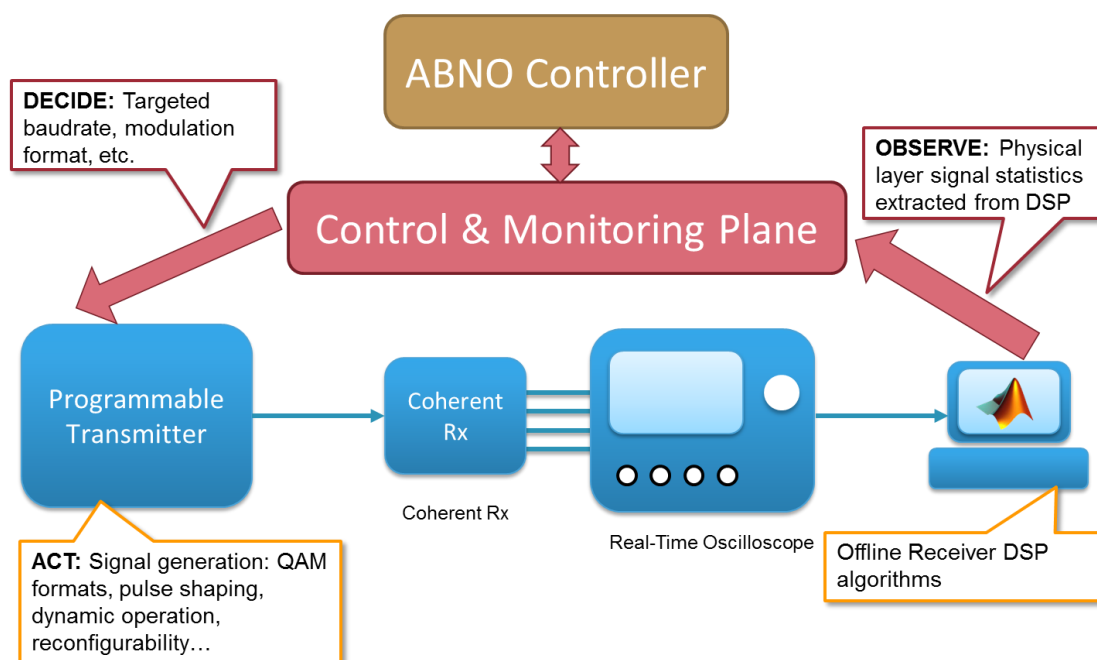
Ανοχή Εύρους Γραμμής				
	1dB penalty @ BER = $1 \cdot 10^{-3}$ ($1/T_s=28\text{GBaud}$)		1dB penalty @ BER = $1.9 \cdot 10^{-2}$ ($1/T_s=32\text{GBaud}$)	
Διαμόρφωση	BPS	NLS	BPS	NLS
16-QAM	$1.3 \cdot 10^{-4}$ (3.6 MHz)	$1.5 \cdot 10^{-4}$ (4.2 MHz)	$2.0 \cdot 10^{-4}$ (6.4 MHz)	$3 \cdot 10^{-4}$ (9.6 MHz)
64-QAM	$2.8 \cdot 10^{-5}$ (784 kHz)	$2.7 \cdot 10^{-5}$ (756 kHz)	$4.5 \cdot 10^{-5}$ (1.4 MHz)	$5.5 \cdot 10^{-5}$ (1.8 MHz)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Προγραμματιζόμενος Σύμφωνος Οπτικός Πομποδέκτης και Συστήματα Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος

Η ανάλυση των υποσυστημάτων της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο αποτελεί τη μία όψη ενός σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη. Προκειμένου να εξεταστεί η εύρυθμη και εύρωστη λειτουργία της είναι αναγκαίο να ενσωματωθεί σε ένα ρεαλιστικό περιβάλλον με πραγματικά συστήματα και εξοπλισμό που εξομοιώνουν έναν ρεαλιστικό προγραμματιζόμενο οπτικό πομποδέκτη. Το παρόν κεφάλαιο επικεντρώνεται σε αυτή ακριβώς τη διαδικασία, της ανάπτυξης και της πειραματική αξιολόγηση ενός σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη εξοπλισμένου με την πλατφόρμα επεξεργασίας σήματος του Κεφαλαίου 2 καθώς και των διεπαφών ελέγχου και επικοινωνίας με τα ανώτερα στρώματα ελέγχου του δικτύου.

3.1 Τοπολογία Πρωτότυπου Προγραμματιζόμενου Οπτικού Πομποδέκτη



Εικόνα 3-1: Σχηματική αρχιτεκτονική ενός ευέλικτου/προγραμματιζόμενου οπτικού πομποδέκτη στα πλαίσια ενός βρόχου ελέγχου (ORCHESTRA). Απεικονίζονται οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ του επίπεδου δεδομένων και επίπεδου ελέγχου.

3.1.1 Αρχιτεκτονικές Πειραματικής Υλοποίησης Οπτικού Πομπού

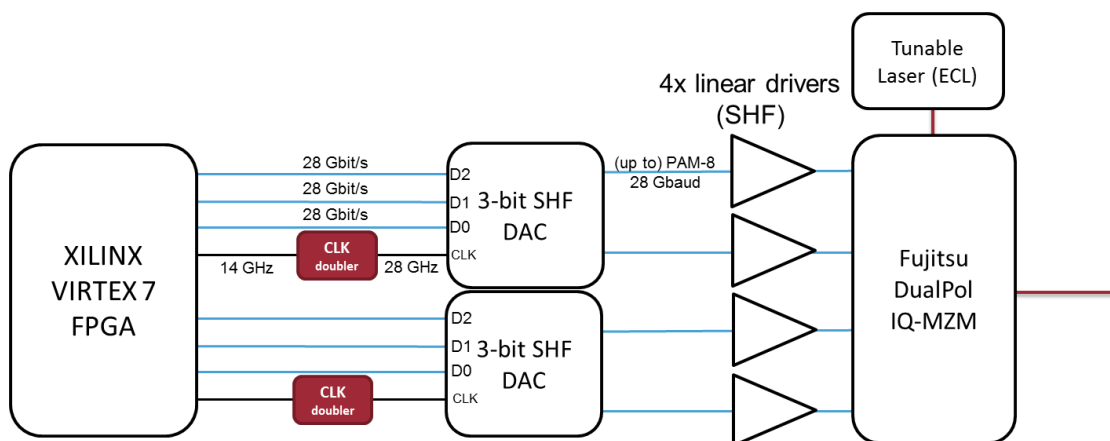
Στα πλαίσια ενός προγραμματιζόμενου/επαναρρυθμιζόμενου οπτικού δικτύου, η Εικόνα 3-1 απεικονίζει την αρχιτεκτονική ενός πομποδέκτη ικανού να εξυπηρετεί τις ανάγκες ενός τέτοιου τύπου δικτύου. Ο προγραμματιζόμενος οπτικός πομπός έχει τη δυνατότητα να υποστηρίζει τη δημιουργία M-QAM σχημάτων διαμόρφωσης τα οποία ανιχνεύονται από ένα σύμφωνο οπτικό δέκτη ο οποίος χρησιμοποιεί ως Μετατροπέα A/D και DSP σύστημα έναν ψηφιακό παλμογράφο πραγματικού χρόνου και μια εξωτερική υπολογιστική μονάδα αντίστοιχα. Η αλυσίδα DSP στην υπολογιστική μονάδα εκτελείται μέσω λογισμικού (στην προκειμένη περίπτωση στην πλατφόρμα MATLAB). Οι μηχανισμοί υποβάθμισης και η επίδρασή τους στα μετρικά του συστήματος παρακολουθούνται από ενδιάμεσα στρώματα λογισμικού και προωθούνται στα ανώτερα δικτυακά στρώματα (συγκεκριμένα στο στρώμα ελέγχου) τα οποία λαμβάνουν αποφάσεις και βελτιστοποιούν κατάλληλα το σύστημα.

Για την υλοποίηση του ευέλικτου πομπού διερευνήθηκαν 2 εναλλακτικές προσεγγίσεις. Και στις 2 περιπτώσεις το ηλεκτρο-οπτικό τμήμα της διάταξης βασίστηκε σε έναν εμπορικά

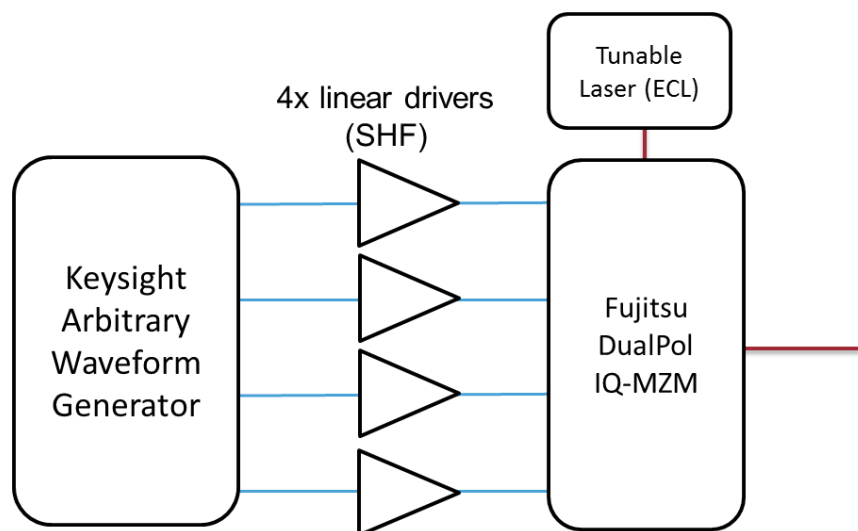
διαθέσιμο IQ Mach-Zehnder Διαμορφωτή διπλής πόλωσης (DP-IQ-MZM) του οποίου το ηλεκτρο-οπτικό εύρος ζώνης ξεπερνά τα 25 GHz. Το σημείο διαφοροποίησης των δύο αρχιτεκτονικών εντοπίζεται στην δημιουργία των ηλεκτρικών σημάτων οδήγησης του διαμορφωτή - συγκεκριμένα στην περίπτωση των M-QAM διαμορφώσεων τα αντίστοιχα \sqrt{M} -PAM σήματα στις τέσσερις εισόδους του DP-IQ-MZM. Οι δύο προσεγγίσεις είναι οι ακόλουθες:

1. FPGA-DAC προσέγγιση: FPGA εξοπλισμένο με δυαδικούς ηλεκτρικούς πομποδέκτες ρυθμοδότησης στα 28 Gb/s σε συνδυασμό με 3-bit D/A μετατροπείς (Εικόνα 3-2).
2. AWG προσέγγιση: Γεννήτρια Τυχαίων Κυματομορφών (AWG) τεσσάρων καναλιών υψηλής ταχύτητας με ανάλυση 8-bit και ρυθμό δειγματοληψίας 65 GS/s (Εικόνα 3-3).

Στην πρώτη υλοποίηση (FPGA-DAC) ο κάθε ένας από τους 4 DAC (2 ανά IQ κανάλι και 2 για κάθε πόλωση) χρειάζεται 3 δυαδικές εισόδους και επιπλέον 1 είσοδο ρολογιού (στη μισή συχνότητα σε σχέση με το ρυθμό των δυαδικών εισόδων), άρα συνολικά 16 πομποδέκτες από το FPGA. Στη δεύτερη υλοποίηση, με σημαντική μείωση πολυπλοκότητας, κάθε ένα από τα κανάλια του AWG χρησιμοποιείται για κάθε είσοδο του οπτικού διαμορφωτή.



Εικόνα 3-2: Αρχιτεκτονική Προγραμματιζόμενου Οπτικού πομπού βασισμένου σε FPGA.



Εικόνα 3-3: Αρχιτεκτονική Προγραμματιζόμενου Οπτικού πομπού βασισμένου σε AWG.

Στον παρακάτω πίνακα (Πίνακας 3-1) παρουσιάζεται μια συνοπτική σύγκριση των δύο υλοποιήσεων.

Πίνακας 3-1: Ποιοτική σύγκριση μεταξύ των αρχιτεκτονικών επιλογών για την υλοποίηση ενός πρωτότυπου προγραμματιζόμενου οπτικού πομπού

	FPGA-DAC	AWG
Μέγιστος ρυθμός δειγματοληψίας D/A	28 GS/s (Xilinx GTZ TRxs [27])	65 GS/s
Μέγιστος ρυθμός μετάδοσης	28 Gbaud (χωρίς Tx DSP) <20 Gbaud (με Tx DSP)	56 Gbaud (με Tx DSP)
Ανάλυση bit D/A	3 bits (SHF DACs [28])	8 bits (Keysight AWG [29])
Ευελιξία σε σχήμα διαμόρφωσης, ρυθμό μετάδοσης, Tx DSP	+	++
Έλεγχος – Σηματοδοσία	Firmware	Software (πχ. MATLAB)

Η FPGA προσέγγιση για τον προγραμματιζόμενο πομπό περιορίζεται σε ρυθμό μετάδοσης στα 28 Gbaud, λόγω της εγγενούς ταχύτητας των GTZ ηλεκτρικών πομποδεκτών του Virtex 7 FPGA (κάθε ένας έχει μέγιστο ρυθμό σηματοδοσίας τα 28.05 Gb/s) [27]. Επιπροσθέτως, ο ελάχιστος ρυθμός στον οποίο μπορούν να λειτουργήσουν οι GTZ γραμμές είναι ~19 Gb/s, περιορίζοντας επιπλέον το εύρος των ρυθμών μετάδοσης που επιτυγχάνονται και επομένως μειώνοντας τα περιθώρια ευελιξίας του προγραμματιζόμενου πομπού. Αντιθέτως, η προτεινόμενη αρχιτεκτονική με τη χρήση του Keysight M8195A AWG [29] δίνει τη δυνατότητα λειτουργίας με ρυθμό δειγματοληψίας τα 65 GSa/s προσφέροντας αναλογικό εύρος ζώνης 3-dB στα 21-22 GHz. Τα χαρακτηριστικά αυτά επιτρέπουν τη δημιουργία σημάτων πολλαπλών σταθμών μέχρι τα 56 Gbaud με ικανοποιητική ποιότητα (και χάρη στη χρήση Tx DSP).

Στην πρώτη εναλλακτική υλοποίηση, οι διαθέσιμοι D/A μετατροπείς του ΕΦΕ (SHF 611C [28]) χαρακτηρίζονται από ανάλυση 3-bit και επομένως σήματα $2^3 = 8$ πλατών μπορούν να παραχθούν. Συνεπώς σχήματα διαμόρφωσης μέχρι 64-QAM μπορούν να εξεταστούν. Η εναλλακτική προσέγγιση με το AWG προσφέρει τη δυνατότητα δημιουργίας σημάτων με 8-

bit ανάλυση (256 στάθμες), χαρακτηριστικό ικανό να περιγράψει μια ευρεία σειρά τηλεπικοινωνιακών σημάτων.

Παρατηρείται, επομένως, ότι ο συνδυασμός περιορισμένης ταχύτητας των GTZ πομποδεκτών με τη χαμηλή ανάλυση bit του DAC αποτελεί περιοριστικό παράγοντα για την χρήση Tx-DSP λειτουργιών. Εκτός από την ανάγκη για σήματα πολλαπλών σταθμών, προκειμένου να παραχθούν όλα τα πιθανά σύμβολα ενός M-QAM αστερισμού, οι διαδικασίες προ-ισοστάθμισης (προ-έμφασης) και μορφοποίησης παλμών απαιτεί επιπλέον επίπεδα πλάτους και συνεπώς μεγαλύτερη ανάλυση bit. Επομένως, για την FPGA υλοποίηση, η δυνατότητα δημιουργίας ενός 64-QAM σήματος επιτυγχάνεται με κόστος τη μη-εφαρμογή Tx-DSP. Επιπλέον, καθώς διαδικασίες Tx-DSP όπως η μορφοποίηση παλμού απαιτούν υπερδειγμάτιση της ψηφιακής ακολουθίας (συνήθως 1.5x ή 2x του ρυθμού μετάδοσης) είναι απαραίτητη η αύξηση του ρυθμού δειγματοληψίας κατά την D/A μετατροπή. Με την FPGA προσέγγιση αυτή η αύξηση καθίσταται δυνατή (άρα και η υλοποίηση Tx-DSP διαδικασιών) σε αρκετά χαμηλότερους ρυθμούς μετάδοσης (στο εύρος 14-20 Gbaud). Αντιθέτως, με τη χρήση του προαναφερθέντος AWG τα 65GSa/s επαρκούν για την υπερδειγμάτιση που απαιτούν οι Tx-DSP λειτουργίες σε ρυθμούς μετάδοσης 28/32 Gbaud οι οποίες είναι οι κυρίαρχες στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα 100G/200G, καθώς ακόμα και για την επόμενη γενιά συστημάτων με ρυθμοδότηση στα 56Gbaud (400G). Επίσης, τα 8-bit ανάλυσης εγγυώνται ότι οι διαδικασίες Tx-DSP θα αποδώσουν με αποδεκτή επίδοση ακόμα και για υψηλότερης τάξης σχήματα διαμόρφωσης όπως το 64-QAM.

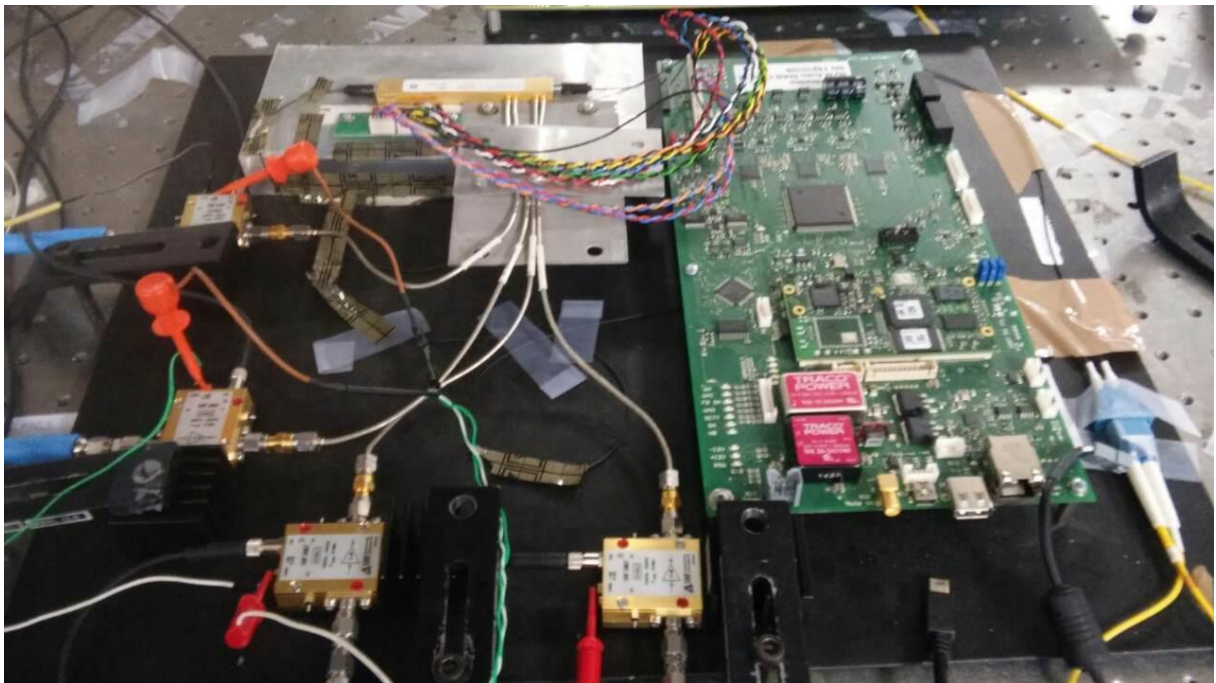
Τέλος, η δυνατότητα δυναμικής ρύθμισης και επαναπρογραμματισμού του ευέλικτου πομπού απαιτεί ένα στρώμα λογισμικού που εκτελείται σε μία υπολογιστική μονάδα. Στην περίπτωση της FPGA προσέγγισης, η διεπαφή μεταξύ ελέγχου και υλικού υλοποιείται σε VHDL και μέσω κατάλληλου φυσικής διεπαφής I/O (πχ. USB, Ethernet, PCI). Στην εναλλακτική της AWG υλοποίησης, δίνεται απευθείας έλεγχος στο hardware μέσω γραφικού περιβάλλοντος ή/και εντολών MATLAB επιτρέποντας την συνένωση διαδικασιών ελέγχου, επαναπρογραμματισμού αλλά και Tx-DSP όπως θα παρουσιαστεί στη συνέχεια.

3.1.2 Υλοποίηση Προγραμματιζόμενου Οπτικού Πομπού

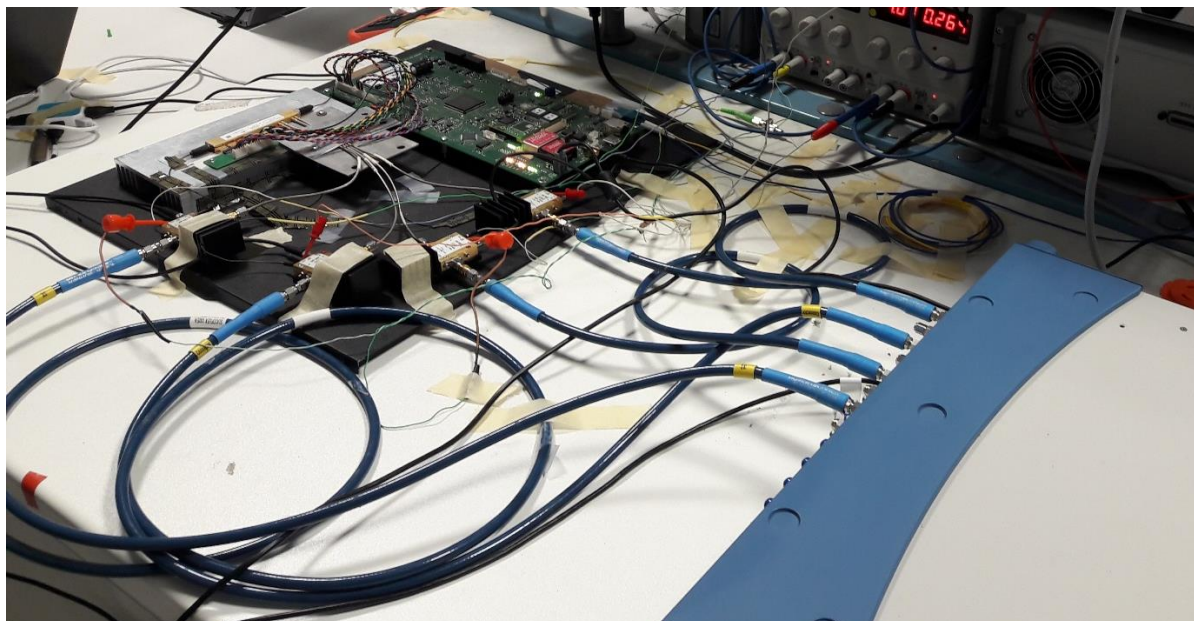
Όπως περιγράφηκε και στην προηγούμενη ενότητα η πρωτότυπη τοπολογία του προγραμματιζόμενου ευέλικτου πομπού βασίστηκε σε έναν εμπορικά διαθέσιμο IQ-Mach-Zehnder Διαμορφωτή Διπλής Πόλωσης (DP-IQ-MZM) με ηλεκτρο-οπτικό εύρος ζώνης 3-dB της τάξης των 25 GHz (Ti:LiNbO₃ DP-QPSK Single Drive Mach Zehnder Fujitsu

FTM7977HQA IQ modulator [30]) και μιας γεννήτριας τυχαίων κυματομορφών (AWG - 8-bit, 65 GSa/s Keysight M8195A Arbitrary Waveform Generator [29]). Η διάταξη απεικονίζεται στην Εικόνα 3-4. Οι 4 έξοδοι του AWG παράγουν τα ηλεκτρικά σήματα οδήγησης (XI, XQ, YI, YQ) του ηλεκτρικού διαμορφωτή. Προκειμένου να επιτευχθεί το απαιτούμενο πλάτος οδήγησης του διαμορφωτή για την επίτευξη διαμόρφωσης φάσης σε κάθε child Mach-Zehnder ($\sim 2V_{\pi} = 7V$) 4 Γραμμικοί Ενισχυτές ευρείας ζώνης (SHF S807B Linear Broadband Amplifiers [31]) τοποθετούνται στις εξόδους του AWG και πριν τις RF εισόδους του IQ διαμορφωτή. Το οπτικό φέρον παράγεται από ένα ρυθμιζόμενο Laser εξωτερικής κοιλότητας (Yenista tunable External Cavity Laser – ECL [32]). Για τον καθορισμό και την παρακολούθηση των τάσεων πόλωσης του οπτικού διαμορφωτή ένα εξωτερικός ελεγκτής τάσεων βασισμένος σε FPGA (IDPhotonics [33]) συνδέεται στους DC ακροδέκτες και τις φωτοдиодος παρακολούθησης του διαμορφωτή προκειμένου να διατηρούνται τα child MZM σε σημείο ελάχιστης μετάδοσης και ο parent MZM σε σημείο μέγιστης μετάδοσης.

Η ακριβής διασύνδεση του διαμορφωτή, των ενισχυτών και του κυκλώματος ελέγχου τάσεων απεικονίζεται στην Εικόνα 3-4, ενώ η διασύνδεση του AWG και των RF ενισχυτών στην Εικόνα 3-5.



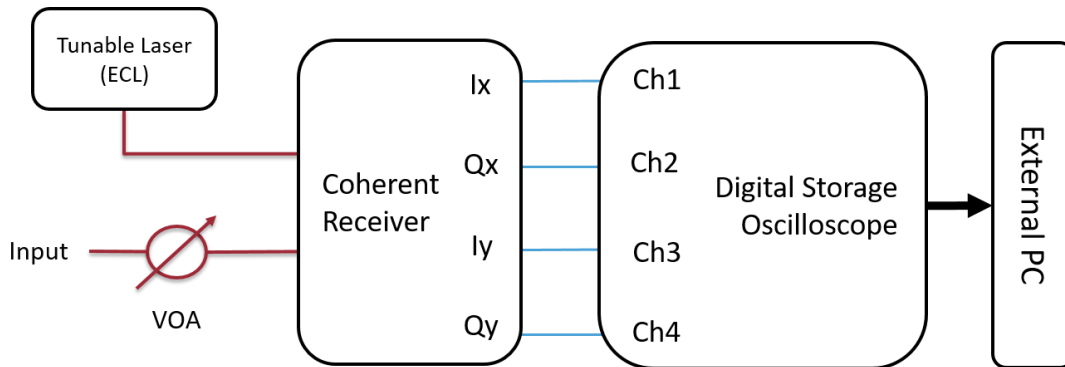
Εικόνα 3-4: Πειραματική διάταξη του οπτοηλεκτρονικού τμήματος του προγραμματιζόμενου πομπού (Dual Polarization IQ modulator & Linear RF drivers).



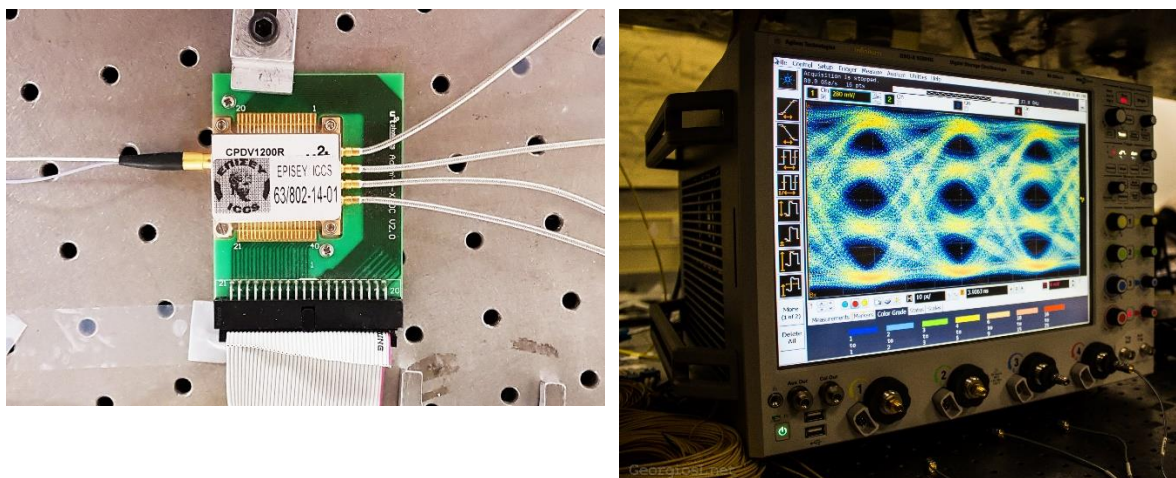
Εικόνα 3-5: Προγραμματιζόμενος οπτικός πομπός – Διασύνδεση μεταξύ AWG και οπτοηλεκτρονικού τμήματος

3.1.3 Υλοποίηση Προγραμματιζόμενου Οπτικού Δέκτη

Το σχηματικό διάγραμμα του δέκτη του πρωτότυπου πειραματικού σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη απεικονίζεται στην Εικόνα 3-6. Το ηλεκτροοπτικό τμήμα της διάταξης αποτελείται από έναν σύμφωνο δέκτη διαφορικότητας πόλωσης (Polarization Diversity Coherent Receiver u2t CPDV1200R [34]). Τα 4 φωτορρεύματα εξόδου των φωτοдиодων εξισορρόπησης (XI, XQ, YI, YQ) ψηφιοποιούνται χάρη σε ένα στοιχείο A/D μετατροπής προκειμένου να γίνει περαιτέρω ψηφιακή επεξεργασία του ληφθέντος σήματος (Rx-DSP). Η λειτουργία του A/D στοιχείου πραγματοποιείται από έναν Ψηφιακό Παλμογράφο Πραγματικού Χρόνου (Agilent Infiniium 90000 Series Digital Storage Oscilloscope [35]). Τα 4 κανάλια A/D μετατροπής λειτουργούν με μέγιστο ρυθμό δειγματοληψίας τα 80 GSa/s ενώ το αναλογικό τους εύρος ζώνης είναι 33 GHz. Η ακριβής διασύνδεση των υποσυστημάτων του ψηφιακού δέκτη απεικονίζεται στην Εικόνα 3-7.



Εικόνα 3-6: Αρχιτεκτονική Οπτικού δέκτη.



Εικόνα 3-7: Σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης φάσης και πόλωσης (αριστερά) και Ψηφιακός Παλμογράφος Πραγματικού Χρόνου (δεξιά) για την υλοποίηση του Οπτικού δέκτη.

Μετά τη διαδικασία ψηφιοποίησης των εξόδων του σύμφωνου δέκτη, οι ψηφιακές ακολουθίες δειγμάτων αποθηκεύονται στη μνήμη του παλμογράφου προτού επεξεργαστούν από την αλυσίδα Rx-DSP, όπως περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 2.

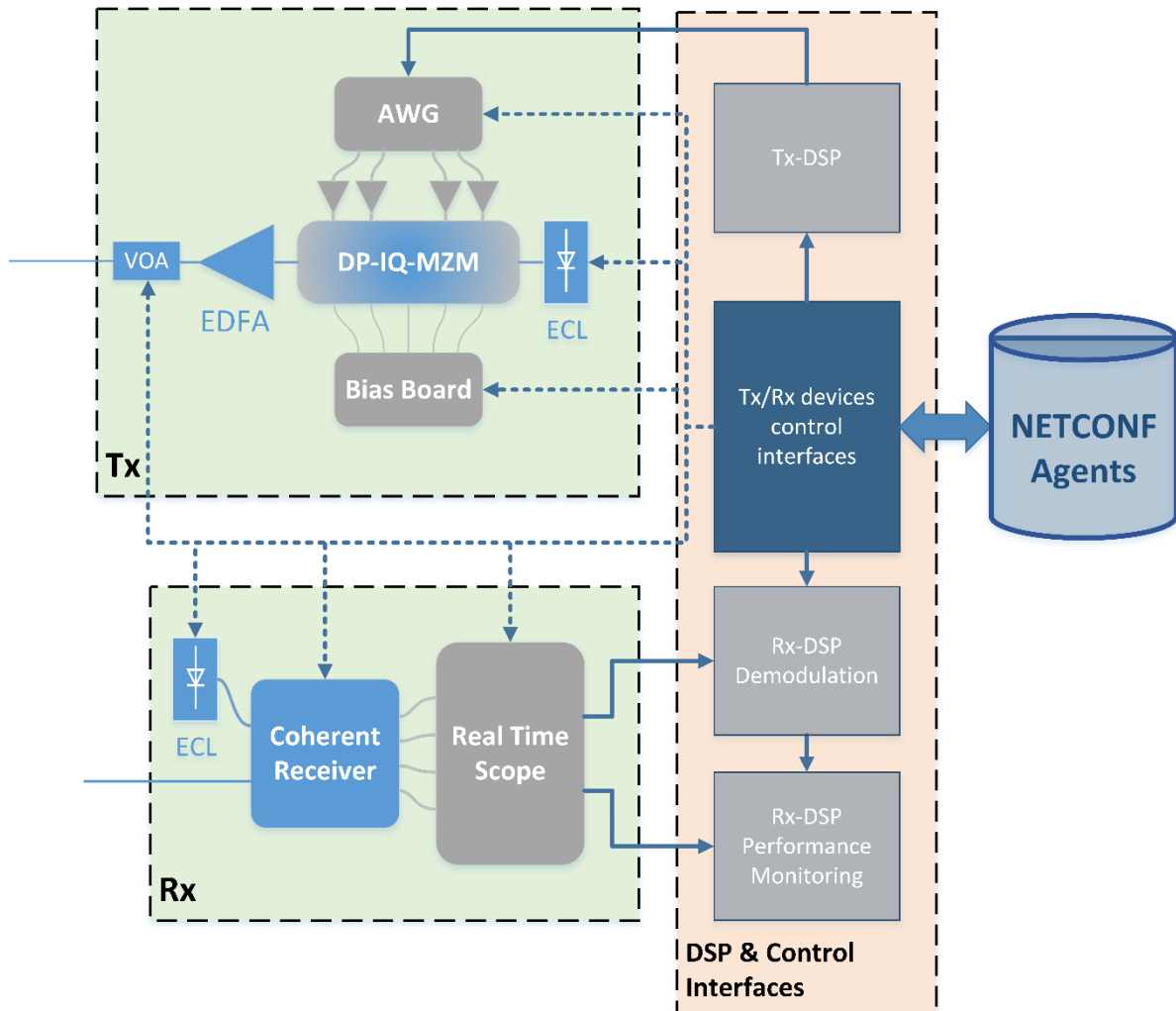
3.2 Ανάπτυξη Διεπαφών λογισμικού Προγραμματιζόμενων Πομποδεκτών

Στην ενότητα αυτή περιγράφεται η πλατφόρμα λογισμικού που υποστηρίζει την επαναρρύθμιση και τον προγραμματισμό του πρωτότυπου σύμφωνου πομποδέκτη. Απαιτούμενο για την λειτουργία της εν λόγω πλατφόρμας είναι ο έλεγχος του εξοπλισμού (ηλεκτρονικών, ηλεκτρο-οπτικών στοιχείων κλπ.) που συνιστά τόσο την πλευρά του πομπού όσο και του δέκτη. Για το σκοπό αυτό κατάλληλες διεπαφές λογισμικού αναπτύσσονται. Εκμεταλλευόμενοι τις διεπαφές γνωστών πρωτοκόλλων GPIB/USB των FPGA της

γεννήτριας τυχαίων σημάτων, των ECL καρτών laser, του προγραμματιζόμενου οπτικού hardware (προγραμματιζόμενος VOA) και των ADC του ψηφιακού παλμογράφου μέσω μιας κεντρικής υπολογιστικής μονάδας είναι δυνατή η εγκατάσταση ενός δίαυλου επικοινωνίας από και προς την φυσική τοπολογία του πρωτότυπου πομποδέκτη.

Επιπλέον, περιγράφεται ένα επιπλέον στρώμα λογισμικού (πιο ψηλά ιεραρχικά σε σχέση με τις προαναφερθείσες διεπαφές) το οποίο είναι υπεύθυνο να μεταφράζει τις εντολές του επιπέδου ελέγχου και παρακολούθησης του δικτύου σε ενέργειες για τον επαναπρογραμματισμό του υλικού μέσω των διεπαφών ελέγχου. Το στρώμα αυτό συνίσταται από δύο οντότητες ή δίαυλους μεσολάβησης (agents) μία για τον πομπό (Tx-agent) και μία για το δέκτη (Rx-agent). Επιπροσθέτως, μέσω των διαύλων μεσολάβησης η πληροφορία παρακολούθησης της οπτικής επίδοσης της ζεύξης και του συστήματος μπορούν να προωθηθούν από τον ψηφιακό επεξεργαστή του πομποδέκτη (DSP) στο επίπεδο ελέγχου του δικτύου.

Συνεπώς, ο προγραμματιζόμενος/ευέλικτος οπτικός πομποδέκτης με τις παραπάνω προσθήκες στρωμάτων λογισμικού μετατρέπεται σε ένα σύστημα συμβατό με μια αρχιτεκτονική δικτύου SDN που μπορεί να προσαρμοστεί στα αντίστοιχα πρωτόκολλα και απαιτήσεις των μοντέλων και αρχιτεκτονικών επιπέδου δικτύου.



Εικόνα 3-8: Αρχιτεκτονική ευέλικτου οπτικού πομποδέκτη (Υλικό και διεπαφές με την πλατφόρμα λογισμικού ελέγχου).

Η συνολική αρχιτεκτονική του ευέλικτου οπτικού πομποδέκτη συμπεριλαμβανομένου τόσο του υλικού όσο και της πλατφόρμας λογισμικού παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-8. Είναι εμφανές ότι οι διεπαφές ελέγχου υλικού και οι διάυλοι μεσολάβησης έχουν ένα ρόλο «διαμεσολαβητή/ενδιάμεσου» ανάμεσα στο φυσικό επίπεδο και στο επίπεδο ελέγχου του δικτύου. Το επίπεδο ελέγχου και παρακολούθησης (Control & Management Plane – C&M plane) λαμβάνει πληροφορίες σχετικές με τη ποιότητα μετάδοσης από το DSP του οπτικού δέκτη και ταυτόχρονα επικοινωνεί με τα υποσυστήματα του οπτικού πομποδέκτη για την επαναρρύθμισή τους.

3.2.1 Διεπαφές Ελέγχου Υλικού

Στον ακόλουθο πίνακα (Πίνακας 3-2) περιλαμβάνονται οι παράμετροι του συστήματος οι οποίες υποστηρίζονται από την πλατφόρμα λογισμικού του προγραμματιζόμενου πομποδέκτη.

Πίνακας 3-2: Παράμετροι επαναρρόθμισης του πειραματικού προγραμματιζόμενου πομποδέκτη.

Παράμετρος	Παραμετροποίηση πομπού (Tx) ή δέκτη (Rx)	Σχετιζόμενο Hardware
Συχνότητα Φέροντος Carrier frequency	Tx	Tx Laser
Συχνότητα Τοπικού Ταλαντωτή	Rx	Rx Laser
Ρυθμός Μετάδοσης	Tx/Rx	FPGA
Σχήμα Διαμόρφωσης	Tx/Rx	FPGA
Εύρος ζώνης σήματος / Φίλτρο μορφοποίησης παλμού	Tx/Rx	FPGA
Οπτική ισχύς πομπού	Tx	Programmable VOA

Στη συνέχεια της ενότητας περιγράφονται οι διεπαφές ελέγχου του υλικού στην πλευρά του πομπού και του δέκτη και επιπλέον η αρχιτεκτονική και η υλοποίηση των διαύλων μεσολάβησης για την επικοινωνία με το στρώμα ελέγχου και παρακολούθησης.

Διεπαφή ελέγχου AWG

Όπως αναφέρθηκε και στις προηγούμενες ενότητες, η χρήση του AWG προσφέρει τις δυνατότητες από πλευράς υλικού για την υλοποίηση ενός ευέλικτου και προγραμματιζόμενου οπτικού σύμφωνου πομπού. Εκτός από την επίδοση και την αξιοπιστία παραγωγή ηλεκτρικών σημάτων υπερυψηλής ταχύτητας, η αρχιτεκτονική της γεννήτριας αυτής επιτρέπει τον δυναμικό προγραμματισμό των παραμέτρων των σημάτων εξόδου με χρησιμοποιώντας το MATLAB [36] ως την πλατφόρμα διεπαφής μεταξύ του λογισμικού και του υλικού. Ο λόγος για τον οποίον αναπτύσσεται η εν λόγω προσαρμοσμένη διεπαφή είναι:

- Η δυνατότητα προγραμματισμού κατ' απαίτηση (on demand) των παραμέτρων των προς δημιουργία σημάτων

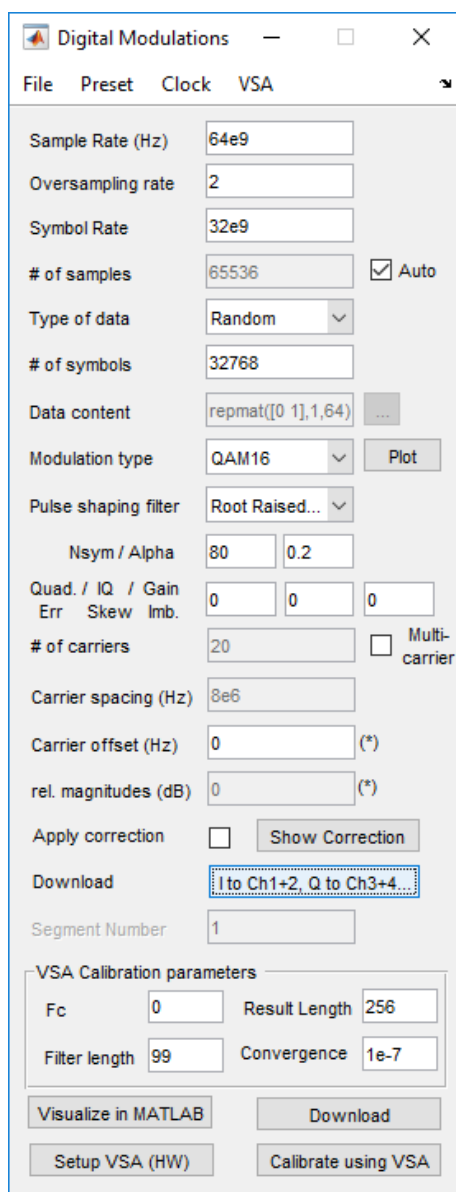
- Η δυνατότητα εφαρμογής της αναπτυγμένης στο ΕΦΕ πλατφόρμας Tx-DSP για την παραγωγή σημάτων με χαρακτηριστικά με αυξημένη ανοχή στα φαινόμενα υποβάθμισης λόγω μετάδοσης.

Η διεπαφή λογισμικού που αναπτύχθηκε επικοινωνεί μέσω USB πρωτοκόλλου επικοινωνίας με τη γεννήτρια. Οι εντολές MATLAB μετατρέπονται σε πρωτόκολλο SCPI εντολών προκειμένου να επαναρρυθμιστούν τα στοιχεία της γεννήτριας (Μνήμη, Ψηφιακά Φίλτρα, D/A μετατροπείς). Επίσης, η συγκεκριμένη διεπαφή λειτουργεί και ως θύρα/δέκτης για τη προγραμματιζόμενη διεπαφή επικοινωνίας με το στρώμα ελέγχου και παρακολούθησης του δικτύου (SDN agent) προκειμένου να επιτυγχάνεται ο έλεγχος της γεννήτριας με κατάλληλες εντολές όπως περιγράφεται και σε ακόλουθη ενότητα.

Η πλατφόρμα που αναπτύχθηκε επιτρέπει τον έλεγχο των εξής παραμέτρων:

- Ρυθμός Μετάδοσης Σήματος
- Ρυθμός δειγματοληψίας D/A μετατροπέων
- Σχήμα Διαμόρφωσης
- Τύπος ψευδοτυχαίας κίνησης (πχ. τύπος PRBS)
- Φίλτρο παλμού μορφοποίησης
- Υπερβαίνον φάσμα φίλτρου μορφοποίησης
- Τάση εξόδου D/A μετατροπέων

Στη συνέχεια, και για λόγους ελαχιστοποίησης του χρόνου επαναπρογραμματισμού της γεννήτριας στη διεπαφή ελέγχου ενσωματώθηκαν τμήματα της πλατφόρμας Keysight iqttools. Η πλατφόρμα αυτή έχει υλοποιηθεί σε MATLAB προσαρμοσμένη στο AWG και επιτρέπει την ταχύτερη σύνθεση μιας κυματομορφής. Ενδεικτικά το γραφικό περιβάλλον της πλατφόρμας για την δημιουργία M-QAM καναλιών απεικονίζεται στην Εικόνα 3-9:



Εικόνα 3-9: Γραφικό προγραμματιστικό περιβάλλον (MATLAB) για τη δημιουργία M-QAM σημάτων στη γεννήτρια (AWG).

Πίνακας 3-3: Script σε γλώσσα MATLAB για την παραμετροποίηση και τον προγραμματισμό της γεννήτριας AWG στον οπτικό πομπό.

```

[fs, ovSampling] = function_awg_parameters(symbolRate);

SR = Cnew{2};
switch SR
    case 28
        rolloff = 0.3;
    case 32
        rolloff = 0.17;
    otherwise
        rolloff = 1;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% X-Pol Channels 1-3
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
CorrPath = '...\frequency calibration\ ';

switch SR
    case 28
        CorrName = 'X-Pol_Ch1_2EA-B_961_Ch3_651_962_28GBd_16-QAM.mat';
    case 32
        CorrName = 'X-Pol_Ch1_2EA-B_961_Ch3_651_962_32GBd_16-QAM.mat';
end
load(strcat(CorrPath,CorrName));
F = XStart+(0:length(Y)-1)*XDelta;
ABS = abs(Y);
PHS = angle(Y);
TEST2 = (1./ABS);
TEST3 = (1./ABS).*exp(1i*PHS);

ampCorr_test = zeros(length(Y),3);
ampCorr_test(:,1) = F;
ampCorr_test(:,2) = TEST2;
ampCorr_test(:,3) = TEST3;

save('ampCorr.mat','ampCorr_test');
iqampCorrFilename;
clear ampCorr_test

symbolRate = SR*1e9;

[fs, ovSampling] = function_awg_parameters(symbolRate);

[iqdata,fs,noSyms,sym] = iqmod(...
    'sampleRate', fs,...
    'numSymbols', 32768, ...
    'data', 'random',...
    'modType', format(2:end-1),...
    'oversampling', ovSampling, ...
    'filterType', 'Raised Cosine',...
    'filterNsym', 200, ...
    'filterBeta', rolloff,...
    'carrierOffset', 0,...
    'magnitude', [0], ...
    'quadErr', 0,...
    'iqskew', -4e-12,...
    'gainImbalance', -0.3,...
    'correction', 1);

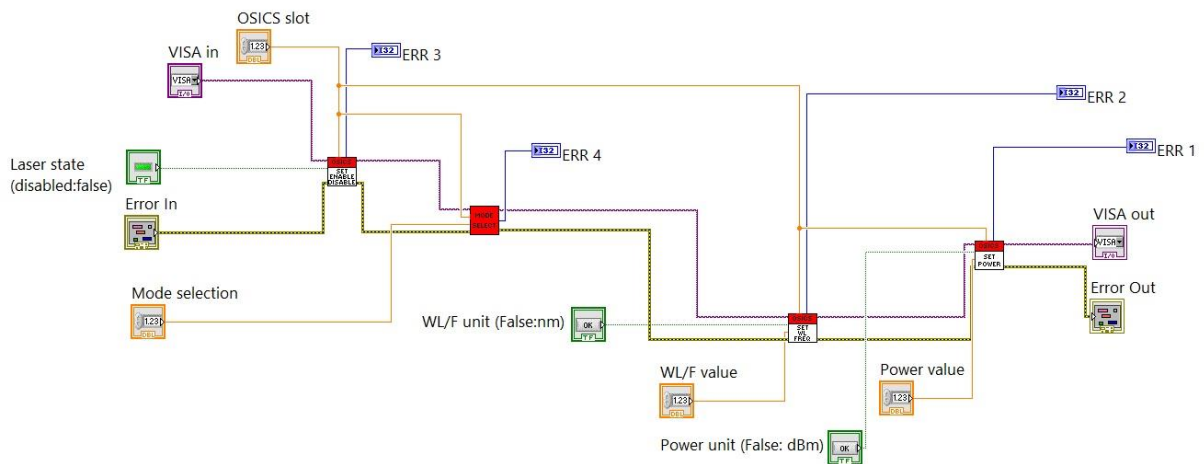
syms = sym;
iqdownload(iqdata, fs,...
    'channelMapping', [1 0; 0 0; 0 1; 0 0], ...
    'segmentNumber', 1, 'marker', []);

```

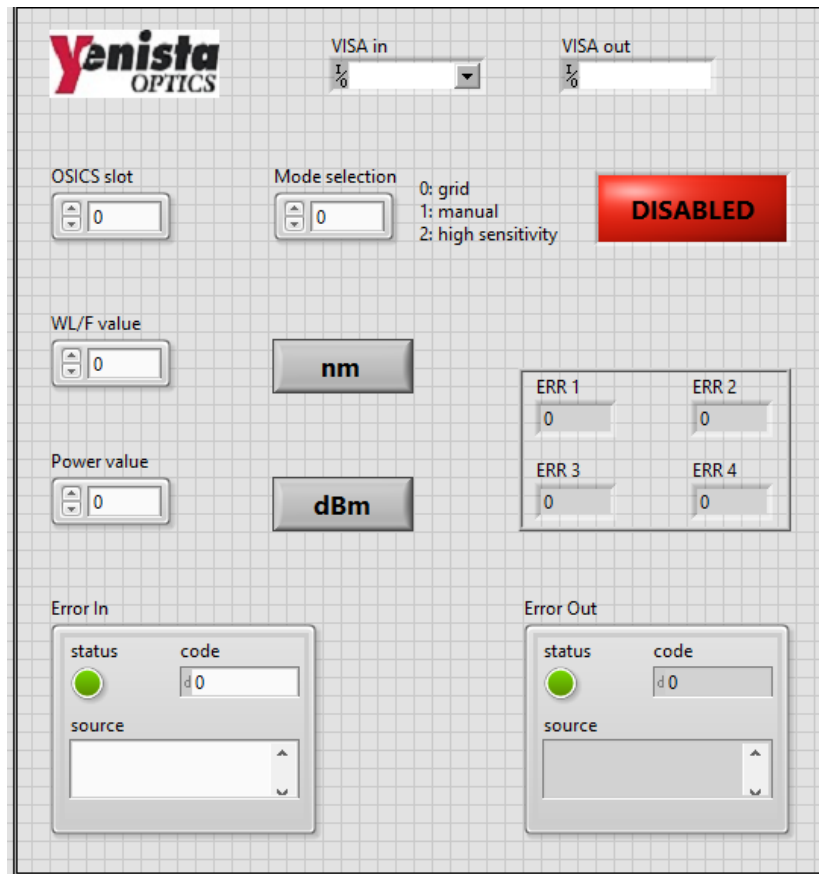
Διεπαφή ελέγχου Laser

Ακολουθώντας αντίστοιχη προσέγγιση όπως και με την περίπτωση του AWG, σχεδιάστηκε και αναπτύχθηκε και η διεπαφή ελέγχου του ρυθμιζόμενου laser τόσο στον πομπό όσο και στον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη. Η διεπαφή αυτή με την ίδια λογική επιτρέπει την επικοινωνία με το στρώμα ελέγχου και παρακολούθησης του δικτύου. Δεδομένου ότι για το συγκεκριμένο υποσύστημα υπάρχουν διαθέσιμοι οδηγού/διάυλοι ελέγχου LabView, η διεπαφή σχεδιάστηκε σε αυτή την πλατφόρμα επιτρέποντας την επικοινωνία μέσω GPIB σύνδεσης. Το σχηματικό διάγραμμα που αναπτύχθηκε παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-10. Ένα γραφικό περιβάλλον επέτρεψε στη διενέργεια των αρχικών δοκιμών ώστε να διευκολύνεται ο έλεγχος των ακόλουθων παραμέτρων του laser.

- Ισχύς εξόδου
- Κεντρικό μήκος κύματος/ συχνότητα
- Επιλογέας βήματος διαχωρισμού συχνοτήτων (ITU grid, custom/manual)
- Ενεργοποίηση/Απενεργοποίηση εξόδου
- Αναφορά λαθών



Εικόνα 3-10: Σχηματικό διάγραμμα σε περιβάλλον LabVIEW της διεπαφής ελέγχου του laser.



Εικόνα 3-11: Γραφικό προγραμματιστικό περιβάλλον (LabVIEW) για τον προγραμματισμό παραμέτρων του laser (ECL).

Διεπαφή ελέγχου Οπτικού Εξασθενητή Ισχύος

Καθώς το διαμορφωμένο οπτικό σήμα στην έξοδο του διαμορφωτή ενισχύεται με χρήση ενός ενισχυτή ίνας ερβίου (EDFA), ένας προγραμματιζόμενος μεταβλητός οπτικός εξασθενητής (VOA) απαιτείται για την προσαρμογή της οπτικής ισχύος στην είσοδο της οπτικής ζεύξης. Στην προτεινόμενη υλοποίηση του ευέλικτου οπτικού πομπού, ο προγραμματιζόμενος VOA είναι προσπελάσιμος μέσω USB σύνδεσης. Το λογισμικό ελέγχου αναπτύχθηκε σε MATLAB καθώς το προεγκατεστημένο λογισμικό του παρόχου απορρίφθηκε λόγω του αργού χρόνου επαναρρύθμισης.

3.2.2 Διάλογοι Μεσολάβησης για την επικοινωνία με το στρώμα ελέγχου και διαχείρισης

Στην ενότητα αυτή περιγράφονται οι διεπαφές μεταξύ του στρώματος δεδομένων (συγκεκριμένα των υποσυστημάτων πομπού και δέκτη) και του στρώματος ελέγχου και διαχείρισης (Control and Management C&M) του δικτύου. Τέτοιες διεπαφές θα επιτρέψουν στα πειράματα ολοκλήρωσης των 2 στρωμάτων του οπτικού δικτύου (δεδομένων και

ελέγχου/διαχείρισης), επιτρέποντας την αυτοματοποίησή του μέσω της αυτοματοποιημένης ρύθμισης και διαχείρισης των πομποδεκτών μέσω του SDN πρωτοκόλλου NETCONF. Το συγκεκριμένο πρωτόκολλο χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση του στρώματος δεδομένων και την διαχείριση/διάχυση της πληροφορίας παρακολούθησης κατάστασης του συστήματος.

Τρεις κατηγορίες διεπαφών απαιτούνται και παρουσιάζονται στη συνέχεια: Συγκεκριμένα

- για την αυτοματοποιημένη (και απομακρυσμένη) ρύθμιση/προγραμματισμό των υποσυστημάτων α) πομπού, β) δέκτη
- γ) για την προώθηση των δεδομένων παρακολούθησης.

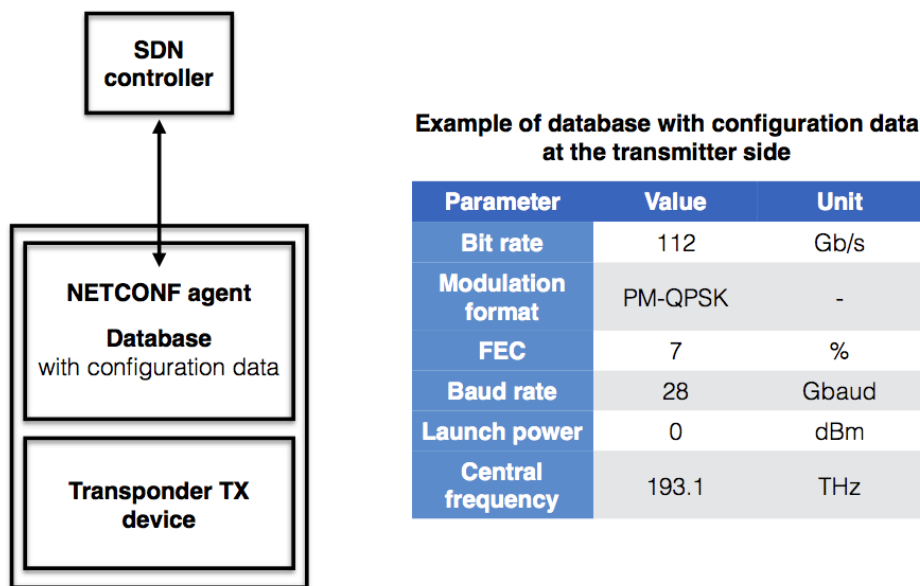
Επιπλέον, παρουσιάζεται μια διαδικασία ελέγχου η οποία επιτρέπει την κατ' απαίτηση επαναρρύθμιση του πομποδέκτη.

Οι διεπαφές σχεδιάζονται και αναπτύσσονται κατά τη λογική και τη δομή του πρωτοκόλλου NETCONF το οποίο βασίζεται σε ένα μοντέλο επικοινωνίας πελάτη-εξυπηρετητή. Συγκεκριμένα, ο διάυλος μεσολάβησης (ο τοπικός ελεγκτής/υπολογιστικό σύστημα που επικοινωνεί με τα επιμέρους υποσυστήματα του πομποδέκτη) συνιστά στον εξυπηρετητή. Αντίθετα, ο SDN-ελεγκτής (ως η οντότητα που πραγματοποιεί τη ρύθμιση του στρώματος δεδομένων) συνιστά τον πελάτη. Με αυτό τον τρόπο, ο διάυλος μεσολάβησης είναι ένας εξυπηρετητής εξοπλισμένος με μία βάση δεδομένων η οποία περιλαμβάνει δεδομένα ρύθμισης και παρακολούθησης. Στα πλαίσια του NETCONF, οι παράμετροι ρύθμισης ονομάζονται “configuration data” ενώ οι παράμετροι παρακολούθησης “state data”. Συνεπώς, ο SDN-ελεγκτής (πελάτης) παρέχει τις τιμές κάθε στοιχείου configuration data στη βάση δεδομένων και ο πομποδέκτης ρυθμίζεται σύμφωνα με τις τιμές αυτές. Παρομοίως, τα state data προσπελάζονται από τη βάση δεδομένων προκειμένου να προωθηθεί η πληροφορία κατάστασης του συστήματος.

Διεπαφή Διαύλου Μεσολάβησης - Πομπού

Η Εικόνα 3-12 παρουσιάζει την αρχιτεκτονική της πλευράς του πομπού από τη σκοπιά του SDN-ελεγκτή. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, ο διάυλος μεσολάβησης NETCONF διατηρεί τη βάση δεδομένων με τα configuration data. Καθώς ο SDN ελεγκτής παραμετροποιεί τον πομπό, στέλνει στον διάυλο μεσολάβησης ένα NETCONF μήνυμα <edit-config>. Το μήνυμα περιλαμβάνει συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων προς ρύθμιση του πομπού. Αυτές οι τιμές που είναι αποθηκευμένες στη βάση ενεργοποιούν την απαιτούμενη

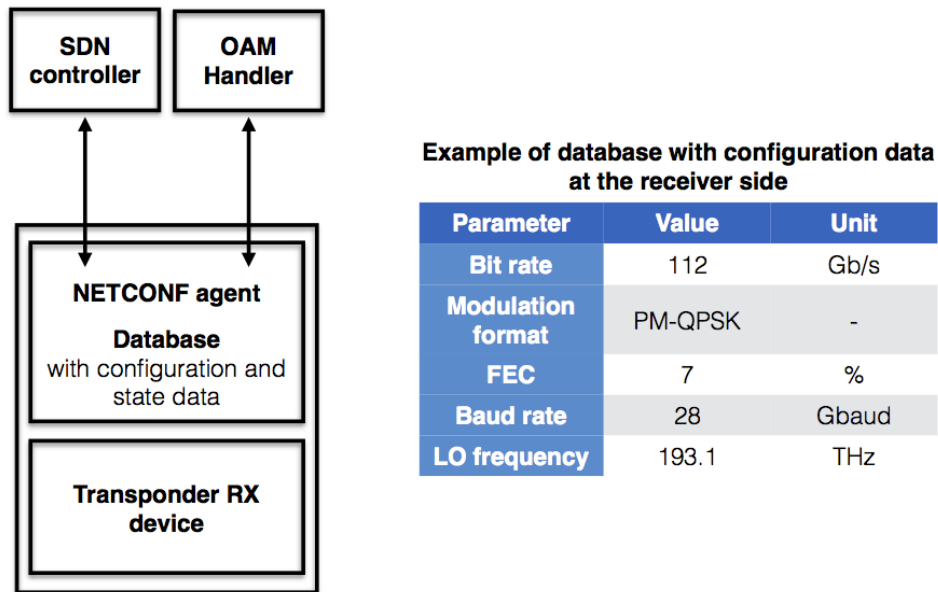
ρύθμιση του πομπού. Παραδείγματα παραμέτρων ρύθμισης και ενδεικτικές τιμές παρουσιάζονται την Εικόνα 3-12.



Εικόνα 3-12: Προγραμματιζόμενος πομπός συμπεριλαμβανόμενης της Διεπαφής «Διάυλου Μεσολάβησης – Πομπού» (αριστερά). Βάση δεδομένων “configuration data” (δεξιά).

Διεπαφή Δέκτη - Διαύλου Μεσολάβησης

Η Εικόνα 3-13 απεικονίζει την αρχιτεκτονική της πλευράς του δέκτη από τη σκοπιά του SDN ελεγκτή. Συγκεκριμένα, όμοια με την πλευρά του πομπού, ο διάυλος μεσολάβησης NETCONF περιλαμβάνει μια βάση δεδομένων configuration data και μια βάση state data. Όταν ο SDN ελεγκτής παραμετροποιεί το δέκτη στέλνει ένα μήνυμα <edit-config> στο διάυλο. Το μήνυμα περιλαμβάνει συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων προς ρύθμιση του δέκτη (οι ίδιες τιμές αποστέλλονται τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη στην περίπτωση που είναι επιθυμητή η εγκατάσταση ενός οπτικού μονοπατιού). Οι τιμές αυτές γράφονται στη βάση δεδομένων του δέκτη ο οποίος ρυθμίζεται αντίστοιχα. Επιπρόσθετα σε σχέση με την περίπτωση του πομπού, ο διάυλος μεσολάβησης του δέκτη συνδέεται με τον OAM Handler ώστε ο τελευταίος να είναι σε θέση να διαχειριστεί την πληροφορία παρακολούθησης (state data) του συστήματος. Η διαδικασία αυτή περιγράφεται στην επόμενη ενότητα.



Εικόνα 3-13: Προγραμματιζόμενος δέκτης συμπεριλαμβανόμενης της Διεπαφής «Διαύλου Μεσολάβησης – Δέκτη» (αριστερά). Βάση δεδομένων “configuration data” (δεξιά).

Προώθηση Δεδομένων Παρακολούθησης από το δέκτη

Όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 3-13 και αναφέρθηκε παραπάνω ο διάυλος παρακολούθησης στο δέκτη εκτός από τη βάση δεδομένων των configuration data περιλαμβάνει και τη βάση δεδομένων state data. Ένα παράδειγμα όπου ενεργοποιείται μόνο η παρακολούθηση του BER παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-14. Ενώ η DSP πλατφόρμα του σύμφωνου δέκτη αποδιαμορφώνει και υπολογίζει μετρικά παρακολούθησης της κατάστασης του συστήματος, οι τιμές αυτές παραθέτονται στη βάση δεδομένων. Οι τιμές παρακολούθησης διαχέονται στον OAM Handler (ή οποιασδήποτε οντότητας παρακολούθησης στο ιεραρχικά δομημένο στρώμα διαχείρισης). Η προώθηση των τιμών παρακολούθησης ενεργοποιείται με 2 τρόπους:

- Ενεργοποίηση από το δέκτη: Όταν κάποια παράμετρος προς παρακολούθηση αποκτήσει τιμή εντός του κρίσιμου εύρους της (πχ. pre-FEC BER μεγαλύτερο του ορισμένου κατωφλίου) μια ειδοποίηση του πρωτοκόλλου NETCONF <notification> αποστέλλεται στον OAM Handler (ή στην οντότητα παρακολούθησης της τοπολογίας ιεραρχίας)
- Ενεργοποίηση από τον OAM Handler: Ο OAM Handler αποστέλλει ένα μήνυμα <get> προκειμένου να ανακτήσει τις τιμές των συγκεκριμένων παραμέτρων επίδοσης

οι οποίες είναι αποθηκευμένες στη βάση δεδομένων “monitoring data” όπως αυτή παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-14.

**Example of database with state data
monitored by the receiver**

Parameter	Value	Unit
pre-FEC BER	1.7 x 10 ⁻⁵	-
OSNR		dB
CD		ps/nm
PMD		ps
SNR		dB

Εικόνα 3-14: Παράδειγμα βάσης δεδομένων “monitoring data” στην πλευρά του δέκτη.

Συνεχής επαναρρύθμιση του στρώματος δεδομένων

Το τελικό βήμα στην ανάπτυξη των διαύλων μεσολάβησης για την επικοινωνία του στρώματος ελέγχου και παρακολούθησης με το στρώμα δεδομένων είναι η αυτοματοποιημένη επαναρρύθμιση του προγραμματιζόμενου πομποδέκτη δεδομένης της ύπαρξης συμβάντος/γεγονότος (event-driven reconfiguration). Η διαδικασία αυτή επιτυγχάνεται μέσω της ρύθμισης των ελεγκτών κάθε συσκευής των υποσυστημάτων του πομπού και του δέκτη να είναι έτοιμα να δεχτούν και να εκτελέσουν τις εντολές του πρωτοκόλλου NETCONF όποτε υπάρξει ανάγκη για μεταβολή της κατάστασης του συστήματος.

Προκειμένου να επιτραπεί ο εντοπισμός των αλλαγών στις οντότητες των βάσεων δεδομένων κατάστασης, ένα αντικείμενο χρονισμού αναπτύχθηκε σε πλατφόρμα MATLAB (Εικόνα 3-15) το οποίο εξαναγκάζει το σύστημα να εξετάζει εάν υπάρχει νέα εντολή επαναρρύθμισης κάθε 10 δευτερόλεπτα. Οποιαδήποτε αλλαγή στη βάση δεδομένων κατάστασης του πομπού/δέκτη («γεγονός») θέτει σε εκτέλεση τις αντίστοιχες εντολές επαναρρύθμισης κάθε στοιχείου του πομποδέκτη προκειμένου να προσαρμοστεί το σύστημα στις νέες τιμές των παραμέτρων. Αυτές οι τροποποιήσεις στις βάσεις δεδομένων προέρχονται είτε από την πλατφόρμα DSP του δέκτη είτε από τους διαύλους μεσολάβησης του πομπού ή του δέκτη.

```

1      t = timer('TimerFcn', 'stat=false; disp(''Timer!'')',...
2              'StartDelay',10);
3      start(t)
4
5      stat=true;
6      while(stat==true)
7          disp('.')
8          pause(1)
9      end

```

Εικόνα 3-15: Script ελέγχου για νέες εισόδους από τον NETCONF διαμεσολαβητή χρησιμοποιώντας αντικείμενο «χρονισμού» (timer) σε περιβάλλον MATLAB.

Οι αλλαγές στους καταχωρητές των ελεγκτών των συσκευών πομπού και δέκτη καταγράφονται με χρήση αναγνωριστικών timestamps. Τα αναγνωριστικά αυτά περιέχουν πληροφορία ημερομηνίας και ώρας κατά την οποία δημιουργείται το γεγονός επαναρρύθμισης στο δίαυλο μεσολάβησης. Η ανίχνευση ενός τέτοιου αναγνωριστικού ενεργοποιεί την προώθηση των νέων παραμέτρων στο υλικό και το ρυθμίζει κατάλληλα.

Για την αποφυγή της απαιτητικής υλοποίησης του συνόλου της παραπάνω μεθόδου, αναπτύχθηκε ένας μηχανισμός ο οποίος περιορίζει τη χρήση της υπολογιστικής ισχύος των επεξεργαστών στις συσκευές ελέγχου και επιταχύνει την ταχύτητα επαναρρύθμισης. Ένα αντικείμενο «ακροατή» (“listener” – αντικείμενο MATLAB) προστίθεται στην υλοποίηση, το οποίο εκτελεί μια συγκεκριμένη διαδικασία μόνο όταν ενημερωθεί για την ύπαρξη συμβάντος ενδιαφέροντος (Εικόνα 3-16).

```

11      %add an Event listener to the specific .txt file
12 -    file = System.IO.FileSystemWatcher('C:\Users\giankan\Documents\MATLAB');
13 -    file.Filter = 'data_file2.txt';
14 -    file.EnableRaisingEvents = true;
15 -    modification = addlistener(file, 'Changed', @eventhandlerChanged);

```

Εικόνα 3-16: Script ελέγχου για νέες εισόδους από τον NETCONF διαμεσολαβητή χρησιμοποιώντας αντικείμενο «ακροατή» (listener) σε περιβάλλον MATLAB.

Οποιοδήποτε συμβάν ενεργοποιεί την εκτέλεση των συγκεκριμένων διαδικασιών στις συσκευές του στρώματος δεδομένων και οι νέες τιμές προωθούνται σε αυτές. Η ίδια διαδικασία χρησιμοποιείται για την επικοινωνία όλων των υποσυστημάτων του πομπού και του δέκτη (AWG, laser, προγραμματιζόμενος VOA).

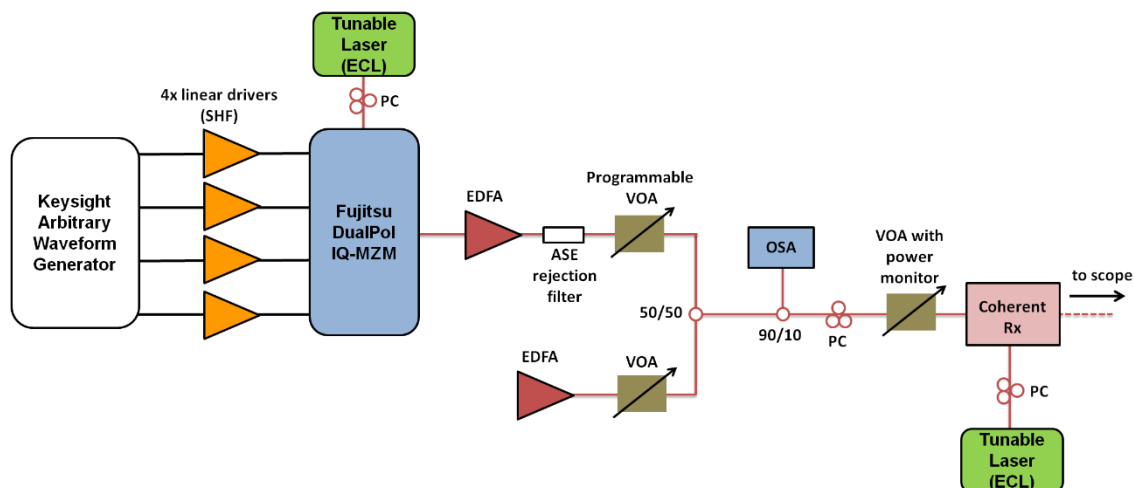
3.3 Πειραματική Αξιολόγηση Προγραμματιζόμενου Οπτικού Πομποδέκτη

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται η αξιολόγηση της επίδοσης του προγραμματιζόμενου οπτικού πομποδέκτη όπως αυτός αναπτύχθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών. Τα υποσυστήματα που περιγράφηκαν στην ενότητα 2.2 μαζί με τις διεπαφές ελέγχου (ενότητα 3.2) και τις αλυσίδες ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (Tx και Rx DSP) για διαμόρφωση/αποδιαμόρφωση και για παρακολούθηση της οπτικής επίδοσης μελετήθηκαν σε συνθήκες διάδοσης σε μια εξομοίωση οπτικής ζεύξης δικτύου κορμού. Κατά τη διαδικασία μελετήθηκε η διαλειτουργικότητα του υλικού και του λογισμικού που αναπτύχθηκε καθώς και η συμβατότητά του με τις παραμέτρους/χαρακτηριστικά ενός πραγματικού δικτύου κορμού.

Αρχικά επιβεβαιώνεται η επιτυχής αλληλουχία γέννησης ψηφιακής πληροφορίας προς διαμόρφωση, της ηλεκτρο-οπτικής και οπτο-ηλεκτρονικής μετατροπής και τελικά η ανίχνευση και η αποδιαμόρφωση της μεταδιδόμενης κίνησης. Προκειμένου να εγγυηθεί η συμβατότητα με τις υλοποιήσεις τελευταίας γενιάς οπτικών πομποδεκτών (εγκατεστημένων στις υπάρχοντες τοπολογίες δικτύων), εξετάστηκαν κυρίως οι περιπτώσεις συστημάτων χωρητικότητας 100G και 200G. Οι χωρητικότητες αυτές επιτυγχάνονται με σήματα DP-QPSK και DP-16-QAM και ρυθμούς μετάδοσης 28 ή 32 Gbaud (ανάλογα με το FEC κώδικα που επιλέγεται) αντίστοιχα. Ωστόσο για να αποδειχτεί η ευελιξία της πλατφόρμας η οποία αναπτύχθηκε και η δυνατότητά της να καλύψει διαφορετικές ανάγκες κίνησης διαφορετικοί συνδυασμοί ρυθμών μετάδοσης και σχημάτων διαμόρφωσης επίσης εξετάστηκαν.

3.3.1 Αξιολόγηση της υλοποίησης – Σφάλμα υλοποίησης / Απαιτήσεις OSNR

Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε απεικονίζεται στην Εικόνα 3-17. Η διάταξη σχεδιάστηκε προκειμένου να ελεγχθεί η επίδοση του πομποδέκτη σε συνθήκες που εξομοιώνουν μια οπτική ζεύξη που λειτουργεί στη γραμμική περιοχή και επομένως το κανάλι επηρεάζεται κυρίως από Λευκό Προσθετικό Θόρυβο κανονικής κατανομής (Additive White Gaussian Noise - AWGN).



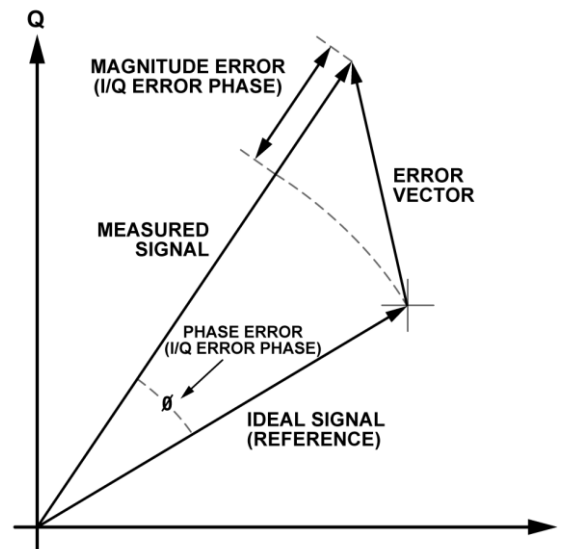
Εικόνα 3-17: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του ORCHESTRA πομπού σε εργαστηριακό περιβάλλον.

Αρχικά η ποιότητα του πομποδέκτη πραγματοποιείται μέσω μετρήσεων βαθμονόμησης μέσω καμπυλών SNR vs OSNR. Ένα τυπικό παράδειγμα της συγκεκριμένης μέτρησης παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-19.

Για τη μεταβολή του OSNR χρησιμοποιείται ένα στάδιο προσθήκης θορύβου. Ένας οπτικός συζεύκτης 3-dB συνδυάζει το μεταδιδόμενο σήμα με ASE θόρυβο που παράγεται από έναν οπτικό ενισχυτή EDFA. Το επίπεδο OSNR μεταβάλλεται μέσω του προγραμματιζόμενου οπτικού εξασθενητή στην έξοδο του ενισχυτή (booster) του οπτικού πομπού. Ένας δεύτερος εξασθενητής με ενσωματωμένο μετρητή ισχύος εισάγεται στη διάταξη ώστε να εγγυώνται σταθερά επίπεδα ισχύος στην είσοδο του σύμφωνου δέκτη.

Ο υπολογισμός του SNR πραγματοποιείται μέσω στατιστικής ανάλυσης του εξαγόμενου αστερισμού. Ένα μετρικό ποιότητας του ληφθέντος σηματικού αστερισμού (μετά την εφαρμογή της πλήρους αλυσίδας Rx-DSP) είναι το Μέτρο Διανύσματος Σφάλματος (Error Vector Magnitude - EVM).

Ως γνωστόν, τα σύμβολα πληροφορίας που μεταδίδονται αντιστοιχούν σε σημεία επί του μιγαδικού επιπέδου. Τα σημεία που αντιστοιχούν στα M διαφορετικά σύμβολα του σχήματος διαμόρφωσης συνιστούν το διάγραμμα αστερισμού. Τα ληφθέντα σύμβολα στο δέκτη, λόγω της επίδρασης των φαινομένων διάδοσης (διασπορά, μη γραμμικά φαινόμενα) αποκλίνουν από τα σημεία του αστερισμού. Το διάνυσμα λάθους είναι το διάνυσμα που προκύπτει από το ληφθέν σύμβολο και το ιδανικό σύμβολο του αστερισμού, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Εικόνα 3-18: Τεχνική υπολογισμού διανύσματος λάθους.

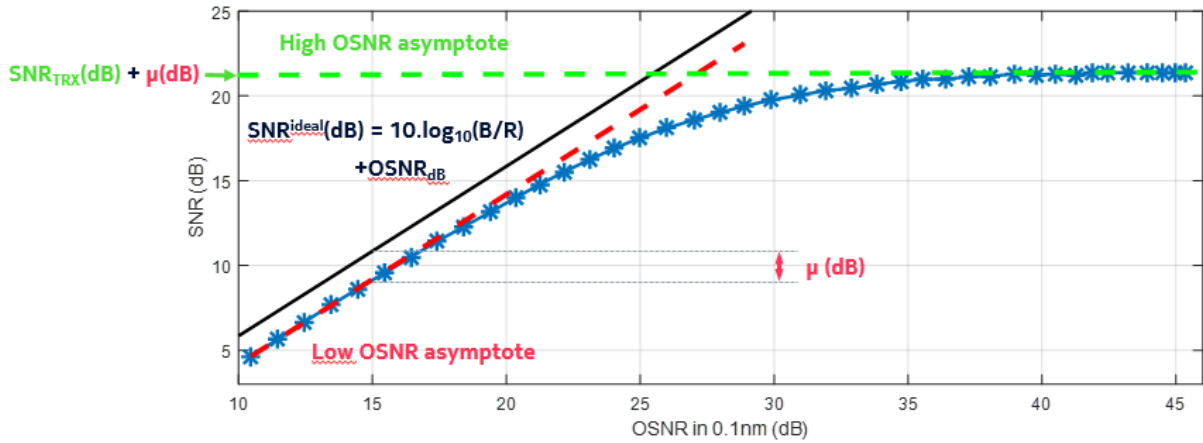
Η μέση τιμή του πλάτους του διανύσματος λάθους δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$EVM_{avg} = \sqrt{\frac{\text{Ισχύς Διανύσματος Λάθους}}{\text{Μέση Ισχύς Σήματος Αναφοράς}}} \quad (3-1)$$

$$= \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum [(I_{ref,i} - I_{mes,i})^2 + (Q_{ref,i} - Q_{mes,i})^2]}{\frac{1}{N} \sum [I_{ref,i}^2 + Q_{ref,i}^2]}}$$

Με την προϋπόθεση ότι το κανάλι υποβαθμίζεται από θόρυβο AWGN, ισχύει η ακόλουθη σχέση που συνδέει το EVM με το σηματοθορυβικό λόγο [37]:

$$SNR \approx \frac{1}{EVM_{avg}^2} \quad (3-2)$$



Εικόνα 3-19: Γράφημα μετρήσεων βαθμονόμησης μέσω καμπυλών SNR vs OSNR για το χαρακτηρισμό ενός οπτικού πομποδέκτη.

Παρατηρούμε ότι η καμπύλη του διαγράμματος (Εικόνα 3-19) εμφανίζει δύο περιοχές:

α) Την περιοχή χαμηλού OSNR: Σε αυτή την περιοχή το σύστημα κυριαρχείται από την επίδραση του AWGN θορύβου (λόγω του ASE θορύβου) και επομένως η καμπύλη βαθμονόμησης είναι μια ευθεία παράλληλη με την:

$$SNR = \frac{2B_{ref}}{pR} OSNR \xrightarrow{p=2} SNR = \frac{B_{ref}}{R} OSNR \quad (3-3)$$

Όπου p ο αριθμός πολώσεων (2 στην περίπτωση πολυπλεξίας πόλωσης) του σήματος, R ο ρυθμός μετάδοσης και B_{ref} το εύρος ζώνης μέτρησης του OSNR (τυπικά 0.1nm ή 12.5 GHz).

Η σχέση (3-3) προκύπτει από [38]. Η διαφορά (offset) ανάμεσα στις δύο ευθείες αποτελεί το σφάλμα μεταξύ του μη-ιδανικού και του ιδανικού δέκτη (λόγω της επεξεργασίας σήματος για την αποδιαμόρφωση).

β) Την περιοχή υψηλού OSNR: Το σύστημα κυριαρχείται από το άθροισμα θορύβων του πομπού, του δέκτη αλλά και της αλυσίδας αποδιαμόρφωσης του δέκτη. Το άθροισμα αυτό είναι σταθερό και ανεξάρτητο από το OSNR του συστήματος και καθορίζει την ποιότητα υλοποίησης του σύμφωνου πομποδέκτη.

Μια εμπειρική σχέση που περιγράφει την καμπύλη βαθμονόμησης του σύμφωνου πομποδέκτη είναι η ακόλουθη [39][40][41]:

$$SNR^{-1} = \mu_{DSP}^{-1} \left[\frac{R}{B} OSNR^{-1} + SNR_{TRx}^{-1} \right] \quad (3-4)$$

Όπου:

- Ο όρος SNR_{TRx} αντιπροσωπεύει την ποιότητα του πομποδέκτη στην περιοχή υψηλού OSNR και
- Ο όρος μ_{DSP} αναπαριστά τη διαφορά στην επίδοση ενός ιδανικού ($\mu_{DSP} = 1$) και ενός πραγματικού δέκτη ($\mu_{DSP} < 1$)

Στη συνέχεια μέσω της καμπύλης αυτής μια εκτίμηση του ρυθμού λαθών (BER) χωρίς να πραγματοποιείται μέτρηση λαθών δίνεται μέσω της πιθανότητας εσφαλμένου ψηφίου (P_b) η οποία δίνεται από την ακόλουθη σχέση [42]:

$$P_{b,M-QAM} = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \left\{ \sqrt{\frac{3}{2} \frac{\log_2 L}{\log_2 M (L^2 - 1)} SNR} \right\}, \quad L = \log_2 M \quad (3-1)$$

Στα διαγράμματα των εικόνων Εικόνα 3-20 και Εικόνα 3-21 απεικονίζονται οι καμπύλες πιθανότητας λάθους συναρτήσει του OSNR για τα συστήματα 100G και 200G για 2 διαφορετικές περιπτώσεις ρυθμού μετάδοσης. Στα διαγράμματα συγκρίνεται η καμπύλη μετά τη βαθμονόμηση του πομποδέκτη σε σχέση με τη θεωρητική καμπύλη για ένα ιδανικό σύστημα AWGN.

Στην πρώτη περίπτωση (Εικόνα 3-20) με ρυθμό μετάδοσης στα 28 Gbaud εξομοιώνεται ένα σύστημα με έναν κώδικα FEC χαμηλής πλεονάζουσας πληροφορίας (7%). Για την 100G υλοποίηση (DP-QPSK διαμόρφωση) παρατηρείται ένα σχεδόν σταθερό σφάλμα υλοποίησης (συγκρινόμενο με έναν ιδανικό πομποδέκτη και DSP) για το εύρος τιμών OSNR όπου επιτυγχάνεται πιθανότητα λάθους μικρότερη από 10^{-6} . Το σφάλμα μετράται για επίδοση πιθανότητας λάθους ίσης με αυτή την οποία είναι ικανός να διορθώσει ο κώδικας FEC (pre-FEC BER), στην παρούσα κατάσταση ίση με 10^{-3} . Από το διάγραμμα το σφάλμα είναι ίσο με 3.5 dB, ενώ η ελάχιστη τιμή OSNR που απαιτείται για να επιτυγχάνεται ο ίδιος ρυθμός λαθών είναι 17.6 dB.

Για την υλοποίηση των 200G (DP-16-QAM διαμόρφωση), παρατηρείται η αύξηση του σφάλματος υλοποίησης με την αύξηση του OSNR. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην προσέγγιση της περιοχής υψηλού OSNR στην καμπύλη βαθμονόμησης και επομένως στην

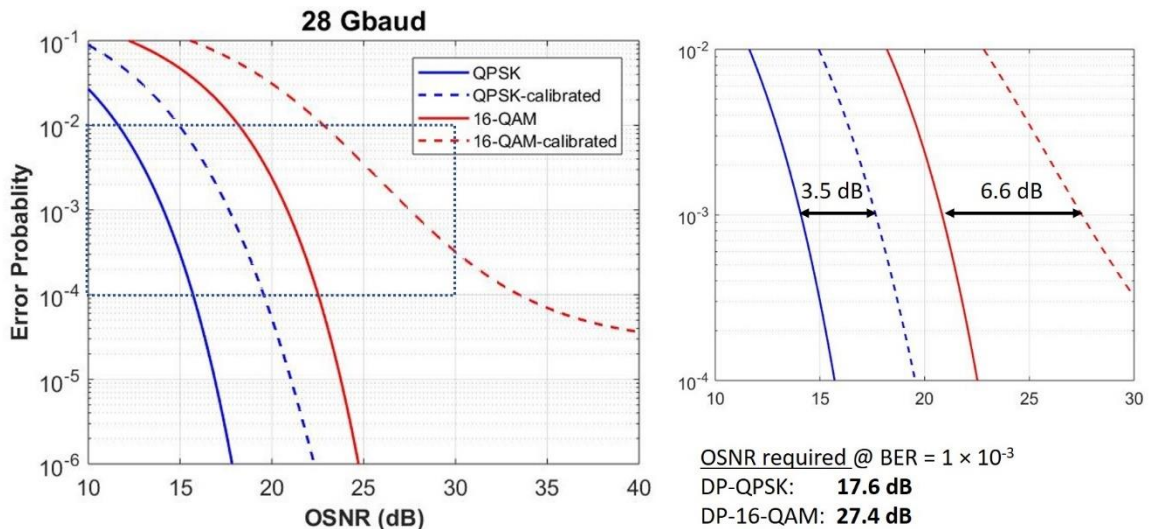
περιοχή όπου η επίδοση του συστήματος επηρεάζεται κυρίως από το μέγιστο (ηλεκτρικό) σηματοθορυβικό λόγο που χαρακτηρίζει τη διάταξη του πομποδέκτη και την επίδοση του DSP ($SNR_{TRx} + \mu_{DSP}$). Από το διάγραμμα, προκύπτει ότι το σφάλμα είναι ίσο με 6.6 dB, ενώ η ελάχιστη τιμή OSNR που απαιτείται για να επιτυγχάνεται ο ίδιος ρυθμός λαθών είναι 27.4 dB.

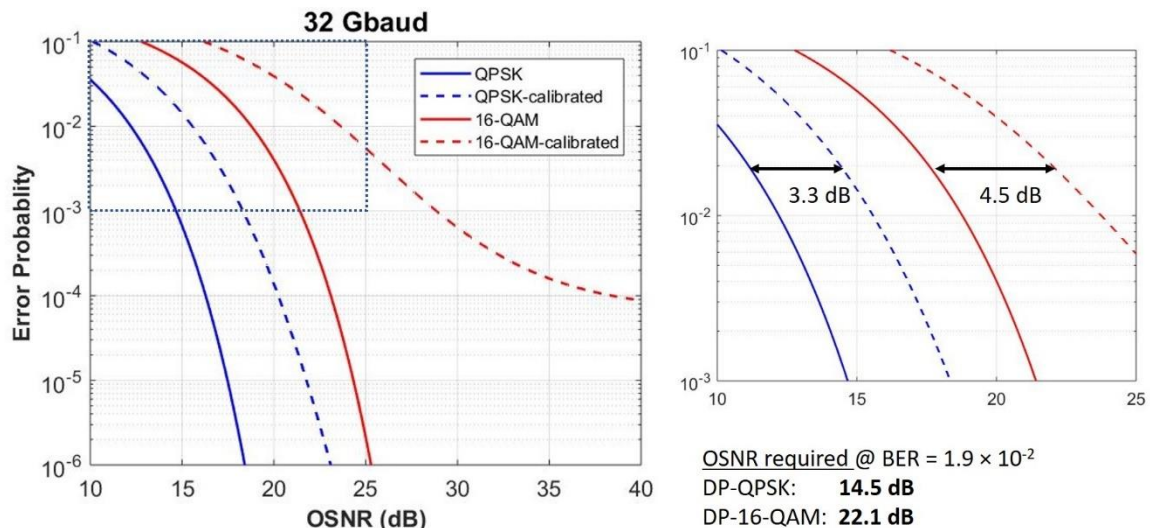
Στην δεύτερη περίπτωση (Εικόνα 3-21) με ρυθμό μετάδοσης στα 32 Gbaud εξομοιώνεται ένα σύστημα με έναν κώδικα FEC υψηλής πλεονάζουσας πληροφορίας (20%). Για την 100G υλοποίηση (DP-QPSK διαμόρφωση) παρατηρείται εκ νέου σχεδόν σταθερό σφάλμα υλοποίησης για το εύρος τιμών OSNR όπου επιτυγχάνεται πιθανότητα λάθους μικρότερη από 10^{-6} . Από το διάγραμμα το σφάλμα είναι ίσο με 3.3 dB για pre-FEC BER ίσο με 1.9×10^{-2} , ενώ η ελάχιστη τιμή OSNR που απαιτείται για να επιτυγχάνεται ο ίδιος ρυθμός λαθών είναι 14.5 dB.

Για την υλοποίηση των 200G (DP-16-QAM διαμόρφωση), παρατηρείται όπως και στην περίπτωση του 28 Gbaud συστήματος η αύξηση του σφάλματος υλοποίησης με την αύξηση του OSNR. Από το διάγραμμα, προκύπτει ότι το σφάλμα υλοποίησης είναι ίσο με 4.5 dB, ενώ η ελάχιστη τιμή OSNR που απαιτείται για να επιτυγχάνεται ο ίδιος ρυθμός λαθών είναι 22.1 dB.

Πίνακας 3-4: Χαρακτηρισμός Πρωτότυπου Πειραματικού Πομποδέκτη για συστήματα χωρητικότητας 100G και 200G.

Παράμετρος	Monitored Values			
	100G		200G	
Χωρητικότητα Συστήματος				
Σχήμα Διαμόρφωσης	DP-QPSK		DP-16-QAM	
Ρυθμός Μετάδοσης	28 Gbaud	32 Gbaud	28 Gbaud	32 Gbaud
Παράγοντας α Παλμού Μορφοποίησης	0.3	0.17	0.3	0.17
SNR _{TRX} (dB)	22.1	21.8	21.5	21.3
μ_{DSP} (dB)	-2.5	-2.5	-3	-3
max SNR (dB)	19.6	19.3	18.5	18.3
Σφάλμα Υλοποίησης (dB) (@ max pre-FEC BER)	3.5	3.3	6.6	4.5
min OSNR (dB) (@ max pre-FEC BER)	17.6	14.5	27.4	22.1

**Εικόνα 3-20: Καμπύλες SNR vs OSNR για τη βαθμονόμηση και αξιολόγηση του οπτικού πομποδέκτη σε ρυθμούς μετάδοσης 28 Gbaud (DP-QPSK και DP-16-QAM).**



Εικόνα 3-21: Καμπύλες SNR vs OSNR για τη βαθμονόμηση και αξιολόγηση του οπτικού πομποδέκτη σε ρυθμούς μετάδοσης 32 Gbaud (DP-QPSK και DP-16-QAM).

3.3.2 Αξιολόγηση DSP αλυσίδας σε εργαστηριακό περιβάλλον

Αφού εξετάστηκε η επίδοση του συνολικού συστήματος, στην παρούσα υποενότητα η αξιολόγηση εστιάζεται στη μεμονωμένη επίδοση του Rx-DSP ως αλυσίδα αποδιαμόρφωσης DP-M-QAM σχημάτων. Η αλυσίδα που αναπτύχθηκε έχει παρουσιαστεί εκτενώς στην ενότητα 2.1. Τα ακόλουθα γραφήματα παρουσιάζουν τη διαδικασία ανάκτησης των εξής σημάτων:

- Περίπτωση I: DP-QPSK @ 28 Gbaud
- Περίπτωση II: DP-16-QAM @ 28 Gbaud

Και στις 2 περιπτώσεις, η οπτική ζεύξη στην οποία πραγματοποιήθηκε η διάδοση είχε μήκος 75 km προκειμένου να αξιολογηθεί η συνολική λειτουργία της αλυσίδας DSP (συμπεριλαμβανομένου του στατικού φίλτρου αντιστάθμισης χρωματικής διασποράς). Οι ακόλουθοι πίνακες συνοψίζουν τις εξόδους που δίνονται στην έξοδο της πλατφόρμας αποδιαμόρφωσης για τις 2 αυτές περιπτώσεις.

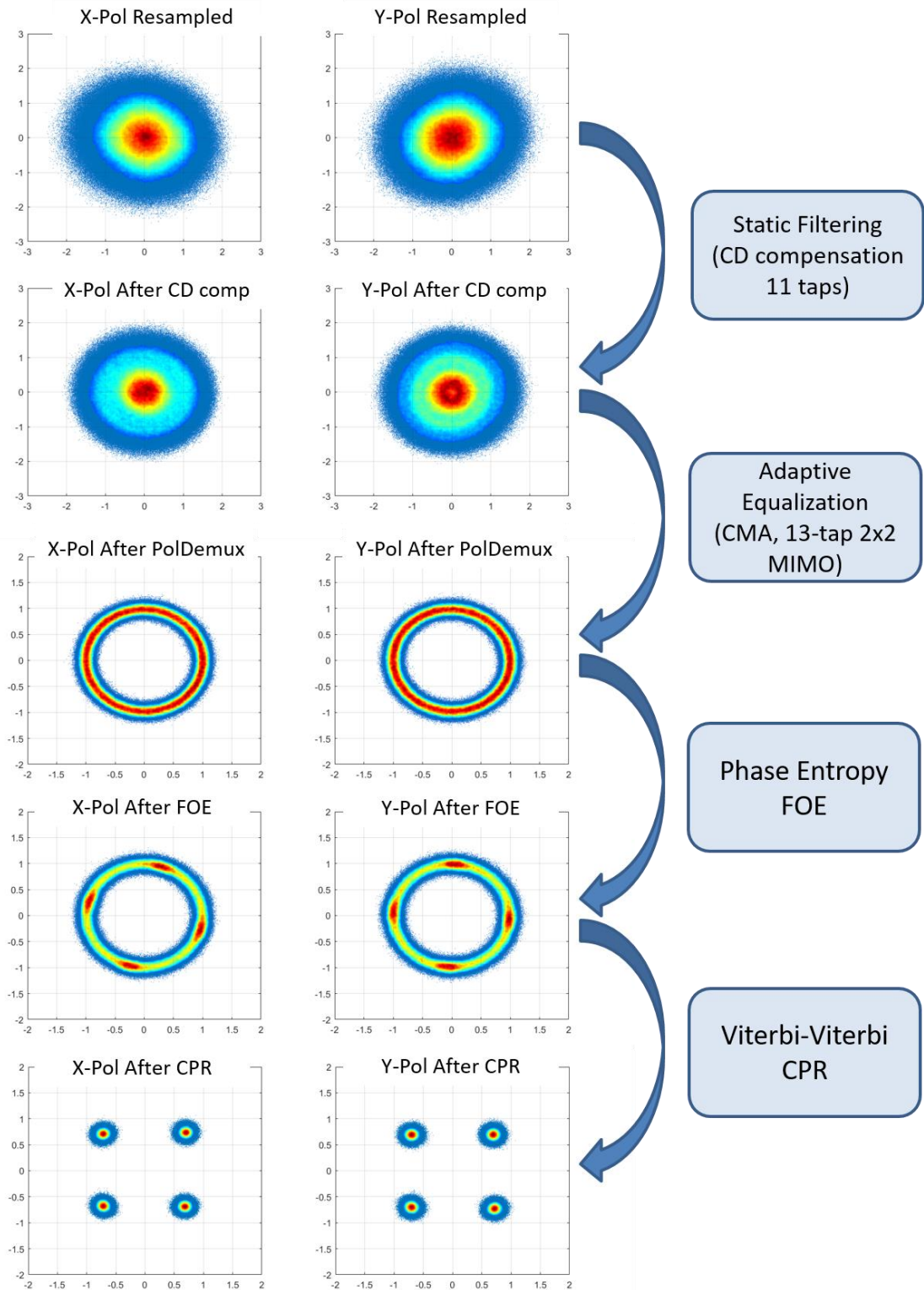
Πίνακας 3-5: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 28 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 75 km SSMF.

Parameter	Monitored Values	
	X-Pol	Y-Pol
Pre-FEC BER	0	0
Q-factor	+Inf	+Inf
EVM	9.9%	10.2%
SNR (from EVM)	20.1 dB	19.8 dB
Error Probability (from EVM)	2.1×10^{-7}	5.1×10^{-7}
Number of bits processed	799698 bits	799698 bits
Error bits	0	0
LO frequency drift	11.8 MHz	11.8 MHz

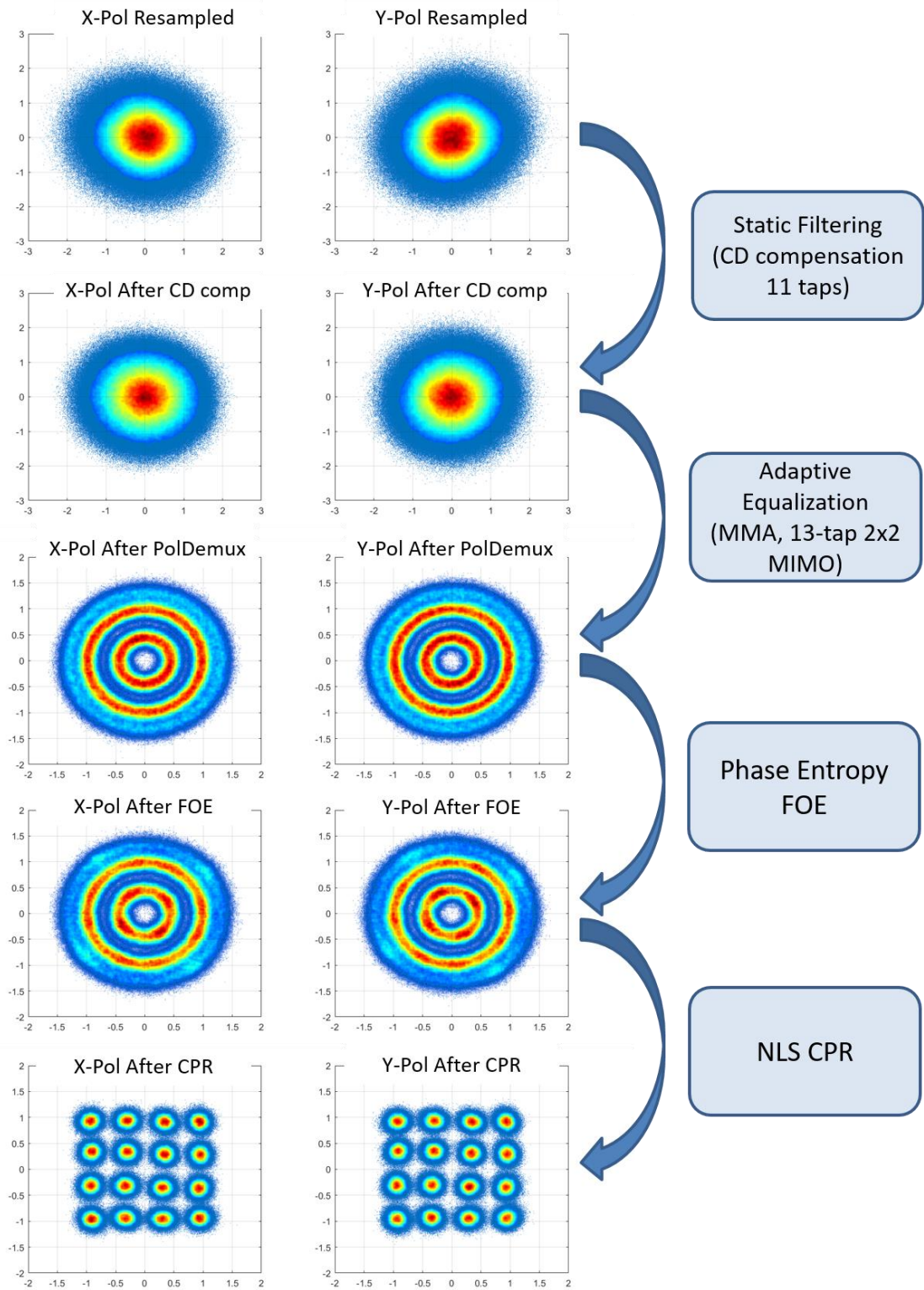
Πίνακας 3-6: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 28 Gbaud DP-16-QAM και μετάδοση σε 75 km SSMF.

Parameter	Monitored Values	
	X-Pol	Y-Pol
Pre-FEC BER	8.4×10^{-4}	4.4×10^{-4}
Q-factor	9.94 dB	10.43 dB
EVM	14.12%	13.41%
SNR (from EVM)	17 dB	17.4 dB
Error Probability (from EVM)	5.8×10^{-4}	3.2×10^{-4}
Number of bits processed	1599596 bits	1599596 bits
Error bits	1338	707
LO frequency drift	10.4 MHz	10.4 MHz

Ο Πίνακας 3-7 παρουσιάζει τα DP-M-QAM σχήματα διαμόρφωσης που υποστηρίζονται από την αλυσίδα DSP του δέκτη. Οι ακόλουθοι σηματοδοτικοί αστερισμοί έχουν εξαχθεί από μετρήσεις back-to-back στην πειραματική διάταξη στην Εικόνα 3-17. Τα σήματα αυτά αξιολογήθηκαν σε χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης από τα προαναφερθέντα συστήματα (28/32 Gbaud) για να επιδειχθεί η ικανότητα αποδιαμόρφωσης και εκτίμησης σε συνθήκες μεγαλύτερου ηλεκτρικού σηματοθορυβικού λόγου.



Εικόνα 3-22: Εξέλιξη σηματοκτικού αστερισμού κατά την αποδιαμόρφωση συστήματος 28 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 75 km SSMF.



Εικόνα 3-23: Εξέλιξη σηματού αστερισμού κατά την αποδιαμόρφωση συστήματος 28 Gbaud DP-16-QAM και μετάδοση σε 75 km SSMF.

Πίνακας 3-7: Σηματικοί αστερισμοί DP-M-QAM σχημάτων που υποστηρίζονται από την πλατφόρμα αποδιαμόρφωσης.

		<p>16-Gbaud DP-QPSK back-to-back evaluation</p>
		<p>16-Gbaud DP-16-QAM back-to-back evaluation</p>
		<p>16-Gbaud DP-64-QAM back-to-back evaluation</p>
		<p>16-Gbaud DP-star-8-QAM back-to-back evaluation</p>
		<p>16-Gbaud DP-32-QAM back-to-back evaluation</p>

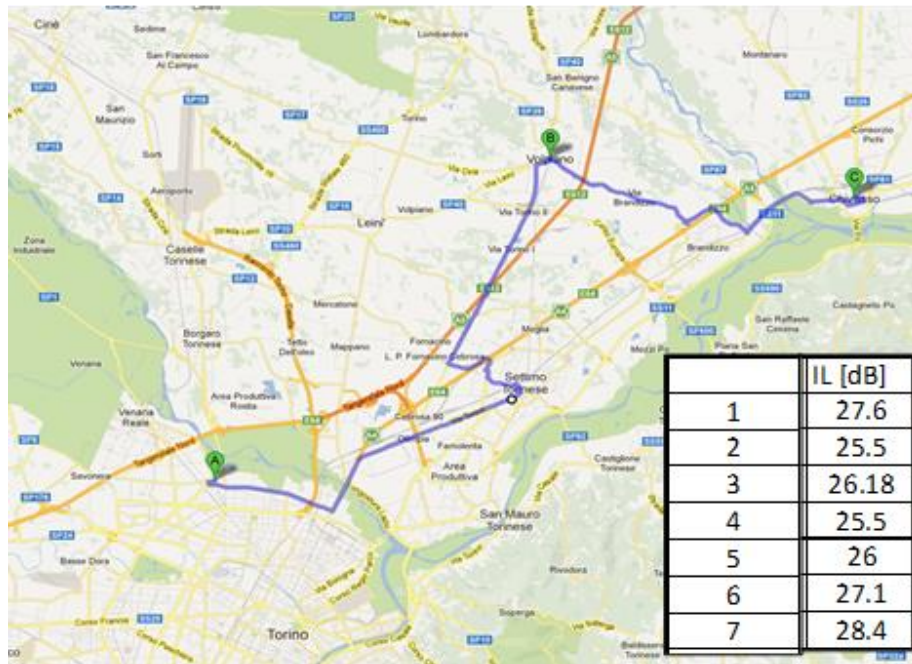
Format (@16 Gbaud)	EVM (%)		SNR (dB)	
	X-Pol	Y-Pol	X-Pol	Y-Pol
DP-QPSK	6.4	7.0	23.8	23.0
DP-star-8-QAM	7.0	7.6	23.0	22.5
DP-16-QAM	7.8	8.2	22.1	21.0
DP-32-QAM	8.9	9.4	21.0	20.5
DP-64-QAM	9.3	9.7	20.6	20.3

3.3.3 Αξιολόγηση DSP αλυσίδας σε συνθήκες πεδίου

Όπως περιγράφηκε και στην ενότητα 2, μέσω της αλυσίδας DSP στο σύμφωνο δέκτη είναι δυνατή η εξαγωγή μετρικών και εκτιμήσεων των μηχανισμών υποβάθμισης της ζεύξης και επομένως η παρακολούθηση της οπτικής επίδοσης του συστήματος. Στην παρούσα ενότητα εξετάζεται η εφαρμογή της αλυσίδας σε συνθήκες πεδίου και ενσωματώνοντας τον πομποδέκτη σε ένα σύστημα πολυπλεξίας μήκους κύματος WDM.

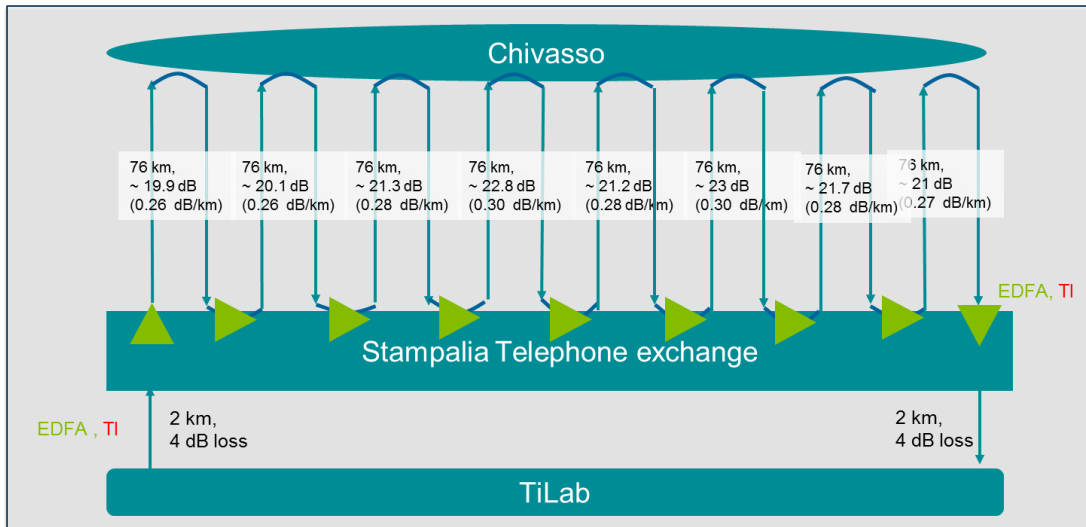
Σε σύγκριση με το σενάριο αξιολόγησης σε συνθήκες εργαστηρίου όπου πραγματοποιήθηκαν πειράματα μονού φέροντος (single carrier) στην ζεύξη, η προσθήκη επιπλέον φερόντων γειτονικών με το προς μελέτη σύμφωνο σύστημα μετάδοσης είναι δυνατόν να διεγείρει μη-γραμμικά φαινόμενα διάδοσης (τύπου Kerr [43]) πέραν των γραμμικών που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο και αντισταθμίζονται με τη χρήση της αλυσίδας ΨΕΣ. Η υποβάθμιση λόγω μη γραμμικών φαινομένων εμφανίζεται ως επιπρόσθετος θόρυβος στο ληφθέν σήμα όπως θα παρουσιαστεί και στη συνέχεια του κεφαλαίου.

Η αξιολόγηση σε συνθήκες πεδίου πραγματοποιήθηκε στις εγκαταστάσεις της TIM (Telecom Italia Mobile - κύριος διαχειριστής δικτύου στην Ιταλική επικράτεια) και συγκεκριμένα στα εργαστήρια TILab στο Τορίνο. χρησιμοποιήθηκε μία ζεύξη του περιφερειακού οπτικού δικτύου της. Η ζεύξη εκτείνεται μεταξύ δύο δικτυακών κέντρων ανάμεσα σε Τορίνο και Chivasso στη βορειοδυτική Ιταλία και αποτελείται από πολλαπλές ίνες εντός ενός καλωδίου (Εικόνα 3-24).

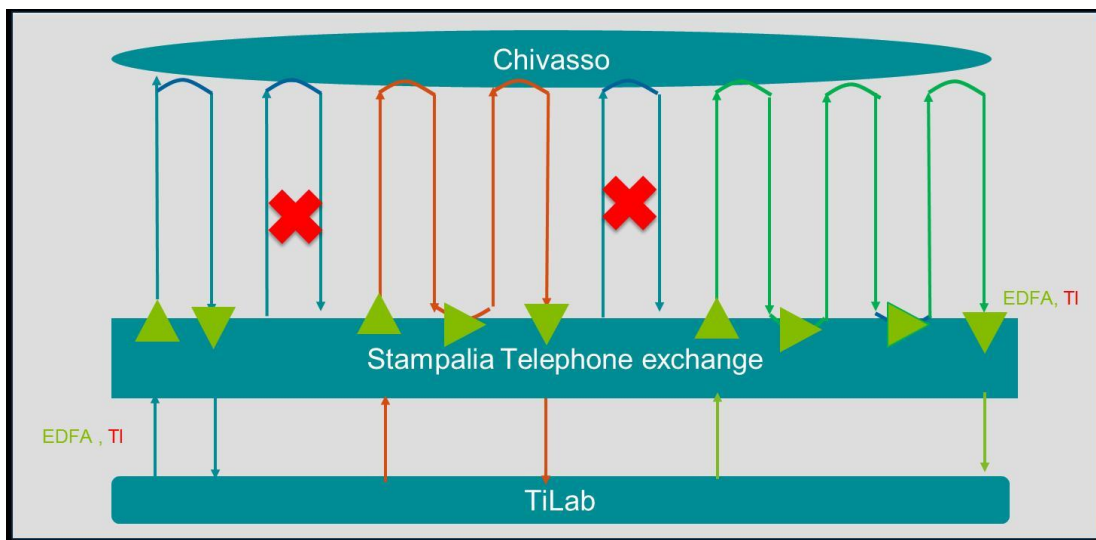


Εικόνα 3-24: Ζεύξη του περιφερειακού οπτικού δικτύου της Telecom Italia μεταξύ δύο δικτυακών κέντρων ανάμεσα σε Torino και Chivasso.

Κάθε τμήμα της ζεύξης αποτελεί ένα βρόχο Torino-Chivasso-Torino συνολικού μήκους 76 km, ενώ υπάρχουν 8 όμοια τέτοια τμήματα, δημιουργώντας μια συνολική ζεύξη μήκους περίπου 608 km. Ο τύπος ίνας που συνιστά τις ζεύξεις είναι μονότροπη τύπου G.652, ενώ οι απώλειες λόγω εξασθένησης σε κάθε μία από τις 8 ζεύξεις αντισταθμίζονται από ενισχυτές ίνας ερβίου EDFAs ώστε να διατηρείται και το ισοζύγιο ισχύος. Η πλήρης τοπολογία της ζεύξης, συμπεριλαμβανομένων των απωλειών απεικονίζεται στην Εικόνα 3-25. Επιπροσθέτως, με κατάλληλες τροποποιήσεις στη συνδεσμολογία είναι δυνατή η τροποποίηση της ζεύξης με 1, 2, 3 ή 8 τμήματα του βρόχου (Εικόνα 3-26).



Εικόνα 3-25: Σχηματικό διάγραμμα της ζεύξης του περιφερειακού οπτικού δικτύου της TILAB. Η ζεύξη εκτείνεται μεταξύ δύο δικτυακών κέντρων ανάμεσα σε Torino (Stampalia) και Chivasso

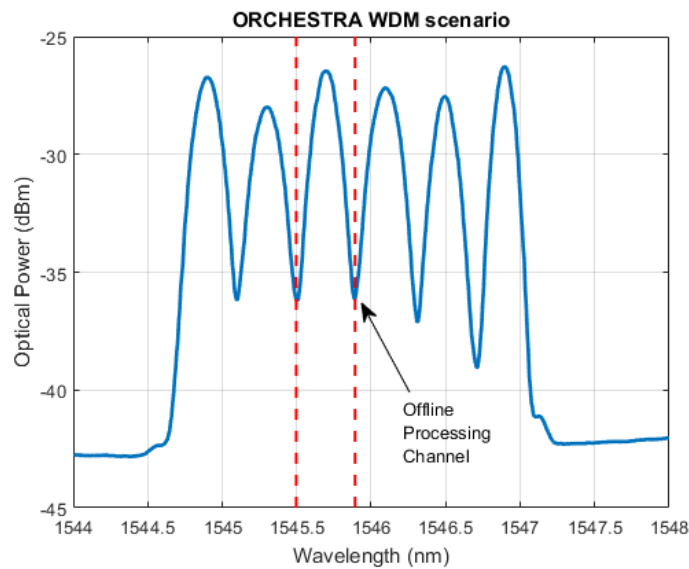


Εικόνα 3-26: Διαφορετικές συνδεσμολογίες της ζεύξης της Εικόνα 3-25 για την επίτευξη διαφορετικών μηκών διάδοσης

Το σύστημα WDM που χρησιμοποιήθηκε για την αξιολόγηση αποτελούταν από 6 κανάλια των οποίων η απόσταση καθορίστηκε στα 50 GHz (0.4 nm) με βάση το DWDM πρότυπο πολυπλεξίας. Η αντιστοίχιση των καναλιών όπως και της ζεύξης αναφοράς όπου ο σύμφωνος πομποδέκτης ήταν συνδεδεμένος παρουσιάζεται στον Πίνακα 3-8 ενώ το οπτικό φάσμα του συστήματος στην Εικόνα 3-27.

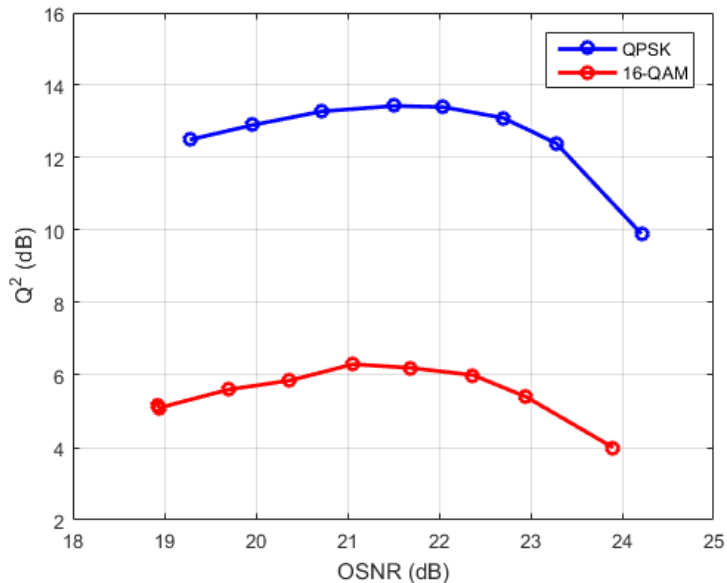
Πίνακας 3-8: Το DWDM σύστημα αναφοράς για την αξιολόγηση του πειραματικού οπτικού πομποδέκτη (ανάθεση συχνοτήτων με βάση το 50 GHz grid).

# Καναλιού (Σήμα στη Ζεύξη)	Κανάλι DWDM		
	(nm)	(GHz)	ITU channel
6	1546.92	193.80	38
5	1546.52	193.85	38.5
4	1546.12	193.90	39
3	1545.72	193.95	39.5
2	1545.32	194.00	40
1	1544.92	194.05	41.5



Εικόνα 3-27: Το DWDM σύστημα αναφοράς για την αξιολόγηση του πειραματικού οπτικού πομποδέκτη (απεικόνιση οπτικού φάσματος).

Η αξιολόγηση της αλυσίδας ΨΕΣ για την αποδιαμόρφωση και την παρακολούθηση της επίδοσης της ζεύξης πραγματοποιήθηκε για 2 σχήματα διαμόρφωσης DP-QPSK και DP-16-QAM για 2 συνδεσμολογίες της οπτικής ζεύξης με 1 και 8 τμήματα του βρόχου αντίστοιχα, επομένως για 2 διαφορετικά μήκη ζεύξεων 76 και 608 km αντίστοιχα. Με αυτά τα 2 σενάρια εξετάζεται και η αξιοπιστία του ψηφιακού δέκτη σε διαφορετικές τοπολογίες, συνθήκη προαπαιτούμενη σε ένα ευέλικτο σύστημα μετάδοσης το οποίο χρειάζεται να είναι δυνατόν να αναδρομολογεί την κίνηση σε διαφορετικές οπτικές διαδρομές. Στην προκειμένη περίπτωση η αξιολόγηση εξετάζεται μέσω μετρήσεων ρυθμού λαθών, σηματοθορυβικού λόγου καθώς και διαγραμμάτων αστερισμού στη ζεύξη.



Εικόνα 3-28: Διάγραμμα Q^2 ως προς το σηματοθροβικό λόγο του οπτικού πομποδέκτη για τα σχήματα διαμόρφωσης DP-QPSK και DP-16-QAM.

Σε πρώτη φάση και πριν τη διεξαγωγή των μετρήσεων σε διαφορετικά χρονικά διαστήματα, πραγματοποιήθηκε η βελτιστοποίηση της επίδοσης του σήματος αναφοράς ως προς το σηματοθροβικό όρο του σήματος στην έξοδο του οπτικού πομπού. Η βελτιστοποίηση αυτή πραγματοποιήθηκε σε διάταξη back-to-back (χωρίς διάδοση σε κάποιο από τα τμήματα του βρόχου της διάταξης) μέσω της μεταβολής της ισχύος του οπτικού πομπού ώστε να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση των μη-γραμμικοτήτων Kerr στο σήμα αναφοράς. Όπως παρατηρείται στην Εικόνα 3-28 η βέλτιστη τιμή OSNR και για τα 2 σχήματα διαμόρφωσης είναι ~ 21.5 dB. Για την τιμή αυτή η παράμετρος Q μεγιστοποιείται (συνεπώς η πιθανότητα λάθους ελαχιστοποιείται). Η τιμή αυτή αντιστοιχίστηκε στην τιμή οπτικής ισχύος στην έξοδο του EDFA του οπτικού πομπού η οποία και χρησιμοποιήθηκε για τη συνέχεια των μετρήσεων. Επιπλέον, μέσω της διαδικασίας αυτής παρατηρείται και η διαφορά στην επίδοση μεταξύ των δύο σχημάτων διαμόρφωσης της τάξης των ~ 7.5 dB για τις αντίστοιχες τιμές OSNR.

Στη συνέχεια το σήμα του οπτικού πομπού εισήχθη στη ζεύξη του πεδίου. Κατά τη λήψη στο δέκτη και εφαρμόζοντας τους αλγορίθμους αποδιαμόρφωσης της αλυσίδας DSP του δέκτη λαμβάνουμε τις ακόλουθες μετρήσεις για τα 2 διαφορετικά μήκη ζεύξεων 76 και 608 km αντίστοιχα.

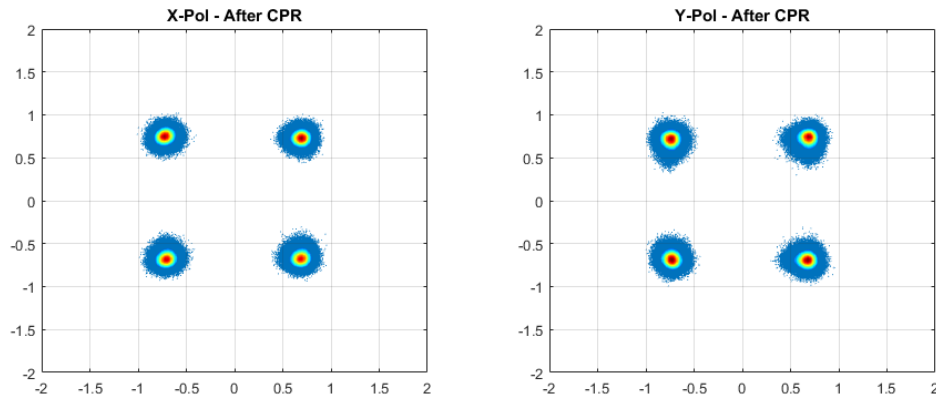
Για το σύστημα με σχήμα 32 Gbaud DP-QPSK:

Πίνακας 3-9: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 76 km στη ζεύξη πεδίου.

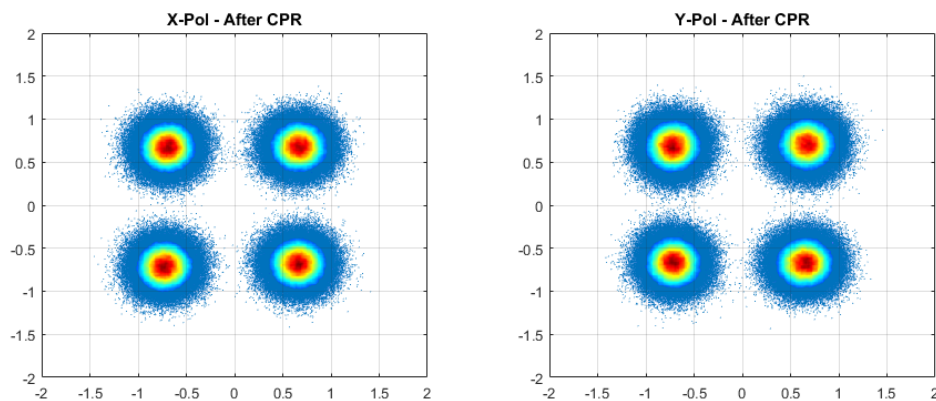
Parameter	Monitored Values	
	X-Pol	Y-Pol
Pre-FEC BER	0	0
Q-factor	+Inf	+Inf
EVM	14.9%	15.8%
SNR (from EVM)	16.5 dB	16.0 dB
Error Probability (from EVM)	1.5×10^{-12}	1.2×10^{-11}
Number of bits processed	1600000 bits	1600000 bits
Error bits	0	0
LO frequency drift	11.8 MHz	11.8 MHz

Πίνακας 3-10: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 608 km στη ζεύξη πεδίου.

Parameter	Monitored Values	
	X-Pol	Y-Pol
Pre-FEC BER	8.4×10^{-6}	4.4×10^{-6}
Q-factor	6.94 dB	6.93 dB
EVM	18.12%	18.41%
SNR (from EVM)	17 dB	17.4 dB
Error Probability (from EVM)	5.6×10^{-6}	3.2×10^{-6}
Number of bits processed	1600000 bits	1600000 bits
Error bits	9	2
LO frequency drift	10.4 MHz	10.4 MHz



Εικόνα 3-29: Διάγραμμα αστερισμού για το σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 76 km στη ζεύξη πεδίου όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη.



Εικόνα 3-30: Διάγραμμα αστερισμού για το σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 600 km στη ζεύξη πεδίου όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη.

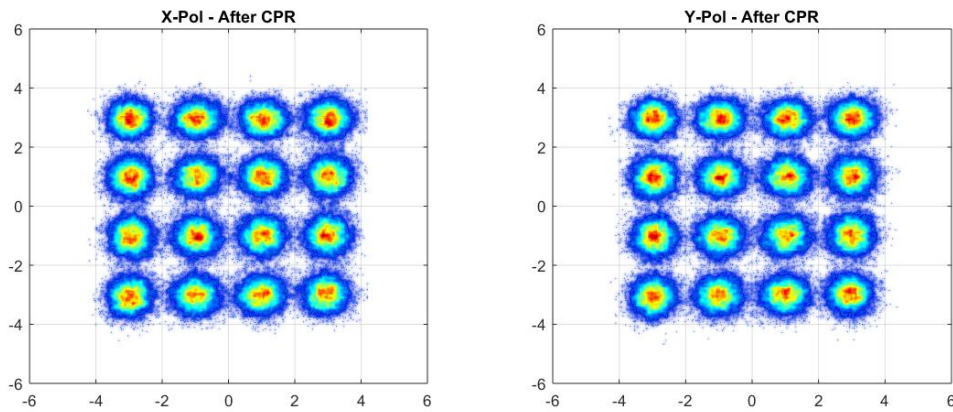
Για το σύστημα με σχήμα 32 Gbaud DP-16-QAM:

Πίνακας 3-11: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 32 Gbaud DP-16-QAM και μετάδοση σε 76 km στη ζεύξη πεδίου.

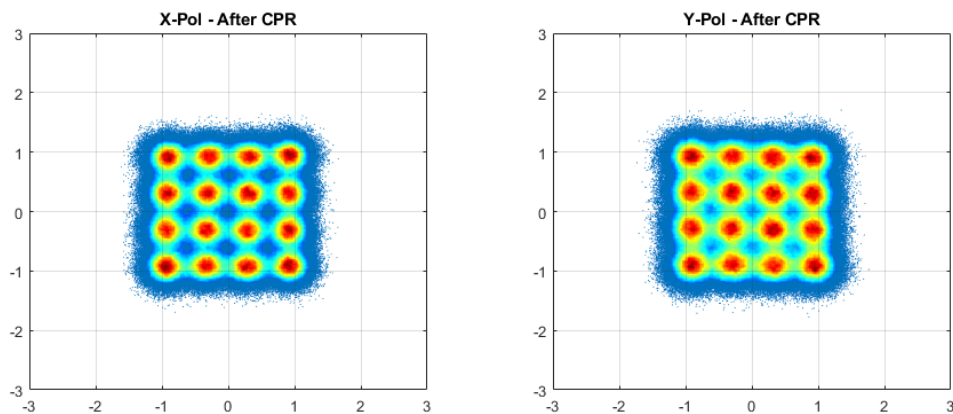
Parameter	Monitored Values	
	X-Pol	Y-Pol
Pre-FEC BER	8.4×10^{-4}	4.4×10^{-4}
Q-factor	9.94 dB	10.43 dB
EVM	14.12%	13.41%
SNR (from EVM)	17 dB	17.4 dB
Error Probability (from EVM)	5.8×10^{-4}	3.2×10^{-4}
Number of bits processed	1599596 bits	1599596 bits
Error bits	1338	707
LO frequency drift	10.4 MHz	10.4 MHz

Πίνακας 3-12: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 32 Gbaud DP-16-QAM και μετάδοση σε 608 km στη ζεύξη πεδίου.

Parameter	Monitored Values	
	X-Pol	Y-Pol
Pre-FEC BER	8.4×10^{-4}	4.4×10^{-4}
Q-factor	9.94 dB	10.43 dB
EVM	14.12%	13.41%
SNR (from EVM)	17 dB	17.4 dB
Error Probability (from EVM)	5.8×10^{-4}	3.2×10^{-4}
Number of bits processed	1599596 bits	1599596 bits
Error bits	1338	707
LO frequency drift	10.4 MHz	10.4 MHz



Εικόνα 3-31: Διάγραμμα αστερισμού για το σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 76 km στη ζεύξη πεδίου όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη.



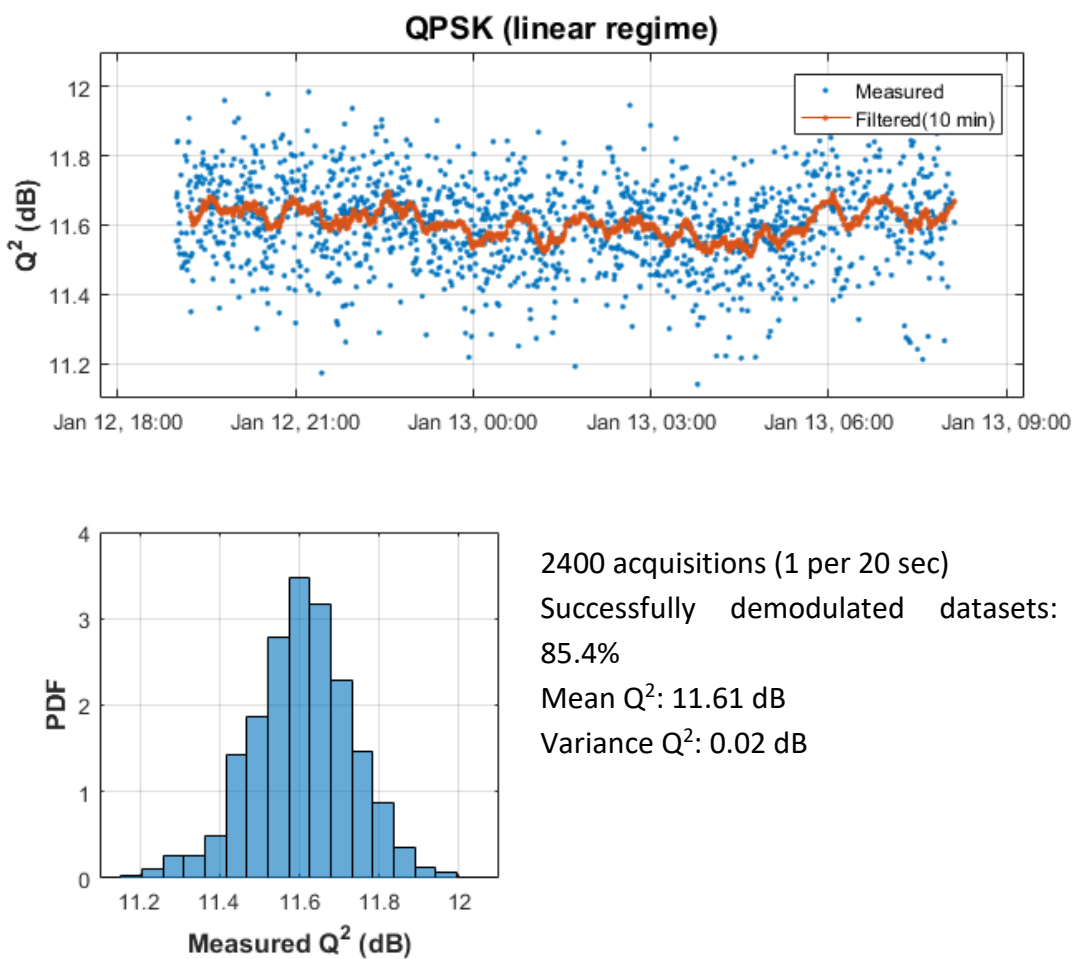
Εικόνα 3-32: Διάγραμμα αστερισμού για το σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 600 km στη ζεύξη πεδίου όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη.

Αφού επιβεβαιώθηκε η ορθή λειτουργία της αλυσίδας DSP σύμφωνα και με τις μετρήσεις σε εργαστηριακές συνθήκες πραγματοποιήθηκαν επιπλέον μετρήσεις μεταβλητού χρονικού διαστήματος για το σχήμα 32Gbaud DP-QPSK για να εξεταστεί η σταθερότητα του της αλγοριθμικής αλληλουχίας ως συνάρτηση του χρόνου.

Δύο σενάρια εξετάστηκαν, με τις μετρήσεις να διεξάγονται σε 2 παράθυρα α) 13 ωρών, β) 53 ωρών.

Μετρήσεις 13 ωρών

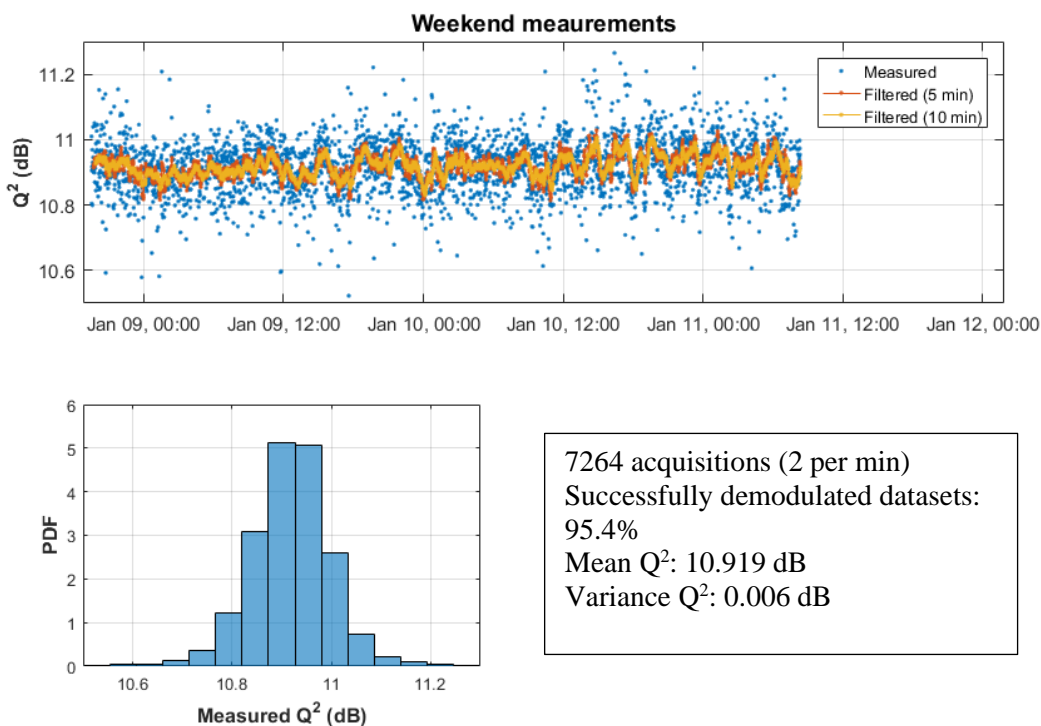
Ένα σύνολο από 3 μετρήσεων ανά λεπτό λαμβάνεται στον Παλμογράφο για ένα χρονικό διάστημα 13 ωρών. Η εξέλιξη του παράγοντα Q^2 (ο οποίος εξάγεται από τις μετρήσεις ρυθμού λαθών) σε συνάρτηση με το χρόνο παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-33. Επιπλέον παρουσιάζεται και η φιλτραρισμένη εξέλιξη μέσω του σταθμισμένου μέσου των μετρήσεων σε ένα παράθυρο 10 λεπτών. Σε σύνολο 2400 μετρήσεων (1 κάθε 20 δευτερόλεπτα) η αλυσίδα DSP αποδιαμόρφωσε το 85.4% επί του συνόλου με τη διακύμανση του μετρούμενου παράγοντα Q να ισούται με 0.02 dB.



Εικόνα 3-33: Εξέλιξη της επίδοσης του συστήματος 32 Gbaud DP-QPSK έπειτα από μετρήσεις διάρκειας 13 ωρών.

Μετρήσεις 53 ωρών

Ένα σύνολο από 2 μετρήσεων ανά λεπτό λαμβάνεται στον Παλμογράφο για ένα χρονικό διάστημα 53 ωρών. Η εξέλιξη του παράγοντα Q^2 (ο οποίος εξάγεται από τις μετρήσεις ρυθμού λαθών) σε συνάρτηση με το χρόνο παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-34. Επιπλέον παρουσιάζεται και η φιλτραρισμένη εξέλιξη μέσω του σταθμισμένου μέσου των μετρήσεων σε δύο παράθυρα 5 και 10 λεπτών. Μέσω των σταθμισμένων μέσων όρων καθίσταται δυνατή η παρακολούθηση και των αργά-μεταβαλλόμενων φαινομένων στη ζεύξη. Σε σύνολο 7264 μετρήσεων η αλυσίδα DSP αποδιαμόρφωσε το 95.4% επί του συνόλου με τη διακύμανση του μετρούμενου παράγοντα Q να ισούται με 0.006 dB.



Εικόνα 3-34: Εξέλιξη της επίδοσης του συστήματος 32 Gbaud DP-QPSK έπειτα από μετρήσεις διάρκειας 53 ωρών.

Αυτού του τύπου η μέτρηση αποδεικνύει τη σταθερότητα της επίδοσης της αλυσίδας των αλγορίθμων σε διάρκεια μετρήσεων αρκετών ωρών, αποδεικνύοντας την ευρωστία και τη συνέπεια στην εξαγωγή των αποδιαμορφωμένων σημάτων. Τόσο για τις μετρήσεις 13 όσο και 53 ωρών οι διακυμάνσεις της επίδοσης κινήθηκαν εντός παραθύρων 1 και 1.4 dB αντίστοιχα. Τα ιστογράμματα μπορούν να προσαρμοστούν σε κανονικές κατανομές με βαθμό προσαρμογής (good of fitness 96% και 98%). Οι διακυμάνσεις 0.02 και 0.006 dB αντίστοιχα

αποδεικνύουν επιπλέον πολύ μικρές μεταβολές του ρυθμού λαθών και συνεπώς επαληθεύουν τη μη-δυναμική (στατική) φύση της εγκαταστημένης ζεύξης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

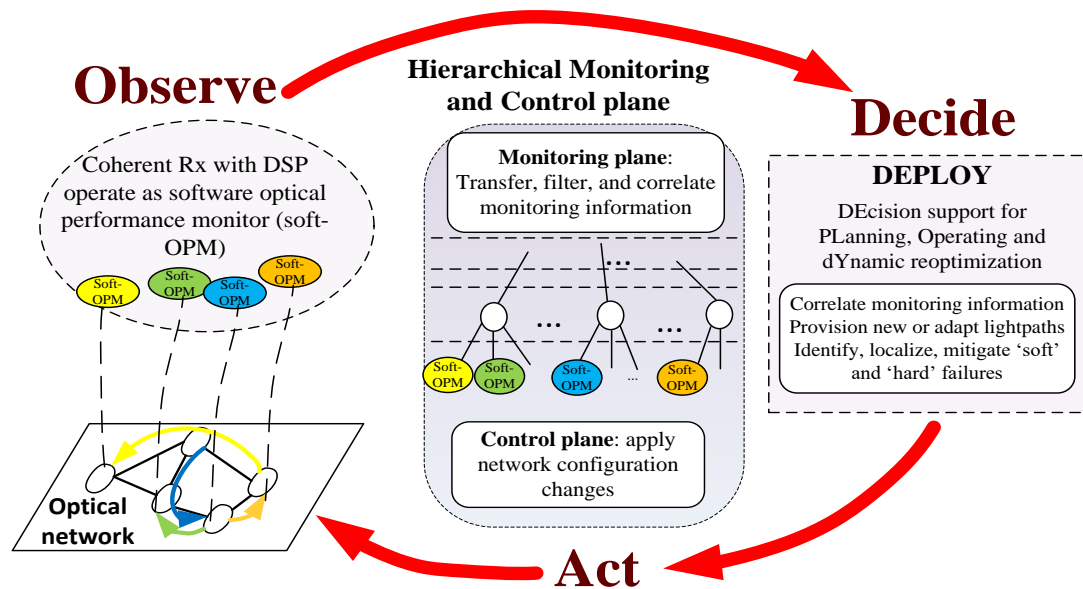
Επίδειξη Λειτουργίας Ευέλικτου Οπτικού Δικτύου με Προγραμματιζόμενους Σύμφωνους Οπτικούς Πομποδέκτες

4.1 Εισαγωγή – Το ευέλικτο οπτικό δίκτυο ORCHESTRA

Όπως αναφέρθηκε και στην Εισαγωγή, η τρέχουσα πρακτική που ακολουθείται για την εξασφάλιση ποιότητας μετάδοσης (Quality of Transmission) υψηλών περιθωρίων στα οπτικά μονοπάτια του φυσικού στρώματος ενός δικτύου είναι αυτή της υπερδιαστασιολόγησης, δηλαδή της χρήσης πόρων ικανών να επιτυγχάνουν αδιάλειπτη λειτουργία έως το τέλος της ζωής της δικτυακής υποδομής [44]. Η μείωση των περιθωρίων τα οποία θέτονται ούτως ώστε να λαμβάνονται υπόψη φαινόμενα υποβάθμισης λόγω του χρόνου ζωής της υποδομής αλλά και μη-ακριβούς εκτίμησης της ποιότητας μετάδοσης (μέσω των μηχανισμών παρακολούθησης του δικτύου) μπορεί να οδηγήσει σε σημαντικά οφέλη εξοικονόμησης πόρων [45],[46].

Προκειμένου αν εξασφαλιστεί η αποδοτική λειτουργία ενός ευέλικτου οπτικού δικτύου με μειωμένα περιθώρια σε όλη τη διάρκεια του χρόνου ζωής του και παράλληλα να επανακάμπτει από ήπιες δυσλειτουργίες, η ανατροφοδότηση με πληροφορίες από το φυσικό στρώμα είναι αναγκαία. Στα πλαίσια του Ερευνητικού Προγράμματος ORCHESTRA ένας τέτοιος μηχανισμός ανατροφοδότησης από το φυσικό στρώμα του οπτικού δικτύου αποτελεί ένα αναπόσπαστο τμήμα ενός βρόχου Παρακολούθησης – Απόφασης – Δράσης (Observe – Decide – Act) ο οποίος επιτρέπει την λειτουργία ενός δυναμικού οπτικού δικτύου με πρωτοφανή αποδοτικότητα. Η προσέγγιση του ORCHESTRA εκμεταλλεύεται i) τους σύμφωνους οπτικούς δέκτες ως Μηχανισμούς Παρατήρησης οπτικής επίδοσης καθορισμένους από λογισμικό (software-defined Optical Performance Monitors, soft-OPMs) οι οποίοι τροφοδοτούν μια καινοτόμα ιεραρχική υποδομή παρακολούθησης. Η υποδομή αυτή με τη σειρά της επεξεργάζεται την πληροφορία από του πολλαπλούς μηχανισμούς παρακολούθησης ώστε να αποκτήσει μια όσο το δυνατόν ακριβέστερη γνώση της κατάστασης στο φυσικό επίπεδο και επομένως της ποιότητας μετάδοσης πληροφορίας. Αυτή η διαδικασία είναι που επιτρέπει τη μείωση των περιθωρίων λειτουργίας και της

βελτιστοποίησης των πόρων μεταξύ των διαφορετικών δικτυακών στρωμάτων. Επιπλέον, αυτή η βελτιωμένη δυνατότητα παρακολούθησης του φυσικού στρώματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί επιτυχώς για τον εντοπισμό και τη διαχείριση ήπιων δυσλειτουργιών του δικτύου.



Εικόνα 4-1: Η αρχιτεκτονική του επαναρρυθμιζόμενου οπτικού δικτύου ORCHESTRA

Σε αυτό το σημείο της διατριβής περιγράφεται η διαδικασία και ο τρόπος ενοποίησης και ολοκλήρωσης του πρωτότυπου σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη που αναπτύχθηκε στις προηγούμενες ενότητες (τόσο του υλικού όσο και της πλατφόρμας επεξεργασίας σήματος) στη συνολική αρχιτεκτονική ORCHESTRA. Η συνολική αρχιτεκτονική αποτελείται από:

- Το σύμφωνο οπτικό πομποδέκτη και την πλατφόρμα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος
- Τις αλγοριθμικές μεθόδους βελτιστοποίησης του σχεδιασμού και λειτουργίας του δικτύου
- Το επίπεδο ελέγχου και παρακολούθησης του δικτύου, συμπεριλαμβανομένων του διαχειριστή λειτουργίας και συντήρησης (OAM handler), του ελεγκτή λειτουργιών δικτύου (ABNO controller) του διαχειριστή διαστασιολόγησης (provisioning manager)

Η ενοποίηση/ολοκλήρωση των παραπάνω επιμέρους συστημάτων σε μία συνολική αρχιτεκτονική Ευέλικτου Οπτικού Δικτύου επιδεικνύεται πειραματικά τόσο σε συνθήκες

εργαστηρίου όσο και σε συνθήκες πεδίου όπως θα περιγραφεί και στη συνέχεια του κεφαλαίου. Συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η ικανότητα του δικτύου ORHESTRA να προσαρμόζεται στις τρέχουσες συνθήκες του φυσικού στρώματος. Η προσαρμογή γίνεται αυτόματα όταν εντοπίζεται κάποια τυπική δυσλειτουργία (μη καταστροφική) της δικτυακής υποδομής (πχ. οπτικοί ενισχυτές, οπτικά φίλτρα) που μπορεί να προκληθεί λόγω του πεπερασμένου χρόνου ζωής της. Ο κεντρικός ελεγκτής έχοντας εξοπλιστεί με τις κατάλληλες ρουτίνες και αλγορίθμους βελτιστοποίησης δρομολόγησης λαμβάνει αποφάσεις αναπροσαρμογής που εξαρτώνται από το επίπεδο υπηρεσίας που πρέπει να ικανοποιεί ένα οποιοδήποτε οπτικό μονοπάτι. Οι αποφάσεις αυτές επικοινωνούνται πίσω στις δικτυακές υποδομές (και συγκριμένα πίσω στους σύμφωνους οπτικούς πομποδέκτες), οι οποίες αναπροσαρμόζονται ώστε να επιλυθεί η δυσλειτουργία και να αποδειχθεί η ικανότητα του δικτύου αρχιτεκτονικής ORCHESTRA να «αυτοθεραπεύεται». Η ικανότητα αυτή επιδεικνύεται τόσο μέσω ενός σχήματος κεντρικού ελέγχου όσο και μέσω ενός σχήματος προ-προγραμματισμού ο οποίος είναι ενσωματωμένος στο φυσικό και στο στρώμα ελέγχου.

4.1.1 Ο βρόχος «Παρακολούθησης – Απόφασης – Δράσης»

Όπως αναφέρθηκε ήδη και στην προηγούμενη παράγραφο, η αρχιτεκτονική τύπου ORCHESTRA χρησιμοποιεί τις ψηφιακές μεθόδους αποδιαμόρφωσης και αντιστάθμισης φαινομένων υποβάθμισης επίδοσης φυσικού στρώματος, οι οποίες είναι αναπόσπαστο κομμάτι ενός σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη. Μέσω αυτών των μηχανισμών, πέραν της ανάκτησης της μεταδιδόμενης πληροφορίας δίνεται η δυνατότητα της παρακολούθησης της επίδοσης και της κατάστασης μιας οπτικής ζεύξης. Ο έλεγχος και η διαχείριση του Ευέλικτου Οπτικού Δικτύου βασίζεται στον βρόχο «Παρατήρησης – Απόφασης – Δράσης» ο οποίος περιγράφεται στην παρούσα υποενότητα.

Αρχικά οι παράμετροι ποιότητας της ζεύξης εξάγονται από τις πλατφόρμες ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Ένα σύνολο τέτοιων χρήσιμων παραμέτρων είναι:

- Ο ρυθμός λαθών (Bit Error Rate – BER)
- Ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη (Signal-to-Noise Ratio - SNR)
- Ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος (Optical Signal-to-Noise Ratio – OSNR)
- Το εύρος ζώνης του σήματος (Bandwidth – BW)

Επομένως οι δέκτες μπορούν να λειτουργούν ως παρατηρητές οπτικής επίδοσης οριζόμενοι από λογισμικό (software-defined Optical Performance Monitors – soft-OPMs).

Τέτοιου είδους παρατηρητές σε συνδυασμό με άλλους διαθέσιμους παρατηρητές σε κόμβους και ζεύξεις επιτρέπουν την «Παρακολούθηση» του φυσικού στρώματος. Η πληροφορία που συλλέγεται από τους παρατηρητές μεταφέρεται μέσω του στρώματος διαχείρισης σε μία ιεραρχική προγραμματιζόμενη υποδομή ελέγχου[46]. Για παράδειγμα το επίπεδο διαχείρισης μπορεί να προγραμματιστεί ώστε να αποστέλλει συναγερμούς/ειδοποιήσεις όταν κάποιο μέγεθος παρακολούθησης υπερβεί κάποιο κατώφλι προστασίας. Συσχετίζοντας τις πληροφορίες παρακολούθησης με τις ειδοποιήσεις γίνεται δυνατή η αναγνώριση του τύπου του μηχανισμού υποβάθμισης καθώς και ο εντοπισμός των δικτυακών συστημάτων που εμπλέκονται στην υποβάθμιση αυτή. Μέθοδοι φιλτραρίσματος και συσχέτισης πολλαπλών οπτικών μονοπατιών εφαρμόζονται επίσης στην πληροφορία παρακολούθησης στα υποσυστήματα διαχείρισης που ανήκουν στα ενδιάμεσα επίπεδα ή στον κεντρικό κόμβο της ιεραρχικής δομής ελέγχου, υλοποιώντας με αυτόν τον τρόπο διαχειριστή λειτουργίας και συντήρησης (OAM handler), του ελεγκτή λειτουργιών δικτύου ABNO.

Ο ελεγκτής δικτυακών λειτουργιών ABNO [47] επιλέχθηκε ως η αρχιτεκτονική αναφοράς ελέγχου και διαχείρισης του συστήματος ORCHESTRA. Συγκεκριμένα, ο ελεγκτής αυτός επεκτάθηκε ούτως ώστε να μπορεί να επιτελεί διαδικασίες προσαρμοσμένες στην αρχιτεκτονική ORCHESTRA [46]. Βασιζόμενος στην ερμηνεία των δεδομένων παρακολούθησης, ο ελεγκτής επιτελεί το στάδιο «Απόφασης» του βρόχου, αξιοποιώντας το σύστημα υπολογισμού μονοπατιών DEPLOY [48]. Αυτές οι αποφάσεις μπορούν να επηρεάσουν τη δρομολόγηση και την ανάθεση φάσματος σε νέες δικτυακές διασυνδέσεις (πχ. παράγοντας ακριβείς εκτιμήσεις για την Ποιότητα Μετάδοσης προτού αυτές υλοποιηθούν) καθώς και ανάκαμψη υποβαθμισμένων συνδέσεων (πχ. μέσω αναδρομολόγησης ή αλλαγής του σχήματος διαμόρφωσης και της κωδικοποίησης του σήματος).

Τέλος, ο ελεγκτής ABNO χρησιμοποιεί τον διαχειριστή διαστασιολόγησης προκειμένου να «δράσει» και να επαναρρυθμιστεί η σχετική υποδομή προκειμένου να εφαρμοστούν οι αποφάσεις που αναφέρθηκαν παραπάνω. Συγκεκριμένα, η πλατφόρμα OpenDayLight (SDN controller - ελεγκτής δικτύου ορισμένου από λογισμικό) επεκτάθηκε με τα κατάλληλα μοντέλα YANG (ένα από αυτά είναι το αφηρημένο μοντέλο YANG για ένα σύμφωνο οπτικό πομποδέκτη) και χρησιμοποιώντας το πρωτόκολλο NETCONF διαμορφώθηκε ο διαχειριστής διαστασιολόγησης του δικτύου ORCHESTRA [49], [50], [51].

Η διαδικασία επαναρρύθμισης μπορεί να εκκινήσει με 2 τρόπους:

- από τον κεντρικό ελεγκτή ABNO μέσω του πρωτοκόλλου NETCONF
- τοπικά στη δικτυακή υποδομή.

Στην περίπτωση της τοπικής επαναρρύθμισης, αυτή πραγματοποιείται μέσω προ-προγραμματισμού (λεπτομέρειες σχετικά με τη διαδικασία προ-προγραμματισμού [20]). Ο προγραμματιζόμενος πομποδέκτης έχει λάβει «εκ των προτέρων» τις εντολές του ελεγκτή και γνωρίζει ήδη ποιες διαδικασίες επαναρρύθμισης πρέπει να εκτελέσει όταν η πλατφόρμα ψηφιακής επεξεργασίας εντοπίσει μια συγκεκριμένη υποβάθμιση επίδοσης. Επομένως, ο πομποδέκτης μπορεί να δράσει χωρίς να κοινοποιήσει κάποια ειδοποίηση/συναγερμό μέσω του στρώματος παρακολούθησης στον κεντρικό ελεγκτή και αναμένοντας τον υπολογισμό τον υπολογισμό της απόφασης από το επίπεδο ελέγχου και της μετάδοσής της πίσω στο φυσικό στρώμα.

4.2 Ενοποίηση δικτυακών συστημάτων / στοιχείων ευέλικτου οπτικού δικτύου

Στην παρούσα υποενότητα περιγράφεται η διαδικασία ενοποίησης των συστημάτων που αναφέρθηκαν παραπάνω ώστε να πραγματοποιηθεί η υλοποίηση του ευέλικτου οπτικού δικτύου αναφοράς.

4.2.1 Ενοποίηση διεπαφών Φυσικού Στρώματος

Στην ενότητα 3.2.2 περιγράφηκαν οι διεπαφές/διάυλοι μεσολάβησης των υποσυστημάτων πομπού και δέκτη με τον ελεγκτή SDN. Οι διάυλοι αυτοί υλοποιούν το πρωτόκολλο NETCONF.

Όπως προαναφέρθηκε, στην πλευρά του πομπού, ο διάυλος μεσολάβησης διατηρεί μια βάση δεδομένων με τα configuration data. Καθώς ο SDN ελεγκτής παραμετροποιεί τον πομπό, στέλνει στον διάυλο μεσολάβησης ένα NETCONF μήνυμα <edit-config>. Το μήνυμα περιλαμβάνει συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων προς ρύθμιση του πομπού. Αυτές οι τιμές που είναι αποθηκευμένες στη βάση ενεργοποιούν την απαιτούμενη ρύθμιση του πομπού. Παραδείγματα παραμέτρων ρύθμισης και ενδεικτικές τιμές παρουσιάζονται την Εικόνα 3-12.

Ένα πρόγραμμα-οδηγός επιτρέπει την επικοινωνία μέσω socket ανάμεσα στη βάση δεδομένων και στη συσκευή. Η Εικόνα 4-2 παρουσιάζει ένα παράδειγμα της βάσης

δεδομένων μέσω μιας διεπαφής γραμμής εντολών (command line interface CLI). Συγκεκριμένα, η εικόνα παρουσιάζει την επεξεργασία των παραμέτρων (πχ. Ρυθμός μετάδοσης συμβόλων ίσος με 28 και Ρυθμός μετάδοσης ψηφίων ίσος με 112) καθώς και την επικοινωνία με τη συσκευή μέσω socket και της χρήσης ενός προσαρμοσμένου μηνύματος: “CONFIG####Subcarrier-Id####Parameter####Value\$\$\$” κατά τη διαδικασία παραμετροποίησης.

```
Create: /transponder/subcarrier-module{2}/config/fec-in-use
Value Set: /transponder/subcarrier-module{2}/config/fec-in-use/rate/message-length --> (3)
Value Set: /transponder/subcarrier-module{2}/config/fec-in-use/rate/block-length --> (15)
Transponder Driver - Sent command: CONFIG##2###CHANGEFEC###1$$$
Value Set: /transponder/subcarrier-module{2}/config/fec-in-use/name --> (ldpc)
Value Set: /transponder/subcarrier-module{2}/config/ baud-rate --> (28.0)
Transponder Driver - Sent command: CONFIG##2###BAUDRATE##28.0$$$
Value Set: /transponder/subcarrier-module{2}/config/bit-rate --> (112.0)
Transponder Driver - Sent command: CONFIG##2###BITRATE##112.0$$$
Value Set: /transponder/subcarrier-module{2}/config/central-frequency --> (194.5)
Transponder Driver - Sent command: CONFIG##2###NEWWAVE##194.5$$$
TRACE CDB END SESSION --> CONF D OK
```

Εικόνα 4-2: Παράδειγμα της βάσης δεδομένων configuration data και επικοινωνίας της με τα συστήματα του οπτικού πομπού.

Στην πλευρά του δέκτη, όμοια με την πλευρά του πομπού, ο διάυλος μεσολάβησης NETCONF περιλαμβάνει μια βάση δεδομένων configuration data και μια βάση state data. Όταν ο SDN ελεγκτής παραμετροποιεί το δέκτη στέλνει ένα μήνυμα <edit-config> στο διάυλο. Το μήνυμα περιλαμβάνει συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων προς ρύθμιση του δέκτη (οι ίδιες τιμές αποστέλλονται τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη στην περίπτωση που είναι επιθυμητή η εγκατάσταση ενός οπτικού μονοπατιού). Οι τιμές αυτές γράφονται στη βάση δεδομένων του δέκτη ο οποίος ρυθμίζεται αντίστοιχα. Επιπρόσθετα σε σχέση με την περίπτωση του πομπού, ο διάυλος μεσολάβησης του δέκτη συνδέεται με τον OAM Handler ώστε ο τελευταίος να είναι σε θέση να διαχειριστεί την πληροφορία παρακολούθησης (state data) του συστήματος.

Όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 3-13 και αναφέρθηκε παραπάνω ο διάυλος παρακολούθησης στο δέκτη εκτός από τη βάση δεδομένων των configuration data περιλαμβάνει και τη βάση δεδομένων state data. Ένα παράδειγμα όπου ενεργοποιείται μόνο η παρακολούθηση του BER παρουσιάζεται στην Εικόνα 4-14. Ενώ η DSP πλατφόρμα του σύμφωνου δέκτη αποδιαμορφώνει και υπολογίζει μετρικά παρακολούθησης της κατάστασης του συστήματος, οι τιμές αυτές παραθέτονται στη βάση δεδομένων. Οι τιμές παρακολούθησης διαχέονται στον OAM Handler (ή οποιασδήποτε οντότητας

παρακολούθησης στο ιεραρχικά δομημένο στρώμα διαχείρισης). Η προώθηση των τιμών παρακολούθησης ενεργοποιείται με 2 τρόπους:

- Ενεργοποίηση από το δέκτη: Όταν κάποια παράμετρος προς παρακολούθηση αποκτήσει τιμή εντός του κρίσιμου εύρους της (πχ. pre-FEC BER μεγαλύτερο του ορισμένου κατωφλίου) μια ειδοποίηση του πρωτοκόλλου NETCONF <notification> αποστέλλεται στον OAM Handler (ή στην οντότητα παρακολούθησης της τοπολογίας ιεραρχίας)
- Ενεργοποίηση από τον OAM Handler: Ο OAM Handler αποστέλλει ένα μήνυμα <get> προκειμένου να ανακτήσει τις τιμές των συγκεκριμένων παραμέτρων επίδοσης οι οποίες είναι αποθηκευμένες στη βάση δεδομένων “monitoring data” όπως αυτή παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-14.

Όπως και στην περίπτωση του πομπού, ένα πρόγραμμα-οδηγός επιτρέπει την επικοινωνία μέσω socket ανάμεσα στη βάση δεδομένων και στη συσκευή του δέκτη, θέτοντας τις κατάλληλες παραμέτρους όπως ορίζεται στο μοντέλο YANG του δέκτη. Όσον αφορά τις παραμέτρους παρακολούθησης, η Εικόνα 4-3 απεικονίζει τις παραμέτρους που αποστέλλονται από την πλατφόρμα ψηφιακής επεξεργασίας του δέκτη στο δίαυλο μεσολάβησης (πχ. OSNR 26.5 και BER 4.9E-8). Η την επικοινωνία με τη συσκευή μέσω socket γίνεται σε αυτή την περίπτωση με τη χρήση ενός προσαρμοσμένου μηνύματος: “Subcarrier-Id###Parameter###Value...###&&”.

```

TRACE MAAPI_SET_ELEM2 /transponder/subcarrier-module{2}/state/receiver/pre-fec-ber --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_APPLY_TRANS --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_STOP_TRANS --> CONFID_OK
TRACE Connected (cdb) to ConfD
TRACE CDB_NEW_SESSION --> CONFID_OK
TRACE Established new CDB session to ConfD
TRACE CDB_SET_NAMESPACE --> CONFID_OK
TRACE CDB_GET /transponder/subcarrier-module{2}/config/baud-rate --> CONFID_OK
TRACE CDB_END_SESSION --> CONFID_OK
Andrea value of baud_rate: 28.0
Descriptor 10 is readable
39 bytes received
Received: 2###OSNR###26.5###S&2###QFACT###14###S&
Update OSNR:26.5 of subcarrier:2 to DATABASE
TRACE MAAPI_START_TRANS --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_SET_ELEM2 /transponder/subcarrier-module{2}/state/receiver/osnr --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_APPLY_TRANS --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_STOP_TRANS --> CONFID_OK
Update Q-FACTOR:14.0 of subcarrier:2 to DATABASE
TRACE MAAPI_START_TRANS --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_SET_ELEM2 /transponder/subcarrier-module{2}/state/receiver/q-factor --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_APPLY_TRANS --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_STOP_TRANS --> CONFID_OK
Descriptor 10 is readable
33 bytes received
Received: 2###BER###4.95064405337e-008###S&
Update BER:0.000000495064405 of subcarrier:2 to DATABASE
TRACE MAAPI_START_TRANS --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_SET_ELEM2 /transponder/subcarrier-module{2}/state/receiver/pre-fec-ber --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_APPLY_TRANS --> CONFID_OK
TRACE MAAPI_STOP_TRANS --> CONFID_OK
TRACE Connected (cdb) to ConfD
TRACE CDB_NEW_SESSION --> CONFID_OK
TRACE Established new CDB session to ConfD
TRACE CDB_SET_NAMESPACE --> CONFID_OK
TRACE CDB_GET /transponder/subcarrier-module{2}/config/baud-rate --> CONFID_OK
TRACE CDB_END_SESSION --> CONFID_OK
Andrea value of baud_rate: 28.0
Descriptor 10 is readable
39 bytes received
Received: 2###OSNR###26.4###S&2###QFACT###14###S&
Update OSNR:26.4 of subcarrier:2 to DATABASE
TRACE MAAPI_START_TRANS --> CONFID_OK

```

Εικόνα 4-3: Παράδειγμα της βάσης δεδομένων state data και επικοινωνίας της με τα συστήματα του οπτικού δέκτη.

Τέλος, στην περίπτωση που η τοπολογία δικτύου περιλαμβάνει οπτικούς μεταγωγείς (στην προκειμένη περίπτωση Μεταγωγείς Μήκους Κύματος Μεταβλητού Εύρους Ζώνης – Bandwidth Variable Wavelength Selecting Switch, BV-WSS) για τη δημιουργία κόμβων στο οπτικό δίκτυο, η διαδικασία δημιουργίας διεπαφών είναι όμοια όπως και στην περίπτωση του οπτικού πομποδέκτη.

Στην περίπτωση που εξετάζεται, καθώς το δίκτυο αναφοράς χρησιμοποιεί την ανάθεση ευέλικτου φάσματος στις συχνότητες των καναλιών, το πρόγραμμα-οδηγός της υποδομής μέσω socket με το διακομιστή NETCONF θέτει τον κατάλληλο συνδυασμό εισόδου/εξόδου απ' το μεταγωγέα καθώς και τις παραμέτρους m και n του προτύπου Flex-Grid (ITU-T G.694.1 [52]). Η Εικόνα 4-4 απεικονίζει την επεξεργασία των παραμέτρων (πόρτα εισόδου 1, πόρτα εξόδου 2, m=2, n=4) καθώς και την επικοινωνία της συσκευής με το μήνυμα: “CONFIGWSS###Connection-id###Parameter###Value\$\$\$”, για κάθε παράμετρο.

```

Create: /filter/connections{1}
Value Set: /filter/connections{1}/connection-id --> (1)
Value Set: /filter/connections{1}/input-port-id --> (1)
Value Set: /filter/connections{1}/output-port-id --> (2)
Filter Driver - Sent command: CONFIGWSS###1###INPORT###1$$$
Filter Driver - Sent command: CONFIGWSS###1###OUTPORT###2$$$
Value Set: /filter/connections{1}/m --> (2)
Filter Driver - Sent command: CONFIGWSS###1###M_VALUE###2$$$
Value Set: /filter/connections{1}/n --> (4)
Filter Driver - Sent command: CONFIGWSS###1###N_VALUE###4$$$
TRACE CDB_END_SESSION --> CONFD_OK
TRACE CDB_SYNC_SUB CDB_DONE_PRIORITY --> CONFD_OK

```

Εικόνα 4-4: Παράδειγμα της βάσης δεδομένων state data και επικοινωνίας της με έναν οπτικό μεταγωγέα.

Στην Εικόνα 4-5 παρουσιάζεται το μοντέλο YANG που χρησιμοποιήθηκε για την παραμετροποίηση του οπτικού μεταγωγέα.

```

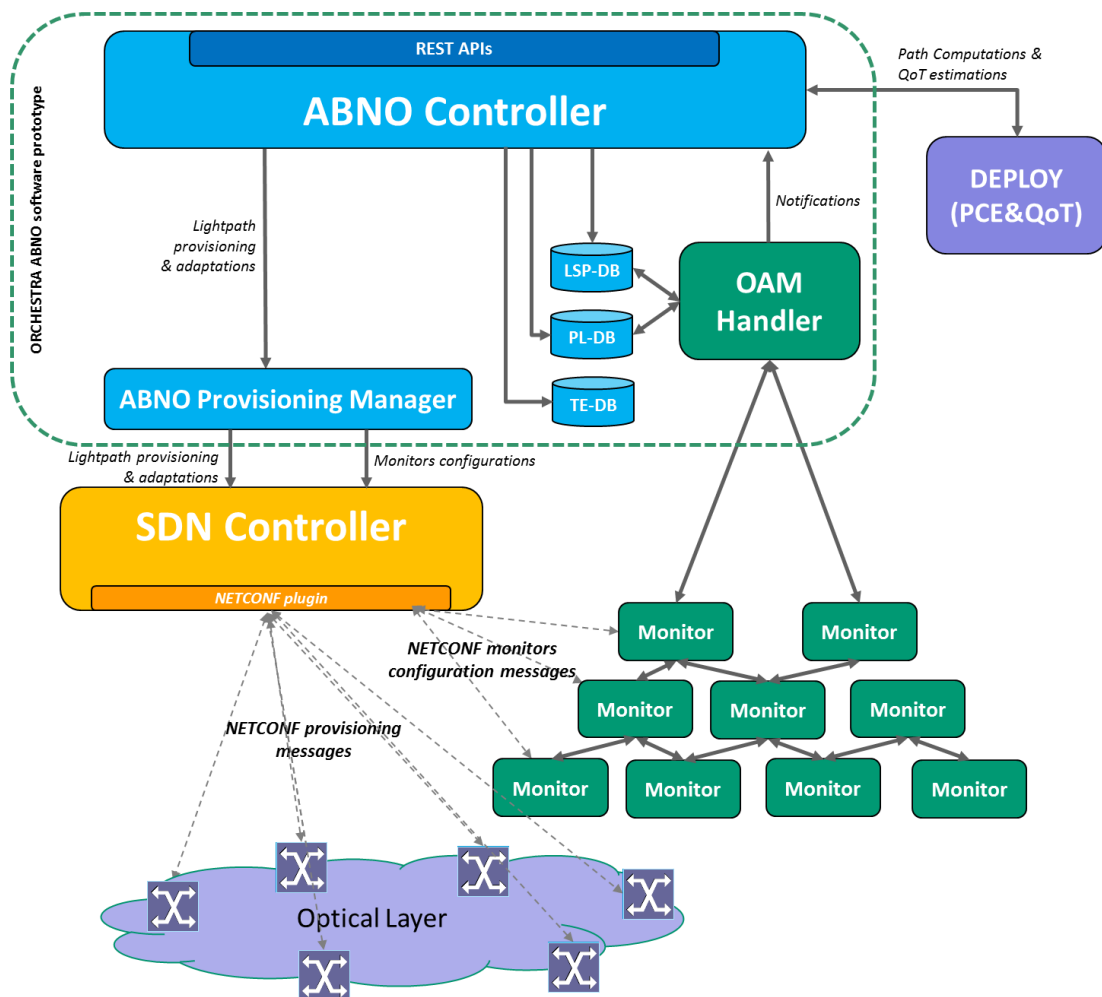
module: filter
  +-rw filter
    +-rw filter-id?      uint32
    +-rw connections* [connection-id]
      +-rw connection-id  uint32
      +-rw input-port-id? uint16
      +-rw output-port-id? uint16
      +-rw n?             int16
      +-rw m?             uint16

```

Εικόνα 4-5: Μοντέλο YANG για την παραμετροποίηση ενός οπτικού μεταγωγέα.

4.2.2 Ενοποίηση διεπαφών Στρώματος Ελέγχου & Παρακολούθησης και Στοιχείου Υπολογισμού Δικτυακών Μονοπατιών

Ο κεντρικός ελεγκτής, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω είναι βασισμένος στην αρχιτεκτονική ABNO [47]. Οι εξωτερικές συνδέσεις αλληλεπιδράσεις του παρουσιάζονται στην Εικόνα 4-6. Αυτές οι εξωτερικές οντότητες που εμφανίζονται στην εικόνα αποτελούν την υποδομή παρακολούθησης του δικτύου και αποτελούνται από επιμέρους παρατηρητές οργανωμένους σε μια ιεραρχική δομή και από το σύστημα DEPLOY για τον υπολογισμό των μονοπατιών και της ποιότητας μετάδοσης στις ζεύξεις.



Εικόνα 4-6: Η αρχιτεκτονική του στρώματος ελέγχου του δικτύου ORCHESTRA.

Η διασύνδεση ανάμεσα στον ελεγκτή ABNO και στο σύστημα DEPLOY συντονίζεται από το υποσύστημα διαχείρισης του ABNO. Συγκεκριμένα, η διασύνδεση αυτή είναι προτυποποιημένη ανάμεσα στα 2 υποσυστήματα ώστε να υποστηρίζονται οι εξής λειτουργίες:

- Υπολογισμός νέων οπτικών μονοπατιών που εγκαθίστανται στο δίκτυο
- Εκτίμηση της ποιότητας μετάδοσης στο δίκτυο καθώς και η διαδικασία εκπαίδευσης των αλγορίθμων για τον υπολογισμό αυτό
- Υπολογισμός της αναπροσαρμογής των οπτικών μονοπατιών σε περίπτωση ήπιας βλάβης/υποβάθμισης του δικτύου
- Υπολογισμός των προ-προγραμματισμένων ενεργειών στο δίκτυο.

Η διεπαφή υλοποιείται σε μορφή REST-API. Στην Εικόνα 4-7 παρουσιάζεται ένα στιγμιότυπο του αρχείου εξόδου του ελεγκτή ABNO δίνοντας έμφαση στην επιτυχή ανταλλαγή μηνυμάτων με το σύστημα DEPLOY για τον υπολογισμό του μονοπατιού μιας νέας οπτικής διαδρομής που θα εγκατασταθεί στο δίκτυο.

```
2017-07-11 20:33:43 INFO DeployManager:182 - Message to DEPLOY for QoT estimation
is:
{
  "Established_Optical_Connections" : [ ],
  "Lightpaths_For_Estimation" : [ {
    "lightpath_id" : 3,
    "golden" : 1,
    "tsp_id" : 80,
    "configuration_id" : 84,
    "grid" : 3,
    "n" : 80,
    "m" : 3,
    "src-dst" : [ 1, 2 ]
  } ]
}
2017-07-11 20:33:43 INFO DeployManager:193 - DEPLOY Qot Estimation response is:
{
  "Responses" : [ {
    "lightpath_id" : 3,
    "pre_fec" : 4.2896294E-11,
    "SNR" : 42.121098
  } ]
}
```

Εικόνα 4-7: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY

Η διαστασιολόγηση μιας νέας οπτικής διαδρομής (όταν αυτή ζητείται από τον κεντρικό ελεγκτή) μπορεί να περιλαμβάνει και μια επι-τούτου αίτηση για εκτίμηση της ποιότητας μετάδοσης. Σε αυτή την περίπτωση αφού πραγματοποιηθεί η παραπάνω αλληλεπίδραση για την ανάθεση φάσματος και διαδρομής, ο ABNO ελεγκτής ενεργοποιεί το σύστημα DEPLOY ώστε να ζητήσει μια εκτίμηση για την ποιότητα μετάδοσης του νέου οπτικού μονοπατιού. Ένα παράδειγμα αυτής της διαδικασίας φαίνεται στην Εικόνα 4-8.

```
2017-07-11 20:33:43 INFO DeployManager:182 - Message to DEPLOY for QoT estimation
is:
{
  "Established_Optical_Connections" : [ ],
  "Lightpaths_For_Estimation" : [ {
    "lightpath_id" : 3,
    "golden" : 1,
    "tsp_id" : 80,
    "configuration_id" : 84,
    "grid" : 3,
    "n" : 80,
    "m" : 3,
    "src-dst" : [ 1, 2 ]
  } ]
}
2017-07-11 20:33:43 INFO DeployManager:193 - DEPLOY Qot Estimation response is:
{
  "Responses" : [ {
    "lightpath_id" : 3,
    "pre_fec" : 4.2896294E-11,
    "SNR" : 42.121098
  } ]
}
```

Εικόνα 4-8: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY για αίτημα υπολογισμού ποιότητας μετάδοσης του οπτικού μονοπατιού.

Προκειμένου να επιτευχθεί ένας αποδοτικός υπολογισμός της ποιότητας μετάδοσης στο σύστημα DEPLOY, χρειάζεται να προηγηθεί ακόμη μία αλληλεπίδραση μεταξύ του ελεγκτή και του DEPLOY προκειμένου να πραγματοποιηθεί η διαδικασία εκπαίδευσης του μοντέλου εκτίμησης (QoT). Η αλληλεπίδραση αυτή θα επιτρέπει στο DEPLOY να είναι ενημερωμένο για κάθε οπτικό μονοπάτι που έχει εγκατασταθεί στο δίκτυο καθώς και να έχει πρόσβαση σε πληροφορίες για την κατάστασή τους. Οι πληροφορίες αυτές βρίσκονται διαθέσιμες στη Βάση Δεδομένων Φυσικού Στρώματος (Physical Layer Database – PL-DB) η οποία διατηρείται από το σύστημα του ABNO ελεγκτή και ενημερώνεται με δεδομένα από την υποδομή παρατήρησης του δικτύου (πομποδέκτες, μεταγωγείς, κλπ.) Η Εικόνα 4-9 δείχνει ένα παράδειγμα της αλληλεπίδρασης για τη διαδικασία εκπαίδευσης του μοντέλου QoT, μέσα από ένα στιγμιότυπο του αρχείου εξόδου του ABNO ελεγκτή.

```
2017-07-11 19:12:23 DEBUG AbnoController:596 - Received QOT Training request
message
2017-07-11 19:12:23 INFO DeployManager:473 - Going to request got-model-training
to DEPLOY
2017-07-11 19:12:23 DEBUG AbnoRestController:215 - Sent internal message for
requesting QoT Training
2017-07-11 19:12:23 INFO DeployManager:480 - Message to DEPLOY is:
{
  "Established_Optical_Connections" : [ {
    "lightpath_id" : 1,
    "golden" : 1,
    "tsp_id" : 80,
    "configuration_id" : 81,
    "grid" : 3,
    "n" : 80,
    "m" : 3,
    "src-dst" : [ 0, 1, 2 ]
  } ],
  "Monitoring_Details" : [ {
    "lightpath_id" : 1,
    "pre_fec" : 2.145E-4,
    "osnr" : 0.0
  } ]
}
2017-07-11 19:12:23 ERROR DeployManager:490 - DEPLOY REST server returned 200 code
without body.
```

Εικόνα 4-9: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY για την εκπαίδευση του μοντέλου εκτίμησης της υπολογισμού ποιότητας μετάδοσης του οπτικού μονοπατιού.

Ένα ακόμα στοιχείο πρωτοτυπίας του δικτύου ORCHESTRA είναι η ικανότητά του να διαχειρίζεται τη διάρκεια ζωής των εγκαταστημένων οπτικών μονοπατιών πλήρως αυτοματοποιημένα, εφαρμόζοντας διαδικασίες επαναρρύθμισης και αναδρομολόγησης όταν ήπιες υποβαθμίσεις/βλάβες επηρεάζουν μία ή περισσότερες οπτικές διαδρομές. Αυτή η λειτουργία είναι κρίσιμη για την ολοκλήρωση του βρόχου ελέγχου του δικτύου καθώς επιτρέπει στα οπτικά μονοπάτια να προσαρμόζονται δυναμικά και σύμφωνα με την συνολική κατάσταση και συμπεριφορά του δικτύου. Σε αυτό το πλαίσιο, ο ελεγκτής ABNO και το σύστημα DEPLOY έχουν μία αλληλεπίδραση η οποία ενεργοποιείται μέσω μιας ειδοποίησης/συναγερμού που λαμβάνει ο ABNO από την υποδομή παρακολούθηση. Η αλληλεπίδραση αυτή έχει ως στόχο την επαναρρύθμιση των οπτικών διαδρομών που επηρεάζονται από την υποβάθμιση. Η Εικόνα 4-10 δίνει ένα παράδειγμα της αλληλεπίδρασης αυτής, και πως μια βλάβη σε ένα οπτικό μονοπάτι μεταφράζεται από το DEPLOY σε διαδικασία επαναρρύθμισης του μονοπατιού αυτού.

```

2017-07-12 18:31:51 DEBUG AbnoController:421 - Connection 1 is alarmed
2017-07-12 18:31:51 DEBUG AbnoController:770 - Going to persist updated Status
for connection 1
2017-07-12 18:31:51 INFO DeployManager:314 - Going to request soft failure
computation to DEPLOY
2017-07-12 18:31:51 INFO DeployManager:321 - Message to DEPLOY is:
{
  "Affected_Lightpaths" : [ 1 ],
  "Reconfigured_Lightpaths" : [ 1 ],
  "Established_Optical_Connections" : [ {
    "lightpath_id" : 1,
    "golden" : 0,
    "tsp_id" : 80,
    "configuration_id" : 82,
    "grid" : 3,
    "n" : 80,
    "m" : 3,
    "trx_n_float" : 193.6,
    "src-dst" : [ 0, 1, 2 ]
  } ],
  "Monitoring_Details" : [ {
    "lightpath_id" : 1,
    "pre_fec" : 0.0202545,
    "osnr" : 0.0,
    "central_frequency" : 0.0,
    "signal_bandwidth" : 0.0,
    "snr" : 0.0
  } ]
}
2017-07-12 18:31:51 INFO DeployManager:330 - DEPLOY response is:
{
  "Recovery_Status" : [ 1 ],
  "Recovery_Actions" : [ {
    "reconfigured_lightpath_id" : 1,
    "action" : {
      "action_type" : "transmission_parameters_adaptation",
      "action_description" : {
        "tsp_id" : 80,
        "configuration_id" : 81,
        "grid" : 3,
        "n" : 79,
        "m" : 3,
        "trx_n_float" : 193.59375
      }
    }
  } ]
}

```

Εικόνα 4-10: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY για την ενημέρωση ύπαρξης ήπιας υποβάθμισης της ποιότητας μετάδοσης σε ένα οπτικό μονοπάτι.

Το τελευταίο στοιχείο αλληλεπίδρασης μεταξύ του κεντρικού ελεγκτή και του συστήματος υπολογισμού των οπτικών μονοπατιών σχετίζεται με τον υπολογισμό των δράσεων προγραμματισμού που αναφέρονται σε έναν πομποδέκτη του οπτικού δικτύου. Οι δράσεις αυτές είναι στην ουσία, τοπικές οδηγίες επαναρρύθμισης του υλικού ώστε αυτό να είναι σε θέση να ακολουθήσει σε περίπτωση αλλαγής των παραμέτρων του καναλιού στο φυσικό στρώμα. Συγκεκριμένα, και με βάση το αποτέλεσμα του υπολογισμού του DEPLOY για τα οπτικά μονοπάτια, ο ABNO ελεγκτής δίνει εντολές στον πομποδέκτη για το πως να

επαναρρυθμιστεί εάν συμβεί μία ήπια υποβάθμιση/βλάβη (για παράδειγμα αύξηση του BER).

Ένα τέτοιο παράδειγμα παρουσιάζεται στην Εικόνα 4-11.

```

2017-07-13 21:16:23 INFO   DeployManager:409 - Going to request pre-programming
computation to DEPLOY
2017-07-13 21:16:23 DEBUG  AbnoRestController:205 - Sent internal message for
requesting pre-programming
2017-07-13 21:16:23 INFO   DeployManager:416 - Message to DEPLOY is:
{
  "Established_Optical_Connections" : [ {
    "lightpath_id" : 1,
    "golden" : 0,
    "tsp_id" : 80,
    "configuration_id" : 82,
    "grid" : 3,
    "n" : 80,
    "m" : 3,
    "trx_n_float" : 193.6,
    "src-dst" : [ 0, 1, 2 ]
  } ],
  "Pro_Active_Failure" : {
    "lightpath_id" : 1,
    "failure_ber" : 0.02
  }
}
2017-07-13 21:16:23 INFO   DeployManager:425 - DEPLOY response is:
{
  "Affected_Lightpaths" : [ 1 ],
  "Recovery_Status" : [ 1 ],
  "Recovery_Actions" : [ {
    "reconfigured_lightpath_id" : 1,
    "action" : {
      "action_type" : "transmission_parameters_adaptation",
      "action_description" : {
        "tsp_id" : 80,
        "configuration_id" : 81,
        "grid" : 3,
        "n" : 80,
        "m" : 3,
        "trx_n_float" : 193.6
      },
      "action_type" : "transmission_parameters_adaptation"
    }
  } ]
}
2017-07-13 21:16:23 DEBUG  AbnoController:280 - Received notification about pre-
programming

```

Εικόνα 4-11: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY για την εντολή επαναρρύθμισης των παραμέτρων μετάδοσης στο οπτικό μονοπάτι.

4.2.3 Ενοποίηση διεπαφών Στρώματος Ελέγχου & Παρακολούθησης και της Υποδομής Παρακολούθησης

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται οι διεπαφές μεταξύ του κεντρικού ελεγκτή με την υποδομή παρακολούθησης του δικτύου. Όπως παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα, ο κεντρικός ελεγκτής ABNO παρέχει τις κατάλληλες λειτουργίες και διεπαφές μεταξύ του στρώματος ελέγχου και διαχείρισης ώστε να ενεργοποιήσει το κλείσιμο του βρόχου ελέγχου και επομένως να παρέχει τη δυνατότητα μιας πλήρως αυτοματοποιημένης και ευέλικτης

λειτουργίας των οπτικών μονοπατιών τα οποία μπορούν να προσαρμόζονται δυναμικά στην κατάσταση και στη συμπεριφορά του δικτύου.

Για την ενοποίηση του στρώματος ελέγχου με το στρώμα παρακολούθησης, ο ελεγκτής ABNO εκμεταλλεύεται 2 βασικές διεπαφές και αλληλεπιδράσεις με εξωτερικά υποσυστήματα όπως φαίνεται στην Εικόνα 4-6. Η πρώτη σχετίζεται με τη ρύθμιση των συστημάτων/μονάδων παρακολούθησης στην ιεραρχική υποδομή παρακολούθησης [48]. Η δεύτερη με τις ειδοποιήσεις που συγκεντρώνονται στον ABNO ελεγκτή μέσω του OAM Handler και σχετίζονται με ήπιες ή καταστροφικές βλάβες ή υποβαθμίσεις. Αυτές είναι οι ειδοποιήσεις οι οποίες ενεργοποιούν την επαναρρύθμιση των οπτικών μονοπατιών και επιτρέπουν την πραγματοποίηση του κλειστού βρόχου ελέγχου.

Συγκεκριμένα, για κάθε νέο οπτικό μονοπάτι που εγκαθίσταται στο δίκτυο, η υποδομή παρακολούθησης ρυθμίζεται κατάλληλα ώστε να επιτρέπεται η παρακολούθηση του μονοπατιού αυτού. Στην περίπτωση αυτή ένα σύνολο από παρατηρητές, που πιθανώς να ανήκουν και σε διαφορετικά επίπεδα ιεραρχίας στην υποδομή παρακολούθησης, ρυθμίζονται από τον ABNO ελεγκτή ώστε να επιτρέπεται συσχέτιση συναγερωμένων/ειδοποιήσεων και φιλτράρισμά τους. Επιπρόσθετα, η δυναμική επαναρρύθμιση των παρατηρητών παρέχεται επίσης από τον ABNO όποτε τα οπτικά μονοπάτια προσαρμόζονται μετά από ήπιες υποβαθμίσεις (πχ. μετά από επαναδρομολόγηση). Η Εικόνα 4-12 παρουσιάζει ένα παράδειγμα ρύθμισης παραμέτρων ενός παρατηρητή επιπέδου 1 από τον ελεγκτή ABNO κατά την εγκατάσταση ενός νέου μονοπατιού (από το αρχείο εξόδου του ABNO). Όπως φαίνεται, η ρύθμιση υλοποιείται μέσω του πρωτοκόλλου NETCONF ακολουθώντας το YANG μοντέλο του πομποδέκτη [51].

```
2017-07-12 19:02:37 DEBUG OrchestraProvisioningManager:647 - Connection
configuration message to be sent to monitor is:
<connections xmlns="sssop:multidomain-connection-inventory"
xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">
  <connection nc:operation="merge">
    <id>1</id>
    <config>
      <id>1</id>
    </config>
    <domains>
      <domain>
        <id>1</id>
        <config>
          <id>1</id>
        </config>
      </domain>
    </domains>
    <nodes>
      <node>
        <id>0</id>
        <transponders>
          <transponder>
            <id>801</id>
            <config>
              <id>801</id>
            </config>
            <subcarrier-modules>
              <subcarrier-module>
                <id>1</id>
                <config>
                  <id>1</id>
                </config>
              </subcarrier-module>
            </subcarrier-modules>
          </transponder>
        </transponders>
        <config>
          <id>0</id>
          <domain-id>1</domain-id>
          <type>INGRESS</type>
          <ip>192.168.120.129</ip>
        </config>
      </node>
      <node>
        <id>1</id>
        <config>
          <id>1</id>
          <domain-id>1</domain-id>
          <type>TRANSIT</type>
        </config>
      </node>
      <node>
        <id>2</id>
        <transponders>
          <transponder>
            <id>801</id>
            <config>
              <id>801</id>
            </config>
            <subcarrier-modules>
              <subcarrier-module>
                <id>1</id>
                <config>
                  <id>1</id>
                </config>
              </subcarrier-module>
            </subcarrier-modules>
          </transponder>
        </transponders>
      </node>
    </nodes>
  </connection>
</connections>
```

```
</transponders>
<config>
  <id>2</id>
  <domain-id>1</domain-id>
  <type>EGRESS</type>
  <ip>192.168.120.131</ip>
</config>
</node>
</nodes>
<links>
  <link>
    <id>0</id>
    <config>
      <id>0</id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </link>
  <link>
    <id>1</id>
    <config>
      <id>1</id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </link>
</links>
<path>
  <path-subobject>
    <index>1</index>
    <config>
      <index>1</index>
      <type>NODE</type>
      <node-id>0</node-id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </path-subobject>
  <path-subobject>
    <index>3</index>
    <config>
      <index>3</index>
      <type>NODE</type>
      <node-id>1</node-id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </path-subobject>
  <path-subobject>
    <index>5</index>
    <config>
      <index>5</index>
      <type>NODE</type>
      <node-id>2</node-id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </path-subobject>
  <path-subobject>
    <index>2</index>
    <config>
      <index>2</index>
      <type>LINK</type>
      <link-id>0</link-id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </path-subobject>
  <path-subobject>
    <index>4</index>
    <config>
      <index>4</index>
      <type>LINK</type>
      <link-id>1</link-id>
```

```

    <domain-id>1</domain-id>
  </config>
</path-subobject>
</path>
</connection>
</connections>

2017-07-12 19:02:37 DEBUG OrchestraProvisioningManager:410 - Going to open NETCONF
session ..
2017-07-12 19:02:38 INFO OrchestraProvisioningManager:420 - Edit-Config to
NETCONF server successful
2017-07-12 19:02:38 DEBUG OrchestraProvisioningManager:421 - Going to close
NETCONF session ..

```

Εικόνα 4-12: Παράδειγμα ρύθμισης παραμέτρων ενός συστήματος-παρατηρητή επιπέδου 1 από τον ελεγκτή ABNO κατά την εγκατάσταση ενός νέου μονοπατιού.

Όσον αφορά την αλληλεπίδραση του ABNO ελεγκτή με το διαχειριστή OAM, ένα παράδειγμα της σε περίπτωση μιας ήπιας υποβάθμισης ενός οπτικού μονοπατιού παρουσιάζεται στην Εικόνα 4-13. Η ειδοποίηση λαμβάνεται από τον ABNO ελεγκτή και στη συνέχεια ενεργοποιεί την επαναρρύθμιση του μονοπατιού με τον τρόπο που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Το μοντέλο της ειδοποίησης ακολουθεί την προτυποποίηση που περιγράφεται στο [53] και η ανταλλαγή μηνυμάτων γίνεται μέσω μιας δομής μηνυμάτων διαύλου RabbitMQ.

```

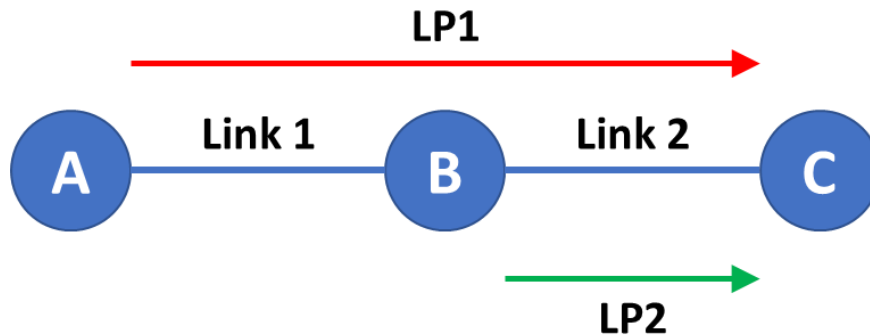
2017-07-12 18:31:51 DEBUG OamHandlerManager:78 - Received notification message
from queue
{"connections": [{"id": "1", "status": "DOWN", "failure-type": "SOFT"}], "network-
elements": [{"id": "0", "type": "LINK", "domain-id": "1"}, {"id": "1", "type":
"LINK", "domain-id": "1"}]}
2017-07-12 18:31:51 DEBUG AbnoController:284 - Received message from queue
{
  "msgType" : "NOTIFICATION",
  "failures" : [ {
    "id" : "1",
    "status" : "DOWN",
    "failure-type" : "SOFT"
  } ],
  "sender" : "OAM_HANDLER",
  "msgType" : "NOTIFICATION"
}
2017-07-12 18:31:51 DEBUG AbnoController:409 - Received Notification message
2017-07-12 18:31:51 DEBUG AbnoController:413 - Notification is from OAM_HANDLER
2017-07-12 18:31:51 DEBUG AbnoController:421 - Connection 1 is alarmed

```

Εικόνα 4-13: Παράδειγμα αλληλεπίδρασης του ABNO ελεγκτή με το διαχειριστή OAM σε περίπτωση μιας ήπιας υποβάθμισης ενός οπτικού μονοπατιού.

4.3 Επίδειξη σε εργαστηριακές συνθήκες

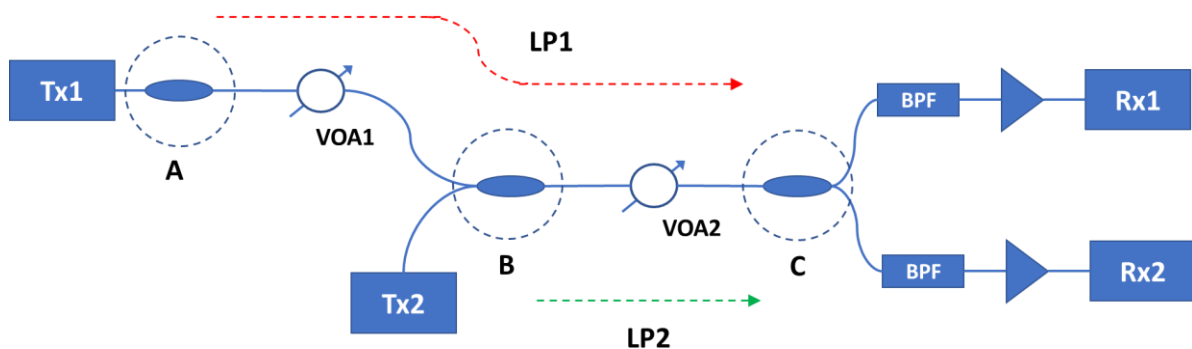
Προκειμένου να επιδειχθεί η συνολική λειτουργία του ευέλικτου οπτικού δικτύου μια τοπολογία με 2 οπτικές διαδρομές, η οποία περιλαμβάνει 3 κόμβους και 2 ζεύξεις, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4-14.



Εικόνα 4-14: Σχηματική αναπαράσταση μιας τοπολογίας με 2 οπτικές διαδρομές τριών κόμβων και δύο ζεύξεων.

Για όλα τα πειράματα που πραγματοποιούνται θεωρούμε μονοκατευθυντικές ζεύξεις, επομένως, η κίνηση δεδομένων πραγματοποιείται μόνο προς τα ανατολικά με βάση το διάγραμμα της ανωτέρω τοπολογίας. Επιπλέον, η παραδοχή αυτή απλοποιεί την τοπολογία των κόμβων όπου γίνεται η ηλεκτρο-οπτική και οπτο/ηλεκτρονική μετατροπή του σήματος, καθώς στους μεν πρώτους χρησιμοποιούνται μόνο σύμφωνοι οπτικοί πομποί (πχ. κόμβοι A και B), ενώ στους δεύτερους αποκλειστικά σύμφωνοι οπτικοί δέκτες (κόμβος C). Οι υπόλοιποι κόμβοι του δικτύου θεωρούνται ως μόνο οπτικοί καθώς σε αυτούς δεν πραγματοποιείται μετατροπή σήματος (από οπτικό σε ηλεκτρικό και αντίστροφα).

Η πειραματική διάταξη απεικονίζεται στην Εικόνα 4-15:



Εικόνα 4-15: Πειραματική διάταξη για την υλοποίηση της τοπολογίας της Εικόνα 4-14.

Όπως απεικονίζεται και στο σχήμα χρησιμοποιήθηκαν 2 ευέλικτοι οπτικοί πομποδέκτες (Tx1/Rx1 και Tx2/Rx2). Ο πομποδέκτης Tx2/Rx2 είναι ο πειραματικός πομποδέκτης που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3, ενώ ο Tx1/Rx1 είναι ένας πειραματικός πομποδέκτης που αναπτύχθηκε από την ερευνητική ομάδα της Nokia Bell Labs France και χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια των πειραμάτων.

Ο πομπός Tx1 συνδεδεμένος στον κόμβο A της τοπολογίας, ενώ ο πομπός B στον κόμβο B. Οι 2 δέκτες Rx1 και Rx2 είναι συνδεδεμένοι στον κόμβο C. Το πρώτο οπτικό μονοπάτι (LP1) που δημιουργείται αποτελείται από τις ζεύξεις 1+2 ενώ το δεύτερο (LP2) αποτελείται μόνο από τη ζεύξη 2. Ο κόμβος B συγκροτείται από έναν 2x2 οπτικό συζεύκτη ισχύος ο οποίος λαμβάνει στις εισόδους του, το σήμα από τον Tx1 μετά τη διάδοσή του μέσα από τη ζεύξη 1 και το σήμα από τον Tx2 αντίστοιχα. Τρεις (3) μεταβλητοί οπτικοί εξασθενητές χρησιμοποιούνται για να εξομοιώσουν τα φαινόμενα γηρασμού της δικτυακής υποδομής, τις διακυμάνσεις στην επίδοση των ζεύξεων καθώς και άλλα είδη υποβάθμισης της επίδοσης. Δύο οπτικά φίλτρα χρησιμοποιήθηκαν επίσης στη ζεύξη 2 για να εξομοιωθούν φαινόμενα σχετικά με την υποβάθμιση της επίδοσης των μεταγωγέων του δικτύου. Τέλος, κατάλληλοι οπτικοί ενισχυτές στην είσοδο των δεκτών Rx1 και Rx2 χρησιμοποιήθηκαν προκειμένου να φέρουν την οπτική ισχύ σε κατάλληλα επίπεδα πριν τη διαδικασία της ανίχνευσης/αποδιαμόρφωσης των σημάτων.

Για την εκτέλεση των πειραμάτων, και την επίδειξη της δυναμικής λειτουργίας του δικτύου, τα ακόλουθα φαινόμενα υποβάθμισης επίδοσης εξομοιώθηκαν:

- **Φαινόμενα γηρασμού της ζεύξης**

Το φαινόμενο γηρασμού της ζεύξης περιγράφει την αργή υποβάθμιση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (OSNR), καθώς δικτυακή υποδομή (όπως για παράδειγμα οι οπτικοί ενισχυτές) ξεπερνούν το χρονικό όριο λειτουργίας τους και επομένως η επίδοση του ρυθμού λαθών φθίνει. Στα παρακάτω πειράματα, το φαινόμενο αυτό αναπαρίσταται μέσω της εφαρμογής μιας εξασθένησης σταθερού ρυθμού, ρυθμίζοντας κατάλληλα τους μεταβλητούς οπτικούς εξασθενητές επηρεάζοντας επομένως άμεσα την τιμή του OSNR και του BER ακολούθως. Με αυτή τη μέθοδο, ένα φαινόμενο γηρασμού 10 ετών χρήσης μπορεί να εξομοιωθεί σε μερικά λεπτά.

- **Αποσυντονισμός φίλτρων και κεντρικής συχνότητας πομπού**

Το φαινόμενο αυτό επίσης εντάσσεται στα πλαίσια του γηρασμού της δικτυακής υποδομής, αλλά ερμηνεύεται με διαφορετικό μηχανισμό. Σε ένα πραγματικό δίκτυο, ο γηρασμός του laser ενός πομπού και των οπτικών φίλτρων που χρησιμοποιούνται στους μεταγωγείς οδηγούν στο μακροσκοπικό φαινόμενο του περιορισμού του διαθέσιμου εύρους ζώνης που εμφανίζει το κάθε μεταδιδόμενο κανάλι. Συνεπώς, η εξομοίωση των συγκεκριμένων φαινομένων γίνεται μέσω του προοδευτικού συντονισμού τους εύρους ζώνης των μεταβλητών οπτικών φίλτρων της διάταξης.

- **Διακυμάνσεις επίδοσης**

Στα δίκτυα επικοινωνιών, πολλές από τις διακυμάνσεις συνυπάρχουν και συμβάλλουν στην τυχαία μεταβολή του pre-FEC BER που παρατηρείται στο δέκτη. Αυτές οι διακυμάνσεις αποτελούν ένα δύσκολο φαινόμενο για τα δυναμικά δίκτυα καθώς οι αποφάσεις επαναρρύθμισης βασίζονται τυπικά σε προκαθορισμένα κατώφλια επίδοσης. Το ρίσκο συνίσταται στη συνεχιζόμενη επαναρρύθμιση μεταξύ 2 καταστάσεων λόγω των διακυμάνσεων αυτών. Προκειμένου να αξιολογηθεί η επίδοση του δυναμικού δικτύου σε αυτή την τυχαία μεταβολή, το φαινόμενο αυτό εξομοιώθηκε μέσω των μεταβλητών οπτικών εξασθενητών προσθέτοντας είτε μία περιοδική είτε μια τυχαία διακύμανση στην παράμετρο εξασθένισης.

- **Ταχείες ήπιες υποβαθμίσεις**

Προκειμένου να ελεγχθεί η ικανότητα των αλγορίθμων επαναρρύθμισης και εντοπισμού, η εξομοίωση των ταχέων ήπιων υποβαθμίσεων, σε αντίθεση με τα φαινόμενα γηρασμού, πραγματοποιήθηκε μέσω μια γρήγορης επιδείνωσης της επίδοσης άγνωστης πηγής. Πειραματικά, τέτοιου τύπου ήπιες υποβαθμίσεις εξομοιώνονται θέτοντας στιγμιαία μεγάλες τιμές εξασθένισης στους μεταβλητούς οπτικούς εξασθενητές.

Όπως περιγράφηκε και στην προηγούμενη ενότητα, το στρώμα ελέγχου απαρτίζεται από την ιεραρχική δομή παρακολούθησης μέσω των διαύλων μεσολάβησης στην υποδομή του δικτύου και με τον OAM Handler στην κορυφή της δομής, τον κεντρικό ελεγκτή ABNO με τις διεπαφές προς τον OAM Handler και το σύστημα DEPLOY για την βελτιστοποίηση των δικτυακών διαδρομών και τέλος με τον διαχειριστή διαστασιολόγησης ο οποίος επικοινωνεί με τον SDN ελεγκτή (υλοποιημένο σε OpenDaylight) (Εικόνα 4-6).

Το επίπεδο ελέγχου περιγράφει τις δυνατότητες των πομπών (Tx1 και Tx2) μέσω διαδοχικών επιλογών μετάδοσης (Εικόνα 4-16). Οι πομπές Tx1 και Tx2 (οι οποίοι περιγράφονται με τα αναγνωριστικά $tsp_id = 100$ και $tsp_id = 80$ αντίστοιχα) έχουν τις εξής δυνατότητες προσαρμογής:

- Ρυθμός μετάδοσης (28 και 32 Gbaud)
- Σχήμα διαμόρφωσης (DP-QPSK, DP-8-QAM, DP-16-QAM)

Τα αναγνωριστικά των επιμέρους επιλογών μετάδοσης σχετίζονται με τα αναγνωριστικά `configuration_id` (101-106 για τον Tx1 και 81-86 για τον Tx2).

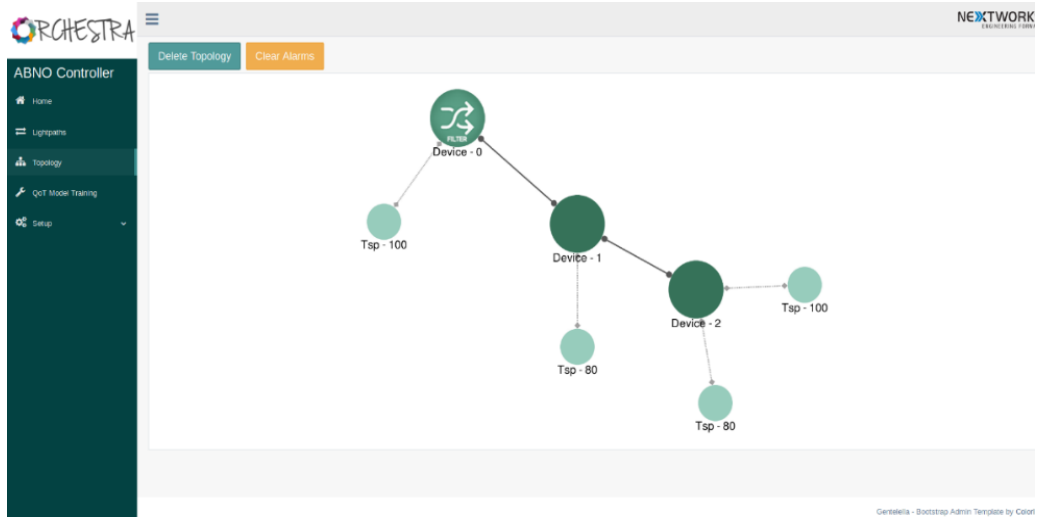
```
{
  "Transponders": [
    {"tsp_id": 100, "configurations": [
      {"configuration_id": 102, "rate": 150, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 32.0,
       "fec_threshold": 0.02, "modulation_format": "DP-8QAM"},
      {"configuration_id": 105, "rate": 150, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 28.0,
       "fec_threshold": 0.006, "modulation_format": "DP-8QAM"},
      {"configuration_id": 103, "rate": 200, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 32.0,
       "fec_threshold": 0.02, "modulation_format": "DP-16QAM"},
      {"configuration_id": 101, "rate": 100, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 32.0,
       "fec_threshold": 0.02, "modulation_format": "DP-QPSK"},
      {"configuration_id": 104, "rate": 100, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 28.0,
       "fec_threshold": 0.006, "modulation_format": "DP-QPSK"},
      {"configuration_id": 106, "rate": 200, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 28.0,
       "fec_threshold": 0.006, "modulation_format": "DP-16QAM"}
    ]},
    {"tsp_id": 80, "configurations": [
      {"configuration_id": 83, "rate": 200, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 32.0,
       "fec_threshold": 0.02, "modulation_format": "DP-16QAM"},
      {"configuration_id": 86, "rate": 200, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 28.0,
       "fec_threshold": 0.006, "modulation_format": "DP-16QAM"},
      {"configuration_id": 81, "rate": 100, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 32.0,
       "fec_threshold": 0.02, "modulation_format": "DP-QPSK"},
      {"configuration_id": 85, "rate": 150, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 28.0,
       "fec_threshold": 0.006, "modulation_format": "DP-8QAM"},
      {"configuration_id": 82, "rate": 150, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 32.0,
       "fec_threshold": 0.02, "modulation_format": "DP-8QAM"},
      {"configuration_id": 84, "rate": 100, "spectrum": 37.5, "baud_rate": 28.0,
       "fec_threshold": 0.006, "modulation_format": "DP-QPSK"}
    ]},
    "Devices_Locations": [
      {"transponders": [{"tsp_id": 100, "total": 1, "free": 1}], "node_id": 0},
      {"transponders": [{"tsp_id": 80, "total": 1, "free": 1}], "node_id": 1},
      {"transponders": [{"tsp_id": 100, "total": 1, "free": 1}, {"tsp_id": 80, "total": 1, "free": 1}], "node_id": 2}
    ]
  }
}
```

Εικόνα 4-16: Περιγραφή των δυνατοτήτων μετάδοσης των διαθέσιμων πομποδεκτών ($tsp_id = 100$ πομποδέκτης ΕΦΕ, $tsp_id = 80$ πομποδέκτης Nokia) από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου.

Το επίπεδο ελέγχου περιγράφει την τοπολογία του δικτύου με διαδοχικά αρχεία διαμόρφωσης. Στην Εικόνα 4-17 παρουσιάζεται η αναπαράσταση της τοπολογίας της πειραματικής διάταξης με όρους κόμβων και ζεύξεων, ενώ στην Εικόνα 4-18 απεικονίζεται η ίδια τοπολογία στο γραφικό περιβάλλον του ABNO ελεγκτή.

```
{
  "Network_Topology":{ "number_of_nodes":3, "links":[
    {"id":0,"nodes":[0,1],"length":240}, {"id":1,"nodes":[1,2],"length":240}
  ]
}
```

Εικόνα 4-17: Περιγραφή της τοπολογίας του δικτύου από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου (ABNO ελεγκτής).



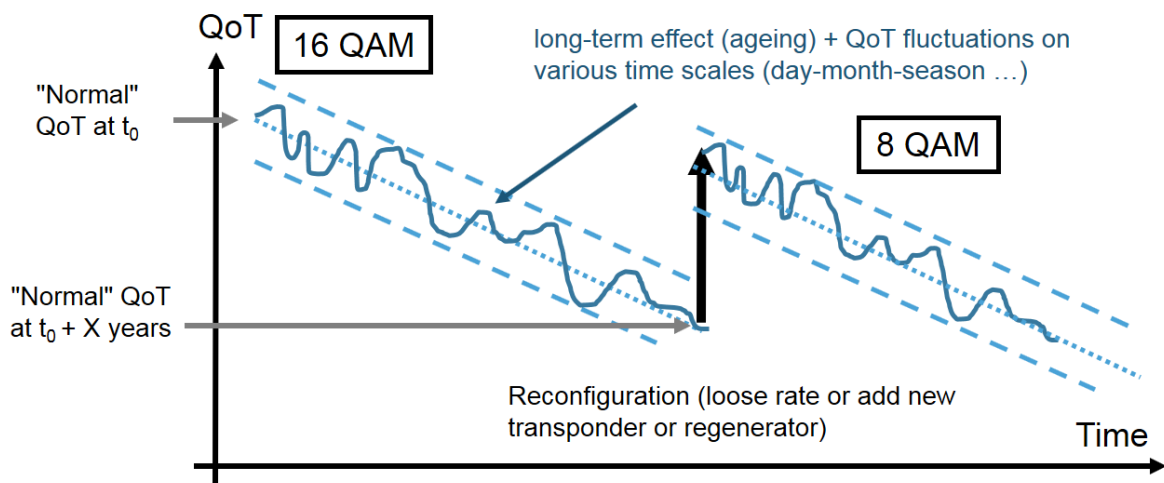
Εικόνα 4-18: Περιγραφή της τοπολογίας του δικτύου από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου (γραφικό περιβάλλον ABNO ελεγκτή).

4.3.1 Επίδειξη 1: Δυναμική προσαρμογή σε εξελισσόμενες συνθήκες

Σε αυτή την πρώτη επίδειξη εξομοιώνεται η μακροπρόθεσμη υποβάθμιση του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου (OSNR) λόγω του γηρασμού του εξοπλισμού και των οπτικών ζεύξεων (των οπτικών ινών καθ'αυτών) αφ' ενός και αφ' ετέρου των βραχυπρόθεσμων διακυμάνσεων λόγω φαινομένων πόλωσης και αποσυντονισμού των πηγών Laser των πομποδεκτών.

Όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 4-19, στην αρχική κατάσταση του πειράματος θεωρείται ένα σχήμα διαμόρφωσης υψηλής τάξης DP-16-QAM το οποίο μπορεί να υποστηριχθεί στην αρχή λειτουργίας της ζεύξης (Begin of Life - BOL). Το σχήμα αυτό με ρυθμό μετάδοσης 28 ή 32 Gbaud συνεπάγεται ωφέλιμη χωρητικότητα καναλιού 200G). Ύστερα από κάποια

χρόνια λειτουργίας (τα οποία εξομοιώνονται σε λίγα λεπτά στις συνθήκες του εργαστηρίου) λόγω του πεπερασμένου χρόνου ζωής της υποδομής, η μέση επίδοση της ζεύξης δεν κρίνεται κατάλληλη ώστε να συνεχιστεί η απρόσκοπτη λειτουργία της με ένα σχήμα διαμόρφωσης υψηλής τάξης που απαιτεί υψηλό σηματοθορυβικό λόγο όπως το DP-16-QAM. Συνεπώς, το στρώμα ελέγχου, αξιοποιώντας τις πληροφορίες παρακολούθησης του φυσικού στρώματος (όπως το ρυθμό λαθών στη ζεύξη), αποφασίζει την αλλαγή των χαρακτηριστικών της μετάδοσης και συγκεκριμένα του σχήματος διαμόρφωσης από 16 σε DP-8-QAM. Η υποβάθμιση της χωρητικότητας από 200 σε 150G συνοδεύεται με κέρδος στην επίδοση αρκετό ούτως ώστε να διατηρηθεί η ικανότητα μετάδοσης με τη συγκεκριμένη χωρητικότητα για αρκετά χρόνια. Καθώς όμως ο χρόνος ζωής της υποδομής πλησιάζει και η ποιότητα μετάδοσης συνεχίζει να υποβαθμίζεται, επιβάλλεται και περαιτέρω μείωση της χωρητικότητας σε 100G και η αλλαγή του σχήματος διαμόρφωσης από DP-8-QAM σε DP-QPSK.



Εικόνα 4-19: Παράδειγμα της μακροπρόθεσμης υποβάθμισης της ποιότητας μετάδοσης του συστήματος και οι χρονικές στιγμές επαναρρύθμισης ενός πομποδέκτη σε νέο σχήμα διαμόρφωσης.

Ένα κρίσιμο σημείο σε αυτή τη διαδικασία προσαρμογής της χωρητικότητας του καναλιού έγκειται στον ορισμό της συνθήκης κατά την οποία η παρακολουθούμενη τιμή του ρυθμού λαθών θα επιφέρει την προσαρμογή στο κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης. Εξαιτίας των διακυμάνσεων του ρυθμού λαθών, μία απλή συνθήκη που βασίζεται στην υπέρβαση συγκεκριμένων ορίων/κατωφλίων συνεπάγεται αστάθεια στη ζεύξη με το σχήμα διαμόρφωσης να ταλαντώνεται ανάμεσα σε 2 σχήματα, πχ. από 16-QAM σε 8-QAM. Προκειμένου να αντιμετωπιστεί αυτή η αστάθεια, αναπτύχθηκε μια τεχνική βασισμένη στο ιστορικό μετρήσεων του ρυθμού λαθών, προκειμένου να οριστεί το σημείο απόφασης για την

επαναρρύθμιση της ζεύξης και των πομποδεκτών. Αυτή η τεχνική εκμεταλλεύεται το ιστορικό μετρήσεων του ρυθμού λαθών σε ένα χρονικό διάστημα εντός ενός σχετικά σύντομου χρονικού διαστήματος. Στο διάστημα αυτό, ο υπολογιζόμενος μέσος ρυθμός λαθών συγκρίνεται με ένα προκαθορισμένο κατώφλι το οποίο ισούται με το όριο ικανότητας του FEC κώδικα για διόρθωση λαθών αυξημένου κατά ένα επιπρόσθετο περιθώριο. Με αυτή τη μέθοδο κατορθώνεται η αποφυγή αστάθειας στην επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης λόγω της διακύμανσης των μετρήσεων του ρυθμού λαθών.

Για το συγκεκριμένο σενάριο επίδειξης δοκιμάστηκαν 2 διαφορετικές μέθοδοι προκειμένου να επιτευχθεί η δυναμική λειτουργία του δικτύου: η κεντρικοποιημένη και η μέθοδος προ-προγραμματισμού. Η σύγκριση των 2 μεθόδων απεικονίζεται στην Εικόνα 4-20.

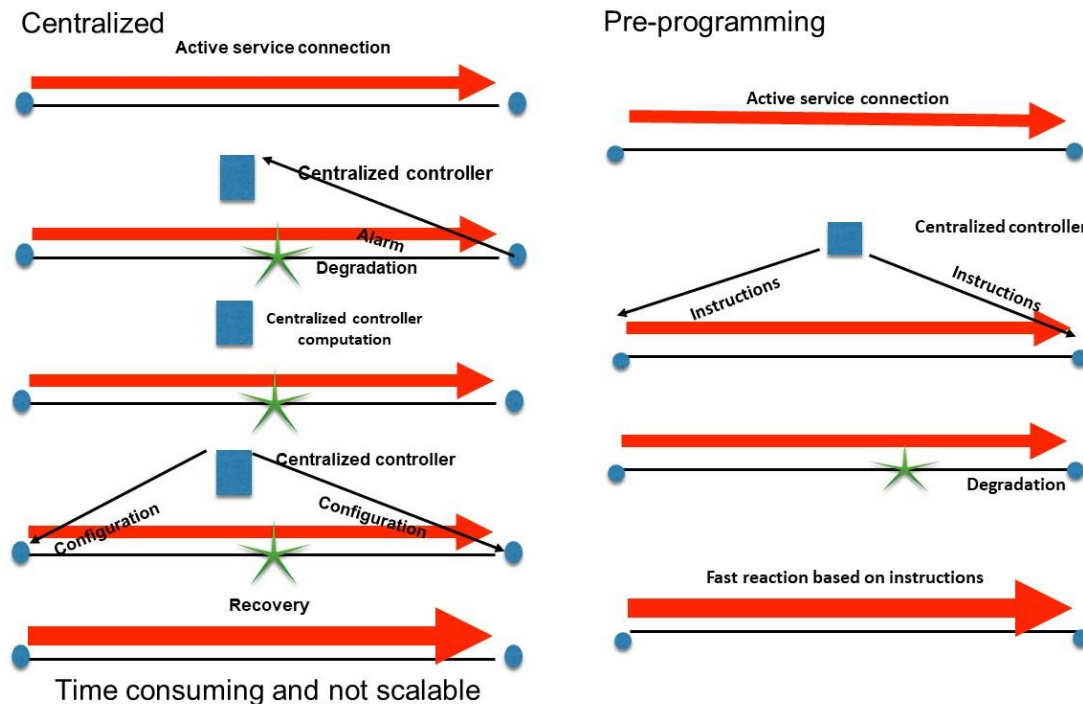
Στην κεντρικοποιημένη μέθοδο:

- Ο δίαυλος μεσολάβησης του δέκτη με το στρώμα ελέγχου (Rx agent) παρακολουθεί το ρυθμό λαθών που εξάγεται από την αλυσίδα ΨΕΣ του δέκτη και τη συγκρίνει με το κατώφλι του κώδικα FEC.
- Όταν η τιμή του ρυθμού λαθών υπερβεί το κατώφλι FEC, προκαλείται η δημιουργία μιας ειδοποίησης/συναγερμού
- Ο ABNO ελεγκτής λαμβάνει την ειδοποίηση και ζητά από το σύστημα DEPLOY για μια δράση ανάκαμψης από την υποβάθμιση αυτή.
- Η δράση ανάκαμψης εφαρμόζεται μέσω του διαχειριστή διαστασιολόγησης

Στη μέθοδο προ-προγραμματισμού:

- Ο ελεγκτής ABNO με το σύστημα DEPLOY δημιουργούν ένα μηχανισμό πεπερασμένων καταστάσεων (Finite State Machine – FSM) τριών καταστάσεων για τα πιθανά σχήματα διαμόρφωσης (16-QAM, 8-QAM, QPSK)
- Ο ελεγκτής ABNO εγκαθιστά τον FSM
 - Ο FSM παρακολουθεί το ρυθμό λαθών που εξάγεται από την αλυσίδα ΨΕΣ του δέκτη και τη συγκρίνει με το κατώφλι του κώδικα FEC.
 - Όταν η τιμή υπερβεί το κατώφλι ο FSM μεταβαίνει στην επόμενη κατάσταση

Στη συνέχεια της ενότητας παρουσιάζεται η πειραματική επίδειξη της δυναμικής προσαρμογής του δικτύου σε συνθήκες γηρασμού της υποδομής μέσω των 2 μεθόδων που προαναφέρθηκαν.



Εικόνα 4-20: Οι δύο μέθοδοι επαναρρύθμισης: Κεντροποιημένη (αριστερά) και με Προ-προγραμματισμό (δεξιά)

Κεντροποιημένη επαναρρύθμιση τριών καταστάσεων (Επίδειξη E1_1)

Άποψη από το στρώμα ελέγχου

Στο σημείο αυτό παρουσιάζεται η εξέλιξη της επίδειξης έχοντας την άποψη του στρώματος ελέγχου του δικτύου. Για το σκοπό αυτό, το πείραμα διαχωρίζεται σε φάσεις (με την ένδειξη E1_1.T#, όπου # ο αριθμός της εκάστοτε φάσης) και στην κάθε μια φάση προβάλλεται η έξοδος των αρχείων καταγραφής (log files) των υποσυστημάτων ελέγχου της αρχιτεκτονικής ORCHESTRA (OAM Handler, ελεγκτής ABNO, σύστημα DEPLOY).

- **E1_1.T1: Αρχικοποίηση Επιπέδου ελέγχου του δικτύου**

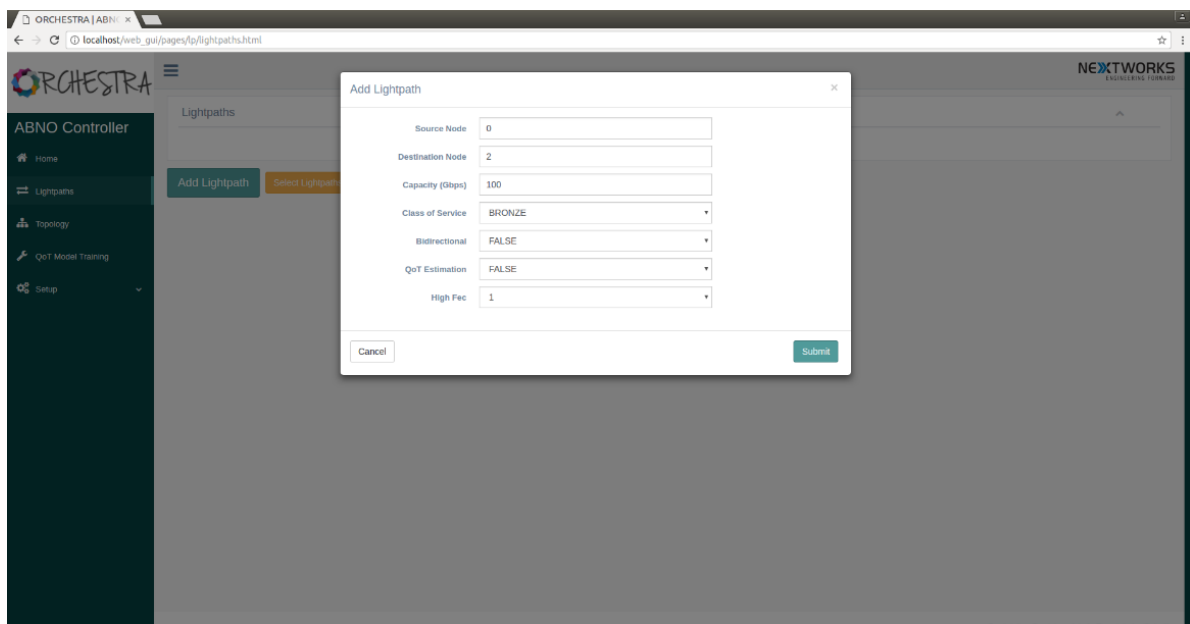
Το στρώμα ελέγχου αρχικοποιείται με βάση τη δεδομένη τοπολογία και τους διαθέσιμους πομποδέκτες (όπως αυτή ορίστηκε στην αρχή της ενότητας, Εικόνα 4-16). Η Εικόνα 4-21 παρουσιάζει το αρχείο καταγραφής από το σύστημα DEPLOY κατά την αρχικοποίηση.

```
[2017-11-09T18:42:02.295] => Initialize Network Request Parameters:
{
  "Network_Topology":{
    "number_of_nodes":3,
    "links":[
      {"id":0,"nodes":[0,1],"length":240},{ "id":1,"nodes":[1,2],"length":240}]
    },
  "Transponders":[
    {"tsp_id":100,"configurations":[
      {"configuration_id":102,"rate":150,"spectrum":37.5,"baud_rate":32.0,
        "fec_threshold":0.02,"modulation_format":"DP-8QAM"},
      {"configuration_id":105,"rate":150,"spectrum":37.5,"baud_rate":28.0,
        "fec_threshold":0.006,"modulation_format":"DP-8QAM"},
      {"configuration_id":103,"rate":200,"spectrum":37.5,"baud_rate":32.0,
        "fec_threshold":0.02,"modulation_format":"DP-16QAM"},
      {"configuration_id":101,"rate":100,"spectrum":37.5,"baud_rate":32.0,
        "fec_threshold":0.02,"modulation_format":"DP-QPSK"},
      {"configuration_id":104,"rate":100,"spectrum":37.5,"baud_rate":28.0,
        "fec_threshold":0.006,"modulation_format":"DP-QPSK"},
      {"configuration_id":106,"rate":200,"spectrum":37.5,"baud_rate":28.0,
        "fec_threshold":0.006,"modulation_format":"DP-16QAM"}]},
    {"tsp_id":80,"configurations":[
      {"configuration_id":83,"rate":200,"spectrum":37.5,"baud_rate":32.0,
        "fec_threshold":0.02,"modulation_format":"DP-16QAM"},
      {"configuration_id":86,"rate":200,"spectrum":37.5,"baud_rate":28.0,
        "fec_threshold":0.006,"modulation_format":"DP-16QAM"},
      {"configuration_id":81,"rate":100,"spectrum":37.5,"baud_rate":32.0,
        "fec_threshold":0.02,"modulation_format":"DP-QPSK"},
      {"configuration_id":85,"rate":150,"spectrum":37.5,"baud_rate":28.0,
        "fec_threshold":0.006,"modulation_format":"DP-8QAM"},
      {"configuration_id":82,"rate":150,"spectrum":37.5,"baud_rate":32.0,
        "fec_threshold":0.02,"modulation_format":"DP-8QAM"},
      {"configuration_id":84,"rate":100,"spectrum":37.5,"baud_rate":28.0,
        "fec_threshold":0.006,"modulation_format":"DP-QPSK"}]}
  ],
  "Devices_Locations":[
    {"transponders":[{"tsp_id":100,"total":1,"free":1}],"node_id":0},
    {"transponders":[{"tsp_id":80,"total":1,"free":1}],"node_id":1},
    {"transponders":[{"tsp_id":100,"total":1,"free":1},{ "tsp_id":80,"total":1,"free":1}],
     "node_id":2}
  ]
}
```

Εικόνα 4-21: Αρχικοποίηση δικτύου - Αρχείο καταγραφής.

- **E1_1.T2: Εγκατάσταση 1^{ου} οπτικού μονοπατιού**

Στη δεύτερη φάση, το πρώτο οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με τα εξής χαρακτηριστικά: ρυθμός μετάδοσης 200G, υψηλός ρυθμός FEC (32 Gbaud DP-16-QAM) από τον κόμβο 0 στον κόμβο 2. Συγκεκριμένα, το νέο οπτικό μονοπάτι καλείται μέσω του γραφικού περιβάλλοντος (Εικόνα 4-22) και η αίτηση αυτή λαμβάνεται και εκτελείται από τον ελεγκτή ABNO (Εικόνα 4-23). Ο ελεγκτής με τη σειρά του ζητά τον κατάλληλο υπολογισμό του μονοπατιού από το σύστημα DEPLOY (Εικόνα 4-24). Το σύστημα DEPLOY επιλέγει την κατάλληλη διαμόρφωση του πομποδέκτη (id 103), σύμφωνα με τις απαιτήσεις που έχουν τεθεί για χωρητικότητα και ικανότητα διόρθωσης λαθών, και αποστέλλει το αποτέλεσμα στον ελεγκτή ABNO. Ο ελεγκτής με τη σειρά του λαμβάνει το αποτέλεσμα και αποστέλλει τις κατάλληλες εντολές ρύθμισης στον πομπό του κόμβου 0 (Εικόνα 4-25), στο δέκτη του κόμβου 2 (Εικόνα 4-26), στο φίλτρο (Εικόνα 4-27) καθώς και στο επίπεδο παρακολούθησης (Εικόνα 4-28).



Εικόνα 4-22: Εγκατάσταση του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού (εικόνα από το GUI του ABNO ελεγκτή).

```

2017-11-09 18:42:01,052 DEBUG AbnoRestController:110 - Sent internal message for
requesting lightpath provisioning
2017-11-09 18:42:01,055 DEBUG AbnoController:502 - Received message from queue
{
  "msgType" : "PROVISIONING_REQUEST",
  "requests" : {
    "lightpaths" : [ {
      "src-node" : "0",
      "dst-node" : "2",
      "cos" : "bronze",
      "bw" : 200.0,
      "high-fec" : 1,
      "qot-estimation" : false,
      "bidirectional" : false,
      "lightpath-id" : 1
    } ],
    "bundle" : false
  },
  "msgType" : "PROVISIONING_REQUEST"
}

```

Εικόνα 4-23: Εγκατάσταση 1^ο οπτικού μονοπατιού – Αρχείο καταγραφής.

```

[2017-11-09T18:42:02.725] => Compute Connections Request Parameters:
{
  "Computation_Type":"single",
  "Requests":[
    { "id":1,"golden":0,"high_fec":1,"bidirectional":0,"source_node_id":0,
      "destination_node_id":2,"capacity":200.0 }
  ],
  "Established_Optical_Connections":[]
}

[2017-11-09T18:42:03.771] => Compute Connections Results:
{
  "Responses": [
    { "tsp_id": 100, "trx_n_float": 193.15, "grid": 3, "lightpath_id": 2,
      "request_id": 1, "src-dst": [0, 1, 2], "m": 3, "golden": 0,
      "configuration_id": 103, "n": 8 }
  ]
}

```

Εικόνα 4-24: Κλήση στο σύστημα DEPLOY για την διαμόρφωση των χαρακτηριστικών μετάδοσης του 1^ο οπτικού μονοπατιού.


```
2017-11-09 18:42:03,012 DEBUG OrchestraProvisioningManager:619 - Connection
configuration message to be sent to src transponder is::
```

```
<transponder                                xmlns="http://sssup.it/transponder"
xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">
  <transponder-id>1001</transponder-id>
  <subcarrier-module>
    <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
    <config>
      <direction>TX</direction>
      <transmitter>
        <output-power>0</output-power>
      </transmitter>
      <bit-rate>200</bit-rate>
      <baud-rate>32.0</baud-rate>
      <ber-threshold>0.02</ber-threshold>
      <modulation                                xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-
16qam</modulation>
      <fec-in-use>
        <name xmlns:fec="http://sssup.it/fec-types">fec:ldpc</name>
        <rate>
          <message-length>3</message-length>
          <block-length>15</block-length>
        </rate>
      </fec-in-use>
      <central-frequency>193.15</central-frequency>
      <bandwidth>37.5</bandwidth>
    </config>
  </subcarrier-module>
  <connections>
    <connection nc:operation="merge">
      <connection-id>1</connection-id>
      <config>
        <connection-id>1</connection-id>
        <transmission-scheme>NWDM</transmission-scheme>
        <subcarrier>
          <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
        </subcarrier>
        <frequency-slot>
          <n>8</n>
          <m>3</m>
        </frequency-slot>
      </config>
    <state>
      <connection-id>1</connection-id>
      <transmission-scheme>NWDM</transmission-scheme>
      <subcarrier>
        <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
      </subcarrier>
      <frequency-slot>
        <n>8</n>
        <m>3</m>
      </frequency-slot>
    </state>
  </connection>
</connections>
</transponder>
```

Εικόνα 4-25: Εντολές ρύθμισης του πομπού για το 1^ο οπτικό μονοπάτι.

2017-11-09 18:42:03,076 DEBUG OrchestraProvisioningManager:623 - Connection configuration message to be sent to dst transponder is:

```
<transponder xmlns="http://sssup.it/transponder"
xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">
  <transponder-id>1001</transponder-id>
  <subcarrier-module>
    <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
    <config>
      <direction>RX</direction>
      <receiver>
        <path-length>480</path-length>
      </receiver>
      <bit-rate>200</bit-rate>
      <baud-rate>32.0</baud-rate>
      <ber-threshold>0.02</ber-threshold>
      <modulation xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-
16qam</modulation>
      <fec-in-use>
        <name xmlns:fec="http://sssup.it/fec-types">fec:ldpc</name>
        <rate>
          <message-length>3</message-length>
          <block-length>15</block-length>
        </rate>
      </fec-in-use>
      <central-frequency>193.15</central-frequency>
      <bandwidth>37.5</bandwidth>
    </config>
  </subcarrier-module>
  <connections>
    <connection nc:operation="merge">
      <connection-id>1</connection-id>
      <config>
        <connection-id>1</connection-id>
        <transmission-scheme>NWDM</transmission-scheme>
        <subcarrier>
          <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
        </subcarrier>
        <frequency-slot>
          <n>8</n>
          <m>3</m>
        </frequency-slot>
      </config>
      <state>
        <connection-id>1</connection-id>
        <transmission-scheme>NWDM</transmission-scheme>
        <subcarrier>
          <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
        </subcarrier>
        <frequency-slot>
          <n>8</n>
          <m>3</m>
        </frequency-slot>
      </state>
    </connection>
  </connections>
</transponder>
```

Εικόνα 4-26: : Εντολές ρύθμισης του δέκτη για το 1^ο οπτικό μονοπάτι.

```
2017-11-09 18:42:03,117 DEBUG OrchestraProvisioningManager:631 - Connection  
configuration message to be sent to node 0 is:
```

```
<filter xmlns="sss:sup:filter" xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">  
  <connections nc:operation="merge">  
    <connection-id>1</connection-id>  
    <n>8</n>  
    <m>3</m>  
    <output-port-id>1</output-port-id>  
    <input-port-id>0</input-port-id>  
  </connections>  
</filter>
```

Εικόνα 4-27: : Εντολές ρύθμισης του κόμβου μεταγωγής για το 1^ο οπτικό μονοπάτι.

2017-11-09 18:42:03,904 DEBUG OrchestraProvisioningManager:653 - Connection configuration message to be sent to monitor is:

```
<connections xmlns="sss:multidomain-connection-inventory"
xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">
  <connection nc:operation="merge">
    <id>1</id>
    <config>
      <id>1</id>
    </config>
    <domains>
      <domain>
        <id>1</id>
        <config>
          <id>1</id>
        </config>
      </domain>
    </domains>
    <nodes>
      <node>
        <id>0</id>
        <transponders>
          <transponder>
            <id>1001</id>
            <config>
              <id>1001</id>
            </config>
            <subcarrier-modules>
              <subcarrier-module>
                <id>1</id>
                <config>
                  <id>1</id>
                </config>
              </subcarrier-module>
            </subcarrier-modules>
          </transponder>
        </transponders>
        <config>
          <id>0</id>
          <domain-id>1</domain-id>
          <type>INGRESS</type>
          <ip>10.0.45.209</ip>
        </config>
      </node>
      <node>
        <id>1</id>
        <config>
          <id>1</id>
          <domain-id>1</domain-id>
          <type>TRANSIT</type>
        </config>
      </node>
      <node>
        <id>2</id>
        <transponders>
          <transponder>
            <id>1001</id>
            <config>
              <id>1001</id>
            </config>
            <subcarrier-modules>
              <subcarrier-module>
                <id>1</id>
                <config>
                  <id>1</id>
                </config>
              </subcarrier-module>
            </subcarrier-modules>
          </transponder>
        </transponders>
      </node>
    </nodes>
  </connection>
</connections>
```

```
</transponder>
</transponders>
<config>
  <id>2</id>
  <domain-id>1</domain-id>
  <type>EGRESS</type>
  <ip>10.0.45.210</ip>
</config>
</node>
</nodes>
<links>
  <link>
    <id>0</id>
    <config>
      <id>0</id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </link>
  <link>
    <id>1</id>
    <config>
      <id>1</id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </link>
</links>
<path>
  <path-subobject>
    <index>1</index>
    <config>
      <index>1</index>
      <type>NODE</type>
      <node-id>0</node-id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </path-subobject>
  <path-subobject>
    <index>3</index>
    <config>
      <index>3</index>
      <type>NODE</type>
      <node-id>1</node-id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </path-subobject>
  <path-subobject>
    <index>5</index>
    <index>5</index>
    <type>NODE</type>
    <node-id>2</node-id>
    <domain-id>1</domain-id>
  </config>
  </path-subobject>
  <path-subobject>
    <index>2</index>
    <config>
      <index>2</index>
      <type>LINK</type>
      <link-id>0</link-id>
      <domain-id>1</domain-id>
    </config>
  </path-subobject>
  <path-subobject>
    <index>4</index>
    <config>
      <index>4</index>
      <type>LINK</type>
      <link-id>1</link-id>
```

```

    <domain-id>1</domain-id>
  </config>
</path-subobject>
</path>
</connection>
</connections>

```

Εικόνα 4-28: Εντολές ρύθμισης της υποδομής παρακολούθησης για το 1^ο οπτικό μονοπάτι.

- **E1_1.T3: Εγκατάσταση 2^{ου} οπτικού μονοπατιού**

Κατά το 3^ο στάδιο, το δεύτερο οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με τα εξής χαρακτηριστικά: 200G χωρητικότητα, υψηλός κώδικας FEC από τον κόμβο 1 στον κόμβο 2. Στην Εικόνα 4-29 παρουσιάζεται η αίτηση/απάντηση υπολογισμού του μονοπατιού ανάμεσα στον ABNO ελεγκτή και στο DEPLOY. Τα υπόλοιπα στάδια που πραγματοποιούνται είναι παρόμοια με αυτά κατά το προηγούμενο στάδιο της εγκατάστασης του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού.

```

[2017-11-09T18:42:14.569] => Compute Connections Request Parameters:
{
  "Computation_Type":"single",
  "Requests":[
    { "id":2,"golden":0,"high_fec":1,"bidirectional":0,"source_node_id":1,
      "destination_node_id":2,"capacity":200.0}
  ],
  "Established_Optical_Connections":[
    {
      "lightpath_id":1,"golden":0,"tsp_id":100,"configuration_id":103,"grid":3,"n":8,
      "m":3,"trx_n_float":193.15,"src-dst":[0,1,2]}
    ]
  }
}

[2017-11-09T18:42:15.620] =>Compute Connections Results:
{
  "Responses": [
    {"tsp_id": 80, "trx_n_float": 193.1875, "grid": 3, "lightpath_id": 4,
      "request_id": 2, "src-dst": [1, 2], "m": 3, "golden": 0, "configuration_id":
83,
      "n": 14 }
  ]
}

```

Εικόνα 4-29: Εγκατάσταση 2^{ου} οπτικού μονοπατιού – Αρχείο καταγραφής.

- **E1_1.T4: 1^η επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης για το 2^ο οπτικό μονοπάτι**

Καθώς η δικτυακή υποδομή επιβαρύνεται λόγω φαινομένων γηρασμού (ο οποίος εξομοιώνεται με αύξηση της επιπρόσθετης εξασθένισης της ζεύξης μέσω του VOA), η επίδοση των δύο μονοπατιών επιδεινώνεται. Σε κάποια χρονική στιγμή η επίδοση του δεύτερου μονοπατιού έχει επιδεινωθεί και ο ρυθμός λαθών έχει φτάσει να είναι μεγαλύτερος από το κατώφλι του κώδικα διόρθωσης ($0.02314 > 0.02$). Ένα μήνυμα/συναγερμός δημιουργείται και διαδίδεται μέσω της ιεραρχικής δομής παρακολούθησης του ORCHESTRA προτού ληφθεί από τον ABNO ελεγκτή (Εικόνα 4-30). Ο ελεγκτής ABNO καλεί το σύστημα DEPLOY προκειμένου να υπολογίσει την δράση επανάκαμψης από την υποβάθμιση. Η δράση αυτή υπολογίζεται ως η αλλαγή του σχήματος διαμόρφωσης από DP-16-QAM (κωδικός διαμόρφωσης πομπού 83) σε DP-8-QAM (κωδικός διαμόρφωσης πομπού 82). Η απόκριση αυτή του συστήματος DEPLOY μεταφράζεται από τον ABNO ελεγκτή σε μηνύματα προς τον πομπό και το δέκτη της ζεύξης, όμοια με αυτά που αποστάλθηκαν κατά τη διαδικασία εγκατάστασης του μονοπατιού (Εικόνα 4-31). Να σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι δεν αποστέλλονται μηνύματα προς τους κόμβους/φίλτρα του δικτύου καθώς το φάσμα της ζεύξης δεν έχει μεταβληθεί.

```
2017-11-09 18:46:01,495 DEBUG OamHandlerManager:78 - Received notification message
from queue
{
  "connections": [{"id": "2", "status": "DOWN", "failure-type": "SOFT"}],
  "network-elements": [{"id": "1", "type": "LINK", "domain-id": "1"}]
}

2017-11-09 18:46:01,509 DEBUG AbnoController:502 - Received message from queue
{
  "msgType" : "NOTIFICATION",
  "failures" : [ {
    "id" : "2",
    "status" : "DOWN",
    "failure-type" : "SOFT"
  } ],
  "sender" : "OAM_HANDLER",
  "msgType" : "NOTIFICATION"
}
```

**Εικόνα 4-30: Ειδοποίηση «συναγερμού» από το σύστημα ελέγχου ABNO λόγω της
αύξησης του ρυθμού λαθών στο οπτικό μονοπάτι.**

```
[2017-11-09T18:46:02.499] => Soft Failure Restoration Request Parameters:
{
  "Affected_Lightpaths": [2],
  "Reconfigured_Lightpaths": [1,2],
  "Established_Optical_Connections": [
    {
      "lightpath_id": 2, "golden": 0, "tsp_id": 80, "configuration_id": 83, "grid": 3, "n": 14,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.187, "src-dst": [1,2]},
    {
      "lightpath_id": 1, "golden": 0, "tsp_id": 100, "configuration_id": 103, "grid": 3, "n": 8,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.15, "src-dst": [0,1,2]}
  ],
  "Current_Monitoring_Details": [
    { "lightpath_id": 1, "pre_fec": 0.0003228, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 29.035486, "snr": 0.0},
    { "lightpath_id": 2, "pre_fec": 0.02314, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 0.0, "snr": 0.0}
  ],
}

[2017-11-09T18:46:02.662] => Soft Failure Restoration Results:
{
  "Recovery_Status": [1],
  "Recovery_Actions": [
    {
      "reconfigured_lightpath_id": 2,
      "action": {
        "action_description": {"trx_n_float": 193.1875, "m": 3,
          "configuration_id": 82, "n": 14, "tsp_id": 80, "grid": 3},
        "action_type": "transmission_parameters_adaptation"
      }
    }
  ]
}
```

Εικόνα 4-31: Εντολές ρύθμισης της υποδομής του δεύτερου οπτικού μονοπατιού για την επανάκαμψη από την υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης.

- **E1_1.T5: 1^η επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης για το 1^ο οπτικό μονοπάτι**

Καθώς το δίκτυο επιβαρύνεται περαιτέρω από φαινόμενα γηρασμού (μέσω της επιπλέον αύξησης της εξασθένησης της ζεύξης) η επίδοση του 1^{ου} μονοπατιού επιδεινώνεται ώστε ο ρυθμός λαθών γίνεται μεγαλύτερος από το κατώφλι του κώδικα FEC ($0.02123 > 0.02$). Το στρώμα ελέγχου πραγματοποιεί αντίστοιχα βήματα όπως στο στάδιο E1_1.T4 (Εικόνα 4-32). Το σύστημα DEPLOY υπολογίζει την προσαρμογή από DP-16-QAM (κωδικός διαμόρφωσης πομπού 103) σε DP-8-QAM (κωδικός διαμόρφωσης πομπού 102).


```
[2017-11-09T18:47:42.626] => Soft Failure Restoration Request Parameters:
{
  "Affected_Lightpaths": [1],
  "Reconfigured_Lightpaths": [2, 1],
  "Established_Optical_Connections": [
    {
      "lightpath_id": 1, "golden": 0, "tsp_id": 100, "configuration_id": 103, "grid": 3, "n": 8,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.15, "src-dst": [0, 1, 2]},
    {
      "lightpath_id": 2, "golden": 0, "tsp_id": 80,
      "configuration_id": 82, "grid": 3, "n": 14,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.1875, "src-dst": [1, 2]}
  ],
  "Current_Monitoring_Details": [
    { "lightpath_id": 1, "pre_fec": 0.02123, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 29.08311, "snr": 0.0},
    { "lightpath_id": 2, "pre_fec": 0.02314, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 0.0, "snr": 0.0}
  ],
}

[2017-11-09T18:47:42.800] => Soft Failure Restoration Results:
{
  "Recovery_Status": [1],
  "Recovery_Actions": [
    { "reconfigured_lightpath_id": 1,
      "action": {
        "action_description": {"trx_n_float": 193.15, "m": 3,
          "configuration_id": 102, "n": 8, "tsp_id": 100, "grid": 3},
        "action_type": "transmission_parameters_adaptation"
      }
    }
  ]
}
```

Εικόνα 4-32: Εντολές ρύθμισης της υποδομής του πρώτου οπτικού μονοπατιού για την επανάκαμψη από την υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης.

- **E1_1.T6: 2^η επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης για το 1^ο οπτικό μονοπάτι**

Σε αυτή τη χρονική στιγμή, η επίδοση του πρώτου οπτικού μονοπατιού (το οποίο στο στάδιο E1_1.T5 είχε υποστεί επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης) επιδεινώνεται περεταίρω με ρυθμό λαθών ξεπερνώντας το όριο του κώδικα FEC εκ νέου ($0.03396 > 0.02$). Το στρώμα ελέγχου πραγματοποιεί παρόμοιες ενέργειες όπως στο βήμα E1_1.T4, με τα βήματα της επικοινωνίας ABNO-DEPLOY να παρουσιάζονται στην Εικόνα 4-33. Το σύστημα DEPLOY και σε αυτή την περίπτωση υπολογίζει την επαναρρύθμιση του σχήματος διαμόρφωσης της ζεύξης από DP-8-QAM (κωδικός διαμόρφωσης πομπού 102) σε DP-QPSK (κωδικός διαμόρφωσης πομπού 101).

```
[2017-11-09T18:49:02.718] => Soft Failure Restoration Request Parameters:
{
  "Affected_Lightpaths": [1],
  "Reconfigured_Lightpaths": [2,1],
  "Established_Optical_Connections": [
    {
      "lightpath_id": 1, "golden": 0, "tsp_id": 100, "configuration_id": 102, "grid": 3, "n": 8,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.15, "src-dst": [0,1,2]},
    {
      "lightpath_id": 2, "golden": 0, "tsp_id": 80, "configuration_id": 82, "grid": 3, "n": 14,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.1875, "src-dst": [1,2]}],
  "Current_Monitoring_Details": [
    { "lightpath_id": 2, "pre_fec": 0.002314, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 0.0, "snr": 0.0},
    { "lightpath_id": 1, "pre_fec": 0.03396, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 29.130735, "snr": 0.0}
  ],
}

[2017-11-09T18:49:02.878] => Soft Failure Restoration Results:
{
  "Recovery_Status": [1],
  "Recovery_Actions": [
    {
      "reconfigured_lightpath_id": 1,
      "action": {
        "action_description": {
          "trx_n_float": 193.15, "m": 3, "configuration_id": 101, "n": 8,
          "tsp_id": 100, "grid": 3
        },
        "action_type": "transmission_parameters_adaptation"
      }
    }
  ]
}
```

Εικόνα 4-33: Εντολές ρύθμισης της υποδομής του πρώτου οπτικού μονοπατιού για την επανάκαμψη από την περαιτέρω υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης.

- **E1_1.T7: 2η επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης για το 2^ο οπτικό μονοπάτι**

Σε αυτό το στάδιο της επίδειξης η επίδοση του 2ου οπτικού μονοπατιού επιδεινώνεται επίσης εκ νέου, ξεπερνώντας τη δυνατότητα διόρθωσης από τον κώδικα FEC ($BER = 0.02127 > 0.02$). Το στρώμα ελέγχου εκτελεί τις αντίστοιχες διαδικασίες όπως στο βήμα E1_1.T4, με τις κλήσεις ανάμεσα σε ABNO και DEPLOY για τον υπολογισμό των δράσεων επανάκαμψης της ζεύξης να παρουσιάζεται στην Εικόνα 4-34. Το σύστημα DEPLOY υπολογίζει την προσαρμογή από DP-8-QAM (κωδικός διαμόρφωσης πομπού 82) σε DP-QPSK (κωδικός διαμόρφωσης πομπού 81).

Ύστερα από το σημείο αυτό η επίδειξη ολοκληρώνεται.

```
[2017-11-09T18:54:03.186] => Soft Failure Restoration Request Parameters:
{
  "Affected_Lightpaths": [2],
  "Reconfigured_Lightpaths": [1, 2],
  "Established_Optical_Connections": [
    {
      "lightpath_id": 1, "golden": 0, "tsp_id": 100, "configuration_id": 104, "grid": 3, "n": 8,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.15, "src-dst": [0, 1, 2]},
    {
      "lightpath_id": 2, "golden": 0, "tsp_id": 80, "configuration_id": 82, "grid": 3, "n": 14,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.1875, "src-dst": [1, 2]}
  ],
  "Current_Monitoring_Details": [
    { "lightpath_id": 1, "pre_fec": 0.49860001, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 30.696064, "snr": 0.0},
    { "lightpath_id": 2, "pre_fec": 0.02127, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 0.0, "snr": 0.0}
  ],
}

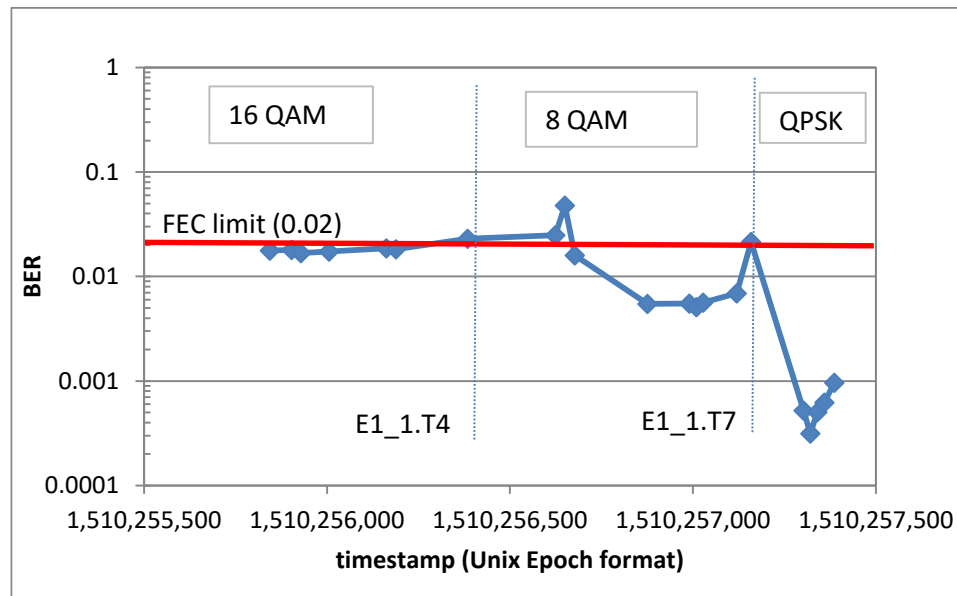
[2017-11-09T18:54:03.357] => Soft Failure Restoration Results:
{
  "Recovery_Status": [1],
  "Recovery_Actions": [
    { "reconfigured_lightpath_id": 2,
      "action": {
        "action_description": {"trx_n_float": 193.1875, "m": 3,
          "configuration_id": 81, "n": 14, "tsp_id": 80, "grid": 3},
        "action_type": "transmission_parameters_adaptation"
      }
    }
  ]
}
```

Εικόνα 4-34: Εντολές ρύθμισης της υποδομής του δεύτερου οπτικού μονοπατιού για την επανάκαμψη από την περαιτέρω υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης.

Άποψη από το φυσικό στρώμα

Έχοντας παρουσιάσει την επίδειξη από την άποψη του στρώματος ελέγχου παραπάνω, στη συνέχεια παρουσιάζεται η εξέλιξη της πειραματικής επίδειξης της κεντροκοιμημένης επαναρρύθμισης του ευέλικτου δικτύου από τη σκοπιά του φυσικού στρώματος. Συγκεκριμένα παρουσιάζεται η αλληλουχία των συμβάντων όπως παρουσιάστηκαν στην άποψη του στρώματος ελέγχου, αυτή τη φορά για το 2^ο οπτικό μονοπάτι. Ως πομποδέκτης στο μονοπάτι αυτό χρησιμοποιήθηκε ο πρωτότυπος πομποδέκτης που περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Σε κάθε στάδιο της επίδειξης αρχικά παρουσιάζεται ο ρυθμός λαθών (πριν τον κώδικα FEC, pre-FEC BER) όπως αυτός υπολογίζεται από την αλυσίδα επεξεργασίας σήματος στο δέκτη. Η τιμή αυτή είναι που επίσης προωθείται στο στρώμα παρακολούθησης του συστήματος ORCHESTRA. Τα διαγράμματα του ρυθμού λαθών ως προς το χρόνο, επιδεικνύουν την εξέλιξη της επίδοσης του φυσικού επιπέδου καθώς εξελίσσεται το σενάριο της δυναμικής προσαρμογής του δικτύου (Εικόνα 4-35). Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται η ίδια σήμανση για τις διαφορετικές φάσεις του πειράματος, όπως στην

περιγραφή της επίδειξης από την άποψη του στρώματος ελέγχου. Με αυτόν τον τρόπο παρουσιάζονται συγχρονισμένα οι διαδικασίες του στρώματος ελέγχου και του φυσικού στρώματος.



Εικόνα 4-35: Εξέλιξη του ρυθμού λαθών στο δεύτερο οπτικό μονοπάτι κατά την κεντρικοποιημένη επαναρρύθμιση του δικτύου.

Η επίδοση του δεύτερου οπτικού μονοπατιού καθ' όλη τη διάρκεια της επίδειξης παρουσιάζεται στην Εικόνα 4-35. Όπως φαίνεται, κάθε χρονική στιγμή κατά την οποία ο ρυθμός λαθών ξεπερνά το κατώφλι του ορίου FEC πραγματοποιείται υποβάθμιση χωρητικότητας της ζεύξης, αρχικά από 200G (σχήμα διαμόρφωσης DP-16-QAM) σε 150G (σχήμα διαμόρφωσης DP-8-QAM) και έπειτα σε 100G (σχήμα διαμόρφωσης DP-QPSK). Έπειτα από κάθε συμβάν επαναρρύθμισης, ο ρυθμός λαθών προσωρινά μειώνεται και εν συνεχεία αυξάνεται εκ νέου εξομοιώνοντας έτσι μια διαρκή διαδικασία γηρασμού.

Στην Εικόνα 4-36 παρουσιάζεται επίσης ένα μήνυμα του διαύλου μεσολάβησης στον πομπό και το δέκτη του μονοπατιού κατά την εκτέλεση της επαναρρύθμισης στη διάρκεια του πειράματος. Επίσης, στην Εικόνα 4-37, γίνεται ορατή και η υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης του οπτικού μονοπατιού κατά τη διάρκεια το φαινομένου γηρασμού, μέσω των διαγραμμάτων αστερισμού του σήματος έπειτα από την αποδιαμόρφωση στο δέκτη.

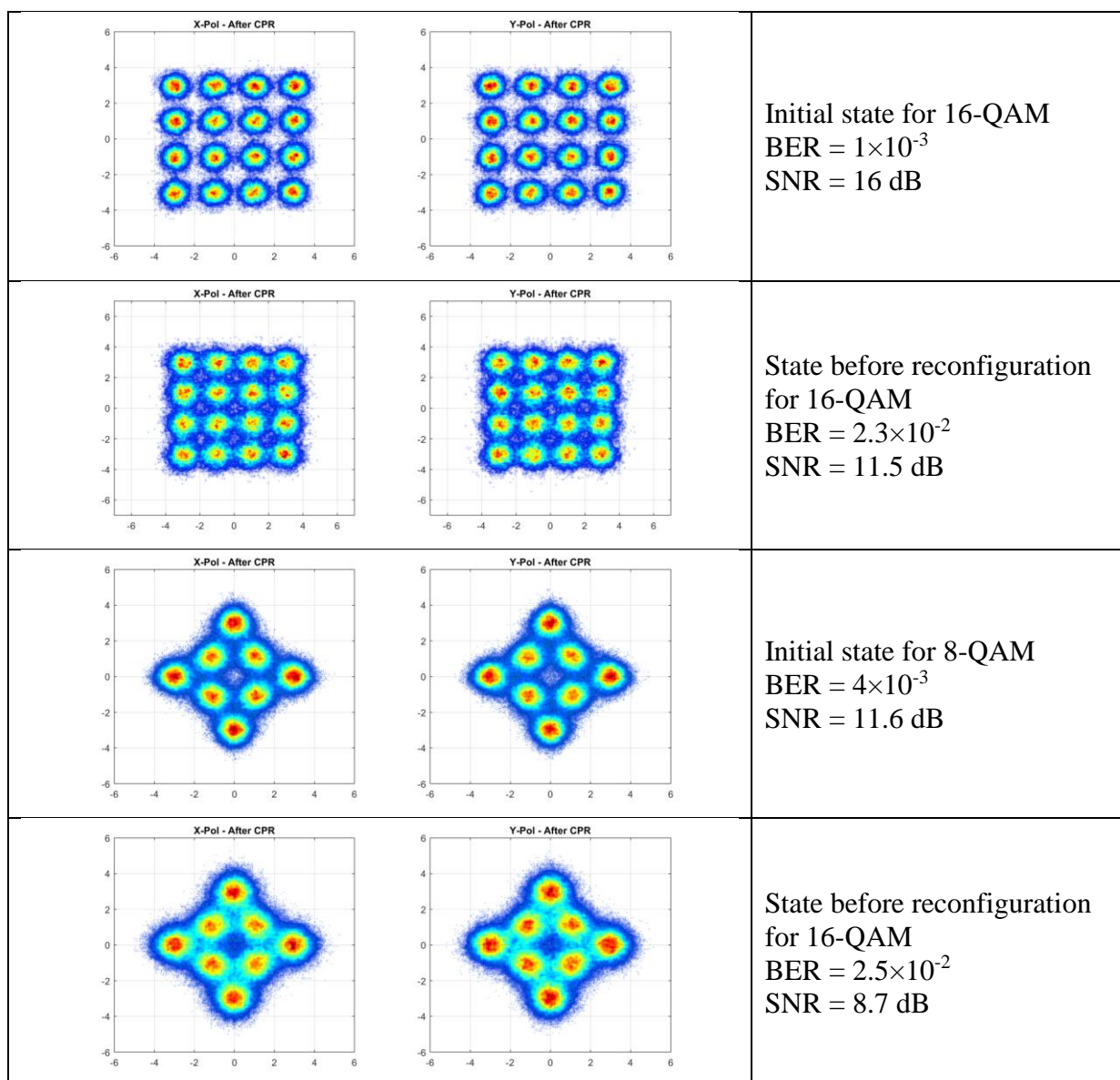
```

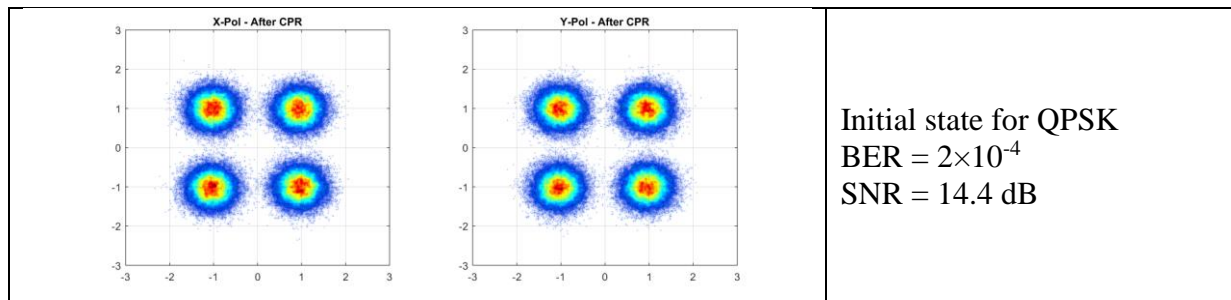
Waiting for Requester to connect...
Running the Netconf Config server
>>>

Connection established
Netconf Connected

received Bandwidth configuration: 1###BAND###37.5
received Modulation configuration: 1###MODULATION###pm-16qam
received Direction configuration: 1###DIRECTION###TX
received Path-length configuration: 1###PLEN###320.0
received Baudrate configuration: 1###BAUDRATE###32.0
received Bitrate configuration: 1###BITRATE###200.0
received Frequency configuration: 1###NEWWAVE###193.6
going to write NTUA
    
```

Εικόνα 4-36: Μήνυμα του διαύλου μεσολάβησης για την επαναρρύθμιση του οπτικού πομπού.





Εικόνα 4-37: Εξέλιξη του φαινομένου γήρανσης και της αλλαγής της επίδοσης των σηματοδότηστων αστερισμών στο δεύτερο οπτικό μονοπάτι κατά την κεντρικοποιημένη επαναρρύθμιση του δικτύου.

Επαναρρύθμιση τριών καταστάσεων με Προ-προγραμματισμό (Επίδειξη E1_2)

Έχοντας παρουσιάσει το σενάριο επαναρρύθμισης τριών καταστάσεων του δικτύου μέσω του κεντρικού ελεγκτή του δικτύου ORCHESTRA, σε αυτό το σημείο επαναλαμβάνεται η ίδια επίδειξη μέσω της μεθόδου του προ-προγραμματισμού.

Άποψη από το στρώμα ελέγχου

Όπως και στην περίπτωση της κεντρικοποιημένης επαναρρύθμισης, αρχικά παρουσιάζεται η εξέλιξη της επίδειξης έχοντας την άποψη του στρώματος ελέγχου του δικτύου. Επίσης ομοίως με την προηγούμενη περιγραφή, το πείραμα διαχωρίζεται σε φάσεις (με την ένδειξη E1_2.T#, όπου # ο αριθμός της εκάστοτε φάσης) και στην κάθε μια φάση προβάλλεται η έξοδος των αρχείων καταγραφής (log files) των υποσυστημάτων ελέγχου της αρχιτεκτονικής ORCHESTRA (OAM Handler, ελεγκτής ABNO, σύστημα DEPLOY).

Τα πρώτα 3 στάδια είναι όμοια με την περίπτωση της κεντρικοποιημένης επαναρρύθμισης. Συγκεκριμένα τα ακόλουθα:

- **E1_2.T1: Αρχικοποίηση Επιπέδου ελέγχου του δικτύου**
- **E1_2.T2: Εγκατάσταση 1^{ου} οπτικού μονοπατιού**
- **E1_2.T3: Εγκατάσταση 2^{ου} οπτικού μονοπατιού**

Η διαφοροποίηση της μεθόδου προγραμματισμού περιγράφεται ακολούθως:

- **E1_2.T4: Εγκατάσταση της μηχανής τριών καταστάσεων στο 1^ο οπτικό μονοπάτι**

Σε αυτό το στάδιο, το 1^ο οπτικό μονοπάτι προ-προγραμματίζεται προκειμένου να ανακάμψει από υποβαθμισμένη ποιότητα μετάδοσης. Για το σκοπό αυτό εγκαθίσταται μια μηχανή τριών καταστάσεων η οποία υπαγορεύει στο 1^ο μονοπάτι την αλλαγή του σχήματος διαμόρφωσής του από DP-16-QAM σε DP-8-QAM και από DP-8-QAM σε DP-QPSK όταν ο ρυθμός λαθών υπερβεί το ορισμένο κατώφλι FEC (2E-2 για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης). Στις παρακάτω εικόνες απεικονίζεται το αρχείο καταγραφής της κλήσης του ABNO ελεγκτή για την εγκατάσταση της μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων (Εικόνα 4-38) καθώς και τη μηχανή πεπερασμένων καταστάσεων που εγκαθίσταται στο δέκτη του 1^{ου} μονοπατιού (Εικόνα 4-39).

```
2017-11-09 18:25:33,485 DEBUG AbnoController:502 - Received message from queue
{
  "msgType" : "PREPROGRAMMING_RECOVERY_REQUEST",
  "failure" : {
    "lightpath_id" : 1,
    "state_1_ber_threshold" : 0.02,
    "direction" : 1
  },
  "msgType" : "PREPROGRAMMING_RECOVERY_REQUEST"
}
```

Εικόνα 4-38: Κλήση στον ABNO ελεγκτή για εγκατάσταση μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων.

2017-11-09 18:25:33,525 DEBUG OrchestraProvisioningManager:2105 - Preprogramming message to be sent to dst transponder is:

```

<finite-state-machine xmlns="http://sssup.it/fsm">
  <current-state>1</current-state>
  <states>
    <state>
      <id>1</id>
      <description>State1</description>
      <events xmlns:ev="http://sssup.it/events">
        <event>
          <name>BER</name>
          <type>ev:ON_CHANGE</type>
          <threshold-param>0.02</threshold-param>
          <check-operator>GT</check-operator>
          <reaction>
            <operation>
              <id>1</id>
              <type>SIMPLE_OP</type>
              <simple>
                <local-address>10.0.45.210</local-address>
                <remote-address>10.0.45.209</remote-address>
                <execute-local><![CDATA[<transponder
xmlns="http://sssup.it/transponder">
  <subcarrier-module>
    <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
    <config>
      <modulation xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-
8qam</modulation>
    </config>
  </subcarrier-module>
</transponder>
]]></execute-local>
      <execute-remote><![CDATA[<transponder
xmlns="http://sssup.it/transponder">
  <subcarrier-module>
    <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
    <config>
      <modulation xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-
8qam</modulation>
    </config>
  </subcarrier-module>
</transponder>
]]></execute-remote>
                <next-state>2</next-state>
              </simple>
            </operation>
          </reaction>
        </event>
      </events>
    </state>
    <state>
      <id>2</id>
      <description>State2</description>
      <events xmlns:ev="http://sssup.it/events">
        <event>
          <name>BER</name>
          <type>ev:ON_CHANGE</type>
          <threshold-param>0.02</threshold-param>
          <check-operator>GT</check-operator>
          <reaction>
            <operation>
              <id>1</id>
              <type>SIMPLE_OP</type>
              <simple>
                <local-address>10.0.45.210</local-address>
                <remote-address>10.0.45.209</remote-address>

```



```

        <execute-local><![CDATA[<transponder
xmlns="http://sssup.it/transponder">
  <subcarrier-module>
    <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
    <config>
      <modulation          xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-
qpsk</modulation>
    </config>
  </subcarrier-module>
</transponder>
]]></execute-local>
        <execute-remote><![CDATA[<transponder
xmlns="http://sssup.it/transponder">
  <subcarrier-module>
    <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
    <config>
      <modulation          xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-
qpsk</modulation>
    </config>
  </subcarrier-module>
</transponder>
]]></execute-remote>
        <next-state>3</next-state>
      </simple>
    </operation>
  </reaction>
</event>
</events>
</state>
<state>
  <id>3</id>
  <description>State3</description>
  <events xmlns:ev="http://sssup.it/events">
    <event>
      <name>BER</name>
      <type>ev:ON_CHANGE</type>
      <threshold-param>1</threshold-param>
      <check-operator>GT</check-operator>
      <reaction>
        <operation>
          <id>1</id>
          <type>SIMPLE_OP</type>
          <simple>
            <local-address>10.0.45.210</local-address>
            <remote-address>10.0.45.209</remote-address>
            <execute-local><![CDATA[<transponder
xmlns="http://sssup.it/transponder">
  <subcarrier-module>
    <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
    <config>
      <modulation          xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-
16qam</modulation>
    </config>
  </subcarrier-module>
</transponder>
]]></execute-local>
          <execute-remote><![CDATA[<transponder
xmlns="http://sssup.it/transponder">
  <subcarrier-module>
    <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
    <config>
      <modulation          xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-
16qam</modulation>
    </config>
  </subcarrier-module>
</transponder>
]]></execute-remote>
          <next-state>1</next-state>

```

```
        </simple>
      </operation>
    </reaction>
  </event>
</events>
</state>
</states>
</finite-state-machine>
```

Εικόνα 4-39: Αρχείο καταγραφής μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων

- **E1_2.T5: Εγκατάσταση της μηχανής τριών καταστάσεων στο 2^ο οπτικό μονοπάτι**

Έπειτα, στο επόμενο στάδιο, εγκαθίσταται η μηχανή τριών καταστάσεων και στο 2^ο οπτικό μονοπάτι με τον ίδιο τρόπο που περιγράφηκε στο στάδιο E1_2.T3.

- **E1_2.T6: 1^η επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης για το 1^ο οπτικό μονοπάτι**

Καθώς οι δράσεις επαναρρύθμισης στο σενάριο αυτό είναι προ-προγραμματισμένες και έχουν εγκατασταθεί τοπικά στο διάυλο μεσολάβησης του δέκτη, καμία δράση (και συνεπώς κανένα αρχείο καταγραφής) δεν λαμβάνεται από το σύστημα OAM και τον ελεγκτή ABNO.

Η Εικόνα 4-40 απεικονίζει το αρχείο καταγραφής του διαύλου μεσολάβησης NETCONF στην πλευρά του δέκτη καθώς λαμβάνεται η ακολουθία ρύθμισης της μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων. Συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η ακολουθία ρύθμισης της κατάστασης 1. Η κατάσταση 1 σχετίζεται με τις αλλαγές κατάστασης που προκαλούνται όταν οι τιμές του ρυθμού λαθών είναι μεγαλύτερες από την τιμή κατωφλίου (0.02 στην προκειμένη περίπτωση). Οι αλλαγές αυτές οδηγούν στην κατάσταση 2, γεγονός που σημαίνει την αλλαγή του σχήματος διαμόρφωσης σε DP-8-QAM στον πομπό και το δέκτη. Οι δύο κόμβοι φέρουν τις IP διευθύνσεις 10.0.45.209 και 10.0.45.210 αντίστοιχα.

```

Create: /finite-state-machine/states/state{1}
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/id --> (1)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/description --> (State1)
Create: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/name --> (BER)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/check-operator --> (GT)
Create: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/reaction/operation{1}
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/id --> (1)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/next-state --> (2)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/remote-address --> (10.0.45.209)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/local-address --> (10.0.45.210)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/execute-remote --> (
  <transponder xmlns="http://sssup.it/transponder"
    xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">
    <subcarrier-module>
      <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
      <config>
        <modulation xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-8qam</modulation>
      </config>
    </subcarrier-module>
  </transponder>
)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/execute-local --> (
  <transponder xmlns="http://sssup.it/transponder"
    xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">
    <subcarrier-module>
      <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
      <config>
        <modulation xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-8qam</modulation>
      </config>
    </subcarrier-module>
  </transponder>
)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/type --> (enum<1>)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/threshold-param --> (.002)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{1}/events/event{BER}/type --> (ON_CHANGE)

```

Εικόνα 4-40: Αρχείο καταγραφής του διαύλου μεσολάβησης NETCONF στην πλευρά του δέκτη καθώς λαμβάνεται η ακολουθία ρύθμισης της μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων (από DP-16-QAM σε DP-8-QAM όταν το BER ξεπεράσει το κατώφλι του 0.02).

- **E1_2.T7:** 1^η επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης για το 2^ο οπτικό μονοπάτι

Για την επαναρρύθμιση αυτή, αντίστοιχα μηνύματα με αυτά του προηγούμενου σταδίου εμφανίζονται στον διάλογο μεσολάβησης του πομπού και του δέκτη του 2^{ου} μονοπατιού.

- **E1_2.T8:** 2^η επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης για το 1^ο οπτικό μονοπάτι

Η επόμενη χρονική στιγμή που προκαλείται η 2^η αλλαγή κατάστασης του 1^{ου} μονοπατιού απεικονίζεται ξανά μέσω του αρχείου καταγραφής του δέκτη NETCONF και συγκεκριμένα μέσω της μετάβασης στην κατάσταση 3. Η αλλαγή κατάστασης πραγματοποιείται όπως και στο στάδιο E1_2.T6 και πάλι με την υπέρβαση του ορίου του ρυθμού λαθών, με το νέο σχήμα διαμόρφωσης να είναι το DP-QPSK.

```

Create: /finite-state-machine/states/state{2}
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/id --> (2)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/description --> (State2)
Create: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/name --> (BER)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/check-operator --> (GT)
Create: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/reaction/operation{1}
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/id --> (1)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/next-state --> (3)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/remote-address --> (10.0.45.209)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/local-address --> (10.0.45.210)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/execute-remote --> (
  <transponder xmlns="http://sssup.it/transponder"
    xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">
    <subcarrier-module>
      <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
      <config>
        <modulation xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-qpsk</modulation>
      </config>
    </subcarrier-module>
  </transponder>
)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/simple/execute-local --> (
  <transponder xmlns="http://sssup.it/transponder"
    xmlns:nc="urn:ietf:params:xml:ns:netconf:base:1.0">
    <subcarrier-module>
      <subcarrier-id>1</subcarrier-id>
      <config>
        <modulation xmlns:mf="http://sssup.it/modulation-formats">mf:pm-qpsk</modulation>
      </config>
    </subcarrier-module>
  </transponder>
)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/reaction/operation{1}/type --> (enum<1>)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/threshold-param --> (.002)
Value Set: /finite-state-machine/states/state{2}/events/event{BER}/type --> (ON_CHANGE)

```

Εικόνα 4-41: Αρχείο καταγραφής του διαύλου μεσολάβησης NETCONF στην πλευρά του δέκτη καθώς λαμβάνεται η ακολουθία ρύθμισης της μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων (από DP-8-QAM σε DP-QPSK όταν το BER ξεπεράσει το κατώφλι του 0.02).

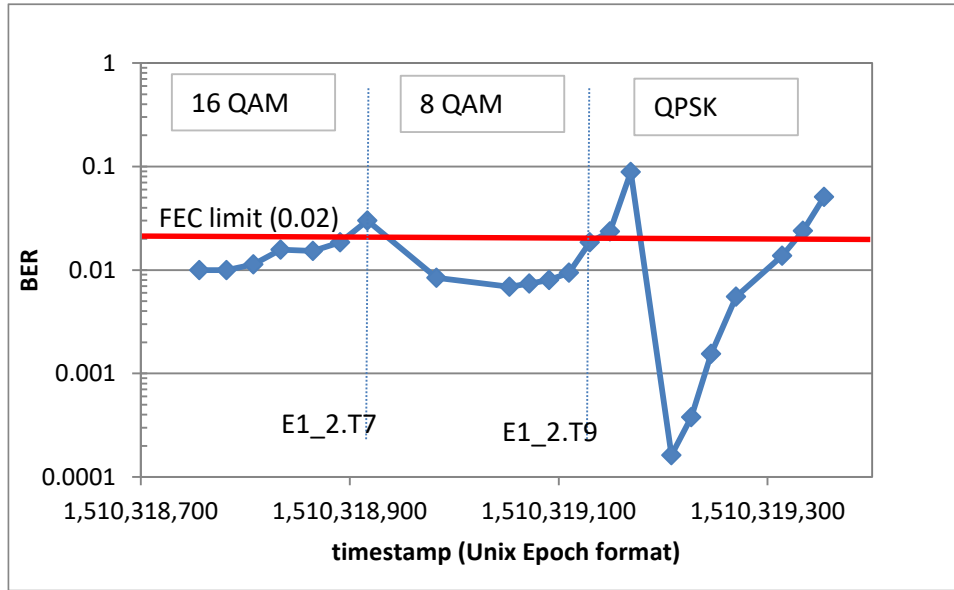
- E1_2.T9: 2^η επαναρρύθμιση σχήματος διαμόρφωσης για το 2^ο οπτικό μονοπάτι

Για την επαναρρύθμιση αυτή, αντίστοιχα μηνύματα με αυτά του προηγούμενου σταδίου εμφανίζονται στον διάλογο μεσολάβησης του πομπού και του δέκτη του 2^{ου} μονοπατιού.

Άποψη από το φυσικό στρώμα

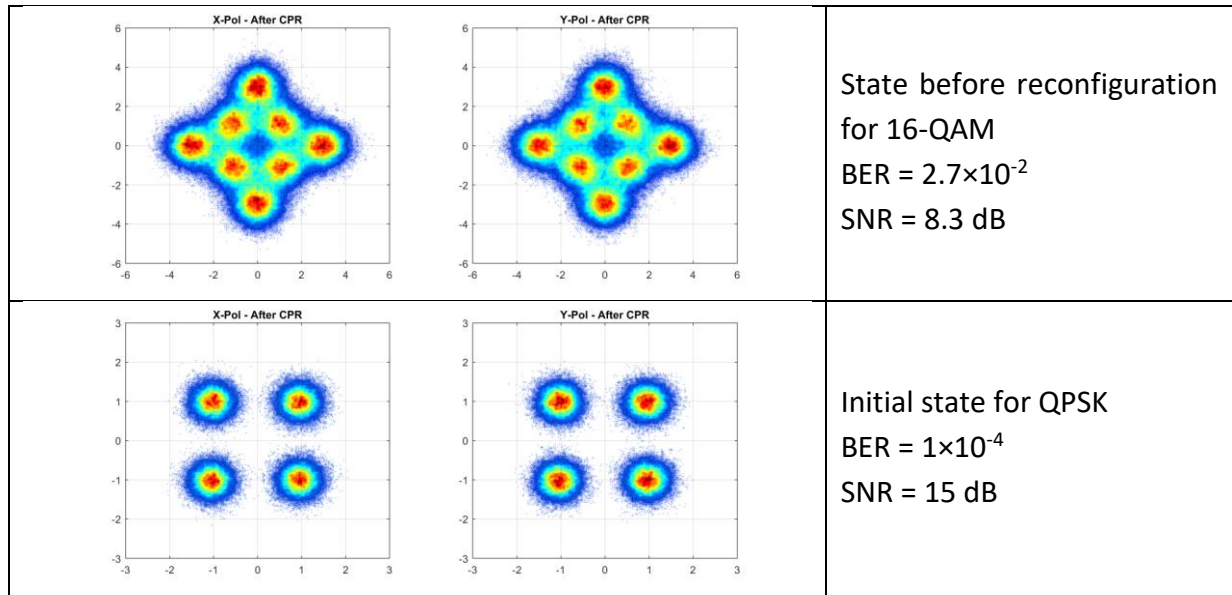
Όπως και στην προηγούμενη επίδειξη της κεντροκοποιημένης επαναρρύθμισης, ακολούθως παρουσιάζεται η το αποτέλεσμα της επίδειξης από τη σκοπιά του φυσικού στρώματος. Συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η χρονοσειρά του ρυθμού λαθών όπως αυτός υπολογίστηκε από τον ψηφιακό δέκτη και προωθήθηκε στο στρώμα παρακολούθησης. Οι χρονικές στιγμές όπου πραγματοποιούνται γεγονότα επαναρρύθμισης χαρακτηρίζονται με την ίδια σήμανση όπως και στην περιγραφή απ' τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου, ώστε να επιδειχθεί ο συγχρονισμός των 2 επιπέδων.

Επίσης, στην Εικόνα 4-43 επιδεικνύεται επίσης και η υποβάθμιση ποιότητας των ληφθέντων σημάτων μέσω των διαγραμμάτων αστερισμού των σημάτων στο οπτικό μονοπάτι καθώς εξελίσσεται το φαινόμενο γηρασμού. Τα διαγράμματα αυτά προκύπτουν στο τέλος της διαδικασίας αποδιαμόρφωσης από την αλυσίδα ΨΕΣ του σύμφωνου δέκτη. Από την εξέλιξη των δύο επιδείξεων παρατηρούμε ότι οι δύο μέθοδοι δυναμικής προσαρμογής φαίνονται να δρουν με παρόμοιο τρόπο.



Εικόνα 4-42: Ρυθμός λαθών για το δεύτερο οπτικό μονοπάτι στη λειτουργία προ-προγραμματισμού.

		<p>Initial state for 16-QAM BER = 1.2×10^{-3} SNR = 15.8 dB</p>
		<p>State before reconfiguration for 16-QAM BER = 2×10^{-2} SNR = 11.85 dB</p>
		<p>Initial state for 8-QAM BER = 4×10^{-3} SNR = 11.6 dB</p>



Εικόνα 4-43: Φαινόμενα γηρασμού στο 2^ο οπτικό μονοπάτι και επαναρρύθμιση πομποδέκτη με προ-προγραμματισμό – Διαγράμματα αστερισμού μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος στο δέκτη.

4.3.2 Επίδειξη 2: Επαναφορά δικτύου λόγω παράλληλων φαινομένων υποβάθμισης

Στη δεύτερη πειραματική επίδειξη εξετάζεται η ικανότητα του συστήματος να επανακάμπτει από μακράς διάρκειας παράλληλη υποβάθμιση λόγω γήρανσης τόσο των πηγών laser όσο και των οπτικών φίλτρων του δικτύου. Η υποβάθμιση της επίδοσης των φίλτρων και των laser εξομοιώνεται μέσω της μείωσης του εύρους ζώνης των συντονιζόμενων φίλτρων που βρίσκονται σε σημεία απ' τα οποία διέρχονται τα οπτικά μονοπάτια.

Κατά την αρχική κατάσταση, το οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με χαμηλό πλεονάζον ρυθμό διόρθωσης λαθών (ρυθμός μετάδοσης 28Gbaud). Εξαιτίας του περιορισμού εύρους ζώνης ο ρυθμός λαθών του οπτικού μονοπατιού αυξάνεται μέχρις ενός σημείου όπου υπάρχει υπέρβαση του κατωφλίου λειτουργίας. Συνεπώς, το σύστημα μη γνωρίζοντας το λόγο για τον οποίο η επίδοση υποβαθμίζεται, επιχειρεί να επανέλθει σε ένα ασφαλή ρυθμό λαθών, αλλάζοντας σε έναν ισχυρότερο κώδικα FEC ο οποίος αντιστοιχεί σε ρυθμό μετάδοσης 32 Gbaud. Παρά την αλλαγή, και λόγω της υποβάθμισης της επίδοσης λόγω περιορισμού του εύρους ζώνης και όχι της οπτικής ισχύος όπως στην προηγούμενη επίδειξη, αυτή η απόπειρα επανάκαμψης δεν επιλύει το πρόβλημα. Συνεπώς, μέσω ενός δεύτερου παράλληλου βρόχου ελέγχου, το σύστημα επιχειρεί εκ νέου επαναφορά σε επιτρεπτές τιμές ρυθμού λαθών μέσω της αλλαγής/αύξησης της φασματικής απόστασης μεταξύ των καναλιών από 37.5 GHz σε 50 GHz. Με αυτήν την αλλαγή τα δύο κανάλια απομακρύνονται φασματικά ώστε να

ελαχιστοποιηθούν οι παρεμβολές μεταξύ τους και να αποκατασταθεί η επίδοσή τους. Η απομάκρυνση αυτή επιτυγχάνεται μέσω της κατάλληλης επαναρρύθμισης της κεντρικής συχνότητας (συχνότητα φέροντος) του ενός οπτικού μονοπατιού.

Στη συγκεκριμένη επίδειξη, πέραν του ρυθμού λαθών, μια ακόμη παράμετρος παρακολούθησης λαμβάνεται υπόψη από το στρώμα ελέγχου και παρακολούθησης. Η αλληλουχία ενεργειών της επίδειξης αυτής συνοψίζεται στα ακόλουθα σημεία:

- Ο ελεγκτής ABNO και το σύστημα DEPLOY εγκαθιστούν τα οπτικά μονοπάτια και παρακολουθούν τόσο το ρυθμό λαθών όσο και το εύρος ζώνης του σήματος
- Όταν το BER υπερβεί το κατώφλι, μια ειδοποίηση/συναγερμός ενεργοποιείται και μεταφέρεται στον ελεγκτή ABNO ο οποίος καλεί το DEPLOY.
- Το σύστημα DEPLOY υπολογίζει τη δράση επαναρρύθμισης λαμβάνοντας υπόψη τη μέτρηση του εύρους ζώνης,
 - Εφόσον το μετρούμενο εύρος ζώνης είναι σύμφωνο με το σήμα που μεταδίδεται ενεργοποιείται η προσαρμογή του FEC κώδικα
 - Εφόσον το μετρούμενο εύρος ζώνης είναι μικρότερο από το προσδοκώμενο (σύμφωνα με την προηγούμενη επαναρρύθμιση) ενεργοποιείται η φασματική διεύρυνση των φίλτρων.

Άποψη από το στρώμα ελέγχου

Στη συνέχεια της ενότητας παρουσιάζεται η εξέλιξη της επίδειξης από την άποψη του στρώματος ελέγχου. Όπως και στην προηγούμενη επίδειξη διαχωρίζουμε το πείραμα σε έναν αριθμό φάσεων (με τη σήμανση E2.T#) όπου παρουσιάζονται ενδεικτικά αρχεία καταγραφής (log files) των υποσυστημάτων ελέγχου της αρχιτεκτονικής ORCHESTRA (OAM Handler, ελεγκτής ABNO, σύστημα DEPLOY).

- **E2.T1: Αρχικοποίηση Επιπέδου ελέγχου του δικτύου**

Το στρώμα ελέγχου αρχικοποιείται με βάση τη δεδομένη τοπολογία και τους διαθέσιμους πομποδέκτες. Τα σχετικά αρχεία καταγραφής είναι όμοια με το αντίστοιχο στάδιο του πειράματος E1_1.T1 που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα 4.3.1.

- **E2.T2: Εγκατάσταση 1^ο οπτικού μονοπατιού**

Στη δεύτερη φάση, το πρώτο οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με τα εξής χαρακτηριστικά: ρυθμός μετάδοσης 100G, χαμηλός ρυθμός FEC (28 Gbaud DP-QPSK) από τον κόμβο 0 στον κόμβο 2. Παρουσιάζεται η επικοινωνία μεταξύ ABNO και DEPLOY για τον υπολογισμό του οπτικού μονοπατιού (Εικόνα 4-44). Τα αρχεία για τη διαμόρφωση του πομπού του δέκτη και του οπτικού κόμβου/φίλτρου είναι όμοια με το πείραμα E1.

```
[2017-11-09T21:42:24.932] => Compute Connections Request Parameters:
{
  "Computation_Type":"single",
  "Requests":[
    { "id":1,"golden":1,"high_fec":0,"bidirectional":0,"source_node_id":0,
      "destination_node_id":2,"capacity":100.0 }
  ],
  "Established_Optical_Connections":[]
}

[2017-11-09T21:42:26.103] => Compute Connections Results:
{
  "Responses": [
    { "tsp_id": 100, "trx_n_float": 193.15, "grid": 3, "lightpath_id": 2,
      "request_id": 1, "src-dst": [0, 1, 2], "m": 3, "golden": 1,
      "configuration_id": 104, "n": 8 }
  ]
}
```

Εικόνα 4-44: Κλήση από το σύστημα ABNO και απάντηση από το σύστημα DEPLOY για την εγκατάσταση του 1^ο οπτικού μονοπατιού.

- **E2.T3: Εγκατάσταση 2^ο οπτικού μονοπατιού**

Κατά το 3^ο στάδιο, το δεύτερο οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με τα εξής χαρακτηριστικά: 100G χωρητικότητα, χαμηλός κώδικας FEC (28 Gbaud DP-QPSK) από τον κόμβο 1 στον κόμβο 2. Όπως και στο προηγούμενο στάδιο (E2.T2) παρουσιάζεται η επικοινωνία μεταξύ ABNO και DEPLOY για τον υπολογισμό του οπτικού μονοπατιού (Εικόνα 4-45). Τα αρχεία για τη διαμόρφωση του πομπού του δέκτη και του οπτικού κόμβου/φίλτρου είναι όμοια με το πείραμα E1.


```
[2017-11-09T21:42:41.864] => Compute Connections Request Parameters:
{
  "Computation_Type":"single",
  "Requests":[
    { "id":2,"golden":1,"high_fec":1,"bidirectional":0,"source_node_id":1,
      "destination_node_id":2,"capacity":100.0}
  ],
  "Established_Optical_Connections":[
    {
      "lightpath_id":1,"golden":1,"tsp_id":100,"configuration_id":104,"grid":3,"n":8,
      "m":3,"trx_n_float":193.15,"src-dst":[0,1,2]}
    ]
  }

[2017-11-09T21:42:42.916] : [DeployRestMapper] => Compute Connections Results:
{
  "Responses": [
    { "tsp_id": 80, "trx_n_float": 193.1875, "grid": 3, "lightpath_id": 4,
      "request_id": 2, "src-dst": [1, 2], "m": 3, "golden": 1,
      "configuration_id": 81,
      "n": 14}
  ]
}
```

Εικόνα 4-45: Κλήση από το σύστημα ABNO και απάντηση από το σύστημα DEPLOY για την εγκατάσταση του 2^{ου} οπτικού μονοπατιού.

- **E2.T4: 1^η επαναρρύθμιση – αλλαγή του κώδικα FEC / αύξηση ρυθμού μετάδοσης**

Σε αυτή τη χρονική στιγμή η επίδοση του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού υποβαθμίζεται και ο ρυθμός μετάδοσης λαθών υπερβαίνει το κατώφλι του υφιστάμενου κώδικα FEC ($0.0068 > 0.006$). Το στρώμα ελέγχου πραγματοποιεί αντίστοιχες ενέργειες όπως στο στάδιο E1_1.T4 (δημιουργία συναγερμού και επεξεργασία του). Στην Εικόνα 4-46 παρουσιάζεται η κλήση των συστημάτων ABNO-DEPLOY για τον υπολογισμό την δράσης επανάκαμψης. Το σύστημα DEPLOY υπολογίζει την προσαρμογή από χαμηλό κώδικα FEC σε υψηλό οδηγώντας ταυτόχρονα σε αύξηση του ρυθμού μετάδοσης από 28 σε 32 Gbaud.

```

[2017-11-09T21:47:17.749] => Soft Failure Restoration Request Parameters:
{
  "Affected_Lightpaths": [1],
  "Reconfigured_Lightpaths": [2, 1],
  "Established_Optical_Connections": [
    {
      "lightpath_id": 2, "golden": 1, "tsp_id": 80, "configuration_id": 81, "grid": 3, "n": 14,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.187, "src-dst": [1, 2]},
    {
      "lightpath_id": 1, "golden": 1, "tsp_id": 100, "configuration_id": 104, "grid": 3, "n": 8,
      "m": 3, "trx_n_float": 193.15, "src-dst": [0, 1, 2]}
  ],
  "Current_Monitoring_Details": [
    { "lightpath_id": 1, "pre_fec": 0.006836, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 13.904236, "snr": 0.0},
    { "lightpath_id": 2, "pre_fec": 0.0006691, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 0.0, "snr": 0.0}
  ],
  "History_Monitoring_Details": [
    { "lightpath_id": 1, "pre_fec_stats": [0.0010962334, 0.0011949573, 6.0],
      "osnr_stats": [0.0, 0.0, 6.0], "central_frequency_stats": [0.0, 0.0, 6.0],
      "signal_bandwidth_stats": [19.656612, 4.021913, 6.0], "snr_stats": [0.0, 0.0, 6.0]},
    { "lightpath_id": 2, "pre_fec_stats": [6.7561667E-4, 1.3402695E-4, 6.0],
      "osnr_stats": [0.0, 0.0, 6.0], "central_frequency_stats": [0.0, 0.0, 6.0],
      "signal_bandwidth_stats": [0.0, 0.0, 6.0], "snr_stats": [0.0, 0.0, 6.0]}
  ]
}

[2017-11-09T21:47:17.927] => Soft Failure Restoration Results:
{
  "Recovery_Status": [1],
  "Recovery_Actions": [
    {
      "reconfigured_lightpath_id": 1,
      "action": {
        "action_description": {
          "trx_n_float": 193.15, "m": 3, "configuration_id": 101, "n": 8,
          "tsp_id": 100,
          "grid": 3
        },
        "action_type": "transmission_parameters_adaptation"
      }
    }
  ]
}

```

Εικόνα 4-46: Κλήση των συστημάτων ABNO-DEPLOY για τον υπολογισμό την δράσης επανάκαμψης του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού.

- **E2.T5: 2^η επαναρρύθμιση – αλλαγή του κώδικα FEC / αύξηση ρυθμού μετάδοσης**

Σε αυτό το χρονικό σημείο, και παρ' όλη την αλλαγή του κώδικα FEC που επιτρέπει υψηλότερο pre-FEC ρυθμό λαθών, λόγω των ισχυρών φαινομένων υποβάθμισης λόγω φιλτραρίσματος, η επίδοση του καναλιού δεν ανακάμπτει. Αυτό συμβαίνει μιας και το εύρος ζώνης του σήματος έχει αυξηθεί από 28*(1.2) σε 32*(1.2) GHz και η παραμόρφωσή του λόγω του στενού φίλτρου συνεπώς αυξάνεται. Συνεπώς ένας νέος συναγερμός ενεργοποιείται, ο οποίος οδηγεί στην απόφαση να διευρυνθεί το φίλτρο στη ζεύξη κατά 12.5 GHz (m=4 από m=3 FlexGrid IETF RFC [52]). Η συγκεκριμένη δράση θεωρείται ως κοστοβόρα απόφαση

μιας και απαιτείται και η ταυτόχρονη επαναρρύθμιση του 2^{ου} οπτικού μονοπατιού στο φασματικό πλέγμα και η μετακίνησή του κατά 6.25 GHz (κατά μισή σχισμή του FlexGrid) από 193.187 GHz (n=14) σε 193.19375 GHz (n=15). Η Εικόνα 4-47 παρουσιάζει τη σχετική επικοινωνία του ABNO-DEPLOY για τον υπολογισμό της επαναρρύθμισης.

```
[2017-11-09T21:48:17.713] => Soft Failure Restoration Request Parameters:
{
  "Affected_Lightpaths": [1],
  "Reconfigured_Lightpaths": [2,1],
  "Established_Optical_Connections": [
    { "lightpath_id": 1, "golden": 1, "tsp_id": 100, "configuration_id": 101, "grid": 3,
      "n": 8, "m": 3, "trx_n_float": 193.15, "src-dst": [0,1,2]},
    { "lightpath_id": 2, "golden": 1, "tsp_id": 80, "configuration_id": 81, "grid": 3,
      "n": 14, "m": 3, "trx_n_float": 193.187, "src-dst": [1,2]}
  ],
  "Current_Monitoring_Details": [
    { "lightpath_id": 2, "pre_fec": 0.0006915, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 0.0, "snr": 0.0},
    { "lightpath_id": 1, "pre_fec": 0.49680001, "osnr": 0.0, "central_frequency": 0.0,
      "signal_bandwidth": 11.477669, "snr": 0.0}
  ],
  "History_Monitoring_Details": [
    { "lightpath_id": 2, "pre_fec_stats": [6.824625E-4, 1.1671108E-4, 8.0],
      "osnr_stats": [0.0, 0.0, 8.0], "central_frequency_stats": [0.0, 0.0, 8.0],
      "signal_bandwidth_stats": [0.0, 0.0, 8.0], "snr_stats": [0.0, 0.0, 8.0]},
    { "lightpath_id": 1, "pre_fec_stats": [0.260125, 0.1673545, 2.0],
      "osnr_stats": [0.0, 0.0, 2.0], "central_frequency_stats": [0.0, 0.0, 2.0],
      "signal_bandwidth_stats": [11.7877245, 0.21924248, 2.0],
      "snr_stats": [0.0, 0.0, 2.0]}
  ]
}

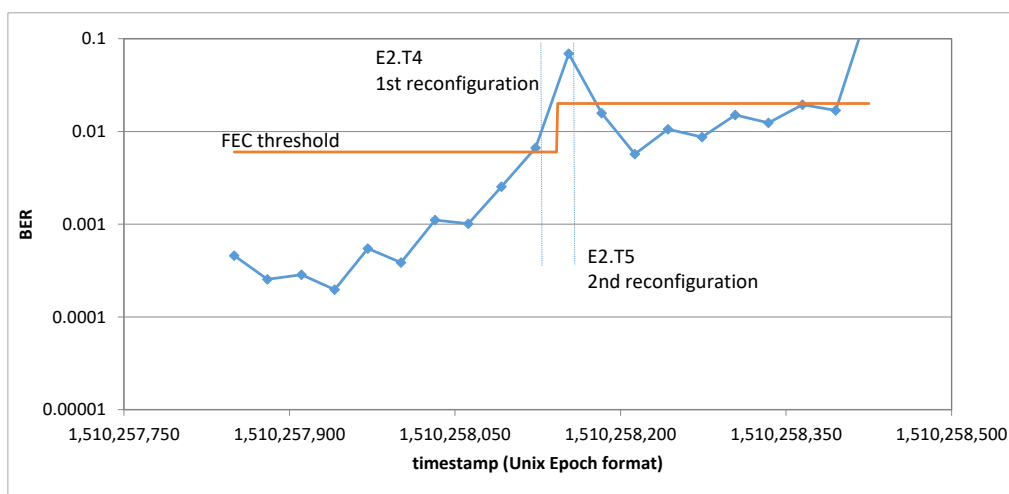
[2017-11-09T21:48:17.919] => Soft Failure Restoration Results:
{
  "Recovery_Status": [1],
  "Recovery_Actions": [
    {
      "reconfigured_lightpath_id": 1,
      "action": {
        "action_description": {"trx_n_float": 193.15, "m": 4,
          "configuration_id": 101, "n": 8, "tsp_id": 100, "grid": 3},
        "action_type": "transmission_parameters_adaptation"}
    },
    {
      "reconfigured_lightpath_id": 2,
      "action": {
        "action_description": {"trx_n_float": 193.19375, "m": 3,
          "configuration_id": 81, "n": 15, "tsp_id": 80, "grid": 3},
        "action_type": "transmission_parameters_adaptation"}
    }
  ]
}
```

Εικόνα 4-47: Κλήση των συστημάτων ABNO-DEPLOY για τη διεύρυνση του εύρους ζώνης του φίλτρου και μετατόπισης της κεντρικής συχνότητας του 2^{ου} μονοπατιού.

Άποψη από το φυσικό στρώμα

Έχοντας παρουσιάσει την επίδειξη από την άποψη του στρώματος ελέγχου παραπάνω, στη συνέχεια παρουσιάζεται η εξέλιξη της πειραματικής επίδειξης της κεντροκοιμημένης επαναρρύθμισης του ευέλικτου δικτύου από τη σκοπιά του φυσικού στρώματος. Συγκεκριμένα παρουσιάζεται η εξέλιξη του ρυθμού λαθών που εξάγονται από τους ψηφιακούς δέκτες και αναφέρονται στο στρώμα παρακολούθησης. Επίσης παρατίθεται η χρονοσειρά των μετρήσεων εύρους ζώνης του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού το οποίο επιδέχεται την επαναρρύθμιση. Χρησιμοποιείται η σήμανση των διαφορετικών σταδίων της επίδειξης όπως χρησιμοποιήθηκε κατά την περιγραφή του πειράματος από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου και επισημαίνεται στα διαγράμματα ώστε να υπάρχει συγχρονισμός της εξέλιξης μεταξύ των δύο στρωμάτων.

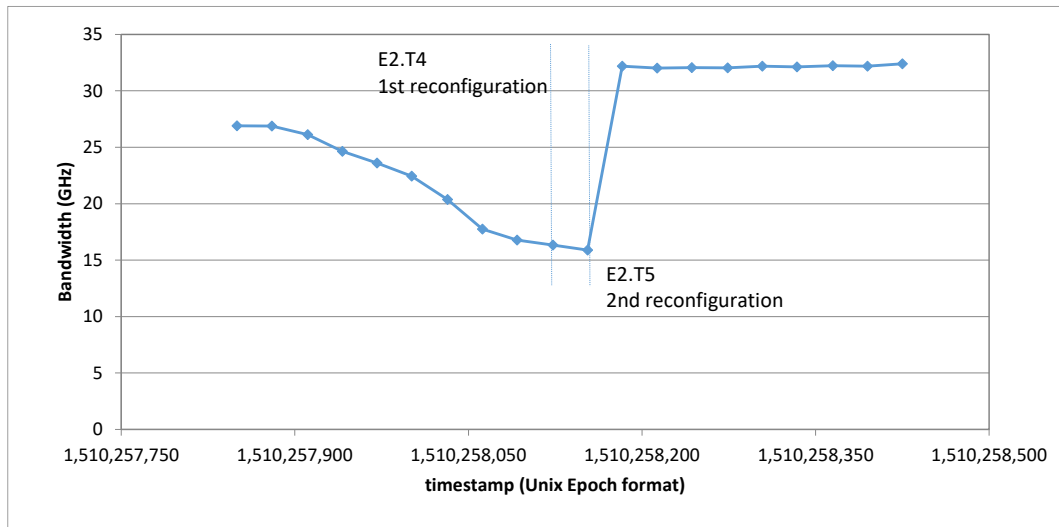
Τα μετρικά που σχετίζονται με το φυσικό επίπεδο απεικονίζονται στις ακόλουθες εικόνες (Εικόνα 4-48 έως Εικόνα 4-50). Στην παρακάτω εικόνα παρουσιάζεται ο ρυθμός λαθών του πρώτου μονοπατιού το οποίο είναι αυτό που υπόκειται στα φαινόμενα γηρασμού.



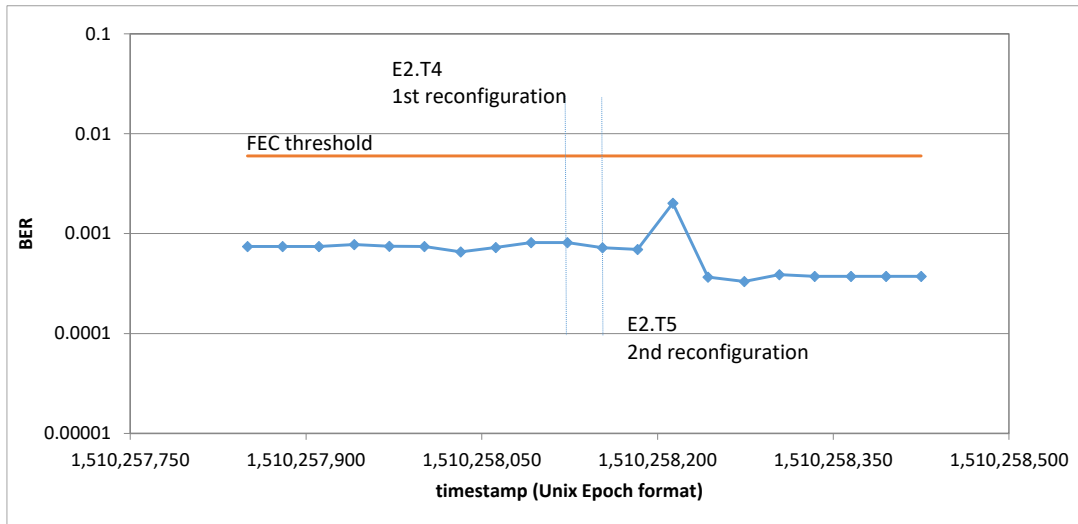
Εικόνα 4-48: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 1^ο οπτικό μονοπάτι.

Κατά την πρώτη περίοδο, ο ρυθμός λαθών σταδιακά αυξάνεται λόγω του φαινομένου γηρασμού του φίλτρου στη ζεύξη όπως παρουσιάζεται και στην Εικόνα 4-48 και στη χρονοσειρά του μετρούμενου εύρους ζώνης. Ο ρυθμός λαθών συνεχίζει να αυξάνει μέχρι το σημείο όπου το όριο του χαμηλού κώδικα FEC υπερβαίνεται. Σε αυτό το σημείο ο κώδικας FEC τροποποιείται από χαμηλό σε υψηλό και ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται από 28 σε 32 Gbaud. Όπως είναι εμφανές στην Εικόνα 4-48 παρόλη την αύξηση του ορίου FEC, ο ρυθμός λαθών συνεχίζει να αυξάνεται και η επίδοση του συστήματος να επιδεινώνεται περαιτέρω.

Συγχρόνως, το εύρος ζώνης του σήματος συνεχίζει να περιορίζεται λόγω του εύρους ζώνης του φίλτρου. Παρατηρώντας τα στοιχεία αυτά, το στρώμα ελέγχου αποφασίζει τη διεύρυνση του εύρους ζώνης του φίλτρου από 37.5 σε 50 GHz. Ταυτόχρονα μετακινεί την κεντρική συχνότητα του φέροντος του δεύτερου οπτικού μονοπατιού κατά 12.5 GHz. Παρατηρούμε στην Εικόνα 4-49 ότι κατά τη χρονική στιγμή αυτή της επαναρρύθμισης, ο ρυθμός λαθών μειώνεται κάτω από το όριο FEC και συνεπώς το οπτικό μονοπάτι επανακάμπει. Η διεύρυνση του εύρους ζώνης του φίλτρου είναι εμφανής από την εξέλιξη της χρονοσειράς μέτρησης του εύρους ζώνης του σήματος πριν και μετά τη δεύτερη επαναρρύθμιση. Επίσης, στην Εικόνα 4-50 επισημαίνεται η εξέλιξη επίδοσης του 2^{ου} οπτικού μονοπατιού και συγκεκριμένα η στιγμή της φασματικής μετακίνησής του. Ο ρυθμός λαθών αρχικά αυξάνεται λόγω της αύξησης του εύρους ζώνης του γειτονικού φίλτρου, ακολούθως όμως μειώνεται καθώς η φασματική απόσταση μεταξύ των δύο μονοπατιών αυξάνεται.



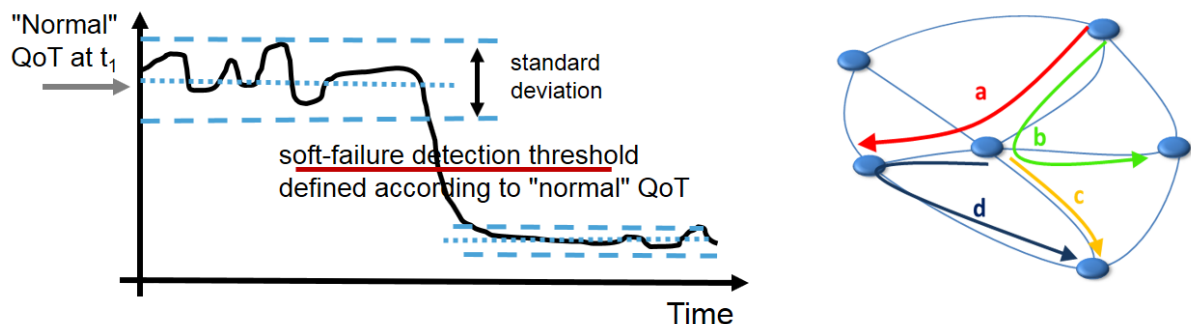
Εικόνα 4-49: Εξέλιξη μετρούμενου εύρους ζώνης στο 1^ο οπτικό μονοπάτι.



Εικόνα 4-50: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 2^ο οπτικό μονοπάτι.

4.3.3 Επίδειξη 3: Ανίχνευση και εντοπισμός φαινομένων υποβάθμισης

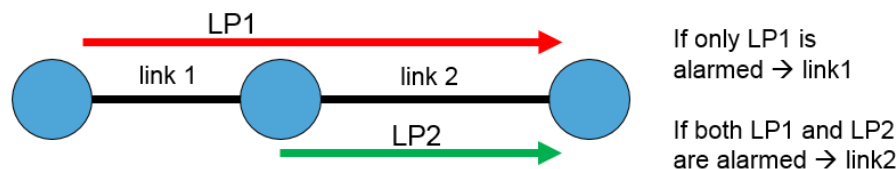
Η τελευταία πειραματική επίδειξη του επαναρρυθμιζόμενου δικτύου ORCHESTRA εστιάζεται στις υποβαθμίσεις του συστήματος λόγω των γρήγορων/βραχυπρόθεσμων μεταβολών της ποιότητας μετάδοσης. Σε αυτό το σενάριο στόχος είναι η διαφοροποίηση των «συνήθων» μεταβολών της ποιότητας μετάδοσης λόγω φαινομένων γηρασμού της υποδομής καθώς και των υποβαθμίσεων που προκαλούν ραγδαία μεταβολή στην ποιότητα μετάδοσης. Η τεχνική για την διαφοροποίηση αυτή περιγράφεται σε προηγούμενο σημείο του κεφαλαίου. Το κατώφλι ανίχνευσης ενός φαινομένου ήπιας υποβάθμισης υπολογίζεται με βάση τη μέση τιμή και την τυπική απόκλιση της μετρούμενης ποιότητας μετάδοσης. Στη συνέχεια οποιαδήποτε αναντίστοιχη μεταβολή στην ποιότητα μετάδοσης (δηλαδή μεγαλύτερη κατά 5 φορές της τυπικής απόκλισης συν της μέσης τιμής) κατατάσσεται ως ραγδαία ήπια υποβάθμιση.



Εικόνα 4-51: Εντοπισμός φαινομένου ήπιας υποβάθμισης ως μη-αναμενόμενη μεταβολή της ποιότητας μετάδοσης (QoT).

Σε αυτό το σενάριο, χρησιμοποιούνται εκ νέου τα 2 οπτικά μονοπάτια που μοιράζονται μία κοινή ζεύξη όπως και στις προηγούμενες επιδείξεις. Οι ακόλουθες περιπτώσεις είναι πιθανές κατά την διάρκεια του πειράματος:

- Αρχική κατάσταση: Καμία μεταβολή ποιότητας της οπτικής ζεύξης, καμία ανίχνευση ήπιας υποβάθμισης
- Μεταβολή ποιότητας στην οπτική ζεύξη 1 (Ανίχνευση ήπιας υποβάθμισης στο 1^ο οπτικό μονοπάτι)
- Μεταβολή ποιότητας στην κοινή οπτική ζεύξη 2 (Ανίχνευση ήπιας υποβάθμισης στο 1^ο και στο 2^ο οπτικό μονοπάτι)



Εικόνα 4-52: Τοπολογία οπτικών μονοπατιών για την ανίχνευση και τον εντοπισμό ήπιας υποβάθμισης.

Συνεπώς, ο αλγόριθμος συσχέτισης του υποσυστήματος DEPLOY βοηθά στην εξαγωγή των ακόλουθων περιπτώσεων λειτουργίας:

- Εάν ανιχνευθεί ήπια υποβάθμιση στο 1^ο οπτικό μονοπάτι και όχι στο 2^ο, τότε η ζεύξη 1 του συστήματος έχει επηρεαστεί: η ήπια υποβάθμιση έχει εντοπιστεί.
- Εάν ανιχνευθεί ήπια υποβάθμιση στο 1^ο και στο 2^ο οπτικό μονοπάτι, τότε η ζεύξη 2 του συστήματος έχει επηρεαστεί: η ήπια υποβάθμιση έχει εντοπιστεί.

Ασφαλώς, πέραν των περιπτώσεων αυτών, η ανίχνευση ήπιων υποβαθμίσεων και στα 2 οπτικά μονοπάτια θα μπορούσε να έχει προκληθεί από μεταβολή της ποιότητας μετάδοσης και στις 2 οπτικές ζεύξεις. Ωστόσο στην περίπτωση αυτή φαίνεται αρκετά απίθανη η ταυτόχρονη μεταβολή ποιότητας και στις 2 ζεύξεις. Επιπροσθέτως, ο αλγόριθμος συσχέτισης θα μπορούσε να χρησιμοποιήσει την χρονική πληροφορία από το σύστημα παρακολούθησης ώστε να επιλύσει τέτοιες περιπτώσεις ασάφειας.

Η ακολουθία των διαδικασιών/σταδίων του συγκεκριμένου σεναρίου/πειράματος είναι η εξής:

- Εστιάζοντας σε βραχυπρόθεσμα φαινόμενα, η ποιότητα μετάδοσης κυμαίνεται γύρω από μία μέση τιμή
- Το στρώμα ελέγχου θέτει ένα κατάλληλο κατώφλι ώστε να εντοπίσει μια ήπια υποβάθμιση (πχ. υποβάθμιση λειτουργίας εξοπλισμού)
- Για το σκοπό αυτό ο ελεγκτής ABNO εγκαθιστά τα οπτικά μονοπάτια και συλλέγει τα δεδομένα παρακολούθησης. Έπειτα καταγράφει την ποιότητα μετάδοσης κατά την τρέχουσα χρονική στιγμή (μέση τιμή και τυπική απόκλιση)
- Το σύστημα DEPLOY υπολογίζει το κατώφλι ως το άθροισμα του μέσου όρου επιπλέον της τετραπλάσιας τυπικής απόκλισης.
- Ο ελεγκτής ABNO προωθεί το κατώφλι στους μηχανισμούς μεσολάβησης των οπτικών πομποδεκτών και των φίλτρων/μεταγωγέων του συστήματος
- Εάν συμβεί υπέρβαση του κατωφλίου ένας συναγερμός δημιουργείται και η ήπια υποβάθμιση θεωρείται ότι έχει ανιχνευθεί.
- Ο συναγερμός προωθείται στο σύστημα παρακολούθησης, και μέσω συσχετίσεων πραγματοποιείται εντοπισμός της υποβάθμισης από το σύστημα DEPLOY
- Ο αλγόριθμος εντοπίζει τις υποβαθμίσεις στις μεμονωμένες οπτικές ζεύξεις.

Άποψη από το στρώμα ελέγχου

Στη συνέχεια της ενότητας παρουσιάζεται η εξέλιξη της επίδειξης από την άποψη του στρώματος ελέγχου. Όπως και στην προηγούμενη επίδειξη διαχωρίζουμε το πείραμα σε έναν αριθμό φάσεων (με τη σήμανση E3.T#) όπου παρουσιάζονται ενδεικτικά αρχεία καταγραφής (log files) των υποσυστημάτων ελέγχου της αρχιτεκτονικής ORCHESTRA (OAM Handler, ελεγκτής ABNO, σύστημα DEPLOY).

- **E3.T1: Αρχικοποίηση Επιπέδου ελέγχου του δικτύου**

Το στρώμα ελέγχου αρχικοποιείται με βάση τη δεδομένη τοπολογία και τους διαθέσιμους πομποδέκτες. Τα σχετικά αρχεία καταγραφής είναι όμοια με το αντίστοιχο στάδιο του πειράματος E1_1.T1 που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα 4.3.1.

- **E3.T2: Εγκατάσταση 1^ο οπτικού μονοπατιού**

Στη δεύτερη φάση, το πρώτο οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με τα εξής χαρακτηριστικά: ρυθμός μετάδοσης 100G, χαμηλός ρυθμός FEC (28 Gbaud DP-QPSK) από τον κόμβο 0 στον κόμβο 2. Τα σχετικά αρχεία καταγραφής είναι όμοια με το αντίστοιχο στάδιο του πειράματος E2.T2 που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα 4.3.2.

- **E3.T3: Εγκατάσταση 2^ο οπτικού μονοπατιού**

Κατά το 3^ο στάδιο, το δεύτερο οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με τα εξής χαρακτηριστικά: 100G χωρητικότητα, χαμηλός κώδικας FEC (28 Gbaud DP-QPSK) από τον κόμβο 1 στον κόμβο 2. Τα σχετικά αρχεία καταγραφής είναι όμοια με το αντίστοιχο στάδιο του πειράματος E2.T3 που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα 4.3.2.

- **E3.T4: Υπολογισμός κατώφλιου για το 1^ο οπτικό μονοπάτι**

Έχοντας ανακτήσει αρκετές τιμές μετρικών (ρυθμός λαθών, σηματοθορυβικός λόγος) σε διαδοχικά χρονικά διαστήματα για το 1^ο οπτικό μονοπάτι προκειμένου να αποκτηθεί μία επαρκής εκτίμηση για την τρέχουσα κατάσταση του δικτύου και της επίδοσης του μονοπατιού, υπολογίζεται η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση του ρυθμού λαθών για το οπτικό μονοπάτι. Έπειτα τίθεται το κατώφλι για το μονοπάτι αυτό όπως περιγράφηκε προηγουμένως στην ενότητα αυτή.

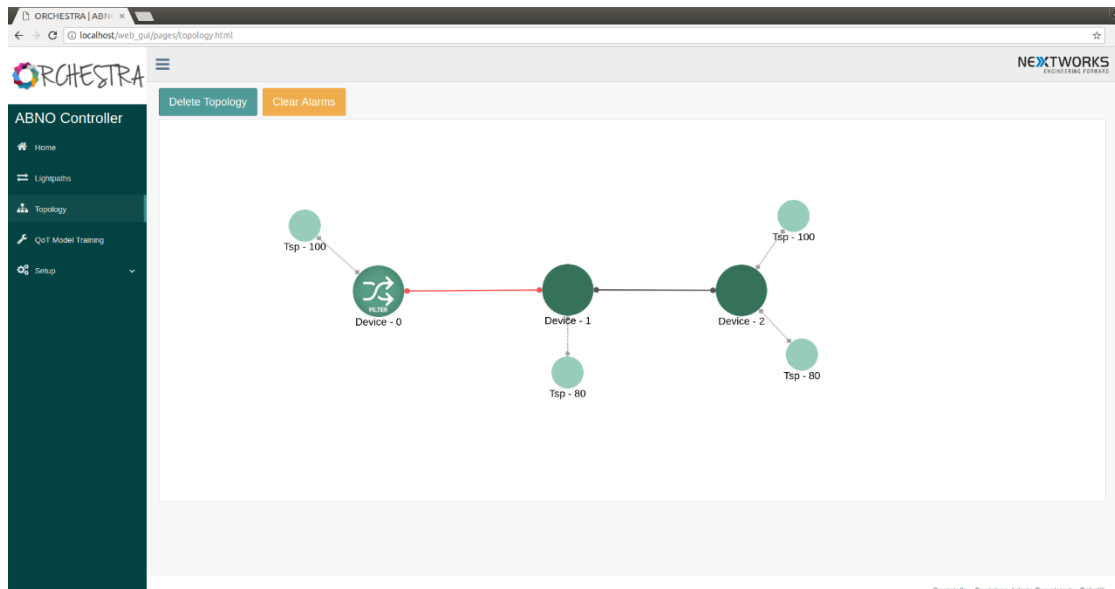
- **E3.T5: Υπολογισμός κατώφλιου για το 2^ο οπτικό μονοπάτι**

Σε αυτό το στάδιο, επαναλαμβάνεται η διαδικασία του σταδίου E3.T3 αυτή τη φορά για το 2^ο οπτικό μονοπάτι. Υπολογίζοντας τη μέση τιμή και την τυπική απόκλιση του ρυθμού λαθών από μια σειρά μετρήσεων, τίθεται το κατώφλι ήπιας υποβάθμισης για το μονοπάτι αυτό.

- **E3.T6: Εντοπισμός υποβάθμισης στη ζεύξη 0-1**

Στη συνέχεια της επίδειξης και έχοντας θέσει τα κατώφλια ήπιας υποβάθμισης και για τα 2 μονοπάτια, δημιουργείται μια υποβάθμιση οπτικού σηματοθορυβικού λόγου στην οπτική ζεύξη 0-1 της τάξης των 2 dB. Η υποβάθμιση αυτή εξομοιώνεται μέσω της χρήσης του

μεταβλητού εξασθενητή οπτικής ισχύος. Καθώς μόνο το 1^ο οπτικό μονοπάτι διαδίδεται στη ζεύξη αυτή, ο δέκτης του δημιουργεί ένα συναγερμό ο οποίος λαμβάνεται από το στρώμα παρακολούθησης και τον OAM handler. Έπειτα ο ελεγκτής ABNO και το σύστημα DEPLOY, το οποίο συσχετίζει τους συναγερμούς λαμβάνοντας υπόψη όλα τα μονοπάτια του δικτύου, εντοπίζει την υποβάθμιση της ζεύξης 0-1. Η ζεύξη που έχει εντοπιστεί εμφανίζεται στη συνέχεια και στο γραφικό περιβάλλον του ελεγκτή του συστήματος ORCHESTRA (Εικόνα 4-53:).



Εικόνα 4-53: Εντοπισμός της ζεύξης 0-1 από το γραφικό περιβάλλον του ελεγκτή του συστήματος ORCHESTRA.

- **E3.T7: Υπολογισμός κατώφλιου για το 1^ο οπτικό μονοπάτι**

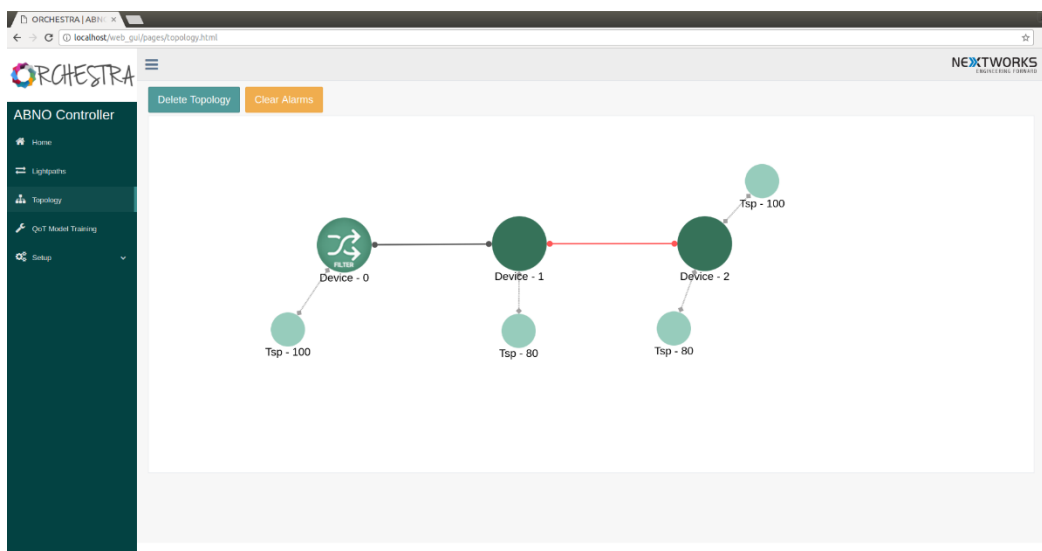
Ύστερα από ένα χρονικό διάστημα, και θεωρώντας μια διαφορετική κατάσταση δικτύου ώστε το δίκτυο να έχει υποστεί γηρασμό, τα κατώφλια των οπτικών μονοπατιών επανυπολογίζονται. Όπως και στο στάδιο E3.T4, έχοντας ανακτήσει αρκετές τιμές μετρικών σε διαδοχικά χρονικά διαστήματα για το 1^ο οπτικό μονοπάτι, υπολογίζεται η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση του ρυθμού λαθών για το οπτικό μονοπάτι. Έπειτα τίθεται το κατώφλι για το μονοπάτι αυτό όπως περιγράφηκε προηγουμένως στην ενότητα αυτή.

- **E3.T8: Υπολογισμός κατώφλιου για το 1^ο οπτικό μονοπάτι**

Ομοίως όπως και στο στάδιο E3.T5, και όντας το δίκτυο σε διαφορετική πλέον κατάσταση, επανυπολογίζεται το κατώφλι και για το 2^ο οπτικό μονοπάτι.

- **E3.T6: Εντοπισμός υποβάθμισης στη ζεύξη 1-2**

Σε αυτό το στάδιο και έχοντας θέσει τα κατώφλια ήπιας υποβάθμισης και για τα 2 μονοπάτια, δημιουργείται μια υποβάθμιση οπτικού σηματοθορυβικού λόγου αυτή τη φορά στην οπτική ζεύξη 1-2 της τάξης των 2 dB. Η υποβάθμιση αυτή εξομοιώνεται μέσω της χρήσης του μεταβλητού εξασθενητή οπτικής ισχύος. Καθώς και τα 2 οπτικά μονοπάτια διαδίδονται στη ζεύξη αυτή, και οι 2 ψηφιακοί δέκτες δημιουργούν συναγερμούς οι οποίοι λαμβάνονται από το στρώμα παρακολούθησης και τον OAM handler. Έπειτα ο ελεγκτής ABNO και το σύστημα DEPLOY, το οποίο συσχετίζει τους συναγερμούς λαμβάνοντας υπόψη όλα τα μονοπάτια του δικτύου, εντοπίζει την υποβάθμιση της ζεύξης 1-2. Η ζεύξη που έχει εντοπιστεί εμφανίζεται στη συνέχεια και στο γραφικό περιβάλλον του ελεγκτή του συστήματος ORCHESTRA (Εικόνα 4-54).

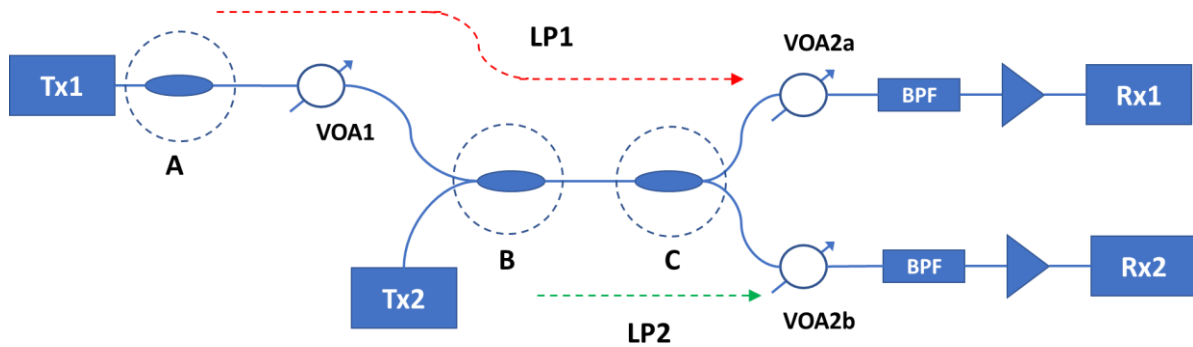


Εικόνα 4-54: Εντοπισμός της ζεύξης 1-2 από το γραφικό περιβάλλον του ελεγκτή του συστήματος ORCHESTRA.

Άποψη από το φυσικό στρώμα

Έχοντας παρουσιάσει την επίδειξη από την άποψη του στρώματος ελέγχου παραπάνω, στη συνέχεια παρουσιάζεται η εξέλιξη της πειραματικής επίδειξης της ανίχνευσης και εντοπισμού ήπιων υποβαθμίσεων του ευέλικτου δικτύου από τη σκοπιά του φυσικού στρώματος. Συγκεκριμένα παρουσιάζεται η εξέλιξη του ρυθμού λαθών που εξάγονται από τους ψηφιακούς δέκτες και αναφέρονται στο στρώμα παρακολούθησης. Χρησιμοποιείται η σήμανση των διαφορετικών σταδίων της επίδειξης όπως χρησιμοποιήθηκε κατά την

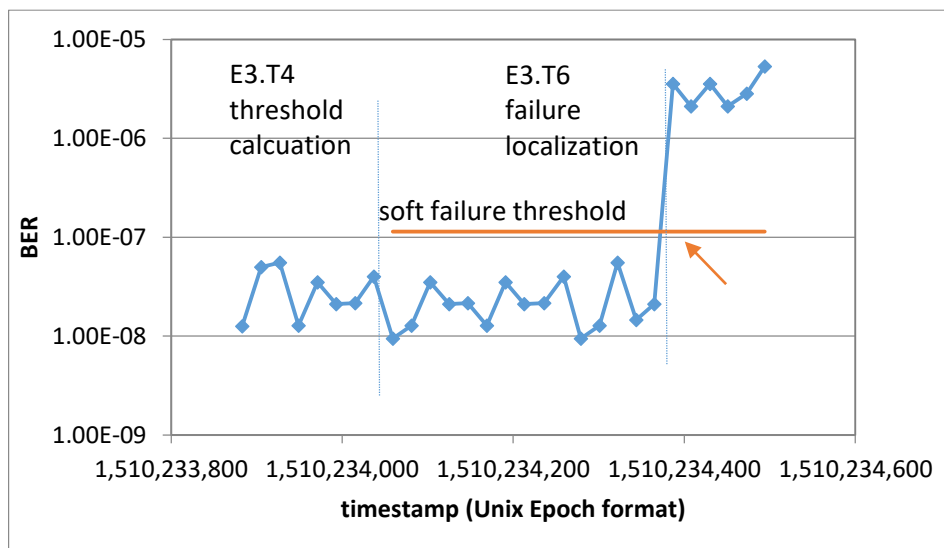
περιγραφή του πειράματος από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου και επισημαίνεται στα διαγράμματα ώστε να υπάρχει συγχρονισμός της εξέλιξης μεταξύ των δύο στρωμάτων.



Εικόνα 4-55: Κατανομή των VOAs στην πειραματική διάταξη για την εξομοίωση ήπιων υποβαθμίσεων.

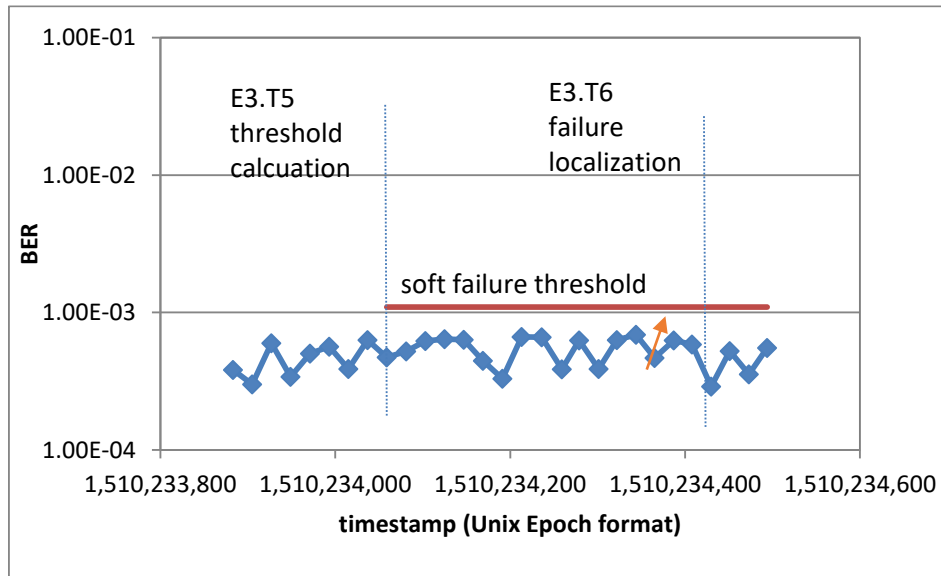
- **E3.T6:** Εντοπισμός υποβάθμισης στη ζεύξη 0-1

Σε αυτή τη χρονική στιγμή πραγματοποιείται η εξομοίωση της ήπιας υποβάθμισης της οπτικής ζεύξης 0-1 μέσω της αύξησης της εξασθένησής της (μέσω του μεταβλητού εξασθενητή). Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται η υποβάθμιση της ποιότητας μόνο του πρώτου οπτικού μονοπατιού. Όπως φαίνεται και στην Εικόνα 4-56, ο ρυθμός λαθών του 1^{ου} μονοπατιού επηρεάζεται σημαντικά λόγω της υποβάθμισης αυτής ώστε να ξεπεράσει το κατώφλι που έχει τεθεί για την ανίχνευση της ήπιας υποβάθμισης.



Εικόνα 4-56: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 1^ο οπτικό μονοπάτι.

Σε αντίθεση με το μονοπάτι 1, το 2^ο οπτικό μονοπάτι έχει καθ' όλη τη διάρκεια της εξέλιξης της επίδειξης ποιότητα μετάδοσης που δεν υπερβαίνει το κατώφλι που έχει τεθεί. Η συμπεριφορά αυτή απεικονίζεται στην Εικόνα 4-57. Συνεπώς, κατά τη διαδικασία συσχετισμού των συναγερμών που δημιουργούνται λόγω της υπέρβασης του κατωφλίου του 1^{ου} μονοπατιού, το σύστημα αναγνωρίζει επιτυχώς την πηγή της υποβάθμισης στη ζεύξη 0-1.

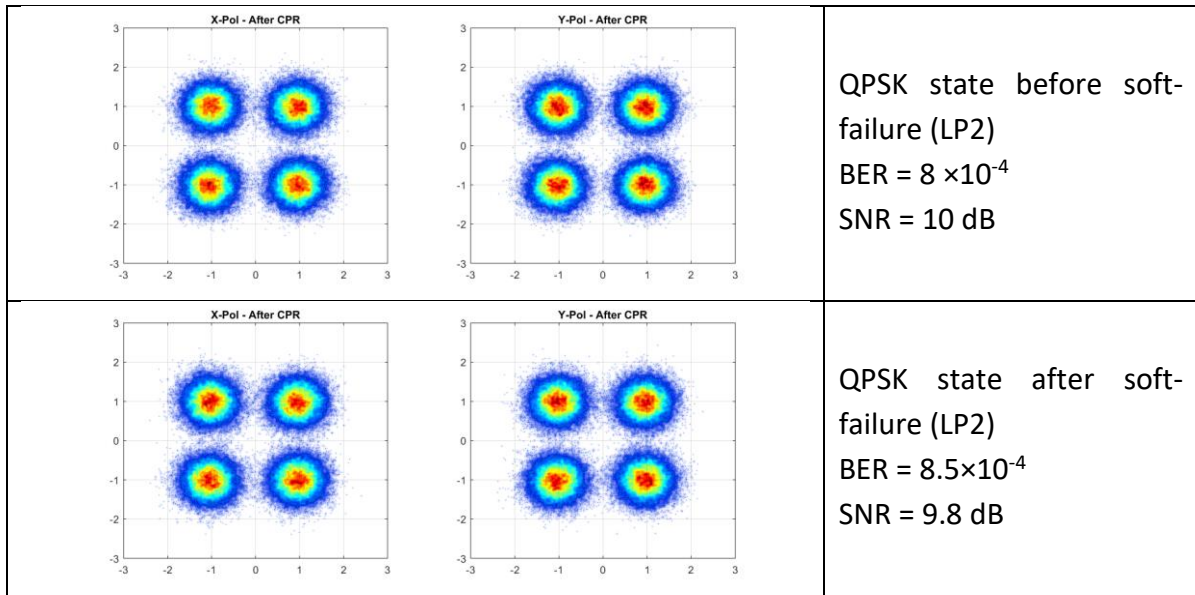


Εικόνα 4-57: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 2^ο οπτικό μονοπάτι.

Για το 2^ο οπτικό μονοπάτι παρουσιάζεται επίσης και το μήνυμα ρύθμισης του πομπού 2 καθώς και τα διαγράμματα αστερισμού που λαμβάνονται από το δέκτη του 2^{ου} μονοπατιού πριν και μετά το φαινόμενο υποβάθμισης στη ζεύξη 0-1. Είναι εμφανές ότι καμία αύξηση του ρυθμού λαθών δεν παρατηρείται, και επομένως επιβεβαιώνεται η ύπαρξη προβλήματος στη ζεύξη 0-1.

```
Waiting for Requester to connect...
Running the Netconf Config server
>>>
Connection established
Netconf Connected
received Bandwidth configuration: 1###BAND###37.5
received Modulation configuration: 1###MODULATION###pm-qpsk
received Direction configuration: 1###DIRECTION###TX
received Path-length configuration: 1###PLEN###320.0
received Baudrate configuration: 1###BAUDRATE###32.0
received Bitrate configuration: 1###BITRATE###100.0
received Frequency configuration: 1###NEWWAVE###193.6
going to write NTUA
```

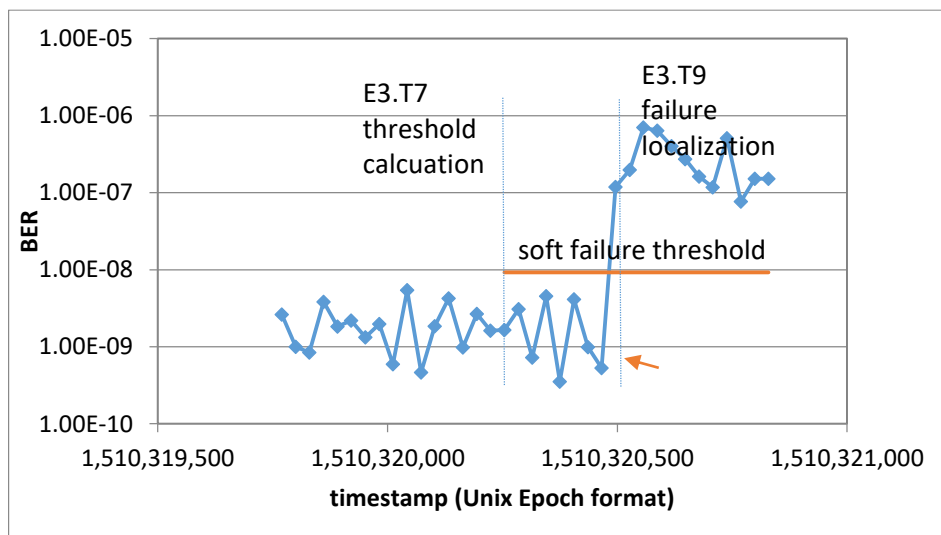
Εικόνα 4-58: Μήνυμα ρύθμισης πομπού για το 2^ο οπτικό μονοπάτι.



Εικόνα 4-59: Φαινόμενα γηρασμού στο 2^ο οπτικό μονοπάτι λόγω ήπιας υποβάθμισης – Διαγράμματα αστερισμού μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος στο δέκτη.

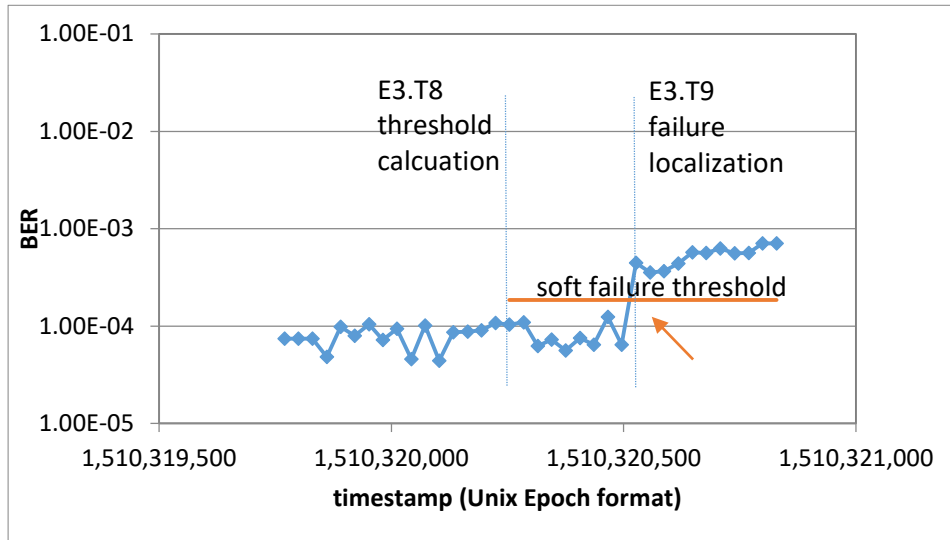
- **E3.T9:** Εντοπισμός υποβάθμισης στη ζεύξη 1-2

Σε αυτή τη χρονική στιγμή πραγματοποιείται η εξομοίωση της ήπιας υποβάθμισης της οπτικής ζεύξης 1-2 μέσω της αύξησης της εξασθένισής της (μέσω του μεταβλητού εξασθενητή). Η ζεύξη αυτή είναι κοινή για τα 2 οπτικά μονοπάτια. Η εξέλιξη του ρυθμού λαθών των 2 μονοπατιών παρουσιάζεται στις ακόλουθες εικόνες (Εικόνα 4-60 και Εικόνα 4-61).



Εικόνα 4-60: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 1^ο οπτικό μονοπάτι.

Στο πρώτο οπτικό μονοπάτι η ήπια υποβάθμιση που εξομοιώνεται στη ζεύξη 1-2 είναι εμφανής από την αύξηση του ρυθμού λαθών πλέον του κατωφλίου και επομένως ανιχνεύεται ως ήπια υποβάθμιση από το σύστημα. Ομοίως, η υποβάθμιση αυτή είναι εμφανής και στο δεύτερο οπτικό μονοπάτι μέσω του αντίστοιχου διαγράμματος ρυθμού λαθών. Η παρατήρηση αυτή οδηγεί στη δημιουργία συναγερμών ταυτόχρονα και για τα 2 μονοπάτια και επομένως τον επιτυχή εντοπισμό από το στρώμα ελέγχου της πηγής της υποβάθμισης στη ζεύξη 1-2.



Εικόνα 4-61: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 2^ο οπτικό μονοπάτι.

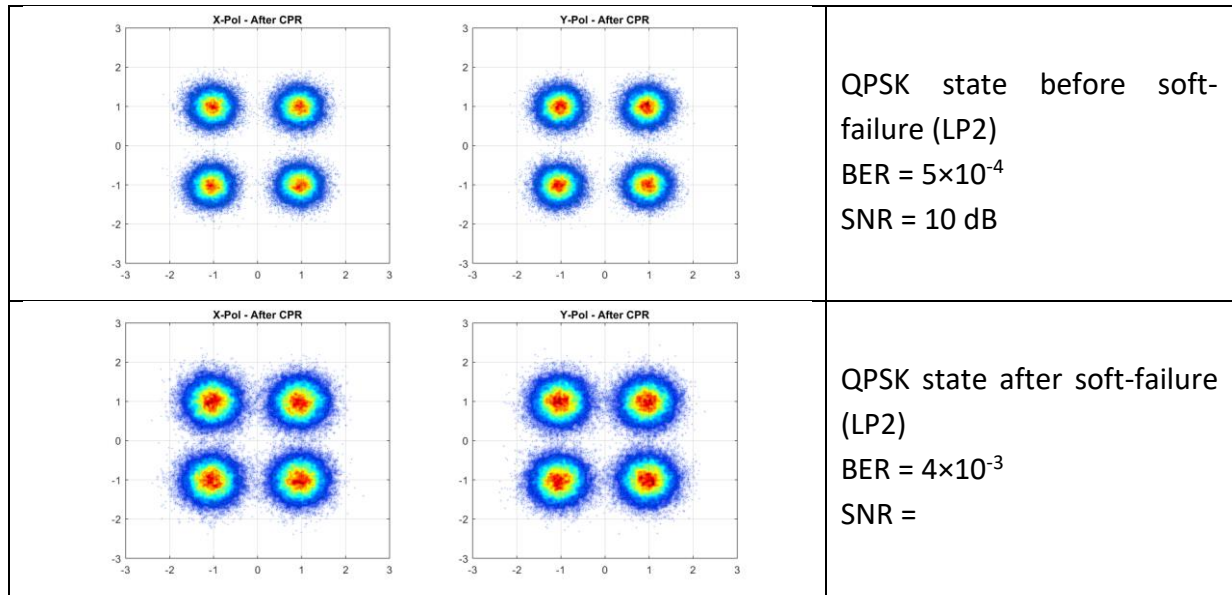
Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, για το 2^ο οπτικό μονοπάτι παρουσιάζεται επίσης και το μήνυμα ρύθμισης του πομπού 2 καθώς και τα διαγράμματα αστερισμού που λαμβάνονται από το δέκτη του 2^{ου} μονοπατιού πριν και μετά το φαινόμενο υποβάθμισης στη ζεύξη 1-2. Είναι εμφανές ότι καμία αύξηση του ρυθμού λαθών δεν παρατηρείται, και επομένως επιβεβαιώνεται η ύπαρξη προβλήματος στη ζεύξη 1-2.

```
Waiting for Requester to connect...
Running the Netconf Config server
>>>

Connection established
Netconf Connected

received Bandwidth configuration: 1###BAND###37.5
received Modulation configuration: 1###MODULATION###pm-qpsk
received Direction configuration: 1###DIRECTION###TX
received Path-length configuration: 1###PLEN###320.0
received Baudrate configuration: 1###BAUDRATE###32.0
received Bitrate configuration: 1###BITRATE###100.0
received Frequency configuration: 1###NEWWAVE###193.6
going to write NTUA
```

Εικόνα 4-62: Μήνυμα ρύθμισης πομπού για το 2^ο οπτικό μονοπάτι.



Εικόνα 4-63: : Φαινόμενα γηρασμού στο 2^ο οπτικό μονοπάτι λόγω ήπιας υποβάθμισης (εντοπισμός ζεύξης 1-2) – Διαγράμματα αστερισμού μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος στο δέκτη.

4.4 Επίδειξη σε συνθήκες πεδίου

4.4.1 Διάταξη φυσικού στρώματος και στρώματος δικτύου σε συνθήκες πεδίου

Προκειμένου να επιδειχθεί η συνολική λειτουργία του ευέλικτου/αυτορρυθμιζόμενου οπτικού συστήματος ORCHESTRA σε πραγματικές συνθήκες πεδίου χρησιμοποιήθηκε μία ζεύξη του περιφερειακού οπτικού δικτύου της TIM (Telecom Italia Mobile - κύριος διαχειριστής δικτύου στην Ιταλική επικράτεια). Η ζεύξη είναι η ίδια που περιγράφηκε στην Ενότητα 3.3.3.

Ο Πίνακας 4-1 συνοψίζει τις μετρήσεις των απωλειών εισαγωγής για κάθε ένα από τα 8 τμημάτων οι οποίες κυμαίνονται μεταξύ 20 και 23 dB, ενώ καταγράφονται και οι τιμές OSNR της περιφερειακής ζεύξης για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου στη ζεύξη ανά κανάλι τόσο για τη συνολική ζεύξη όσο και για τη συνδεσμολογία πολλαπλών ζεύξεων (Πίνακας 4-2 και Πίνακας 4-3).

Πίνακας 4-1: Απώλειες για τα 8 τμήματα της ζεύξης πεδίου.

Span	Insertion loss [dB]
1	19,9
2	21,3
3	21,7
4	21
5	21,2
6	23
7	22,8
8	20,1

Πίνακας 4-2: OSNR της περιφερειακής ζεύξης για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου στη ζεύξη ανά κανάλι.

P_Launch/ch [dBm]	OSNR [dB/0.1 nm]
5	25
4	24
3	23
2	22
0	20

Πίνακας 4-3: OSNR της περιφερειακής ζεύξης για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου στη ζεύξη ανά κανάλι και συνδεσμολογία.

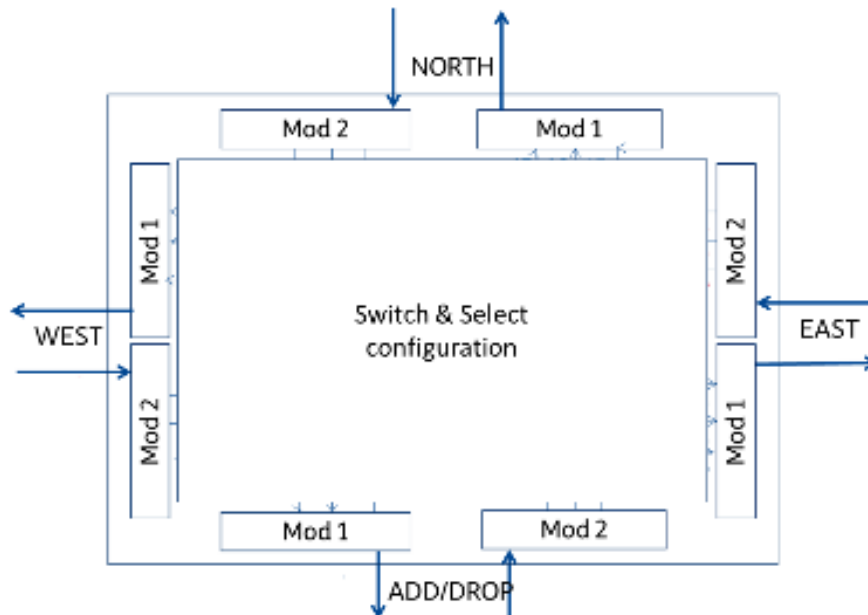
P_Launch/ch [dBm]	Estimated OSNR [dB/0.1 nm]		
	1 span	2 spans	3 spans
2	31	28	26
3	32	29	27
4	32.8	30	28
5	33.4	32	30
6	34	32.5	31.5
7	34.6	33	32

Προκειμένου να πραγματοποιηθεί μετάδοση των οπτικών καναλιών στη regional ζεύξη σε μία ευέλικτη τοπολογία χρησιμοποιώντας τόσο το πλήρες μήκος όσο και τη διάταξη πολλαπλών ζεύξεων, 2 κόμβοι ROADMs τριών βαθμίδων (εισόδων/εξόδων) χρησιμοποιήθηκαν στις εγκαταστάσεις του εργαστηρίου της TIM και η σύνδεσή τους στη ζεύξη πραγματοποιήθηκε μέσω ενός επαναρυθμιζόμενου patch panel (Εικόνα 4-64).



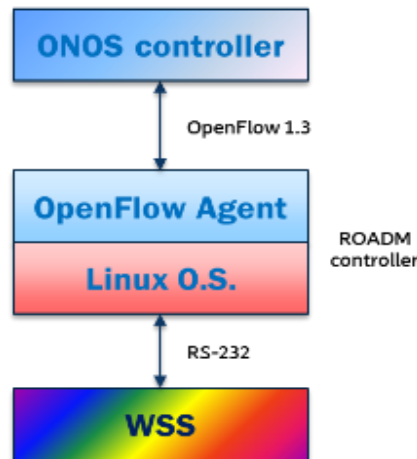
Εικόνα 4-64: Συνδεσμολογία μεταξύ των ROADM και του περιφερειακού δικτύου.

Οι κόμβοι του ROADM βασίζονται σε 2 διπλούς μεταγωγείς επιλογής μήκους κύματος (Wavelength Selective Switches - WSS) 1×20 (κατασκευαστής Lumentum, μοντέλο TrueFlex [54]). Κάθε μεταγωγέας ήταν συνδεδεμένος και ρυθμισμένος κατάλληλα ώστε να εξομοιώνει ένα κόμβο ROADM αρχιτεκτονικής Switch & Select, παρέχοντας μία αμφίδρομη διεπαφή για τη λειτουργία Add/Drop και έως τρεις αμφίδρομες διεπαφές στην πλευρά της γραμμής (Εικόνα 4-65).



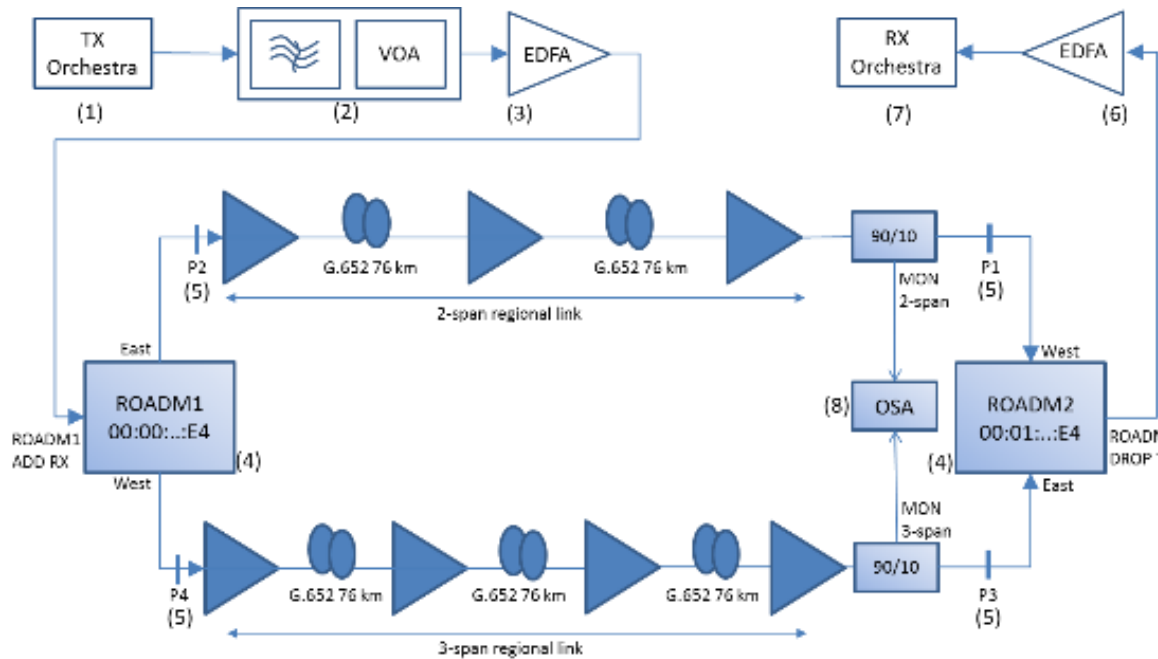
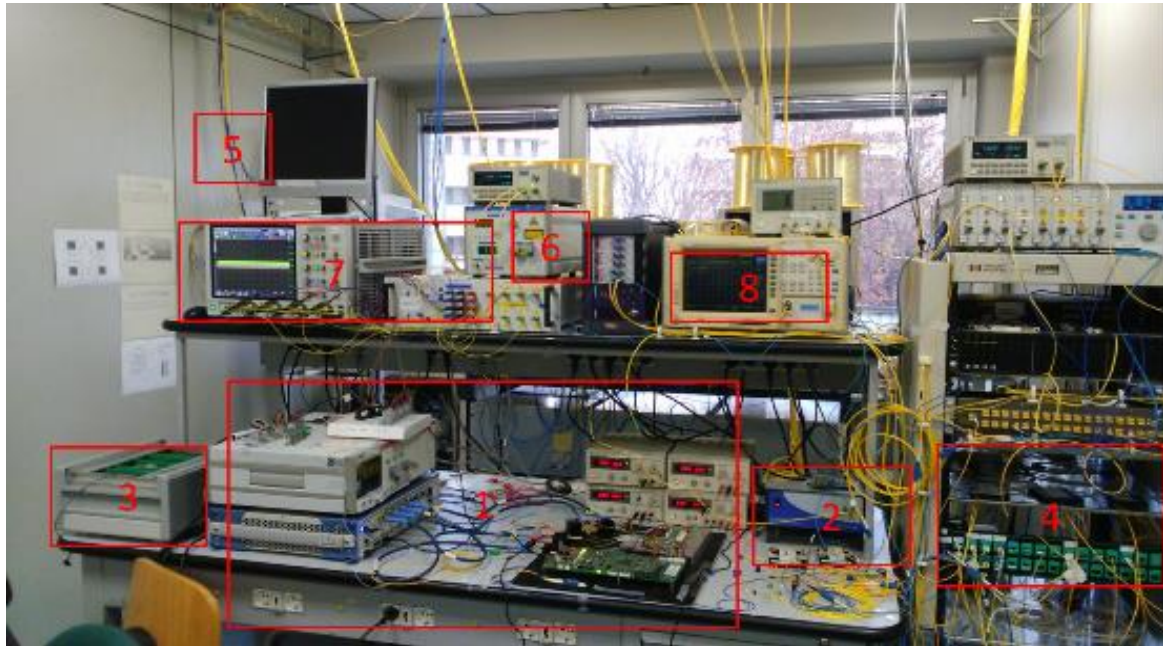
Εικόνα 4-65: Σχηματική αναπαράσταση του ROADMs.

Οι παραπάνω μεταγωγείς διαχειρίζονται μέσω σειριακής διεπαφής RS232 προκειμένου να καθοριστεί η φασματική διάταξη των οπτικών καναλιών στις εισόδους/εξόδους τους. Η διάταξη αυτή καθορίζεται από την κεντρική συχνότητα και το φασματικό παράθυρο. Το φασματικό παράθυρο μπορεί να λάβει τιμές πολλαπλάσιες των 0.5, 6.25 και 12.5 GHz [52]. Για τον έλεγχο των ROADMs χρησιμοποιήθηκε ένας διάυλος μεσολάβησης OpenFlow ο οποίος έτρεχε σε ένα σύστημα Linux και αναπτύχθηκε σε γλώσσα C. Ο διάυλος ελέγχου ήταν υπεύθυνος για τη διαχείριση της OpenFlow σύνδεσης του ROADMs με τον ελεγκτή SDN δημιουργώντας και απελευθερώνοντας διασυνδέσεις σύμφωνα με τις εντολές του ελεγκτή διατηρώντας επίσης τις λεπτομέρειες για την κατάσταση των θυρών και των συνδέσεων. Ο διάυλος ήταν συμβατός με την έκδοση OpenFlow 1.3 και των επεκτάσεων Optical Transport όπως περιγράφονται στο [55]. Οι επεκτάσεις αυτές επιτρέπουν τη δημιουργία καναλιών (media channel) μεταξύ μίας συσκευής συνδεδεμένης στη θύρα εισόδου και μίας θύρας εξόδου καθορίζοντας την κεντρική συχνότητα, το εύρος ζώνης τους και την απόσταση μεταξύ των γειτονικών καναλιών τους. Ως SDN ελεγκτής των ROADMs χρησιμοποιήθηκε η πλατφόρμα ONOS 1.11. Η εγκαθίδρυση ενός καναλιού μεταξύ μίας εισόδου και μίας εξόδου οι οποίες βρίσκονται σε διαφορετικές δικτυακές δομές πραγματοποιείται μέσω του Intent Framework, ενός υποσυστήματος το οποίο επιτρέπει σε εφαρμογές να καθορίσουν τις παραμέτρους του δικτυακού ελέγχου τους σε μορφή policy παρά μηχανισμού.



Εικόνα 4-66: Αρχιτεκτονική ελέγχου του ROADM.

Για τη διενέργεια των πειραμάτων του επαναρρυθμιζόμενου ευέλικτου οπτικού δικτύου σε συνθήκες πεδίου ήταν αναγκαία η ενσωμάτωση του παραπάνω συστήματος στο στρώμα Ελέγχου και Διαχείρισης δικτύου βασισμένου στην αρχιτεκτονική ABNO το οποίο ήταν υπεύθυνο για τη διαχείριση των υποσυστημάτων πομποδεκτών της τοπολογίας. Προκειμένου να εξασφαλιστεί βέλτιστη λειτουργία του συνολικού συστήματος και του στρώματος δικτύου, ο ελεγκτής ONOS χρησιμοποιήθηκε από κοινού με τον ελεγκτή ABNO. Για την επίτευξη της από κοινού λειτουργίας των ελεγκτών, στον ελεγκτή ABNO αναπτύχθηκε μία επιπλέον διεπαφή διαχείρισης (Provisioning Manager) η οποία επιτρέπει σε πολλαπλούς SDN ελεγκτές να προβαίνουν σε διαδικασίες ρύθμισης και παροχής πληροφοριών στα υποσυστήματα του δικτύου. Συγκεκριμένα, μέσω αυτής της προσέγγισης, οι ροές ONOS REST API επιτρέπουν σε έναν ελεγκτή υψηλότερου επιπέδου («ενορχηστρωτή») να πραγματοποιεί κατάλληλες ερωτήσεις (queries) και να θέτει κανόνες ροής προγραμμάτων (program flows) σε όλες τις συνδεδεμένες συσκευές χρησιμοποιώντας straightforward JSON ροές. Η ανάπτυξη της συγκεκριμένης διεπαφής πραγματοποιήθηκε από τη Nextworks στα πλαίσια του έργου ORCHESTRA.

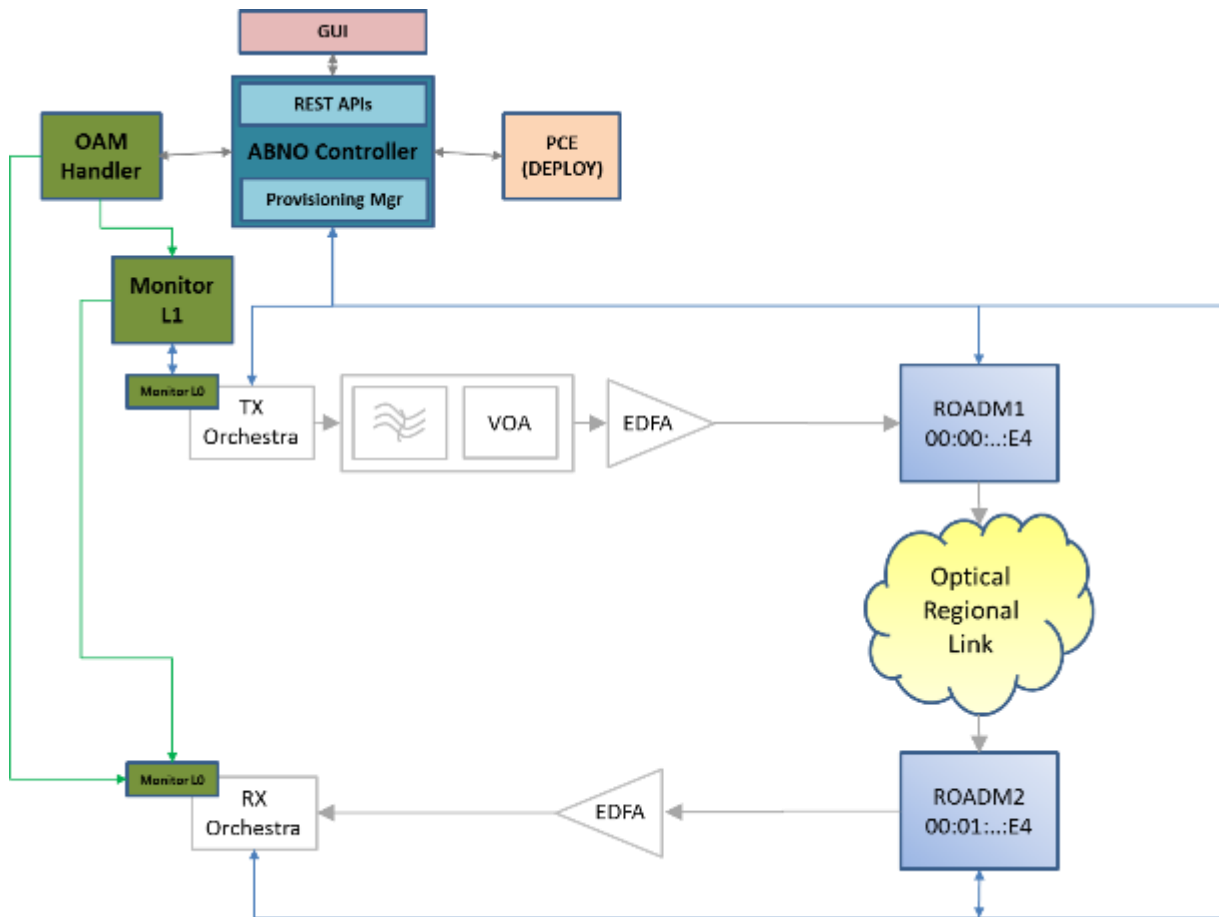


Εικόνα 4-67: Φωτογραφία (πάνω) και σχηματικό διάγραμμα (κάτω) για την επίδειξη πεδίου.

Στην Εικόνα 4-67 παρουσιάζεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την επίδειξη με τα επιμέρους υποσυστήματα να αριθμούνται ώστε να αντιστοιχηθούν στην παρακάτω περιγραφή. Ο ευέλικτος οπτικός πομποδέκτης (Πομπός: 1, Δέκτης: 7) που περιγράφηκε και στις προηγούμενες ενότητες και χρησιμοποιήθηκε και στις επιδείξεις σε εργαστηριακό περιβάλλον υποστηρίζει τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης DP-16-QAM, DP-8-QAM και DP-QPSK σε ένα οπτικό φέρον, με ωφέλιμους ρυθμούς μετάδοσης 200, 150 και 100 Gb/s αντίστοιχα και με ρυθμούς FEC κώδικα 12 και 28% (28 και 32 Gbaud). Επιπλέον ο

πομποδέκτης είναι εξοπλισμένος με ψηφιακούς μετρητές της οπτικής επίδοσης (SNR, OSNR, CD, PMD και BER). Ένα φίλτρο μεταβλητής συχνότητας ακολουθούμενο από έναν προγραμματιζόμενο εξασθενητή οπτικής ισχύος (2) τοποθετήθηκε στην έξοδο του οπτικού πομποδέκτη προκειμένου να εξομοιωθούν τα φαινόμενα υποβάθμισης λόγω του γηρασμού του laser και του αποσυντονισμού των οπτικών φίλτρων ή λόγω της αυξημένης εξασθένισης κατά μήκος της οπτικής ζεύξης (επηρεάζοντας το OSNR του σήματος). Έπειτα, το σήμα ενισχύεται μέσω ενός EDFA (3) και εισέρχεται σε έναν πρώτο ROADM (ROADM1: 4) και μεταδίδεται μέσω της ζεύξης δύο ή τριών τμημάτων που περιγράφηκε παραπάνω (5) σύμφωνα με τις ενέργειες που καθορίζονται από το στρώμα ελέγχου του δικτύου ORCHESTRA. Ένας οπτικός φασματικός αναλυτής (8) τοποθετείται στην έξοδο των ζεύξεων προκειμένου να παρακολουθείται το φάσμα των οπτικών σημάτων που μεταδίδονται στις ζεύξεις. Έπειτα τα σήματα συλλέγονται εκ νέου από ένα δεύτερο ROADM (4), ενισχύονται από ένα δεύτερο EDFA (6) προτού οδηγηθούν στον σύμφωνο δέκτη (7).

Ο ελεγκτής ABNO ως η κύρια συντονιστική οντότητα του στρώματος ελέγχου και παρακολούθησης του δικτύου ORCHESTRA χρησιμοποιήθηκε στα κύρια σημεία της τοπολογίας (Εικόνα 4-68) και μέσω των REST APIs καθίστατο δυνατή η δημιουργία, ενημέρωση, παρακολούθηση και διαγραφή των οπτικών μονοπατιών.

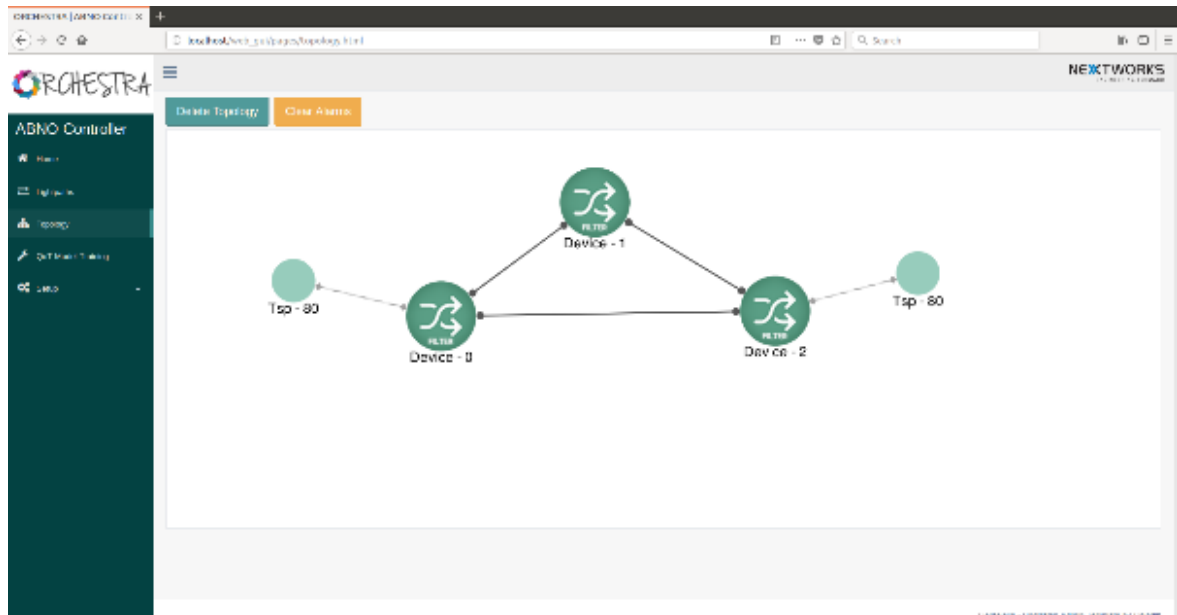


Εικόνα 4-68: Στρώμα Ελέγχου και Παρακολούθησης όπως χρησιμοποιήθηκε για την επίδειξη πεδίου.

Η αρχιτεκτονική ABNO διατηρεί και τη «λογική» τοπολογία του δικτύου προκειμένου να επιτελέσει τις διαδικασίες ελέγχου και διαχείρισης. Συνεπώς, η τοπολογία που περιγράφηκε παραπάνω περιγράφεται αφαιρετικά ως μια τοπολογία τα στοιχεία της οποίας παρέχουν τα κατάλληλα εργαλεία/λειτουργίες ελέγχου για τη δημιουργία, προσαρμογή, παρακολούθηση και διαγραφή οπτικών μονοπατιών.

Στην Εικόνα 4-69 παρουσιάζεται η εν λόγω «λογική» όψη του δικτύου, μέσω μιας φωτογραφίας από το GUI του ABNO ελεγκτή. Η τοπολογία αποτελείται από:

- 2 πομποδέκτες (“Tsp” στην εικόνα), που αντιστοιχούν στις πλευρές του ευέλικτου πομπού και δέκτη
- 3 συσκευές που αντιστοιχούν στον φυσικό εξοπλισμό που ελέγχονται από τον ABNO ελεγκτή
- 3 ζεύξεις που συνδέουν τις ανωτέρω συσκευές.



Εικόνα 4-69: Δικτυακή τοπολογία όπως παρουσιάζεται στο γραφικό περιβάλλον του συστήματος ελέγχου του ORCHESTRA.

4.4.2 Επίδειξη: Δυναμική προσαρμογή (υποβάθμισης + αναβάθμισης) χωρητικότητας οπτικής ζεύξης

Όπως και στην ενότητα 4.3 σε αυτό το σημείο επιδεικνύουμε την αυτόματη αναπροσαρμογή ενός οπτικού δικτύου βασισμένης σε ένα σχήμα μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων, αυτή τη φορά σε συνθήκες πεδίου. Επιπρόσθετα από την επίδειξη σε εργαστηριακές συνθήκες, σε αυτήν τη διαδικασία παρουσιάζεται μία επιπλέον δυνατότητα που αφορά τον εκ νέου συντονισμό της συχνότητας φέροντος ενός οπτικού καναλιού προκειμένου να αντισταθμιστούν τα φαινόμενα υποβάθμισης λόγω ατελούς φιλτραρίσματος κατά τη διάδοση δια μέσου φίλτρων και ROADMs (εξαιτίας φαινομένων γηρασμού του δικτυακού εξοπλισμού) σε συνθήκες μιας πραγματικής οπτικής ζεύξης.

Όπως και στις προηγούμενες επιδείξεις, παρουσιάζεται η λειτουργία του δικτύου εντός των αποδεκτών περιθωρίων λειτουργίας. Ένα οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται διαμορφώνοντας την πληροφορία με ένα συγκεκριμένο – μη βέλτιστο για τις συνθήκες φυσικού επιπέδου της ζεύξης – σχήμα διαμόρφωσης. Με βάση το σύστημα ORCHESTRA το οπτικό μονοπάτι παρατηρείται, τα περιθώρια λειτουργίας υπολογίζονται και πραγματοποιούνται οι κατάλληλες δράσεις για την αναβάθμιση (ή υποβάθμιση) του σχήματος διαμόρφωσης/χωρητικότητας του μονοπατιού σύμφωνα με τις επικρατούσες συνθήκες.

Πιο συγκεκριμένα, μέσω του μηχανισμού παρατήρησης, το οπτικό μονοπάτι παρατηρείται (μέσω των δυνατοτήτων παρακολούθησης του σύμφωνου οπτικού δέκτη) λαμβάνοντας υπόψη τις βραχυπρόθεσμες μεταβολές της ποιότητας μετάδοσης. Με βάση αυτές τις εκτιμήσεις και τα αντίστοιχα όρια για τα διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης, ο ABNO ελεγκτής ορίζει τα κατάλληλα κατώφλια προκειμένου να πραγματοποιούνται οι αλλαγές μεταξύ σχημάτων διαμόρφωσης. Οι δύο τακτικές προσαρμογής, όπως περιγράφηκαν στην ενότητα 4.3.1 είναι:

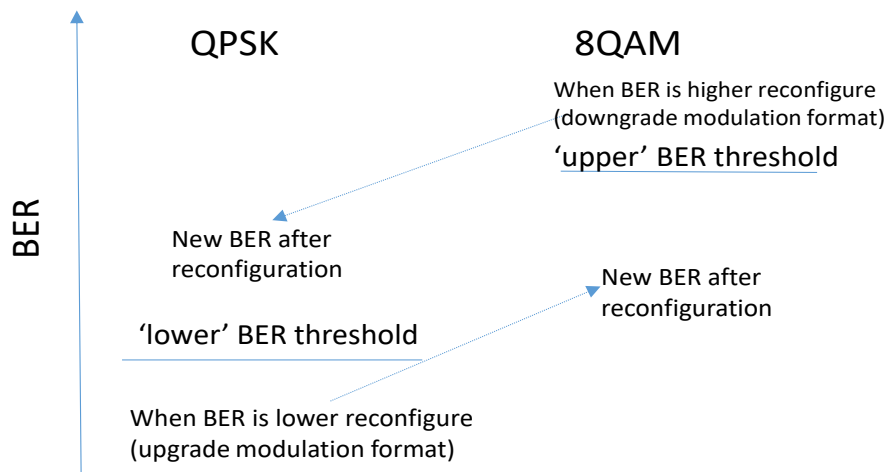
- η κεντριοποιημένη επαναρρύθμιση, όπου ο διάυλος μεσολάβησης του οπτικού πομποδέκτη είναι προγραμματισμένος να ειδοποιεί όταν υπάρχει υπέρβαση του κατωφλίου, με την ειδοποίηση αυτή να μεταδίδεται στον OAM Handler και στη συνέχεια ο ABNO ελεγκτής να αποφασίζει για την προσαρμογή του σχήματος διαμόρφωσης
- η επαναρρύθμιση με προ-προγραμματισμό, όπου η επαναρρύθμιση του δικτύου είναι ορισμένη εκ των προτέρων μέσω μιας μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων στους διαύλους μεσολάβησης των πομποδεκτών και η ενέργειες προσαρμογής πραγματοποιούνται τοπικά.

Η κύρια διαφοροποίηση σε σύγκριση με τις επιδείξεις που περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα (4.3) εστιάζεται στην διαδικασία της προσαρμογής χωρητικότητας. Ενώ στις επιδείξεις σε εργαστηριακές συνθήκες η χωρητικότητα του καναλιού υπόκειται μόνο σε υποβάθμιση (μέσω της μετάβασης σε πιο εύρωστο σχήμα διαμόρφωσης) λόγω της εξομοίωσης μακροπρόθεσμων φαινομένων υποβάθμισης και επομένως της μείωσης του οπτικού σηματοθυροβικού λόγου, σε αυτή την επίδειξη πεδίου επεκτείνεται η δυνατότητα αναβάθμισης της χωρητικότητας μέσω της μετάβασης σε σχήμα διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης. Η φασματική απόδοση του αναβαθμισμένου καναλιού αυξάνεται και το σύστημα είναι ικανό να παρέχει μεγαλύτερη χωρητικότητα. Μια τέτοια περίπτωση μπορεί να υπάρξει κατά την εγκατάσταση ενός οπτικού μονοπατιού με υψηλά περιθώρια όπως κατά τη συνήθη περίπτωση διαστασιολόγησης όπου το δίκτυο έχει ήπια κίνηση και ελάχιστα παρακολουθούμενα οπτικά μονοπάτια ώστε να μπορέσουν να βελτιστοποιηθούν τα περιθώρια λειτουργίας. Επιπλέον μια περίπτωση λειτουργίας υψηλών περιθωρίων μπορεί να θεωρηθεί ύστερα από την αποκατάσταση μιας ζεύξης (ύστερα από κόψιμο ίνας) ή την εγκατάσταση νέου εξοπλισμού με καλύτερη επίδοση.

Επομένως, στην επίδειξη αυτή τα περιθώρια λειτουργίας υπολογίζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να λαμβάνονται υπόψιν οι βραχυπρόθεσμες μεταβολές της ποιότητας μετάδοσης καθώς και τα χαρακτηριστικά του οπτικού πομποδέκτη. Εδώ εντοπίζεται και η δεύτερη καινοτομία του πειράματος αυτού. Καθώς υποβαθμίζεται το σχήμα διαμόρφωσης, η ποιότητα μετάδοσης βελτιώνεται σημαντικά ώστε η εκτίμησή της δεν είναι κύριας σημασίας. Ωστόσο, στην αντίθετη περίπτωση, όταν εξετάζεται η αναβάθμιση του σχήματος διαμόρφωσης, χρειάζεται ακριβής εκτίμηση της ποιότητας μετάδοσης ώστε αυτή να είναι ικανή να εγγυηθεί τη βιωσιμότητα του νέου λιγότερο εύρωστου σχήματος και το σύστημα να μην οδηγηθεί σε φαινόμενο ring-rong με αχρείαστες ταλαντεύσεις μεταξύ δύο σχημάτων διαμόρφωσης. Η διασφάλιση της ορθής λειτουργίας του σχήματος υποβάθμισης και αναβάθμισης βασίζεται στον ενδεδειγμένο χαρακτηρισμό και μοντελοποίηση του οπτικού πομποδέκτη ώστε να αποτυπώνονται ορθά οι μετρήσεις του εκτιμητή της ποιότητας μετάδοσης. Τα αποτελέσματα της μοντελοποίησης έχουν περιγραφεί στην ενότητα 3.3.

Στη γενική περίπτωση ορίζονται δύο κατώφλια για κάθε σχήμα διαμόρφωσης (άνω και κάτω κατώφλι ρυθμού σφαλμάτων). Εφόσον ο μετρούμενος ρυθμός λαθών είναι μεγαλύτερος από το άνω κατώφλι τότε το σχήμα διαμόρφωσης υποβαθμίζεται. Αντίθετα ένα είναι μικρότερος από το κάτω κατώφλι το σχήμα αναβαθμίζεται. Με βάση αυτό το σύνολο κανόνων, η εξειδίκευση για τα 2 σχήματα διαμόρφωσης και τις αντίστοιχες επαναρρυθμίσεις παρουσιάζονται στην Εικόνα 4-70.

Το οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με σχήμα διαμόρφωσης DP-QPSK, και μέσω του χαρακτηρισμού του πομποδέκτη και της παρακολούθησης της ζεύξης θέτονται τα κατάλληλα όρια QPSK-κάτω και 8-QAM-άνω. Τα όρια αυτά και οι σχετιζόμενες ενέργειες επαναρρυθμίσεις προ-προγραμματίζονται. Εφόσον το οπτικό μονοπάτι παρουσιάζει να έχει επαρκές περιθώριο (ο ρυθμός λαθών του μετράται χαμηλότερος από το QPSK-κάτω όριο) αναβαθμίζεται σε DP-8-QAM. Ενώ το οπτικό μονοπάτι είναι ευσταθές και με ικανό ρυθμό μετάδοσης αρχίζει η εξομοίωση του γηρασμού του δικτύου. Συγκεκριμένα, μέσω της αύξησης της εξασθένισης που εισάγεται από το οπτικό φίλτρο (σημείο 2 στην πειραματική διάταξη - Εικόνα 4-67) εξομοιώνεται ο γηρασμός του δικτύου εντός μερικών δευτερολέπτων. Σε ένα χρονικό σημείο ο μετρούμενος ρυθμός λαθών του μονοπατιού υπερβαίνει το κατώφλι 8-QAM-άνω και το σχήμα διαμόρφωσης υποβαθμίζεται σε DP-QPSK μέσω της κατάλληλης προ-προγραμματισμένης αλληλουχίας. Ο ρυθμός λαθών πλέον μετράται υψηλότερος από το QPSK-κάτω όριο και επομένως τα κατώφλια έχουν υπολογιστεί κατάλληλα ώστε να μην παρατηρούνται αχρείαστες προσαρμογές του σχήματος διαμόρφωσης.



Εικόνα 4-70: Ανώτερα και κατώτερα κατώφλια για την εναλλαγή ανάμεσα σε 2 σχήματα διαμόρφωσης όπως εκτελούνται κατά την επίδειξη.

Άποψη από το στρώμα ελέγχου

Στο σημείο αυτό παρουσιάζεται η εξέλιξη της επίδειξης έχοντας την άποψη του στρώματος ελέγχου του δικτύου. Για το σκοπό αυτό, το πείραμα διαχωρίζεται σε φάσεις (με την ένδειξη T#, όπου # ο αριθμός της εκάστοτε φάσης) και στην κάθε μια φάση προβάλλεται η έξοδος των αρχείων καταγραφής (log files) των υποσυστημάτων ελέγχου της αρχιτεκτονικής ORCHESTRA (OAM Handler, ελεγκτής ABNO, σύστημα DEPLOY).

T1: Εγκατάσταση οπτικού μονοπατιού

Σε πρώτη φάση, το οπτικό μονοπάτι εγκαθίσταται με τα εξής χαρακτηριστικά: ρυθμός μετάδοσης 100G, υψηλός ρυθμός FEC (32 Gbaud DP-QPSK) από τον κόμβο 0 στον κόμβο 2. Συγκεκριμένα, το νέο οπτικό μονοπάτι καλείται μέσω του γραφικού περιβάλλοντος και η αίτηση αυτή λαμβάνεται και εκτελείται από τον ελεγκτή ABNO. Ο ελεγκτής με τη σειρά του ζητά τον κατάλληλο υπολογισμό του μονοπατιού από το σύστημα DEPLOY. Το σύστημα DEPLOY επιλέγει την κατάλληλη διαμόρφωση του πομποδέκτη (id 81), σύμφωνα με τις απαιτήσεις που έχουν τεθεί για χωρητικότητα και ικανότητα διόρθωσης λαθών, και αποστέλλει το αποτέλεσμα στον ελεγκτή ABNO. Ο ελεγκτής με τη σειρά του λαμβάνει το αποτέλεσμα και αποστέλλει τις κατάλληλες εντολές ρύθμισης στον πομπό του κόμβου 0, στο δέκτη του κόμβου 2, στον ROADM1 καθώς και στο επίπεδο παρακολούθησης.

T2: Υπολογισμός κατωφλίων

Ύστερα από την παρακολούθηση για ένα ορισμένο χρονικό διάστημα και ύστερα από τη λήψη 15 παρακολουθούμενων τιμών αναγνωρίζεται η κατανομή και μεταβολή των βραχυπρόθεσμων μεταβολών της ποιότητας μετάδοσης. Επομένως μέσω κλήσης στο γραφικό περιβάλλον, ο ABNO ελεγκτής καλεί το σύστημα DEPLOY για τον υπολογισμό του άνω κατωφλίου ("Threshold_Type" : 211). Το σχετικό κατώφλι υπολογίζεται ίσο με 0.0199.

T3: Υπολογισμός των δράσεων προ-προγραμματισμού

Ύστερα από τις βραχυχρόνιες μεταβολές της ποιότητας μετάδοσης της προηγούμενης φάσης, η φάση προ-προγραμματισμού που εκκινήθηκε από το γραφικό περιβάλλον και τον υπολογισμό του άνω κατωφλίου (8-QAM-άνω) το σύστημα DEPLOY υπολογίζει με βάση τις μεταβολές επίδοσης της ζεύξης και των χαρακτηριστικών του πομποδέκτη το QPSK-κάτω όριο (ίσο με 0.00005813). Ο ABNO ελεγκτής δημιουργεί την κατάλληλη μηχανή 2 καταστάσεων (με καταστάσεις τα σχήματα διαμόρφωσης DP-QPSK και DP-8-QAM) σχετίζοντάς τα με τα αντίστοιχα κατώφλια ενώ επιπλέον εγκαθιστά και τον διάυλο παρακολούθησης ώστε να ενεργοποιηθούν οι δράσεις προ-προγραμματισμού.

T4: Αναβάθμιση σχήματος διαμόρφωσης και χωρητικότητας ζεύξης

Ο ρυθμός λαθών του οπτικού μονοπατιού παρακολουθείται και μετράται χαμηλότερος από το QPSK-κάτω όριο, συνεπώς το σχήμα διαμόρφωσης αναβαθμίζεται σε DP-8-QAM με χωρητικότητα 150 Gb/s. Από τη στιγμή που οι δράσεις επαναρρύθμισης είναι τοπικές στον πομποδέκτη, καμία νέα δραστηριότητα δεν εμφανίζεται στο αρχείο καταγραφής του OAM handler και του ABNO ελεγκτή. Επομένως ακολούθως παρουσιάζονται τα αρχεία καταγραφής του διαύλου μεσολάβησης NETCONF στον δέκτη. Η μηχανή 2 καταστάσεων ενεργοποιείται όταν ο μετρούμενος ρυθμός λαθών λαμβάνεται στο διάυλο του δέκτη. Ύστερα από την ενημέρωση της βάσης δεδομένων με τη νέα τιμή, ο διάυλος ανακτά τις παραμέτρους για την τρέχουσα κατάσταση. Όταν όλες οι παράμετροι γίνουν διαθέσιμες, η ληφθείσα τιμή BER συγκρίνεται με την παράμετρο "threshold-param" (στην παρούσα περίπτωση 0.000058), οπότε και εφαρμόζεται η επαναρρύθμιση.

T5: Υποβάθμιση σχήματος διαμόρφωσης και χωρητικότητας ζεύξης

Σε αυτό το σημείο εκκινά η εξομοίωση γηρασμού του δικτύου. Ο ρυθμός λαθών του οπτικού μονοπατιού το οποίο βρίσκεται σε σχήμα διαμόρφωσης DP-8-QAM αυξάνεται ώσπου σε κάποια χρονική στιγμή γίνεται μεγαλύτερος από το DP-8-QAM-άνω όριο. Συνεπώς το οπτικό

μονοπάτι υποβαθμίζεται στο πιο εύρωστο σχήμα διαμόρφωσης DP-QPSK. Ο διάυλος μεσολάβησης ακολουθεί την ίδια διαδικασία με προηγουμένως. Λαμβάνει την μετρούμενη τιμή BER, ενημερώνει τη βάση δεδομένων NETCONF και ανακτά όλες τις απαιτούμενες παραμέτρους της τρέχουσας κατάστασης. Η ληφθείσα τιμή ρυθμού λαθών συγκρινόμενη με την παράμετρο “threshold-param” (εδώ 0.0198781) και η δράση επαναρρύθμισης εκτελείται.

Προκειμένου να αποδειχθεί η συμπεριφορά της διαδικασίας προ-προγραμματισμού παρουσιάζεται ο κατάλογος εγγραφών του διαύλου NETCONF στον πομπό. Αρχικά, παρουσιάζεται η κύρια ρύθμιση. Έπειτα η επαναρρύθμιση ενεργοποιείται από τη μηχανή καταστάσεων και η χωρητικότητα αυξάνεται και τελικά η χωρητικότητα μειώνεται στην αρχική κατάσταση.

<pre>TRACE CDB_NEW_SESSION --> CONFD_OK TRACE Established new CDB session to ConfD TRACE CDB_SET_NAMESPACE --> CONFD_OK TRACE CDB_SUB_ITERATE 6 Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/bandwidth --> (33.6) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###BAND###33.6\$\$\$ Create: /transponder/subcarrier-module{1}/config/fec-in-use Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/fec-in- use/rate/message-length --> (3) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###CHANGEFEC###1\$\$\$ Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/fec-in- use/rate/block-length --> (15) Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/fec-in- use/name --> (ldpc) Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/modulation --> (pm-qpsk) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###MODULATION###pm- qpsk\$\$\$ Value Set: /transponder/subcarrier- module{1}/config/transmitter/output-power --> (0) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###TXPOWER###0\$\$\$ Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/direction --> (enum<0>) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###DIRECTION###TX\$\$\$ Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/baud-rate --> (32.0) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###BAUDRATE###32.0\$\$\$ Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/bit-rate --> (100.0) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###BITRATE###100.0\$\$\$ Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/central- frequency --> (193000.5) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###NEWWAVE###193000.5\$\$\$ TRACE CDB_END_SESSION --> CONFD_OK TRACE CDB_SYNC_SUB CDB_DONE_PRIORITY --> CONFD_OK confd[449]: audit user: admin/30 assigned to groups: admin TRACE CDB_SUBSCRIPTION_EVENT --> 6 *** Config updated</pre>	
<pre>TRACE CDB_NEW_SESSION --> CONFD_OK TRACE Established new CDB session to ConfD TRACE CDB_SET_NAMESPACE --> CONFD_OK TRACE CDB_SUB_ITERATE 6 Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/modulation --> (pm-8qam) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###MODULATION###pm- 8qam\$\$\$ Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/bit-rate --> (150.0) Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###BITRATE###150.0\$\$\$ TRACE CDB_END_SESSION --> CONFD_OK TRACE CDB_SYNC_SUB CDB_DONE_PRIORITY --> CONFD_OK confd[449]: audit user: admin/31 assigned to groups: admin TRACE CDB_SUBSCRIPTION_EVENT --> 6 *** Config updated</pre>	

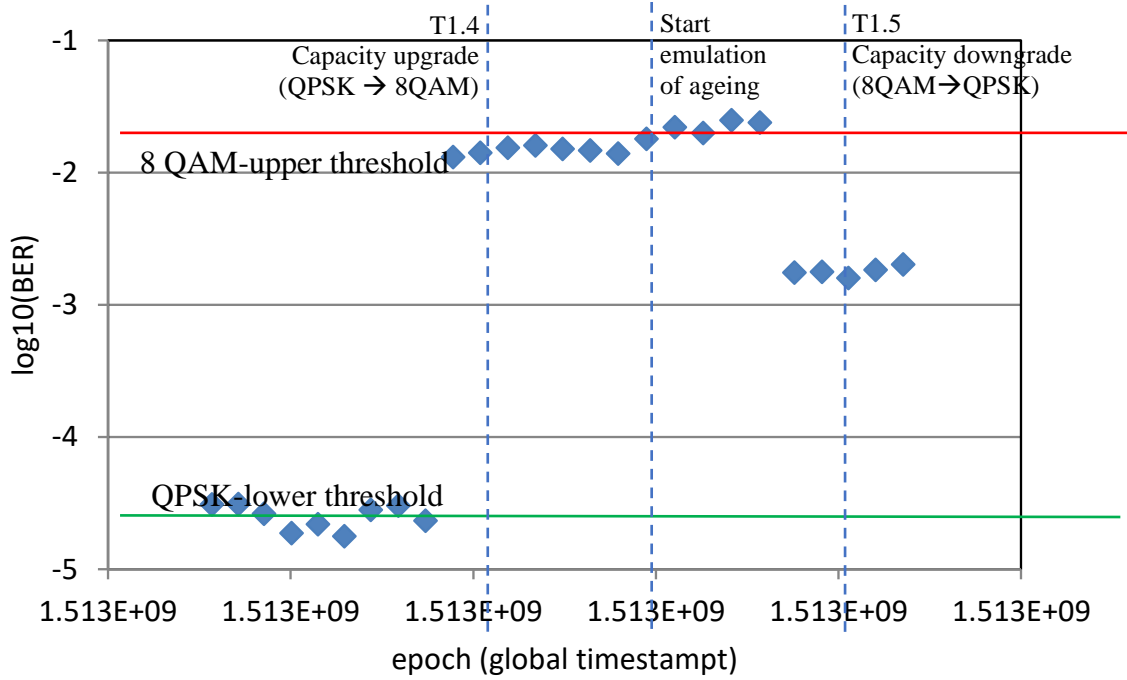
```
TRACE CDB_NEW_SESSION --> CONFD_OK
TRACE Established new CDB session to ConfD
TRACE CDB_SET_NAMESPACE --> CONFD_OK
TRACE CDB_SUB_ITERATE 6
Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/modulation -->
(pm-qpsk)
Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###MODULATION###pm-
qpsk$$$
Value Set: /transponder/subcarrier-module{1}/config/bit-rate -->
(100.0)
Transponder Driver - Sent command: CONFIG###1###BITRATE###100.0$$$
TRACE CDB_END_SESSION --> CONFD_OK
TRACE CDB_SYNC_SUB_CDB_DONE_PRIORITY --> CONFD_OK
```

Εικόνα 4-71: Περιγραφή διαδικασίας προ-προγραμματισμού.

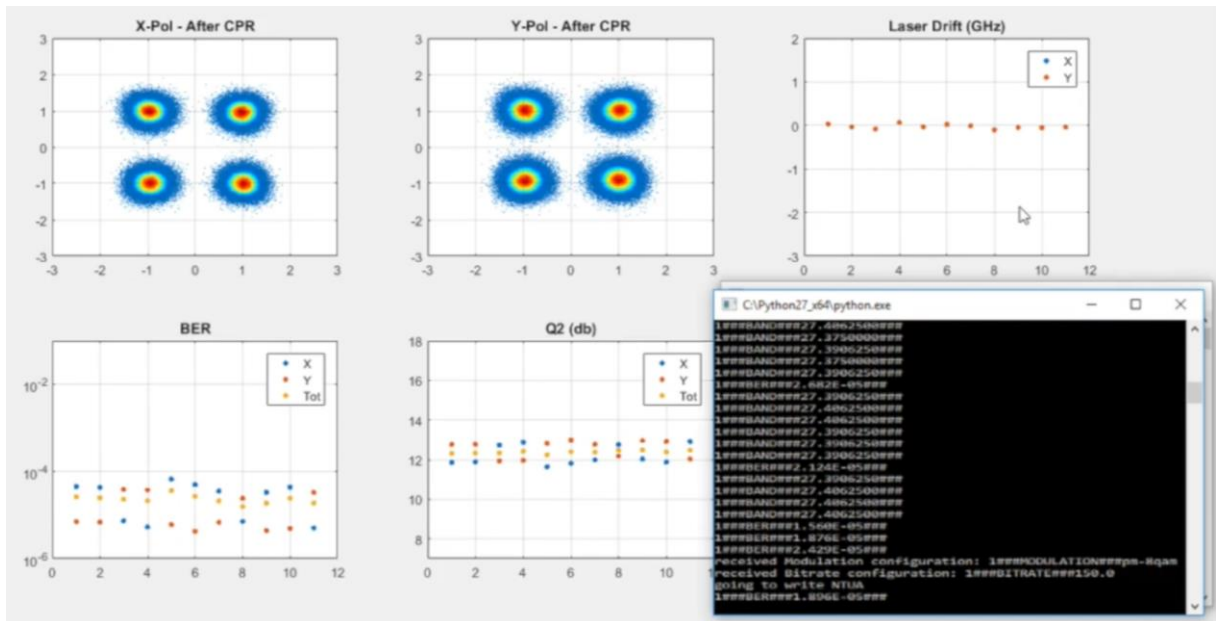
Άποψη από το φυσικό στρώμα

Έχοντας παρουσιάσει την επίδειξη από την άποψη του στρώματος ελέγχου παραπάνω, στη συνέχεια παρουσιάζεται η εξέλιξη της πειραματικής επίδειξης της επαναρρύθμισης του ευέλικτου δικτύου από τη σκοπιά του φυσικού στρώματος. Στην Εικόνα 4-72 παρουσιάζεται η εξέλιξη του ρυθμού λαθών όπως αυτός υπολογίστηκε από την αλυσίδα ΨΕΣ του δέκτη και μεταφέρθηκε στο στρώμα παρακολούθησης του δικτύου. Το διάγραμμα αυτό απεικονίζει την εξέλιξη της επίδοσης στο φυσικό επίπεδο σύμφωνα με το σενάριο της δυναμικής προσαρμογής χωρητικότητας με τα 2 κατώφλια (Εικόνα 4-70). Χρησιμοποιούνται οι χρονικές σημάνσεις των φάσεων που εισήχθησαν στην περιγραφή της επίδειξης από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου. Επιπλέον παρουσιάζονται στις ακόλουθες εικόνες (Εικόνα 4-73 έως Εικόνα 4-75) τα διαγράμματα αστερισμού και τα μετρικά επίδοσης φυσικού στρώματος όπως εμφανίζονται στο γραφικό περιβάλλον του ψηφιακού δέκτη σε κάθε μια από τις αντίστοιχες φάσεις.

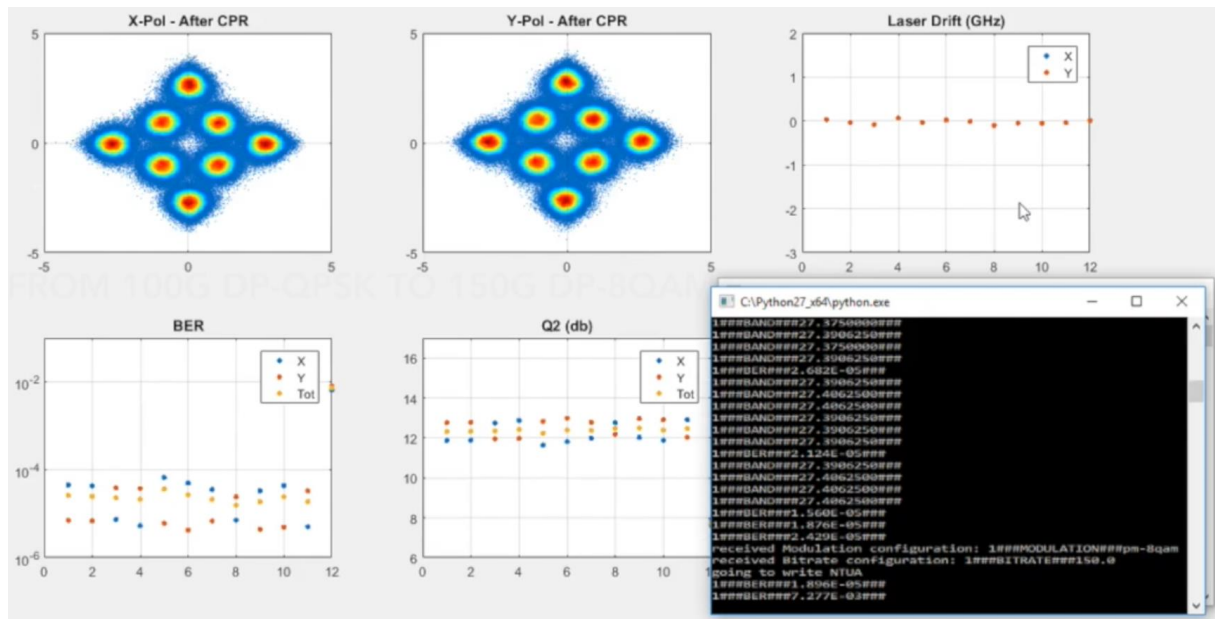
Αρχικά το οπτικό σήμα είναι διαμορφωμένο με σχήμα DP-QPSK. Ύστερα από την παρακολούθηση και την αντίστοιχη αλληλουχία κλήσεων πραγματοποιείται ο υπολογισμός των κατωφλίων. Από τη στιγμή που ο ρυθμός λαθών είναι χαμηλότερος από το QPSK-κάτω όριο, το μονοπάτι επαναρυθμίζεται σε σχήμα διαμόρφωσης DP-8-QAM. Παρατηρούμε ότι ο ρυθμός λαθών ύστερα από την επαναρρύθμιση είναι σταθερός και μικρότερος του 8-QAM άνω κατωφλίου. Έπειτα εκκινά η εξομοίωση του γηρασμού του δικτύου όπου και παρατηρείται αύξηση του ρυθμού λαθών. Όταν το κατώφλι υπερβαίνεται εκ νέου το σχήμα διαμόρφωσης υποβιβάζεται σε DP-QPSK.



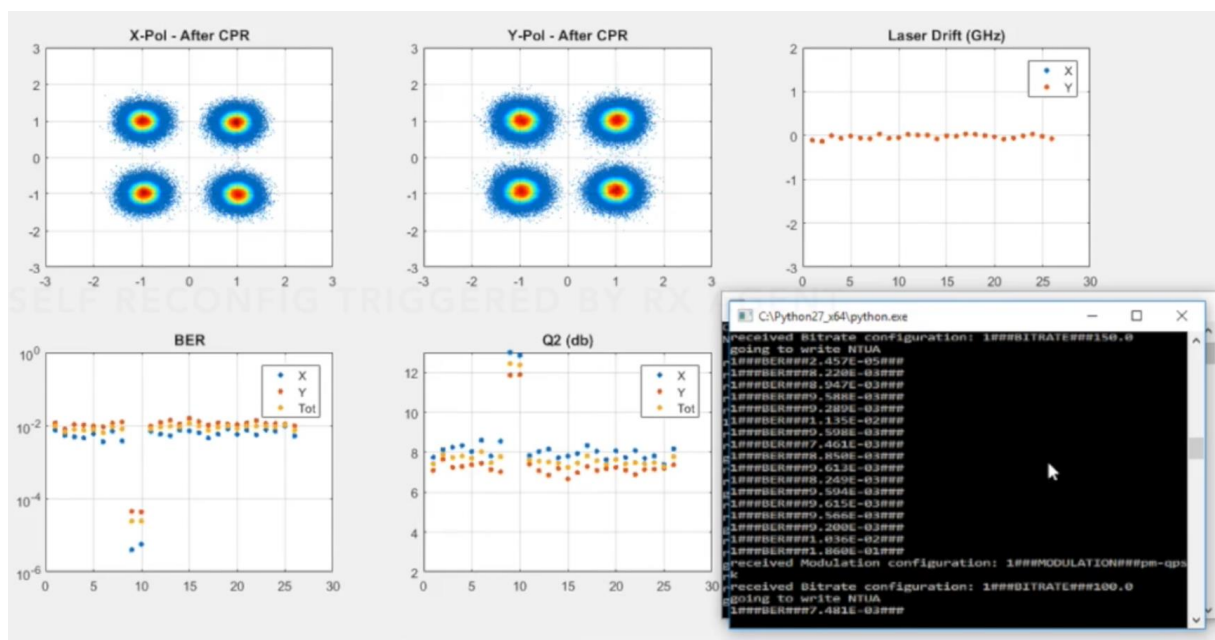
Εικόνα 4-72: Εξέλιξη ρυθμού λαθών κατά τη δυναμική προσαρμογή στην εξέλιξη της επίδειξης.



Εικόνα 4-73: Διαγράμματα αστερισμού και μετρικά επίδοσης φυσικού στρώματος όπως εμφανίζονται στο γραφικό περιβάλλον του ψηφιακού δέκτη – Φάση 1.



Εικόνα 4-74: Διαγράμματα αστερισμού και μετρικά επίδοσης φυσικού στρώματος όπως εμφανίζονται στο γραφικό περιβάλλον του ψηφιακού δέκτη – Φάση 2.



Εικόνα 4-75: Διαγράμματα αστερισμού και μετρικά επίδοσης φυσικού στρώματος όπως εμφανίζονται στο γραφικό περιβάλλον του ψηφιακού δέκτη – Φάση 3.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Συμπεράσματα και προτάσεις για περαιτέρω έρευνα

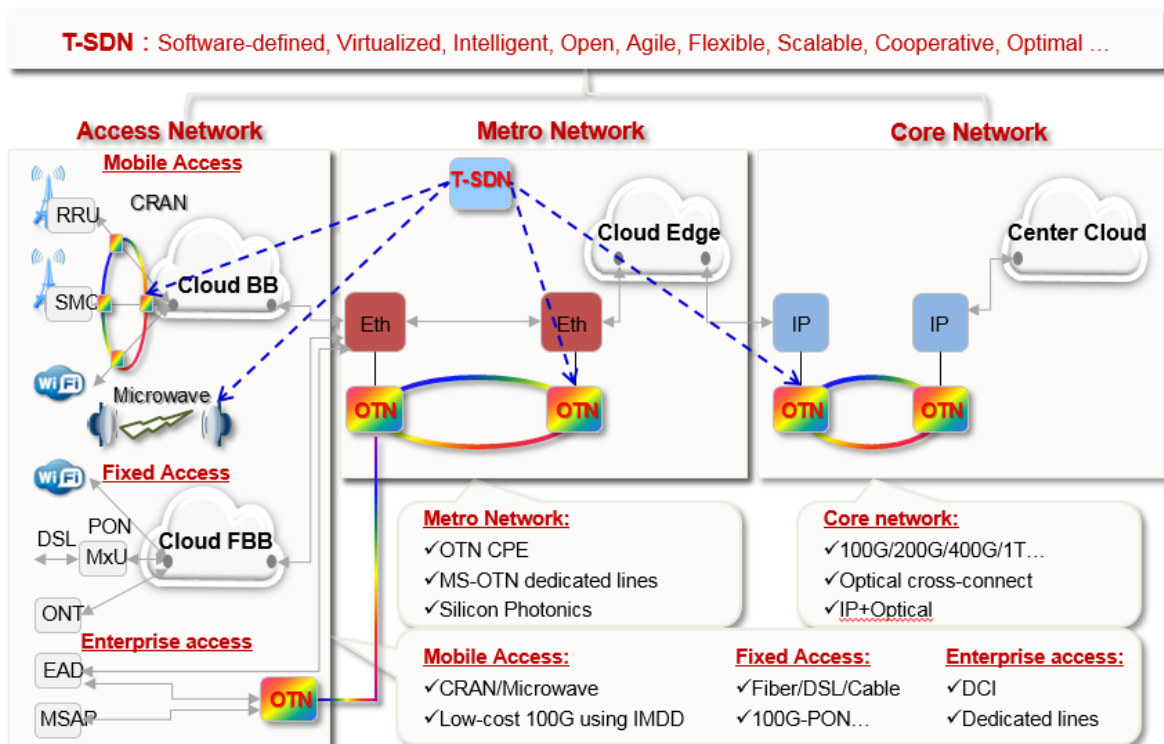
Στην παρούσα διατριβή αναλύθηκε η συμβολή της τεχνολογίας σύμφωνων πομποδεκτών στα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας. Αρχικά, εξετάστηκε η αρχιτεκτονική ενός σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη κατάλληλου για ζεύξεις δυναμικών οπτικών δικτύων κορμού και πρόσβασης από τη σκοπιά του φυσικού επιπέδου. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στα υποσυστήματα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος του πομποδέκτη όπου παρουσιάστηκε μια πλήρης πλατφόρμα εκπομπής και λήψης οπτικά διαμορφωμένων σημάτων ανώτερης τάξης. Οι καινοτόμοι αλγόριθμοι ανάκτησης φέροντος και φάσης του οπτικού φέροντος αποδείχθηκαν λειτουργικοί για σχήματα διαμόρφωσης έως 256-QAM με ανοχή εύρους γραμμής αντίστοιχη αυτών των σύγχρονων πηγών laser που χρησιμοποιούνται σε εμπορικούς πομποδέκτες. Στη συνέχεια, στο Κεφάλαιο 3, η ολοκληρωμένη πλατφόρμα επεξεργασίας σήματος ενοποιήθηκε με έναν πρότυπο σύμφωνο οπτικό πομποδέκτη αποτελούμενου από πραγματικό hardware που αναπτύχθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών. Ο πειραματικός πομποδέκτης αξιολογήθηκε σε διατάξεις οπτικών ζεύξεων στο εργαστηριακό περιβάλλον του ΕΦΕ όσο και σε τοπολογίες ζεύξεων κορμού στο δίκτυο της Telecom Italia, του μεγαλύτερου τηλεπικοινωνιακού παρόχου της Ιταλίας. Τέλος η λειτουργία τόσο του πρότυπου οπτικού πομποδέκτη καθώς και της αλγοριθμικής πλατφόρμας ψηφιακής επεξεργασίας σήματος επιδείχθηκε και αξιολογήθηκε σε μια ευρύτερη και ολιστική αρχιτεκτονική δυναμικού οπτικού δικτύου. Στο δίκτυο ORCHESTRA επαληθεύθηκε μέσω μια σειράς πειραμάτων και επιδείξεων η εύρυθμη λειτουργία του αναπτυχθέντος σύμφωνου οπτικού πομποδέκτη σε σενάρια αυτοματοποίησης και δυναμικής λειτουργίας ενός δικτύου.

Όπως καταδεικνύεται τόσο από την παρούσα εργασία όσο και από την τρέχουσα βιβλιογραφία, η εισαγωγή και η εγκαθίδρυση των σύμφωνων οπτικών συστημάτων με την αύξηση των βαθμών ελευθερίας ως προς τη διαμόρφωση ενός οπτικού φέροντος οδηγεί στην αύξηση της χωρητικότητας του οπτικού καναλιού πλησιάζοντας ολοένα και πιο κοντά στο όριο Shannon. Αυτή η δυνατότητα είναι η ικανή να μετασχηματίσει το δικτυακό οικοσύστημα όπως και τις εφαρμογές που βασίζονται σε αυτό τα επόμενα χρόνια. Η διασύνδεση των cloud

κέντρων δεδομένων, οι υπηρεσίες βίντεο υψηλού εύρους ζώνης καθώς και οι υπηρεσίες 5^{ης}/6^{ης} γενιάς θα οδηγήσουν στην περαιτέρω εξέλιξη των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας στους εξής πέντε άξονες:

- Αύξηση εύρους ζώνης
- Μείωση της καθυστέρησης στην απόκριση των δικτυακών εφαρμογών και υπηρεσιών
- Διεύρυνση της αξιοπιστίας
- Ταχύτερη δέσμευση πόρων για την παροχή υπηρεσιών
- Αυξημένη διαλειτουργικότητα ανάμεσα στα συστήματα διαφορετικών τεχνολογιών και παρόχων συστημάτων

Η τεχνολογική εξέλιξη των οπτικών δικτύων και συστημάτων απεικονίζεται στην Εικόνα 5-1.



Εικόνα 5-1 Τάσεις στην εξέλιξη των οπτικών δικτύων.

Οι προαναφερόμενοι 5 άξονες περιλαμβάνουν μια ποικιλία δικτυακών σεναρίων και εφαρμογών διαφορετικών απαιτήσεων. Για παράδειγμα, τα συστήματα αυτόνομης οδήγησης, το «απτό» internet (tactile) και τα βίντεο υψηλής ευκρίνειας έχουν υψηλές απαιτήσεις για

ελάχιστη και προβλεπόμενη καθυστέρηση απόκρισης, ενώ τα συστήματα βιομηχανικής αυτοματοποίησης ή οικονομικών συναλλαγών απαιτούν υψηλή αξιοπιστία. Ταυτόχρονα, οι υπηρεσίες νέφους απαιτούν ιδιαίτερα γρήγορη δέσμευση πόρων. Οι απαιτήσεις αυτές αποτελούν τεράστιες προκλήσεις για το μέλλον των τηλεπικοινωνιακών δικτύων, αλλά ταυτόχρονα και πεδία καινοτομίας για το οικοσύστημα των οπτικών δικτύων, μιας και η τεχνολογία οπτικών συστημάτων επικοινωνιών έχει τα εργαλεία για την αντιμετώπιση των προκλήσεων αυτών. Οι βασικοί πυλώνες οι οποίοι θα βοηθήσουν στην κατεύθυνση αυτή είναι τόσο η φωτονική ολοκλήρωση σε τεχνολογίες πυριτίου αλλά και οι ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος σε συνδυασμό με ηλεκτροοπτικά κυκλώματα υπερυψηλών ταχυτήτων. Η μεν τεχνολογία των silicon photonics δύναται να επιδράσει καθοριστικά στη μείωση του κόστους των οπτικών δομών και υποσυστημάτων, ενώ ο δεύτερος πυλώνας των ψηφιακών συστημάτων υπερυψηλής ταχύτητας μετάδοσης, μπορεί να συμβάλλει στην περεταίρω αύξηση του εύρους ζώνης για μετάδοση σε μακρινές αποστάσεις και με συστήματα που ελέγχονται πλήρως από SDN ελεγκτές.

Τα δίκτυα κορμού θα συνεχίσουν να αναπτύσσονται, με την αύξηση της χωρητικότητας ανά οπτικό φέρον να φτάνει το 1 Tbit/s μέσω της αύξησης του ρυθμού μετάδοσης (100 Gbaud και μεγαλύτερους) αλλά και της ακόμα μεγαλύτερης αξιοποίησης της φασματικής επίδοσης. Τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης αλλά και τεχνικές συνδυαστικής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης (πχ. probabilistic shaping) οδηγούν στην προσέγγιση της μέγιστης χωρητικότητας καναλιού ενώ μεγάλης κλίμακας οπτικοί δρομολογητές και μεταγωγείς οι οποίοι αξιοποιούν περισσότερες φασματικές περιοχές πέραν της C-band, συμβάλλουν επίσης προσθετικά στην αύξηση της χωρητικότητας. Αυτές οι τεχνολογικές εξελίξεις βασίζονται στην υψηλής κλίμακας ολοκλήρωση των οπτικών κυκλωμάτων και δομών καθώς και την ωρίμανση της φωτονικής ολοκλήρωσης σε τεχνολογίες πυριτίου (silicon photonics).

Παράλληλα, στα μητροπολιτικά δίκτυα, ακολουθώντας την τάση των δικτύων κορμού, αρχίζουν και εισάγονται τεχνολογίες συμφώνων οπτικών πομποδεκτών. Η μείωση του κόστους, του μεγέθους και της κατανάλωσης ισχύος των οπτικών πομποδεκτών οδηγούν σε αρχιτεκτονικές όπου οι σύμφωνοι πομποδέκτες 100 Gbit/s σε μορφή pluggables (πχ. QSFP) φτάνουν σε δικτυακές υποδομές μικρών αποστάσεων. Παράλληλα, οι πομποδέκτες αυτοί συνυπάρχοντας με κλασικούς (μη-σύμφωνους) πομποδέκτες διαμόρφωσης έντασης/ άμεσης ανίχνευσης (PAM4 IM/DD) οδηγούν σε πιο απλές και βελτιστοποιημένες αρχιτεκτονικές δικτύων. Οι αρχιτεκτονικές αυτές εκτείνονται από δίκτυα ιδιωτικών γραμμών για επιχειρήσεις έως υπερτοπικές διασυνδέσεις κέντρων δεδομένων.

Κοιτώντας περαιτέρω στο μέλλον, τα οπτικά δίκτυα είναι ικανά να μεταβληθούν σε πρότυπες επιλογές για δικτυακές διασυνδέσεις κάθε τύπου, μεταβαίνοντας στην εποχή των πλήρως οπτικών δικτύων. Πρώτον, το εύρος αποστάσεων που καλύπτονται με οπτικές διασυνδέσεις. Από τη σκοπιά των συσκευών, οι οπτικές διασυνδέσεις χρησιμοποιούνται ήδη μεταξύ των πλαισίων και των περιβλημάτων υπολογιστικών συστημάτων αλλά σύντομα θα εμφανιστούν και οπτικές διασυνδέσεις μεταξύ πλακετών ακόμα και μεταξύ ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Στο επίπεδο του δικτύου, οι οπτικές διασυνδέσεις θα χρησιμοποιηθούν μεταξύ δικτυακών συσκευών σε οικιακό περιβάλλον, συνδέοντας ακόμα και ανθρώπους με «αντικείμενα». Οι οπτικές ασύρματες διασυνδέσεις θα μπορούν να συνυπάρξουν και ενοποιηθούν με τις αντίστοιχες ενσύρματες, οδηγώντας στην επέκταση της διαχείρισης και του ελέγχου των οπτικών δικτύων κατά τάξεις μεγέθους. Γίνεται επομένως αντιληπτό ότι οι μηχανισμοί ελέγχου θα πρέπει να εξελιχθούν από πλευράς απόδοσης και ευελιξίας για να καταστεί δυνατή η διαχείριση εφικτή.

Δεύτερον, η εφαρμογή της οπτικής τεχνολογίας θα βελτιωθεί και θα επεκταθεί σε περαιτέρω λειτουργίες, καθώς η οπτική λογική γίνεται πιο πρακτική. Η οπτική μετατροπή από ψηφιακό σε αναλογικό και αντίστροφα, ο οπτικός μετασχηματισμός Fourier, η οπτική αναγέννηση καθώς και διάφοροι τύποι τεχνολογίας απεικόνισης συμπεριλαμβανόμενων της Επαυξημένης/Εικονικής πραγματικότητας είναι μερικές από αυτές. Συγκεκριμένα, για την τελευταία, η ενοποίηση της με την τεχνολογία οπτικών διασυνδέσεων μοιάζει σχεδόν ως οργανική συνέχεια. Το Internet of Things θα επεκταθεί ακόμα περισσότερο, με διαφόρους τύπους αισθητήρων να ωριμάζουν παράλληλα. Είναι συνεπώς εμφανές ότι μελλοντικά, οι οπτικές επικοινωνίες και οι συναφείς βιομηχανίες που σχετίζονται και οδηγούνται από αυτές θα συνεχίσουν να συνεισφέρουν όλο και περισσότερο στην πρόοδο του ανθρώπινου πολιτισμού.

Αναφορές

- [1] White Paper on Technological Developments of Optical Networks, Huawei, 2016 https://www.huawei.com/en/technology-insights/industry-insights/technology/white-papers/1/white_paper_on_optical_networks
- [2] Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022 <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/executive-perspectives/annual-internet-report/index.html>
- [3] OFC 2017, Market overview https://www.ofcconference.org/library/images/ofc/2017/postshow_ofc17.pdf?utm_source=Post-show%20report%20email&utm_medium=Apr%2013%2C%202017&utm_campaign=OFC17
- [4] O. Rival and A. Morea, "Cost-efficiency of mixed 10-40-100Gb/s networks and elastic optical networks," 2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2011, pp. 1-3.
- [5] K. Kikuchi, "Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications," in Journal of Lightwave Technology, vol. 34, no. 1, pp. 157-179, 1 Jan.1, 2016, doi: 10.1109/JLT.2015.2463719.
- [6] T. Okoshi and K. Kikuchi, Coherent Optical Communication Systems. Tokyo, Japan: KTK Scientific Publisher, 1988, ch. 1
- [7] M. Seimetz, "High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission," <https://doi.org/10.1007/978-3-540-93771-5>
- [8] S. J. Savory, "Digital signal processing for coherent systems," OFC/NFOEC, 2012, pp. 1-3.
- [9] C. Laperle and M. O'Sullivan, "Advances in High-Speed DACs, ADCs, and DSP for Optical Coherent Transceivers," in Journal of Lightwave Technology, vol. 32, no. 4, pp. 629-643, Feb.15, 2014, doi: 10.1109/JLT.2013.2284134.
- [10] F. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers," in IEEE Transactions on Communications, vol. 34, no. 5, pp. 423-429, May 1986, doi: 10.1109/TCOM.1986.1096561.
- [11] M. Oerder and H. Meyr, "Digital filter and square timing recovery," in IEEE Transactions on Communications, vol. 36, no. 5, pp. 605-612, May 1988, doi: 10.1109/26.1476.
- [12] X. Zhou, J. Yu, and P. Magill, "Cascaded two-modulus algorithm for blind polarization de-multiplexing of 114-Gb/s PDM-8-QAM optical signals," in Optical Fiber Communication Conference and National Fiber Optic Engineers Conference, OSA Technical Digest (CD) (Optica Publishing Group, 2009), paper OWG3.
- [13] B. Szafraniec, B. Nebendahl, and T. Marshall, "Polarization demultiplexing in Stokes space," Opt. Express 18, 17928-17939 (2010)

- [14] B. Szafraniec, T. S. Marshall and B. Nebendahl, "Performance Monitoring and Measurement Techniques for Coherent Optical Systems," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 648-663, Feb.15, 2013, doi: 10.1109/JLT.2012.2212234.
- [15] A. Leven, N. Kaneda, U. -V. Koc and Y. -K. Chen, "Frequency Estimation in Intradyne Reception," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 6, pp. 366-368, March15, 2007, doi: 10.1109/LPT.2007.891893.
- [16] E. Ip and J. M. Kahn, "Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 9, pp. 2675-2692, Sept. 2007, doi: 10.1109/JLT.2007.902118.
- [17] I. Fatadin, D. Ives and S. J. Savory, "Laser Linewidth Tolerance for 16-QAM Coherent Optical Systems Using QPSK Partitioning," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 9, pp. 631-633, May1, 2010, doi: 10.1109/LPT.2010.2043524.
- [18] I. Fatadin and S. J. Savory, "Compensation of Frequency Offset for 16-QAM Optical Coherent Systems Using QPSK Partitioning," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 23, no. 17, pp. 1246-1248, Sept.1, 2011, doi: 10.1109/LPT.2011.2158994.
- [19] S. Dris, I. Lazarou, P. Bakopoulos and H. Avramopoulos, "Frequency Offset Estimation in M-QAM coherent optical systems using phase entropy," 2012 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), 2012, pp. 1-2, doi: 10.1364/CLEO_SI.2012.CF1F.2.
- [20] X. Zhou, K. Zhong, Y. Gao, C. Lu, A. P. T. Lau, and K. Long, "Modulation-format-independent blind phase search algorithm for coherent optical square M-QAM systems," *Opt. Express* 22, 24044-24054 (2014)
- [21] Yan Wang, E. Serpedin and P. Ciblat, "Optimal blind feedforward carrier synchronization for general QAM modulations," *Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2002., 2002, pp. 644-648 vol.1, doi: 10.1109/ACSSC.2002.1197260.
- [22] Yan Wang, E. Serpedin and P. Ciblat, "Optimal blind nonlinear least-squares carrier phase and frequency offset estimation for general QAM modulations," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 5, pp. 1040-1054, Sept. 2003, doi: 10.1109/TWC.2003.816775.
- [23] J. Li, L. Li, Z. Tao, T. Hoshida and J. C. Rasmussen, "Laser-Linewidth-Tolerant Feed-Forward Carrier Phase Estimator With Reduced Complexity for QAM," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 16, pp. 2358-2364, Aug.15, 2011, doi: 10.1109/JLT.2011.2159580.
- [24] Y. Gao et al., "Low-complexity two-stage carrier phase estimation for 16-QAM systems using QPSK partitioning and maximum likelihood detection," 2011 Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, 2011, pp. 1-3.
- [25] T. Pfau, S. Hoffmann, and R. Noé, "Hardware-Efficient Coherent Digital Receiver Concept With Feedforward Carrier Recovery for M-QAM Constellations," *J. Lightwave Technol.* 27, 989-999 (2009)
- [26] E. Ip and J. M. Kahn, "Addendum to "Feedforward Carrier Recovery for Coherent Optical Communications,"" in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 13, pp. 2552-2553, July1, 2009, doi: 10.1109/JLT.2008.929416.

-
- [27] Xilinx Virtex-7 FPGA VC7215 Characterization Kit, <https://www.xilinx.com/products/boards-and-kits/ck-v7-vc7215-g.html>
- [28] SHF 611 32 GBaud 3-Bit DAC, https://www.shf-communication.com/wp-content/uploads/datasheet_shf_611_f.pdf
- [29] Keysight Technologies M8195A 65 GSa/s Arbitrary Waveform Generator, <https://www.keysight.com/us/en/product/M8195A/65-gsa-s-arbitrary-waveform-generator.html>
- [30] Fujitsu 100G/400G LN Modulator, <https://www.fujitsu.com/jp/group/foc/en/products/devices/ln/indexgig5.html>
- [31] SHF S807 B Linear Broadband Amplifier, https://www.shf-communication.com/wp-content/uploads/datasheet_shf_s807_b.pdf
- [32] Yenista (EXFO) OSICS T100 - external cavity tunable laser module, <https://www.exfo.com/en/products/lab-manufacturing-testing/optical-light-sources/osics-t100/>
- [33] IDPhotonics High Performance Automatic Bias Controller supporting IQ-Modulators, <https://www.id-photonics.com/products-solutions/transmitter-solutions/iq-automatic-bias-control>
- [34] Finisar (u2t) Polarization Diversity Coherent Receiver CPDV1200R https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/cpdv1200r-gm_70_ghz_photodetector_product_specification_rev_a1.pdf
- [35] Keysight Technologies Infiniium 90000 Series Oscilloscopes, <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-01734/data-sheets/5989-7819.pdf>
- [36] MATLAB, <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>
- [37] B. Nebendahl, R. Schmogrow, T. Dennis, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Winter, M. Huebner, W. Freude, C. Koos, and J. Leuthold, "Quality Metrics in Optical Modulation Analysis: EVM and its relation to Q-factor, OSNR, and BER," in Asia Communications and Photonics Conference, OSA Technical Digest (online) (Optica Publishing Group, 2012), paper AF3G.2.
- [38] R. -J. Essiambre, G. Kramer, P. J. Winzer, G. J. Foschini and B. Goebel, "Capacity Limits of Optical Fiber Networks," in Journal of Lightwave Technology, vol. 28, no. 4, pp. 662-701, Feb.15, 2010, doi: 10.1109/JLT.2009.2039464.
- [39] A. J. Stark, Y. -T. Hsueh, T. F. Detwiler, M. M. Filer, S. Tibuleac and S. E. Ralph, "System Performance Prediction With the Gaussian Noise Model in 100G PDM-QPSK Coherent Optical Networks," in Journal of Lightwave Technology, vol. 31, no. 21, pp. 3352-3360, Nov.1, 2013, doi: 10.1109/JLT.2013.2281358.
- [40] F. Vacondio, O. Rival, C. Simonneau, E. Grellier, A. Bononi, L. Lorcy, J.-C. Antona, and S. Bigo, "On nonlinear distortions of highly dispersive optical coherent systems," Opt. Express 20, 1022-1032 (2012)
- [41] E. Torrenco, R. Cigliutti, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, A. Nespola, D. Zeolla, and F. Forghieri, "Experimental validation of an analytical model for nonlinear propagation in uncompensated optical links," Opt. Express 19, B790-B798 (2011)
- [42] Kyongkuk Cho, Dongweon Yoon, Wuncheol Jeong and M. Kavehrad, "BER analysis of arbitrary rectangular QAM," Conference Record of Thirty-Fifth Asilomar Conference

- on Signals, Systems and Computers (Cat.No.01CH37256), 2001, pp. 1056-1059 vol.2, doi: 10.1109/ACSSC.2001.987656.
- [43] Govind P. Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems”, Edition 5, John Wiley & Sons, 2021, ISBN, 9781119737360
- [44] ORCHESTRA project, Deliverable D2.1 “D2.1 – ORCHESTRA dynamic optical network, reference scenarios and use cases”,
http://www.orchestraproject.eu/files/deliverables/645360_D2.1_ORCHESTRA%20dynamic%20optical%20network%20reference%20scenarios%20and%20use%20cases.pdf
- [45] ORCHESTRA project, Deliverable D2.1 “D2.2 – Impairment monitoring: from a hardware to a software ecosystem”,
http://www.orchestraproject.eu/files/deliverables/645360_D2.2_Impairment_monitoring_from_a_hardware_to_a_software_ecosystem.pdf
- [46] ORCHESTRA project, Deliverable D2.1 “D2.3 – ORCHESTRA dynamic optical network, reference scenarios and use cases”,
http://www.orchestraproject.eu/files/deliverables/645360_D2.3_Dynamic_network_control_plane_requirements_and_specifications.pdf
- [47] D. King, A. Farrel, “A PCE-Based Architecture for Application-Based Network Operations”, rfc 74
- [48] ORCHESTRA project Deliverable D4.3, “D4.3 – Cross-layer dynamic and pro-active optimization procedures”
- [49] N. Sambo, et al., "Control and management of sliceable transponder", European Conference on Optical Communications (ECOC), Invited, 2017.
- [50] M. Dallaglio et al., “YANG Model and NETCONF Protocol for Control and Management of Elastic Optical Networks”, Optical Fiber Communication Conference (OFC), 2016.
- [51] M. Dallaglio, N. Sambo, F. Cugini and P. Castoldi, "YANG Models for Vendor-Neutral Optical Networks, Reconfigurable through State Machine", IEEE Communications Magazine, vol. 55, no. 8, pp. 170-178, 2017.
- [52] G.694.1 : Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid
- [53] ORCHESTRA project Deliverable D5.3, “D5.3 – Report on implementation and APIs”
- [54] <https://resource.lumentum.com/s3fs-public/technical-library-items/trueflexwss-pb-oc-ae.pdf>
- [55] https://opennetworking.org/wp-content/uploads/2014/10/Optical_Transport_Protocol_Extensions_V1.0.pdf

Κατάλογος Εικόνων

<i>Εικόνα 1-1: Ανερχόμενες υπηρεσίες και εφαρμογές στην εποχή του cloud. Τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας καλούνται να υποστηρίξουν τη λειτουργία τους.</i>	18
<i>Εικόνα 1-2: Εξέλιξη στη ζήτηση της IP κίνησης κατά την πενταετία 2017-2022.</i>	19
<i>Εικόνα 1-3: Η εξέλιξη της τεχνολογίας των οπτικών συστημάτων μετάδοσης από τη δεκαετία του 1980 έως το 2020.</i>	21
<i>Εικόνα 1-4: Η ραγδαία πρόοδος των σύμφωνων οπτικών πομποδεκτών χάρη στους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος.</i>	22
<i>Εικόνα 2-1: Συνδεσμολογίες ψηφιακού (α) πομπού και (β) δέκτη ραδιοσυχνοτήτων (RF). Στη διάταξη (α) τα αναλογικά σήματα μετά την ψηφιακή επεξεργασία (DSP) και την μετατροπή D/A τροφοδοτούν έναν RF διαμορφωτή ο οποίος παράγει το IQ-διαμορφωμένο σήμα. Ο δέκτης (β) αποκαλείται δέκτης άμεσης μετατροπής. Η υπέρθεση μεταξύ του RF σήματος και του τοπικού ταλαντωτή παράγει IQ συνιστώσες μιγαδικού πλάτους οι οποίες επεξεργάζονται μέσω του A/D και του ψηφιακού επεξεργαστή στο ψηφιακό πεδίο.</i>	28
<i>Εικόνα 2-2: Συνδεσμολογία ενός οπτικού πομπού βασισμένο σε ΨΕΣ. Τα αναλογικά σήματα μετά την ψηφιακή επεξεργασία και τη D/A μετατροπή τροφοδοτούν τον οπτικό IQ διαμορφωτή.</i>	29
<i>Εικόνα 2-3: Συνδεσμολογία ενός οπτικού δέκτη βασισμένο σε ΨΕΣ. Οι έξοδοι από τον ομώδουνο δέκτη διαφοροποίησης φάσης (και πόλωσης) επεξεργάζονται μέσω του A/D και του ψηφιακού επεξεργαστή στο ψηφιακό πεδίο.</i>	29
<i>Εικόνα 2-4: Διάγραμμα αλυσίδας ΨΕΣ στον οπτικό πομπό.</i>	30
<i>Εικόνα 2-5: Συνάρτηση μεταφοράς (απόκριση πλάτους και φάσης) ενός RF καναλιού (I συνιστώσα του IQ σήματος) στην είσοδο του οπτικού διαμορφωτή.</i>	31
<i>Εικόνα 2-6: Εξέλιξη της ποιότητας ενός RF σήματος οδήγησης κατά τη διαδικασία προπαραμόρφωσης (διαγράμματα οφθαλμού και φάσμα ισχύος). (α) Ιδανικό σήμα οδήγησης ($SNR \rightarrow \infty$), (β) Σήμα μετά από προ-παραμόρφωση. Εκούσια υποβάθμιση της ποιότητας προκειμένου να αντισταθμιστούν φασματικές αλλοιώσεις/περιορισμοί του RF καναλιού ($SNR \sim 15$ dB), (γ) Σήμα ύστερα από διάδοση στο RF κανάλι και πριν την είσοδο στο διαμορφωτή ($SNR \sim 26$ dB).</i>	33
<i>Εικόνα 2-7: Σήμα οδήγησης X-πόλωσης οπτικού διαμορφωτή (IQx) – 32 Gbaud QPSK root raised cosine 0.1.</i>	34
<i>Εικόνα 2-8: Σήμα οδήγησης X-πόλωσης οπτικού διαμορφωτή (IQx) – 32 Gbaud 16-QAM root raised cosine 0.1.</i>	35
<i>Εικόνα 2-9: Σήμα οδήγησης X-πόλωσης οπτικού διαμορφωτή (IQx) – 32 Gbaud 64-QAM root raised cosine 0.1.</i>	36
<i>Εικόνα 2-10: Διάγραμμα αλυσίδας ΨΕΣ στον οπτικό δέκτη.</i>	38
<i>Εικόνα 2-11: Πολυπλοκότητα υλοποίησης στατικού ισοσταθμιστή χρωματικής διασποράς στο πεδίο του χρόνου (TDEQ) και της συχνότητας (FDEQ).</i>	39

- Εικόνα 2-12: Σχηματική απεικόνιση της λειτουργίας της ανάκτησης χρονισμού στα πλαίσια ενός ψηφιακού σύμφωνου δέκτη. 40
- Εικόνα 2-13: Γραφική απεικόνιση της κατάστασης πόλωσης ενός DP-QPSK σήματος με χρήση της σφαίρας Poincare, (α) πριν και (β) μετά την αποπολύπλεξη πόλωσης. Μετά την αποπολύπλεξη το κανονικό διάνυσμα του δίσκου που σχηματίζουν τα 4 σημεία του σήματος είναι ομόρροπο με την πολωτική κατάσταση S_1 (γραμμική οριζόντια και κάθετη κατάσταση πόλωσης). 41
- Εικόνα 2-14: Η δομή MIMO με φίλτρα FIR που χρησιμοποιείται για τον αλγόριθμο «Σταθερού Μέτρου» (CMA). 41
- Εικόνα 2-15: (αριστερά) Τα χωρικά όρια ενός πολυπλεγμένου στην πόλωση σήματος κατά την απεικόνισή του στο χώρο Stokes. (δεξιά) Μία τυχαία κατάσταση πόλωσης στο χώρο Stokes (J) όταν περιστραφεί κατά γωνίες 2α και φ μετασχηματίζεται σε οριζόντια πόλωση (H). 43
- Εικόνα 2-16: (α) Αηφθέν σήμα πριν την αποπολύπλεξη πόλωσης στο χώρο Stokes. (β) Μετά την ευθυγράμμισή του με την οριζόντια πόλωση στο χώρο Stokes. (γ) Μετά την εφαρμογή του 2x2 MIMO ισοσταθμιστή. 44
- Εικόνα 2-17: Ποιοτική απεικόνιση της συνεισφοράς του AWGN θορύβου στο θόρυβο φάσης ενός 16-QAM αστερισμού (απεικόνιση ενός τεταρτημόριου). Η επίδραση του AWGN προκαλεί μεγαλύτερη εξάπλωση φάσης στα σύμβολα μικρότερου πλάτους ($\theta_1 < \theta_2$). 47
- Εικόνα 2-18: Διάγραμμα ΨΕΣ Υλοποίησης του Εκτιμητή Συχνότητας Ολίσθησης Φέροντος με χρήση της μεθόδου μονωνύμων Viterbi and Viterbi 48
- Εικόνα 2-19: Διαγράμματα περιγράμματος του Κανονικοποιημένου Σφάλματος Συχνότητας RMS (NFE_{rms}) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής για διαφορετικές τιμές του εκθέτη l . (α) 16-QAM, (β) 64-QAM, (γ) 256-QAM. 50
- Εικόνα 2-20: Το εύρος του Κανονικοποιημένου Σφάλματος Συχνότητας για το 95% των δοκιμών του αλγορίθμου. 51
- Εικόνα 2-21: Ακρίβεια της Εκτίμησης της Ολίσθησης Συχνότητας για την περίπτωση ενός 16-QAM σήματος. 52
- Εικόνα 2-22: Διάγραμμα περιγράμματος του Κανονικοποιημένου Σφάλματος Συχνότητας RMS (NFE_{rms}) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής για διαφορετικές τιμές του εκθέτη l για σήμα 32-QAM. 53
- Εικόνα 2-23: Διάγραμμα ΨΕΣ Υλοποίησης του σχήματος Ανάκτησης Φάσης Φέροντος με χρήση των μεθόδων μονωνύμων Viterbi and Viterbi και Μέγιστης Πιθανοφάνειας. Παρατίθεται παράδειγμα ενός σηματοκτικού αστερισμού 64-QAM ($SNR=22.5$, $\Delta\nu \cdot T_s=2.7 \cdot 10^{-5}$) και η εξέλιξή του μετά από κάθε στάδιο του εκτιμητή. 55
- Εικόνα 2-24: Διαγράμματα περιγράμματος του Ρυθμού Λανθασμένων Bit (BER) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής. Οι συνεχόμενες γραμμές αντιστοιχούν στην επίδοση του σχήματος VVMPE-ML ενώ οι διακεκομμένες του σχήματος BPS. (α) 16-QAM, (β) 64-QAM, (γ) 256-QAM. 57
- Εικόνα 2-25: Διαγράμματα περιγράμματος του Ρυθμού Λανθασμένων Bit (BER) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής για σήμα 16-QAM. Οι διακεκομμένες γραμμές αντιστοιχούν στην επίδοση αποκλειστικά του σχήματος VVMPE-ML χωρίς την ύπαρξη ολίσθησης συχνότητας. Οι διακεκομμένες του σχήματος VVMPE-ML συνδυαζόμενου με το σχήμα ανάκτησης συχνότητας φέροντος VVMFOE. 59

Εικόνα 2-26: Διάγραμμα ΨΕΣ Υλοποίησης του σχήματος Ανάκτησης Φάσης Φέροντος με χρήση της μεθόδου Μη-γραμμικών Ελάχιστων Τετραγώνων.	60
Εικόνα 2-27: Γραφική απεικόνιση του βέλτιστου μετασχηματισμού κατά την εφαρμογή του για την ανάκτηση φάσης φέροντος ενός 16-QAM σήματος. (α) Συνάρτηση $F(\cdot)$ συναρτήσεως του πλάτους του ληφθέντος συμβόλου. (β) Εφαρμογή $F(\cdot)$ σε σηματοκώστερο με SNR 23 dB.	62
Εικόνα 2-28: Διαγράμματα περιγράμματος του Ρυθμού Λανθασμένων Bit (BER) ως συνάρτηση του SNR και του εύρους γραμμής. Οι συνεχόμενες γραμμές αντιστοιχούν στην επίδοση του σχήματος NLS ενώ οι διακεκομμένες του σχήματος BPS. (α) 16-QAM, (β) 64-QAM. Στην περίπτωση αυτή προστίθεται και ένα στάδιο Μέγιστης Πιθανοφάνειας (ML).	64
Εικόνα 3-1: Σχηματική αρχιτεκτονική ενός ευέλικτου/προγραμματιζόμενου οπτικού πομποδέκτη στα πλαίσια ενός βρόχου ελέγχου (ORCHESTRA). Απεικονίζονται οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ του επίπεδου δεδομένων και επίπεδου ελέγχου.	66
Εικόνα 3-2: Αρχιτεκτονική Προγραμματιζόμενου Οπτικού πομπού βασισμένου σε FPGA.	67
Εικόνα 3-3: Αρχιτεκτονική Προγραμματιζόμενου Οπτικού πομπού βασισμένου σε AWG.	68
Εικόνα 3-4: Πειραματική διάταξη του οπτοηλεκτρονικού τμήματος του προγραμματιζόμενου πομπού (Dual Polarization IQ modulator & Linear RF drivers).	71
Εικόνα 3-5: Προγραμματιζόμενος οπτικός πομπός – Διασύνδεση μεταξύ AWG και οπτοηλεκτρονικού τμήματος.	72
Εικόνα 3-6: Αρχιτεκτονική Οπτικού δέκτη.	73
Εικόνα 3-7: Σύμφωνος δέκτης διαφοροποίησης φάσης και πόλωσης (αριστερά) και Ψηφιακός Παλμογράφος Πραγματικού Χρόνου (δεξιά) για την υλοποίηση του Οπτικού δέκτη.	73
Εικόνα 3-8: Αρχιτεκτονική ευέλικτου οπτικού πομποδέκτη (Υλικό και διεπαφές με την πλατφόρμα λογισμικού ελέγχου).	75
Εικόνα 3-9: Γραφικό προγραμματιστικό περιβάλλον (MATLAB) για τη δημιουργία M-QAM σημάτων στη γεννήτρια (AWG).	78
Εικόνα 3-10: Σχηματικό διάγραμμα σε περιβάλλον LabVIEW της διεπαφής ελέγχου του laser.	80
Εικόνα 3-11: Γραφικό προγραμματιστικό περιβάλλον (LabVIEW) για τον προγραμματισμό παραμέτρων του laser (ECL).	81
Εικόνα 3-12: Προγραμματιζόμενος πομπός συμπεριλαμβανόμενης της Διεπαφής «Διαύλου Μεσολάβησης – Πομπού» (αριστερά). Βάση δεδομένων “configuration data” (δεξιά).	83
Εικόνα 3-13: Προγραμματιζόμενος δέκτης συμπεριλαμβανόμενης της Διεπαφής «Διαύλου Μεσολάβησης – Δέκτη» (αριστερά). Βάση δεδομένων “configuration data” (δεξιά).	84
Εικόνα 3-14: Παράδειγμα βάσης δεδομένων “monitoring data” στην πλευρά του δέκτη.	85
Εικόνα 3-15: Script ελέγχου για νέες εισόδους από τον NETCONF διαμεσολαβητή χρησιμοποιώντας αντικείμενο «χρονισμού» (timer) σε περιβάλλον MATLAB.	86
Εικόνα 3-16: Script ελέγχου για νέες εισόδους από τον NETCONF διαμεσολαβητή χρησιμοποιώντας αντικείμενο «ακροατή» (listener) σε περιβάλλον MATLAB.	86
Εικόνα 3-17: Πειραματική διάταξη για την αξιολόγηση του ORCHESTRA πομπού σε εργαστηριακό περιβάλλον.	88
Εικόνα 3-18: Τεχνική υπολογισμού διανύσματος λάθους.	89

<i>Εικόνα 3-19: Γράφημα μετρήσεων βαθμονόμησης μέσω καμπυλών SNR vs OSNR για το χαρακτηρισμό ενός οπτικού πομποδέκτη.</i>	90
<i>Εικόνα 3-20: Καμπύλες SNR vs OSNR για τη βαθμονόμηση και αξιολόγηση του οπτικού πομποδέκτη σε ρυθμούς μετάδοσης 28 Gbaud (DP-QPSK και DP-16-QAM).</i>	93
<i>Εικόνα 3-21: Καμπύλες SNR vs OSNR για τη βαθμονόμηση και αξιολόγηση του οπτικού πομποδέκτη σε ρυθμούς μετάδοσης 32 Gbaud (DP-QPSK και DP-16-QAM).</i>	94
<i>Εικόνα 3-22: Εξέλιξη σηματοδότησης κατά την αποδιαμόρφωση συστήματος 28 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 75 km SSMF.</i>	96
<i>Εικόνα 3-23: Εξέλιξη σηματοδότησης κατά την αποδιαμόρφωση συστήματος 28 Gbaud DP-16-QAM και μετάδοση σε 75 km SSMF.</i>	97
<i>Εικόνα 3-24: Ζεύξη του περιφερειακού οπτικού δικτύου της Telecom Italia μεταξύ δύο δικτυακών κέντρων ανάμεσα σε Torino και Chivasso.</i>	100
<i>Εικόνα 3-25: Σχηματικό διάγραμμα της ζεύξης του περιφερειακού οπτικού δικτύου της TILAB. Η ζεύξη εκτείνεται μεταξύ δύο δικτυακών κέντρων ανάμεσα σε Torino (Stampalia) και Chivasso.</i>	101
<i>Εικόνα 3-26: Διαφορετικές συνδεσμολογίες της ζεύξης της Εικόνα 3-25 για την επίτευξη διαφορετικών μηκών διάδοσης.</i>	101
<i>Εικόνα 3-27: Το DWDM σύστημα αναφοράς για την αξιολόγηση του πειραματικού οπτικού πομποδέκτη (απεικόνιση οπτικού φάσματος).</i>	102
<i>Εικόνα 3-28: Διάγραμμα Q^2 ως προς το σηματοθορυβικό λόγο του οπτικού πομποδέκτη για τα σχήματα διαμόρφωσης DP-QPSK και DP-16-QAM.</i>	103
<i>Εικόνα 3-29: Διάγραμμα αστερισμού για το σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 76 km στη ζεύξη πεδίου όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη.</i>	105
<i>Εικόνα 3-30: Διάγραμμα αστερισμού για το σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 600 km στη ζεύξη πεδίου όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη.</i>	105
<i>Εικόνα 3-31: Διάγραμμα αστερισμού για το σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 76 km στη ζεύξη πεδίου όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη.</i>	107
<i>Εικόνα 3-32: Διάγραμμα αστερισμού για το σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 600 km στη ζεύξη πεδίου όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη.</i>	107
<i>Εικόνα 3-33: Εξέλιξη της επίδοσης του συστήματος 32 Gbaud DP-QPSK έπειτα από μετρήσεις διάρκειας 13 ωρών.</i>	108
<i>Εικόνα 3-34: Εξέλιξη της επίδοσης του συστήματος 32 Gbaud DP-QPSK έπειτα από μετρήσεις διάρκειας 53 ωρών.</i>	109
<i>Εικόνα 4-1: Η αρχιτεκτονική του επαναρρυθμιζόμενου οπτικού δικτύου ORCHESTRA.</i>	112
<i>Εικόνα 4-2: Παράδειγμα της βάσης δεδομένων configuration data και επικοινωνίας της με τα συστήματα του οπτικού πομπού.</i>	116
<i>Εικόνα 4-3: Παράδειγμα της βάσης δεδομένων state data και επικοινωνίας της με τα συστήματα του οπτικού δέκτη.</i>	118
<i>Εικόνα 4-4: Παράδειγμα της βάσης δεδομένων state data και επικοινωνίας της με έναν οπτικό μεταγωγέα.</i>	119
<i>Εικόνα 4-5: Μοντέλο YANG για την παραμετροποίηση ενός οπτικού μεταγωγέα.</i>	119

<i>Εικόνα 4-6: Η αρχιτεκτονική του στρώματος ελέγχου του δικτύου ORCHESTRA.....</i>	<i>120</i>
<i>Εικόνα 4-7: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY</i>	<i>121</i>
<i>Εικόνα 4-8: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY για αίτημα υπολογισμού ποιότητας μετάδοσης του οπτικού μονοπατιού.....</i>	<i>122</i>
<i>Εικόνα 4-9: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY για την εκπαίδευση του μοντέλου εκτίμησης της υπολογισμού ποιότητας μετάδοσης του οπτικού μονοπατιού.....</i>	<i>123</i>
<i>Εικόνα 4-10: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY για την ενημέρωση ύπαρξης ήπιας υποβάθμισης της ποιότητας μετάδοσης σε ένα οπτικό μονοπάτι.124</i>	<i>124</i>
<i>Εικόνα 4-11: Στιγμιότυπο επικοινωνίας του ελεγκτή ABNO με το σύστημα DEPLOY για την εντολή επαναρρύθμισης των παραμέτρων μετάδοσης στο οπτικό μονοπάτι.</i>	<i>125</i>
<i>Εικόνα 4-12: Παράδειγμα ρύθμισης παραμέτρων ενός συστήματος-παρατηρητή επιπέδου 1 από τον ελεγκτή ABNO κατά την εγκατάσταση ενός νέου μονοπατιού.</i>	<i>129</i>
<i>Εικόνα 4-13: Παράδειγμα αλληλεπίδρασης του ABNO ελεγκτή με το διαχειριστή OAM σε περίπτωση μιας ήπιας υποβάθμισης ενός οπτικού μονοπατιού.</i>	<i>129</i>
<i>Εικόνα 4-14: Σχηματική αναπαράσταση μιας τοπολογίας με 2 οπτικές διαδρομές τριών κόμβων και δύο ζεύξεων.</i>	<i>130</i>
<i>Εικόνα 4-15: Πειραματική διάταξη για την υλοποίηση της τοπολογίας της Εικόνα 4-14.....</i>	<i>130</i>
<i>Εικόνα 4-16: Περιγραφή των δυνατοτήτων μετάδοσης των διαθέσιμων πομποδεκτών (tsp_id =100 πομποδέκτης ΕΦΕ, tsp_id =80 πομποδέκτης Nokia) από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου.....</i>	<i>133</i>
<i>Εικόνα 4-17: Περιγραφή της τοπολογίας του δικτύου από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου (ABNO ελεγκτής).....</i>	<i>134</i>
<i>Εικόνα 4-18: Περιγραφή της τοπολογίας του δικτύου από τη σκοπιά του στρώματος ελέγχου (γραφικό περιβάλλον ABNO ελεγκτή).</i>	<i>134</i>
<i>Εικόνα 4-19: Παράδειγμα της μακροπρόθεσμης υποβάθμισης της ποιότητας μετάδοσης του συστήματος και οι χρονικές στιγμές επαναρρύθμισης ενός πομποδέκτη σε νέο σχήμα διαμόρφωσης.....</i>	<i>135</i>
<i>Εικόνα 4-20: Οι δύο μέθοδοι επαναρρύθμισης: Κεντριοποιημένη (αριστερά) και με Προ-προγραμματισμό (δεξιά).....</i>	<i>137</i>
<i>Εικόνα 4-21: Αρχικοποίηση δικτύου - Αρχείο καταγραφής.....</i>	<i>138</i>
<i>Εικόνα 4-22: Εγκατάσταση του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού (εικόνα από το GUI του ABNO ελεγκτή).</i>	<i>139</i>
<i>Εικόνα 4-23: Εγκατάσταση 1^{ου} οπτικού μονοπατιού – Αρχείο καταγραφής.</i>	<i>140</i>
<i>Εικόνα 4-24: Κλήση στο σύστημα DEPLOY για την διαμόρφωση των χαρακτηριστικών μετάδοσης του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού.</i>	<i>140</i>
<i>Εικόνα 4-25: Εντολές ρύθμισης του πομπού για το 1^ο οπτικό μονοπάτι.....</i>	<i>141</i>
<i>Εικόνα 4-26: : Εντολές ρύθμισης του δέκτη για το 1^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	<i>142</i>
<i>Εικόνα 4-27: : Εντολές ρύθμισης του κόμβου μεταγωγής για το 1^ο οπτικό μονοπάτι.....</i>	<i>143</i>
<i>Εικόνα 4-28: Εντολές ρύθμισης της υποδομής παρακολούθησης για το 1^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	<i>146</i>

<i>Εικόνα 4-29: Εγκατάσταση 2^{ου} οπτικού μονοπατιού – Αρχείο καταγραφής.</i>	146
<i>Εικόνα 4-30: Ειδοποίηση «συναγερμού» από το σύστημα ελέγχου ABNO λόγω της αύξησης του ρυθμού λαθών στο οπτικό μονοπάτι.</i>	147
<i>Εικόνα 4-31: Εντολές ρύθμισης της υποδομής του δεύτερου οπτικού μονοπατιού για την επανάκαμψη από την υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης.</i>	148
<i>Εικόνα 4-32: Εντολές ρύθμισης της υποδομής του πρώτου οπτικού μονοπατιού για την επανάκαμψη από την υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης.</i>	149
<i>Εικόνα 4-33: Εντολές ρύθμισης της υποδομής του πρώτου οπτικού μονοπατιού για την επανάκαμψη από την περαιτέρω υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης.</i>	150
<i>Εικόνα 4-34: Εντολές ρύθμισης της υποδομής του δεύτερου οπτικού μονοπατιού για την επανάκαμψη από την περαιτέρω υποβάθμιση της ποιότητας μετάδοσης.</i>	151
<i>Εικόνα 4-35: Εξέλιξη του ρυθμού λαθών στο δεύτερο οπτικό μονοπάτι κατά την κεντροκοιμημένη επαναρρύθμιση του δικτύου.</i>	152
<i>Εικόνα 4-36: Μήνυμα του διαύλου μεσολάβησης για την επαναρρύθμιση του οπτικού πομπού.</i>	153
<i>Εικόνα 4-37: Εξέλιξη του φαινομένου γήρανσης και της αλλαγής της επίδοσης των σηματικών αστερισμών στο δεύτερο οπτικό μονοπάτι κατά την κεντροκοιμημένη επαναρρύθμιση του δικτύου.</i>	154
<i>Εικόνα 4-38: Κλήση στον ABNO ελεγκτή για εγκατάσταση μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων.</i>	155
<i>Εικόνα 4-39: Αρχείο καταγραφής μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων.</i>	158
<i>Εικόνα 4-40: Αρχείο καταγραφής του διαύλου μεσολάβησης NETCONF στην πλευρά του δέκτη καθώς λαμβάνεται η ακολουθία ρύθμισης της μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων (από DP-16-QAM σε DP-8-QAM όταν το BER ξεπεράσει το κατώφλι του 0.02).</i>	159
<i>Εικόνα 4-41: Αρχείο καταγραφής του διαύλου μεσολάβησης NETCONF στην πλευρά του δέκτη καθώς λαμβάνεται η ακολουθία ρύθμισης της μηχανής πεπερασμένων καταστάσεων (από DP-8-QAM σε DP-QPSK όταν το BER ξεπεράσει το κατώφλι του 0.02).</i>	160
<i>Εικόνα 4-42: Ρυθμός λαθών για το δεύτερο οπτικό μονοπάτι στη λειτουργία προ-προγραμματισμού.</i>	161
<i>Εικόνα 4-43: Φαινόμενα γηρασμού στο 2^ο οπτικό μονοπάτι και επαναρρύθμιση πομποδέκτη με προ-προγραμματισμό – Διαγράμματα αστερισμού μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος στο δέκτη.</i>	162
<i>Εικόνα 4-44: Κλήση από το σύστημα ABNO και απάντηση από το σύστημα DEPLOY για την εγκατάσταση του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού.</i>	164
<i>Εικόνα 4-45: Κλήση από το σύστημα ABNO και απάντηση από το σύστημα DEPLOY για την εγκατάσταση του 2^{ου} οπτικού μονοπατιού.</i>	165
<i>Εικόνα 4-46: Κλήση των συστημάτων ABNO-DEPLOY για τον υπολογισμό την δράσης επανάκαμψης του 1^{ου} οπτικού μονοπατιού.</i>	166
<i>Εικόνα 4-47: Κλήση των συστημάτων ABNO-DEPLOY για τη διεύρυνση του εύρους ζώνης του φίλτρου και μετατόπισης της κεντρικής συχνότητας του 2^{ου} μονοπατιού.</i>	167
<i>Εικόνα 4-48: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 1^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	168
<i>Εικόνα 4-49: Εξέλιξη μετρούμενου εύρους ζώνης στο 1^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	169

<i>Εικόνα 4-50: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 2^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	170
<i>Εικόνα 4-51: Εντοπισμός φαινομένου ήπιας υποβάθμισης ως μη-αναμενόμενη μεταβολή της ποιότητας μετάδοσης (QoT).</i>	170
<i>Εικόνα 4-52: Τοπολογία οπτικών μονοπατιών για την ανίχνευση και τον εντοπισμό ήπιας υποβάθμισης.</i>	171
<i>Εικόνα 4-53: Εντοπισμός της ζεύξης 0-1 από το γραφικό περιβάλλον του ελεγκτή του συστήματος ORCHESTRA.</i>	174
<i>Εικόνα 4-54: Εντοπισμός της ζεύξης 1-2 από το γραφικό περιβάλλον του ελεγκτή του συστήματος ORCHESTRA.</i>	175
<i>Εικόνα 4-55: Κατανομή των VOAs στην πειραματική διάταξη για την εξομοίωση ήπιων υποβαθμίσεων.</i>	176
<i>Εικόνα 4-56: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 1^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	176
<i>Εικόνα 4-57: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 2^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	177
<i>Εικόνα 4-58: Μήνυμα ρύθμισης πομπού για το 2^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	177
<i>Εικόνα 4-59: Φαινόμενα γηρασμού στο 2^ο οπτικό μονοπάτι λόγω ήπιας υποβάθμισης – Διαγράμματα αστερισμού μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος στο δέκτη.</i>	178
<i>Εικόνα 4-60: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 1^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	178
<i>Εικόνα 4-61: Εξέλιξη ρυθμού λαθών στο 2^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	179
<i>Εικόνα 4-62: Μήνυμα ρύθμισης πομπού για το 2^ο οπτικό μονοπάτι.</i>	179
<i>Εικόνα 4-63: Φαινόμενα γηρασμού στο 2^ο οπτικό μονοπάτι λόγω ήπιας υποβάθμισης (εντοπισμός ζεύξης 1-2) – Διαγράμματα αστερισμού μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος στο δέκτη.</i>	180
<i>Εικόνα 4-64: Συνδεσμολογία μεταξύ των ROADM και του περιφερειακού δικτύου.</i>	182
<i>Εικόνα 4-65: Σχηματική αναπαράσταση του ROADM.</i>	183
<i>Εικόνα 4-66: Αρχιτεκτονική ελέγχου του ROADM.</i>	184
<i>Εικόνα 4-67: Φωτογραφία (πάνω) και σχηματικό διάγραμμα (κάτω) για την επίδειξη πεδίου.</i>	185
<i>Εικόνα 4-68: Στρώμα Ελέγχου και Παρακολούθησης όπως χρησιμοποιήθηκε για την επίδειξη πεδίου.</i>	187
<i>Εικόνα 4-69: Δικτυακή τοπολογία όπως παρουσιάζεται στο γραφικό περιβάλλον του συστήματος ελέγχου του ORCHESTRA.</i>	188
<i>Εικόνα 4-70: Ανώτερα και κατώτερα κατώφλια για την εναλλαγή ανάμεσα σε 2 σχήματα διαμόρφωσης όπως εκτελούνται κατά την επίδειξη.</i>	191
<i>Εικόνα 4-71: Περιγραφή διαδικασίας προ-προγραμματισμού.</i>	195
<i>Εικόνα 4-72: Εξέλιξη ρυθμού λαθών κατά τη δυναμική προσαρμογή στην εξέλιξη της επίδειξης.</i>	196
<i>Εικόνα 4-73: Διαγράμματα αστερισμού και μετρικά επίδοσης φυσικού στρώματος όπως εμφανίζονται στο γραφικό περιβάλλον του ψηφιακού δέκτη – Φάση 1.</i>	196
<i>Εικόνα 4-74: Διαγράμματα αστερισμού και μετρικά επίδοσης φυσικού στρώματος όπως εμφανίζονται στο γραφικό περιβάλλον του ψηφιακού δέκτη – Φάση 2.</i>	197

<i>Εικόνα 4-75: Διαγράμματα αστερισμού και μετρικά επίδοσης φυσικού στρώματος όπως εμφανίζονται στο γραφικό περιβάλλον του ψηφιακού δέκτη – Φάση 3.</i>	<i>197</i>
<i>Εικόνα 5-1 Τάσεις στην εξέλιξη των οπτικών δικτύων.</i>	<i>200</i>

Κατάλογος Πινάκων

<i>Πίνακας 2-1: Σύγκριση Ανοχής Εύρους Γραμμής των αλγορίθμων VVMPE-ML και BPS. ...</i>	<i>58</i>
<i>Πίνακας 2-2: Ανοχή Εύρους Γραμμής των αλγορίθμων VVMFOE και VVMPE-ML όταν εφαρμόζονται και οι 2 ακολουθιακά σε ένα 16-QAM σήμα και σύγκριση με τον VVMPE-ML όταν εφαρμόζεται αποκλειστικά και χωρίς την προσθήκη ολίσθησης συχνότητας.....</i>	<i>59</i>
<i>Πίνακας 2-3: Σύγκριση Ανοχής Εύρους Γραμμής των αλγορίθμων NLS και BPS.</i>	<i>64</i>
<i>Πίνακας 3-1: Ποιοτική σύγκριση μεταξύ των αρχιτεκτονικών επιλογών για την υλοποίηση ενός πρωτότυπου προγραμματιζόμενου οπτικού πομπού.....</i>	<i>69</i>
<i>Πίνακας 3-2: Παράμετροι επαναρρύθμισης του πειραματικού προγραμματιζόμενου πομποδέκτη.</i>	<i>76</i>
<i>Πίνακας 3-3: Script σε γλώσσα MATLAB για την παραμετροποίηση και τον προγραμματισμό της γεννήτριας AWG στον οπτικό πομπό.</i>	<i>79</i>
<i>Πίνακας 3-4: Χαρακτηρισμός Πρωτότυπου Πειραματικού Πομποδέκτη για συστήματα χωρητικότητας 100G και 200G.....</i>	<i>93</i>
<i>Πίνακας 3-5: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 28 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 75 km SSMF.</i>	<i>95</i>
<i>Πίνακας 3-6: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 28 Gbaud DP-16-QAM και μετάδοση σε 75 km SSMF.</i>	<i>95</i>
<i>Πίνακας 3-7: Σηματικοί αστερισμοί DP-M-QAM σχημάτων που υποστηρίζονται από την πλατφόρμα αποδιαμόρφωσης.</i>	<i>98</i>
<i>Πίνακας 3-8: Το DWDM σύστημα αναφοράς για την αξιολόγηση του πειραματικού οπτικού πομποδέκτη (ανάθεση συχνοτήτων με βάση το 50 GHz grid).</i>	<i>102</i>
<i>Πίνακας 3-9: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 76 km στη ζεύξη πεδίου.</i>	<i>104</i>
<i>Πίνακας 3-10: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 32 Gbaud DP-QPSK και μετάδοση σε 608 km στη ζεύξη πεδίου.</i>	<i>104</i>
<i>Πίνακας 3-11: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 32 Gbaud DP-16-QAM και μετάδοση σε 76 km στη ζεύξη πεδίου.</i>	<i>106</i>
<i>Πίνακας 3-12: Παράμετροι μέτρησης επίδοσης όπως εξάγονται από την πλατφόρμα ΨΕΣ στο δέκτη – Σύστημα 32 Gbaud DP-16-QAM και μετάδοση σε 608 km στη ζεύξη πεδίου.</i>	<i>106</i>
<i>Πίνακας 4-1: Απώλειες για τα 8 τμήματα της ζεύξης πεδίου.</i>	<i>181</i>
<i>Πίνακας 4-2: OSNR της περιφερειακής ζεύξης για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου στη ζεύξη ανά κανάλι.</i>	<i>181</i>
<i>Πίνακας 4-3: OSNR της περιφερειακής ζεύξης για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου στη ζεύξη ανά κανάλι και συνδεσμολογία.....</i>	<i>182</i>

Extended Abstract

Introduction

The interconnection of regional data centers, ultra-high-bandwidth video services, and resource-intensive mobile and wireless access networks are driving advancements in the information and communications industry. These developments push the optical communications ecosystem to seek innovative technologies and transform their systems and networks. As the internet advances and grows, the traditional model of a backbone network with private line services is evolving into a cloud service network with interconnections between backbone data centers. The construction of such a network, focused on data centers, relies on qualitative metrics like latency and quality of service (QoS). Simplifying the network architecture and utilizing high-capacity, point-to-point optical are key prerequisites. At the same time, this rapid growth in network traffic and the increasing demand for the above-mentioned high-bandwidth services pose significant challenges for telecommunications providers, necessitating the transformation of network architecture and the evolution of network equipment and systems at the physical layer. The demands placed on network architecture by emerging technologies and services make it challenging for telecommunications providers to keep pace with the escalating volume of traffic flowing through their networks. Notably, video and streaming services are driving peak capacity growth at a rate of 26% compound annual growth rate (CAGR). Consequently, network operators and providers adopt a worst-case scenario approach, designing and allocating network capacity based on peak demand rather than average, leading to overprovision of resources to ensure uninterrupted service and prevent interconnect outages. This ever-increasing demand has also ignited a "battle" among producers and manufacturers of telecommunications equipment, striving to develop new systems capable of handling higher capacities. Sales of backbone network equipment capable of supporting 200Gb/s capacity are steadily rising, while 600Gb/s capacity systems entered the market in 2019. Simultaneously, manufacturers are developing technologies to accommodate the escalating capacity, aiming for transmission rates up to 128 Gbaud. However, telecom operators face the challenge of shrinking profit margins as end-users demand higher bandwidth, improved quality of service

(QoS), and maintained tariffs. Recognizing the need for transformation, providers and system manufacturers acknowledge that gradual cost reduction and capacity increase alone are insufficient to thrive in this demanding landscape. Novel ideas and innovations are essential for telecommunication networks to transform and acquire flexibility and efficiency. "Elastic" or "dynamic" networks, known for their advantages, gain prominence, with the paradigm of software-defined networking (SDN) playing a significant role in predicting the distribution of new services. While programmable optical networks laid the foundation, there is still a considerable journey ahead to fully automate and optimize their performance.

Achieving the example of elastic or dynamic networks necessitates the evolution of network equipment and systems at the physical layer. This progress is evident in optical communication systems, which form the backbone of networks. Over the years, the transmission rate of a single wavelength in optical fiber has increased from 2.5 Gb/s in 1985 to 400 Gb/s in 2015, representing a 160-fold increase over three decades. This remarkable growth has been facilitated by several key technologies, including ultra-high speed electro-optical modulation and detection, the introduction of error correction codes, advanced modulation schemes and the implementation of polarization multiplexing and superchannels technology to achieve transmission rates exceeding 1 Tb/s. Furthermore, the introduction of broadband fiber optic amplifiers, such as EDFA and Raman amplifiers, has contributed to both extended link distances and the implementation of wavelength division multiplexing systems. These advancements have elevated the total capacity of an optical fiber from 2.5 Gb/s in 1985 to 20 Tb/s in 2015, an extraordinary increase of 8000 times within 30 years. Moreover, optical links have evolved from single to multi-span configurations, enabling transparent wavelength multiplexing networks without the need for intermediate signal conversions between the optical and electrical domains. During these initial stages of optical communication systems' development, Intensity Modulation/Direct Detection systems were prevalent for transmission speeds up to 10 Gb/s. As speeds reached 40 Gb/s, the benefits of amplitude and phase modulation became evident with the utilization of DPSK/DQPSK modulation schemes. Currently, in the era of transmission rates in the hundreds of Gb/s, coherent transmission systems have emerged as the primary method for long-distance optical interconnections in backbone networks. This ongoing evolution of the telecommunications industry involves the widespread deployment of 100 Gb/s transceiver systems, with a shift towards replacing and upgrading existing infrastructure with 400 Gb/s systems. As the industry progresses towards transceivers with capacities exceeding 1 Tb/s, the introduction of

new technologies becomes imperative for facilitating this transition. Key technologies such as multichannel transmission (superchannels), large-scale photonic integration, and higher-order phase and amplitude modulation schemes play a crucial role in enabling higher capacities. However, the critical enabler for this transition are the digital optical signal processors. Their arrival marked the beginning of the digital age in optical communication systems. These processors offer the capability to compensate for linear and non-linear impairments of optical propagation, while also enhancing the signal integrity of the broadband electrical signals in transceivers' electro-optical subsystems. Advancements in electronic system integration, reaching sub-10 and towards 5 nm or smaller CMOS nodes, have led to the availability of complex digital subsystems that incorporate error correction algorithms and nonlinear compensation. As a result, digital signal processing becomes intertwined with the development of future medium and long-distance optical transmission systems.

The evolution and enhancement of coherent optical transceivers are crucial in enabling a dynamic network architecture that fosters optimally designed and durable flexible optical networks. This thesis aims to demonstrate the significance of optical transceivers as reliable mechanisms for transmitting and receiving high-bandwidth optical signals, while also functioning as digital information hubs for network managers. Section 2 focuses on examining the architecture of a coherent optical transceiver, specifically designed for dynamic optical backbone and access network links, from a physical layer perspective. The emphasis lies in developing a comprehensive algorithmic platform within the transceiver's digital signal processing subsystems to facilitate the transmission and reception of higher-order optically modulated signals. Additionally, innovative algorithms for optical carrier frequency and phase recovery are presented. In Chapter 3, the signal processing platform is integrated into a custom coherent optical transceiver developed at the Photonic Communications Research Laboratory. Experimental testing is conducted, both in laboratory testbeds and in metro link topologies within the network of Telecom Italia, the largest telecommunications provider in Italy. The goal is to evaluate the performance of the developed digital algorithms in conjunction with real optical transceiver hardware and optical link infrastructure. Chapter 4 expands the scope by integrating the prototype optical transceiver and the digital signal processing platform into a broader and holistic dynamic optical network architecture. The ORCHESTRA network, developed as part of the research project bearing the same name (H2020 ICT ORCHESTRA), serves as the platform for verifying the smooth operation of the developed optical transceiver through a series of experiments and demonstrations in scenarios

involving network automation and dynamic operation. In the final Chapter, the thesis presents its main findings and conclusions, along with recommendations for future research in the field of optical communication networks.

Digital Signal Processing in Coherent Optical Systems for Higher-Order Modulation schemes

The fundamental structure of an optical coherent transmitter consist of a continuous wave laser source for producing the optical carrier signal and an IQ optical modulator. The most established modulator implementation using integrated photonic circuits, utilizes Mach-Zehnder interferometers, forming an amplitude and phase modulator capable of generating any arbitrary QAM signal similar to microwave modulation. On the receiver side, the recovery of both amplitude and phase of the optically modulated carrier requires the use of the optical equivalent circuit of a direct conversion receiver used in microwave systems. As photodiodes solely convert the optical field's intensity into an electric current without phase recovery capability, an optical hybrid structure is necessary before the optical signal is detected by the photodiodes. The 2×4 optical hybrid functions as the optical analog of an RF coherent receiver mixer. Both topologies are doubled when assembled into a transceiver topology to support polarization multiplexing. This section focuses on the crucial roles performed by digital signal processors within coherent optical transceivers, enabling the following functions:

- Enhanced capacity per wavelength (>200 Gb/s) through transmitter processing techniques.
- Improved efficiency of the existing processes in the digital receiver, by reducing processing delays and enhancing performance, particularly in higher-order modulation schemes.

The digital signal processing (DSP) chain of an optical transmitter encompasses a sequence of processes to generate suitable digital signals for the D/A converters. Incoming digital data streams undergo various processing functions, including bit mapping to constellation M-QAM symbols, pulse shaping, pre-distortion of driving signals to compensate for microwave degradation effects resulting from the hardware of the optical transmitter, and linearization of the Mach-Zehnder modulator (MZM) transfer function. These digital processes play a critical role in optimizing the transmission performance of the optical transmitter. Pulse shaping enhances the transmitted signal by shaping its spectral characteristics to meet desired

performance criteria and bandwidth allocation requirements. Pre-distortion techniques are applied to the driving signals to counteract RF degradation effects caused by the RF hardware, thereby improving the overall signal integrity. Additionally, linearization of the MZM's transfer function ensures maximization of the dynamic range and modulation efficiency by the electro-optical frontend.

On the receiving side of an intradyne coherent receiver the signal processing chain begins with a static channel equalization stage compensating for chromatic dispersion, due to transmission over long fiber optic links. Synchronization and clock recovery blocks are then applied to achieve accurate synchronization and timing extraction for subsequent processing. Dynamic equalization is performed to mitigate the linear channel effects and polarization demultiplexing, thereby further enhancing the received signal integrity. Subsequently, frequency and phase recovery algorithms are employed to accurately recover the carrier's frequency and phase information. Finally, symbol detection and decoding techniques are employed to extract the transmitted symbols from the received signal.

The objective at this point is to investigate and optimize the carrier recovery stage in the receiver's signal processing chain, aiming to enhance the overall performance of a coherent optical link operating at a high-order modulation format. By analyzing the performance and effectiveness of this stage, the thesis aims to contribute to the advancement and improvement of the overall signal demodulation process in coherent optical communication systems.

Two algorithms for Carrier Recovery are developed:

- A generalization of the Viterbi-Viterbi (VV) 4th power phase estimator into Viterbi-Viterbi Estimator using monomial transformation (VVMPE) as a method to recover both the frequency and the phase of the carrier of M-QAM signals.
- A prototype method for M-QAM phase recovery using the Non-Linear Least Squares method

For both methods the difference from VV-type methods is the application of an appropriate transformation to the amplitude of the received signal in order to give appropriate weighting to symbols with higher amplitudes, in addition to modulation stripping (partial in the case of 16-QAM). This approach is desirable since:

- For square QAM modulation schemes the symbols with the highest amplitudes are those located at the 4 corners of the constellation diagram. As the symbols are equidistant on these 4 axes, applying the 4th power transform to the signal phase will completely remove the modulation, and therefore the estimate in the outer ring of the square QAM constellation will be more accurate.
- The phase error due to Additive White Gaussian Noise (AWGN) alone is smaller for higher amplitude symbols. AWGN degrades the accuracy of the phase estimate for each symbol by adding additional phase noise. Even in the ideal case where the transmitter and local oscillator lasers had zero linewidth (and thus zero contribution to phase noise), the symbol phase estimate would depend only on the AWGN noise. Thus, the estimation in the outer rings will tend to be more accurate and therefore improve the overall performance of the estimator.

Focusing on the second algorithm developed (NLS), a non-linear transformation is employed on the received signal that optimally minimizes the least-squares error of the phase estimator. The transformation involves assigning variable weights to the received symbols based on their amplitude, while simultaneously applying a fourth-power operation to partially remove phase modulation. This fourth-power procedure effectively moves all received symbols into a single quadrant. The function $F(\cdot)$, a non-linear function dependent on the modulation scheme, serves as a weight function in the overall algorithm. It determines the contribution of each received symbol to the final phase estimate based on its amplitude. The symbols with amplitudes around 1.0 (for normalized constellations with average power equal to 1) have minimal impact on the final estimate. This observation aligns with the fact that these symbols belong to the middle ring of the constellation, with phases that deviate from the equidistant axes of 90° . Consequently, only symbols from the inner and outer rings, which constitute a QPSK-subset, receive weights that contribute to the final estimate. By raising the phases of these symbols to the power of four, phase modulation is completely eliminated, enabling carrier isolation and phase monitoring. The BER performance for the proposed non-linear least squares (NLS) algorithm and the blind phase search (BPS) algorithm for varying linewidth and SNR pairs reveal that the NLS algorithm outperforms BPS for the 16-QAM case, while the NLS (with an additional ML stage) algorithm exhibits nearly equivalent linewidth tolerance performance to BPS for 64-QAM.

Programmable Coherent Transceiver prototype

In order to assess the seamless and reliable operation of the developed DSP platform, the next step is to integrate it within a realistic environment with state-of-the-art components, sub-systems and lab equipment to emulate a practical programmable coherent optical transceiver. Throughout this crucial process the development and experimental evaluation of a coherent transceiver prototype is presented. Apart from the hardware and the DSP platform, the transceiver includes also the necessary control and communication interfaces with the upper network control layers. Experimental evaluation and measurements are conducted to validate the transceiver's performance and to verify its integration within the optical network infrastructure. By conducting this comprehensive evaluation, the chapter contributes to the advancement and practical implementation of programmable optical transceivers.

The topology of the programmable flexible transmitter was based on a commercially available Dual-Polarization IQ-Mach-Zehnder Modulator (DP-IQ-MZM) with a 3-dB electro-optical bandwidth of 25 GHz (Ti: LiNbO₃ DP-QPSK Single Drive Mach Zehnder Fujitsu FTM7977HQA IQ modulator) and an arbitrary waveform generator (AWG - 8-bit, 65 GSa/s Keysight M8195A Arbitrary Waveform Generator). The four outputs of the AWG produce the electrical driving signals (XI, XQ, YI, YQ). To achieve the required driving swing for the modulator to achieve phase modulation in each child Mach-Zehnder, four linear broadband Amplifiers (SHF S807B Linear Broadband Amplifiers) are placed at the outputs of the AWG and before the RF inputs of the IQ modulator. The optical carrier is produced by a tunable External Cavity Laser (Yenista tunable External Cavity Laser – ECL). To set and monitor the bias voltages of the optical modulator an external FPGA-based controller (IDPhotonics [33]) is connected to the DC pins and monitoring diodes of the modulator to keep the child MZMs at minimum transmission and the parent MZM at point of maximum transmission. The electro-optical part of the receiver part of the prototype consists of a Polarization Diversity Coherent Receiver u2t CPDV1200R. The four photocurrents at the balanced photodiodes outputs (XI, XQ, YI, YQ) are digitized by an A/D conversion element in order to be digitally processed at the receiver side DSP platform. The operation of the A/D element is performed by a Real Time Digital Oscilloscope (Agilent Infiniium 90000 Series Digital Storage Oscilloscope). The four A/D channels operate at a maximum sampling rate of 80 GSa/s with an analog bandwidth of 33 GHz. Furthermore, a software platform supports the reconfiguration and programming of the coherent transceiver prototype. The platform is responsible for the components control (electronic, electro-optical, etc.) in both transmitter and receiver sides. This is achieved by exploiting common standard interfaces, such as

GPIB/USB, available on the FPGAs of the arbitrary signal generator, the ECL laser cards and the ADCs of the digital oscilloscope. The control is performed by a central processing unit capable of establishing communication buses from and to the physical topology of the transceiver prototype.

For the performance evaluation of the programmable optical transceiver developed in the Photonic Communications Research Laboratory the following procedure was followed. The transmit and receive subsystems described above along with the control interfaces and digital signal processing chains (Tx and Rx DSP) for modulation/demodulation were integrated, and the overall topology was tested in optical links that emulated an optical backbone network topology. The interoperability of the developed hardware and software was also studied, as well as its compatibility with the parameters/characteristics of a real backbone network.

The successful sequence of generation of digital information to be modulated, the electro-optical and opto-electronic conversion and finally the detection and demodulation of the transmitted bitstreams is confirmed. To guarantee compatibility with latest generation of optical transceiver implementations (installed in existing network topologies), two reference systems (100G and 200G per carrier) were mainly considered. These capacities are achieved with DP-QPSK and DP-16-QAM formats and signaling rates of 28 or 32 Gbaud (depending on the FEC code selected) respectively. However, to demonstrate the flexibility of the developed DSP platform and its ability to meet different traffic needs, different combinations of symbol rates and modulation schemes were also examined. For the 100G system (DP-QPSK modulation) with low overhead FEC code (28 Gbaud) an almost constant implementation error (compared to an ideal transceiver and DSP) is observed over the OSNR range under test whereas an error probability less than 10^{-6} is achieved. The implementation error is measured so as to achieve an error probability equal to BER level at which the FEC code is capable of correcting errors (pre-FEC BER), in this case equal to 10^{-3} . It is measured at 3.5 dB for a 17.6 dB minimum OSNR requirement. For the 200G system (DP-16-QAM modulation) with the same FEC code, the implementation error is increasing with increasing OSNR. This is due to the operation in a region where the system performance is mainly affected by the maximum (electrical) signal-to-noise ratio that characterizes the transceiver layout and the DSP performance. An implementation error of 6.6 dB, is achieved, for a 27.4 dB minimum OSNR requirement. Similar results are also obtained for the systems with a higher overhead FEC code (transmission rate of 32 Gbaud - redundant information (20%)). For the 100G implementation (DP-QPSK modulation) a nearly constant implementation error

is again observed for the OSNR range where an error probability of less than 10^{-6} is achieved. An implementation error of 3.3 dB for a pre-FEC BER equal to 1.9×10^{-2} , while the minimum OSNR value required to achieve the same error rate was 14.5 dB. For the 200G implementation (DP-16-QAM modulation) the implementation error increases with the increase of OSNR, similar to the case of the 28 Gbaud system. An implementation error of 4.5 dB, is achieved, for a 22.1 dB minimum OSNR requirement.

The evaluation in field conditions is carried out at TIM premises (Telecom Italia Mobile - main network operator in the Italian territory) and specifically at the TILab laboratories in Turin where a link of its regional optical network was used. The link spans between two network centers between Torino and Chivasso in northwestern Italy and consists of multiple fibers within a single cable. Each section of the link forms a Torino-Chivasso-Torino loop with a total length of 76 km, and there are 8 identical such sections, creating a total link length of approximately 608 km. The type of fiber that makes up the links is G.652 single mode fiber, while the attenuation losses in each of the 8 links are compensated by erbium fiber amplifiers EDFAs to maintain the power balance. The evaluation of the DSP chain for demodulation and link performance monitoring performed for two modulation schemes DP-QPSK and DP-16-QAM, for two optical link topologies with 1 and 8 loop segments, thus two different link lengths 76 and 608 km respectively. With these 2 scenarios, the reliability of the digital receiver in different topologies is examined. This evaluation is a prerequisite condition in a flexible transmission system which needs to be able to reroute the traffic in different optical paths with different link lengths. In this case the evaluation is examined through measurements of error rate, signal-to-noise ratio as well as constellation diagrams in the link.

Demonstration of a Flexible Optical Network with Programmable Coherent Transceivers

The conventional approach to ensure high-quality transmission in the physical layer of an optical network involves overprovisioning of resources, providing a significant margin to account for infrastructure degradation and potential transmission quality estimation inaccuracies. However, reducing these margins, while maintaining efficient operation throughout the network's lifespan and accommodating minor malfunctions, can yield resource savings and other significant benefits. To achieve efficient operation and recovery from mild malfunctions (soft-failures) in a flexible optical network with reduced margins, feedback from the physical layer is crucial. In the context of the ORCHESTRA, such feedback is integrated

as part of an Observe-Decide-Act loop, enabling the operation of a dynamic optical network with unprecedented efficiency. The ORCHESTRA approach utilizes coherent optical receivers as software-defined Optical Performance Monitors (soft-OPMs), which feed into a novel hierarchical monitoring infrastructure. This infrastructure processes information from multiple monitoring mechanisms to obtain precise knowledge of the physical layer's state and the quality of information transmission. This process facilitates the reduction of operating margins and the optimization of resources across different network layers. Furthermore, this enhanced physical layer monitoring capability enables the detection and management of soft-failures in the network.

In the final section of this thesis, the integration and incorporation of the coherent optical transceiver prototype, described in the preceding sections, into the overall ORCHESTRA architecture is detailed. The comprehensive architecture comprises the coherent optical transceiver and digital signal processing platform, algorithmic methods for optimizing network design and operation, and the control and monitoring level of the network, including the operation and maintenance manager (OAM handler), network operations controller (ABNO controller), and provisioning manager. The integration and completion of these individual systems into an overarching Flexible Optical Network architecture are experimentally demonstrated, both in laboratory and field conditions. Notably, the adaptability of the ORCHESTRA network to the current conditions of the physical layer is showcased. When a typical non-destructive malfunction, such as in optical amplifiers or filters, is detected due to finite lifetimes, the central controller, equipped with routing optimization routines and algorithms, automatically makes reconfiguration decisions based on the service level requirements of each optical path. These decisions are communicated to the network infrastructures and corresponding optical transceivers, triggering readjustments to resolve the malfunction. This capability exemplifies the self-healing nature of the ORCHESTRA architecture network, demonstrated through both centralized control and embedded pre-programming schemes within the physical and control layers.

To demonstrate the operation of the flexible optical network, a topology featuring two optical paths consisting of three nodes and two links is considered. Initially, in laboratory conditions, an emulation scenario is conducted to emulate the long-term degradation of the optical signal-to-noise ratio (OSNR) caused by equipment ageing and the ageing of optical links (i.e., the optical fibers themselves). Additionally, the short-term fluctuations resulting from polarization and detuning effects of the laser sources in the transceivers are also accounted

for. The initial state of the system assumes a DP-16-QAM high-order modulation scheme capable of supporting a transmission rate of 28 or 32 Gbaud, corresponding to a useful channel capacity of 200G. However, as the infrastructure operates over time (simulated to a few minutes in the lab), the average link performance gradually deteriorates due to the finite lifetime of the infrastructure. Consequently, sustaining the smooth operation of a high-order modulation scheme like DP-16-QAM, which requires a high signal-to-noise ratio, becomes unfeasible. In response to the changing transmission conditions, the control layer, leveraging information from the physical layer monitoring (such as the link error rate), decides to adapt the transmission characteristics. Specifically, the modulation scheme is downgraded from DP-16-QAM to DP-8-QAM. Although this transition reduces the capacity from 200G to 150G, it provides sufficient performance improvement to maintain transmission capacity for several additional years. However, as the infrastructure nears the end of its lifetime and the transmission quality continues to degrade, further adaptations are required. This includes a reduction in capacity to 100G and a shift in the modulation scheme from DP-8-QAM to DP-QPSK. In this demo scenario, two different methods were evaluated to enable dynamic network operation: the centralized method and the pre-programming method. These methods serve as mechanisms for dynamic network adaptation and performance optimization. The centralized method relies on real-time monitoring and feedback between the receiver, the network controller, and the management system. In contrast, the pre-programming method utilizes a pre-defined FSM to trigger modulation scheme transitions based on the error rate measurements. Both approaches offer effective means to address degradation in network performance and facilitate efficient operation in response to changing transmission conditions. The evaluation and analysis of these methods in this thesis contribute to the advancement of dynamic optical network architectures and their ability to adapt to varying operational requirements. This scenario is also demonstrated in field conditions, in TIM premises using the same testbed described above.

In the second lab-scale demonstration, the thesis investigates the system's ability to recover from long-term parallel degradation resulting from the aging of laser sources and optical filters within the network. This degradation scenario is simulated by reducing the bandwidth of tunable filters strategically placed along the optical paths. Finally, the latest experimental demonstration conducted on the reconfigurable ORCHESTRA network explores system degradations caused by rapid and short-term changes in transmission quality. The objective is to distinguish between "normal" transmission quality variations resulting from

infrastructure ageing phenomena and degradations that lead to a sudden and significant change in transmission quality. To identify instances of mild degradation, the detection threshold is calculated based on the mean value and standard deviation of measured transmission quality. Subsequently, any disproportionate change in transmission quality exceeding five times the standard deviation plus the mean value is classified as a case of rapid mild degradation. This differentiation mechanism plays a crucial role in monitoring and managing network performance, enabling the system to respond promptly to significant deviations from the norm. The evaluation of the system's ability to recover from long-term parallel degradation and rapidly changing transmission quality demonstrates the robustness and effectiveness of the reconfigurable ORCHESTRA network. These experiments contribute to enhancing the understanding of network dynamics and enable the development of efficient strategies for maintaining optimal performance in the face of varying degradation scenarios.

Conclusions

The present work, together with the current literature, demonstrates that the introduction and advancement of conformal optical systems with increased degrees of freedom in the modulation of an optical carrier have the potential to significantly enhance optical channel capacity, approaching the fundamental limits. This transformative capability will reshape the network ecosystem and the applications that rely upon it in the forthcoming years. The evolution of optical communication systems will unfold along the following five axes:

1. **Bandwidth Enhancement:** Efforts will be directed towards continuously increasing the bandwidth per optical carrier, achieved through higher transmission rates (100 Gbaud and beyond) and improved spectral efficiency. Higher-order modulation schemes, convolutional codes, and constellation shaping techniques, such as probabilistic shaping, will be instrumental in approaching the maximum channel capacity. Additionally, large-scale optical routers and switches utilizing extended spectral regions beyond the C-band will contribute to additive capacity gains. These advancements rely on the integration of high-scale optical circuits and structures, as well as the evolution of photonic integration with more mature silicon photonics technologies.
2. **Reduced Application Response Delay:** Network applications and services, such as autonomous driving systems, tactile internet, and high-definition video, will demand minimal and predictable response delays. Addressing this requirement poses a significant challenge

for future telecommunications networks. However, it also serves as a catalyst for innovation within the optical network ecosystem. Optical communication systems possess the necessary tools to tackle these challenges, aided by the adoption of photonic integration in silicon technologies and digital signal processors integrated with ultra-high-speed electro-optical circuits.

3. **Expanded Reliability:** Industries relying on telecommunications networks, such as industrial automation and financial transactions, require exceptionally high reliability. Developing robust network solutions to meet these stringent reliability demands will be a key area of focus. The ecosystem of optical networks is well-equipped to address this challenge, leveraging advancements in optical communication systems.

4. **Rapid Resource Allocation:** Cloud services necessitate swift resource allocation to meet growing demands efficiently. Enhancing the capacity for fast resource allocation will be vital for the future of optical networks. Silicon photonics technology and ultra-high-speed digital transmission systems, coupled with software-defined networking (SDN) controllers, play pivotal roles in further increasing bandwidth and enabling expedited resource allocation over long-distance transmissions.

5. **Interoperability and Technological Integration:** Enabling seamless interoperability between systems of different technologies and providers is crucial for the efficient functioning of optical networks. Achieving comprehensive integration requires cohesive efforts in harmonizing various network components and technologies. By promoting the adoption of standards and optimizing network architectures, interoperability can be improved across the optical networking ecosystem.

As optical networks continue to evolve, they have the potential to become the standard choice for network connections of all types, paving the route towards the era of all-optical networks. Optical interconnects are already prevalent at the device level, and their reach will extend further, encompassing interconnections between boards and even integrated circuits. At the network level, optical interfaces will enable seamless communication between networked devices in home environments, facilitating connections between individuals and the Internet of Things (IoT). Optical wireless interfaces will coexist and integrate with their wired counterparts, significantly expanding the scope of optical network management and control. This expansion necessitates the evolution of control mechanisms to ensure efficient and

flexible network management becomes feasible. In summary, the advancements outlined in this thesis pave the way for the continued growth and transformation of optical networks. By pushing the boundaries of capacity, reducing response delays, enhancing reliability, expediting resource allocation, promoting interoperability, and embracing all-optical solutions, the optical networking ecosystem is poised to meet the demands of the future, revolutionizing communication infrastructure and enabling innovative applications across various industries.

Παράρτημα Α: Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά και συνέδρια με κρίση

Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά

- [1] **N. Argyris**, G. Giannoulis, K. Kanta, N. Iliadis, C. Vagionas, S. Papaioannou, G. Kalfas, D. Apostolopoulos, C. Caillaud, H. Debregeas, N. Pleros and H. Avramopoulos, "A 5G mmWave Fiber-Wireless IFoF Analog Mobile Fronthaul Link With up to 24-Gb/s Multiband Wireless Capacity," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 12, pp. 2883-2891, 15 June 15, 2019, doi: 10.1109/JLT.2019.2897109.
- [2] N. Sambo, K. Christodoulopoulos, **N. Argyris**, P. Giardina, C. Delezoide, C. Delezoide, D. Roccatto, A. Percelsi, R. Morro, A. Sgambelluri, A. Kretsis, G. Kanakis, G. Bernini, E. Varvarigos, P. Castoldi, "Field Trial: Demonstrating Automatic Reconfiguration of Optical Networks Based on Finite State Machine," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 16, pp. 4090-4097, 15 Aug. 15, 2019, doi: 10.1109/JLT.2019.2922841.
- [3] C. Delezoide, K. Christodoulopoulos, A. Kretsis, **N. Argyris**, G. Kanakis, A. Sgambelluri, N. Sambo, P. Giardina, G. Bernini, D. Roccatto, A. Percelsi, R. Morro, H. Avramopoulos, E. Varvarigos, P. Castoldi, P. Layec, and S. Bigo, "Marginless Operation of Optical Networks," *J. Lightwave Technol.* 37, 1698-1705 (2019)
- [4] N. Sambo, K. Christodoulopoulos, **N. Argyris**, P. Giardina, C. Delezoide, A. Sgambelluri, A. Kretsis, G. Kanakis, F. Fresi, G. Bernini, H. Avramopoulos, E. Varvarigos and P. Castoldi, "Experimental Demonstration of a Fully Disaggregated and Automated White Box Comprised of Different Types of Transponders and Monitors," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 3, pp. 824-830, 1 Feb. 1, 2019, doi: 10.1109/JLT.2018.2881537.
- [5] N. Iliadis, G. Kanakis, **N. Argyris**, G. Goetz, A. Dede, D. Kalavrouziotis, G. Pouloupoulos, J. Bolten, I. Lazarou, T. Wahlbrink, A. L. Giesecke, A. Vannucci, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos "16 × 1 Packaged MUX/DEMUX for Flexible-Grid Optical Networks," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 14, pp. 3050-3059, 15 July 15, 2017, doi: 10.1109/JLT.2017.2711646.

- [6] M. Vanhoeffe, A. Aimone, **N. Argyris**, S. Dris, R. Verheyen, M. Gruner, G. Fiol, D. Apostolopoulos, H. Avramopoulos, G. Torfs, X. Yin, J. Bauwelinck, "Segmented Optical Transmitter Comprising a CMOS Driver Array and an InP IQ-MZM for Advanced Modulation Formats," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 4, pp. 862-867, 15 Feb.15, 2017, doi: 10.1109/JLT.2016.2626792.

Δημοσιεύσεις σε έγκριτα επιστημονικά συνέδρια με κρίση

- [1] **N. Argyris**, K. Kanta, N. Iliadis, G. Giannoulis, D. Apostolopoulos, H. Avramopoulos, S. Papaioannou, C. Vagionas, G. Kalfas and N. Pleros, "DSP enabled Fiber-Wireless IFoF/mmWave link for 5G Analog Mobile Fronthaul," 2018 IEEE 5G World Forum (5GWF), 2018, pp. 482-487, doi: 10.1109/5GWF.2018.8516964.
- [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," in *Advanced Photonics 2015*, OSA Technical Digest (online) (Optica Publishing Group, 2015), paper NeM4F.5.
- [3] **N. Argyris**, S. Dris, C. Spatharakis, and H. Avramopoulos, "High Performance Carrier Phase Recovery for Coherent Optical QAM," in *Optical Fiber Communication Conference*, OSA Technical Digest (online) (Optica Publishing Group, 2015), paper W1E.1
- [4] G. Giannoulis, **N. Argyris**, N. Iliadis, G. Pouloupoulos, K. Kanta, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos, "Analog Radio-over-Fiber Solutions for 5G Communications in the Beyond-CPRI Era," 2018 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICTON.2018.8473886.
- [5] C. Spatharakis, **N. Argyris**, S. Dris and H. Avramopoulos, "Frequency offset estimation and carrier phase recovery for high-order QAM constellations using the Viterbi-Viterbi monomial estimator," 2014 9th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Sign (CSNDSP), 2014, pp. 781-786, doi: 10.1109/CSNDSP.2014.6923933.
- [6] C. Vagionas, S. Papaioannou, **N. Argyris**, K. Kanta, N. Iliadis, G. Giannoulis, D. Apostolopoulos, H. Avramopoulos, C. Caillaud, H. Debregeas, G. Kalfas and N. Pleros, "A 6-Band 12Gb/s IFoF/V-Band Fiber-Wireless Fronthaul Link Using an InP Externally

- Modulated Laser," 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), 2018, pp. 1-3, doi: 10.1109/ECOC.2018.8535219.
- [7] N. Sambo, K. Christodoulopoulos, **N. Argyris**, P. Giardina, C. Delezoide, D. Roccato, A. Percelsi, R. Morro, A. Sgambelluri, G. Kanakis, G. Bernini, and P. Castoldi, "Dynamic (re)configuration of optical networks based on monitoring information: field trial," in Advanced Photonics 2018 (BGPP, IPR, NP, NOMA, Sensors, Networks, SPPCom, SOF), OSA Technical Digest (online) (Optica Publishing Group, 2018), paper NeM2F.3.
- [8] D. Apostolopoulos, G. Giannoulis, **N. Argyris**, N. Iliadis, K. Kanta and H. Avramopoulos, "Analog radio-over-fiber solutions in support of 5G," 2018 International Conference on Optical Network Design and Modeling (ONDM), 2018, pp. 266-271, doi: 10.23919/ONDM.2018.8396143.
- [9] N. Sambo, K. Christodoulopoulos, **N. Argyris**, P. Giardina, C. Delezoide, A. Sgambelluri, A. Kretsis, G. Kanakis, F. Fresi, G. Bernini, H. Avramopoulos, E. Varvarigos and P. Castoldi, "Experimental Demonstration of Fully Disaggregated White Box Including Different Types of Transponders and Monitors, Controlled by NETCONF and YANG," 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), 2018, pp. 1-3.
- [10] K. Christodoulopoulos, N. Sambo, **N. Argyris**, P. Giardina, G. Kanakis, A. Kretsis, F. Fresi, A. Sgambelluri, G. Bernini, C. Delezoide, F. Cugini, H. Avramopoulos and E. Varvarigos, "Observe-Decide-Act: Experimental Demonstration of a Self-Healing Network," 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), 2018, pp. 1-3.
- [11] G. Giannoulis, N. Moraitis, **N. Argyris**, S. Dris, C. Lessi, S. Perdikouris, L. Kostikidou, D. Apostolopoulos, C. Spatharakis, I. Papafili, G. Agapiou, A. D. Panagopoulos, H. Avramopoulos, "Field-trial demonstration of an extended-reach GPON-supporting 60-GHz indoor wireless access," Proc. SPIE 10103, Terahertz, RF, Millimeter, and Submillimeter-Wave Technology and Applications X, 101030M (24 February 2017).
- [12] N. Iliadis, G. Kanakis, **N. Argyris**, C. Spatharakis, P. Bakopoulos, H. Avramopoulos, S. Spiga, M.-C. Amann, "Optical PAM-4 generation through polarization multiplexing in single-polarization single-mode VCSELs," 2016 IEEE International Conference on

- Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2016, pp. 360-363, doi: 10.1109/ICECS.2016.7841207.
- [13] M. Vanhoeffe, A. Aimone, **N. Argyris**, S. Dris, D. Apostolopoulos, K. Verheyen, R. Vaernewyck, G. Torfs, X. Yin, E. Bosman, G. Fiol, M. Gruner, R. Kloetzer, J. Bauwelinck, H. Avramopoulos, "Multi-level Optical Signal Generation Using a Segmented-Electrode InP IQ-MZM with Integrated CMOS Binary Drivers," ECOC 2016; 42nd European Conference on Optical Communication, 2016, pp. 1-3.
- [14] G. Kanakis, N. Iliadis, **N. Argyris**, G. Goetz, A. Dede, G. Pouloupoulos, D. Kalavrouziotis, J. Bolten, I. Lazarou, T. Wahlbrink, A. L. Giesecke, A. Vanucci, D. Apostolopoulos, and H. Avramopoulos, "16×1 Dual Polarization SOI MUX/DEMUX for Flexible-Grid Optical Networks," in Optical Fiber Communication Conference, OSA Technical Digest (online) (Optica Publishing Group, 2016), paper W2A.17.
- [15] P. Bakopoulos, S. Dris, **N. Argyris**, C. Spatharakis, H. Avramopoulos, "112 Gb/s sub-cycle 16-QAM Nyquist-SCM for intra-datacenter connectivity," Proc. SPIE 9775, Next-Generation Optical Networks for Data Centers and Short-Reach Links III, 97750A (7 March 2016); <https://doi.org/10.1117/12.2211639>
- [16] S. Dris, P. Bakopoulos, **N. Argyris**, C. Spatharakis, Hercules Avramopoulos, "Scaling single-wavelength optical interconnects to 180 Gb/s with PAM-M and pulse shaping," Proc. SPIE 9775, Next-Generation Optical Networks for Data Centers and Short-Reach Links III, 977506 (7 March 2016); <https://doi.org/10.1117/12.2208876>
- [17] N. Iliadis, G. Kanakis, **N. Argyris**, G. Gotz, I. Lazarou, D. Kalavrouziotis, J. Bolten, T. Wahlbrink, A. L. Giesecke, D. Apostolopoulos, and H. Avramopoulos, "Bandwidth-Flexible and Wavelength-Selective SOI Filtering Element for Flexible-Grid Applications," in Asia Communications and Photonics Conference 2015, C. Lu, J. Luo, Y. Ji, K. Kitayama, H. Tam, K. Xu, P. Ghiggino, and N. Wada, eds., OSA Technical Digest (online) (Optica Publishing Group, 2015), paper ASu1B.3.
- [18] P. Bakopoulos, S. Dris, **N. Argyris**, K. Tokas, and H. Avramopoulos, "120 Gb/s PAM-8 and 80 Gb/s PAM-4 Optical Interconnect with a Sub-Volt Driven EAM," in Asia Communications and Photonics Conference 2015, C. Lu, J. Luo, Y. Ji, K. Kitayama, H.

- Tam, K. Xu, P. Ghiggino, and N. Wada, eds., OSA Technical Digest (online) (Optica Publishing Group, 2015), paper AS4D.4.
- [19] C. Vagionas, S. Papaioannou, G. Kalfas, N. Pleros, **N. Argyris**, K. Kanta, N. Iliadis, G. Giannoulis, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos, "A six-channel mmWave/IFoF link with 24Gb/s Capacity for 5G Fronthaul Networks," 2018 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/MWP.2018.8552924.
- [20] C. Delezoide, K. Christodoulopoulos, A. Kretsis, **N. Argyris**, G. Kanakis, A. Sgambelluri, N. Sambo, P. Giardina, G. Bernini, D. Roccatò, A. Percelsi, R. Morro, H. Avramopoulos, E. Varvarigos, P. Castoldi, P. Layec, and S. Bigo, "Field Trial of Marginless Operations of An Optical Network Facing Ageing and Performance Fluctuations," 2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), 2018, pp. 1-3, doi: 10.1109/ECOC.2018.8535236.
- [21] C. Delezoide, K. Christodoulopoulos, A. Kretsis, **N. Argyris**, G. Kanakis, A. Sgambelluri, N. Sambo, P. Giardina, G. Bernini, D. Roccatò, A. Percelsi, R. Morro, H. Avramopoulos, E. Varvarigos, P. Castoldi, P. Layec, and S. Bigo, "Pre-Emptive Detection and Localization of Failures Towards Marginless Operations of Optical Networks," 2018 20th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICTON.2018.8473928.
- [22] P. Soumplis, P. Papanikolaou, K. Christodoulopoulos, **N. Argyris**, C. Spatharakis, S. Dris, H. Avramopoulos, E. Varvarigos, "Cross-layer optimization: Network cost vs. physical layer margins," 2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICTON.2015.7193690.
- [23] K. Kanta, P. Toumasis, G. Pouloupoulos, N. Iliadis, **N. Argyris**, G. Giannoulis, D. Apostolopoulos and H. Avramopoulos, "SOI-Ring Based Analog Phase Processing for Chromatic Dispersion Compensation in A-IFoF Fronthaul," 2019 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), 2019, pp. 1-3.
- [24] V. Kostalampros, K. Maragos, G. Lentaris, D. Soudris, C. Spatharakis, **N. Argyris**, H. Avramopoulos, S. Dris and A. Richter, "Carrier Phase Recovery of 64 GBd Optical 16-QAM Using Extensive Parallelization on an FPGA," 2018 IEEE International

- Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/ISCAS.2018.8351581.
- [25] V. Kostalampros, C. Spatharakis, K. Maragos, G. Lentaris, **N. Argyris**, S. Dris, A. Richter, H. Avramopoulos, and D. Soudris, "Real-Time Carrier Phase Recovery for 16-QAM Utilizing the Nonlinear Least Squares Algorithm," 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), 2018, pp. 1-3.
- [26] K. Christodoulopoulos, P. Kokkinos, A. Di Giglio, A. Pagano, **N. Argyris**, C. Spatharakis, S. Dris, H. Avramopoulos, J.C. Antona, C. Delezoide, P. Jenneve, K. Pesic, Y. Pointurier, N. Sambo, F. Cugini, P. Castoldi, G. Bernini, G. Carrozzo, E. Varvarigos, "ORCHESTRA - Optical performance monitoring enabling flexible networking," 2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICTON.2015.7193584.
- [27] A. Di Giglio, A. Pagano, K. Christodoulopoulos, P. Kokkinos, **N. Argyris**, C. Spatharakis, S. Dris, H. Avramopoulos, J.-C. Antona, C. Delezoide, P. Jenneve, J. Pesic, Y. Pointurier, P. Castoldi, N. Sambo, G. Bernini, G. Carrozzo, E. Varvarigos: 'Cross-layer, dynamic network orchestration, leveraging software-defined optical performance monitors', IET Conference Proceedings, p.4., DOI: 10.1049/cp.2015.0109 IET Digital Library, <https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp.2015.0109>