



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

**Σχεδίαση και Προσομοιωτική Αξιολόγηση Οπτικών
Πομποδεκτών για τη βελτιστοποίηση οπτικής
διασύνδεσης σε Υπολογιστικά Κέντρα Δεδομένων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Ι. Μπέντης

Επιβλέπων : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2020



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

**Σχεδίαση και Προσομοιωτική Αξιολόγηση Οπτικών
Πομποδεκτών για τη βελτιστοποίηση οπτικής
διασύνδεσης σε Υπολογιστικά Κέντρα Δεδομένων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Ι. Μπέντης

Επιβλέπων : Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 13^η Οκτωβρίου 2020.

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

.....
Γ. Ματσόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2020

.....
Δημήτριος Ι. Μπέντης

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

Copyright © Δημήτριος Ι. Μπέντης, 2020

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 διπλωματική εργασία μελετά την ανάπτυξη δύο διαφορετικών διατάξεων οπτικών πομποδεκτών, με γνώμονα τη δυνατότητα εφαρμογής τους σε διασυνδέσεις Κέντρων δεδομένων (Data Centers). Η εν λόγω μελέτη γίνεται υπό το πρίσμα της σταδιακής μετάβασης από τις υπάρχουσες οπτικές διασυνδέσεις των Active Optical Cables που χρησιμοποιούν standard pluggable form factors, σε μία νέα γενιά πομποδεκτών, τους System-In-Package (SiP) transceivers. Η πρώτη διάταξη σχεδιάστηκε για να ανταποκρίνεται στις διασυνδέσεις εντός των Data Centers (Intra Data Center Interconnects), στις οποίες το μήκος οπτικής ίνας εκτείνεται από μερικά μέτρα έως 10 χιλιόμετρα. Η δεύτερη διάταξη σχεδιάστηκε αφορά στις διασυνδέσεις μεταξύ διαφορετικών Data Centers (Inter Data Center Interconnects), όπου το μήκος οπτικής ίνας εκτείνεται από 10 έως 40 χιλιόμετρα. Οι διατάξεις των οπτικών πομποδεκτών σχεδιάστηκαν με τέτοιο τρόπο ώστε να λειτουργούν αποτελεσματικά στην O-band και την C-band συχνοτήτων, αντιστοίχως. Και στις δύο διατάξεις χρησιμοποιήθηκε η τεχνική Intense Modulation-Direct Detection (IM-DD), δηλαδή διαμόρφωσης μόνον κατά πλάτος. Στο πρώτο στάδιο, προσομοιώσαμε τις διατάξεις αυτές κάνοντας χρήση του προγράμματος VPITransmission maker και επιβεβαιώσαμε τη δυνατότητα μετάδοσης και ορθής αναγνώρισης σήματος, για ρυθμό μετάδοσης 112GBaud ανά γραμμή με σχήμα διαμόρφωσης PAM4. Η εν λόγω μελέτη αφορούσε τέσσερις διακριτές αποστάσεις τόσο για τα Intra όσο και για τα Inter DCIs. Στο δεύτερο στάδιο, εφαρμόζοντας την τεχνική της πολυπλεξίας με διαίρεση μήκους κύματος (Wavelength Division Multiplexing, WDM) καταφέραμε να αυξήσουμε το συνολικό Bandwidth ορισμένων καναλιών. Το σύνολο των αποτελεσμάτων αξιολογήθηκε με κριτήρια το διάγραμμα οφθαλμού (eye-diagram) και το λόγο εσφαλμένων συμβόλων (Symbol Error Ratio, SER).

Όσον αφορά τη δομή της διπλωματικής εργασίας, στο 1ο Κεφάλαιο γίνεται μία σύντομη εισαγωγή σχετικά με την εξέλιξη των σύγχρονων Data Centers, καθώς επίσης τις τεχνο-οικονομικές προκλήσεις που αντιμετωπίζουν. Στο 2ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται οι θεμελιώδεις διατάξεις που συνθέτουν μία οπτική διασύνδεση, καθώς επίσης και επιπλέον τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την βελτίωση της απόδοσης αυτών. Στο 3ο Κεφάλαιο παρουσιάζεται λεπτομερώς όλη η σχεδίαση του συστήματος του οπτικού πομποδέκτη για τα Intra DCIs, καθώς και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σχετικά με την επίδοσή του. Στο 4ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αντίστοιχα στοιχεία για τους πομποδέκτες των Inter

DCIs. Τέλος, στο 5ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική επέκταση της μελέτης.

Λέξεις Κλειδιά

Data center, co-integration, οπτικός πομποδέκτης, διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης, πολυπλεξία μήκους κύματος, ψηφιακή επεξεργασία σήματος .

Abstract

The main objective of this diploma thesis is the development of two different optical transceiver devices, based on their applicability to Data Center interfaces. This study is done in the light of the gradual transition from the existing optical interfaces of Active Optical Cables (AOCs) that use standard pluggable form factors, to a new generation of transceivers, the System-In-Package (SiP) transceivers. The first device was designed to respond to interfaces within Data Centers (Intra Data Center Interconnects), in which the optical fiber length extends from a few meters up to 10 kilometers. The second layout was designed for interfaces between different Data Centers (Inter Data Center Interconnects), where the optical fiber length extends from 10 to 40 kilometers. The optical transceiver devices are designed to operate efficiently on O-band and C-band frequencies, respectively. Both devices use the Intense Modulation-Direct Detection (IM-DD) technique, that is width configuration only. In the first stage, we simulated these devices using the VPITransmission maker program and confirmed the capability of transmission and correct signal recognition, for a transmission rate of 112GBaud per lane, using PAM4 format. This study covered four distinct distances for both Intra and Inter DCIs. In the second stage, applying the technique of Wavelength Division Multiplexing (WDM) we managed to increase the total bandwidth of specific channels. All the results were evaluated with the criteria of the eye-diagram and the ratio of incorrect symbols (Symbol Error Ratio, SER).

Regarding the structure of this thesis, Chapter 1 gives a brief introduction to the evolution of modern Data centers, as well as the techno-economic challenges they face. Chapter 2 presents the basic provisions that make up an optical interconnection, as well as additional techniques used to improve their performance. The 3rd Chapter presents in detail the entire design of the optical transceiver system for Intra DCIs, as well as the results of the simulations on its performance. Chapter 4 presents the corresponding data for the transceivers regarding the Inter DCIs. Finally, the 5th Chapter presents conclusions and suggestions for future possibilities in the direction of this work.

Keywords

Data Center, co-integration, optical transceiver, electro-absorption modulator, wavelength division multiplexing, digital signal processing.

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο για την ευκαιρία που μου έδωσε να αναπτύξω τις γνώσεις μου στον τομέα της φωτονικής, καθώς επίσης τους υποψήφιους διδάκτορες κκ. Ιωάννη Κανάκη, Κωνσταντίνο Τόκα και Κωνσταντίνα Καντά, για την καθοδήγηση και τη στήριξή τους κατά τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω επίσης τη σύντροφο και συνοδοιπόρο στη ζωή μου, Βάσω, η οποία παρακολουθεί και στηρίζει κάθε πνευματική μου «ανησυχία».

Τέλος, ευχαριστώ θερμά τους γονείς μου για τη συνεχή τους στήριξη όλα αυτά τα χρόνια σε κάθε μου βήμα.

Στη μνήμη του Νονού μου,
Πρέντζα Δημητρίου

Περιεχόμενα

Περίληψη	1
Abstract	3
Ευχαριστίες	5
Περιεχόμενα	6
Κατάλογος Σχημάτων	8
Κατάλογος Πινάκων	10
Εισαγωγή	11
1.1 Εξέλιξη και Όραμα σύγχρονων Data Centers	11
1.1.1 Χαρακτηριστικά-Αρχιτεκτονικές των Data Centers	16
1.2 Τεχνο-οικονομικές προκλήσεις	20
1.2.1 Συνδέσεις υψηλού εύρους ζώνης (high bandwidth links)	20
1.2.2 Αξιοποίηση πόρων μέσω διαχωρισμού (disaggregation)	20
1.2.3 Ενεργειακή αποδοτικότητα	21
1.3 Σκοπός εργασίας.....	21
2 Οπτικές διασυνδέσεις	23
2.1 Intra-Inter Data Center Interconnects (DCIs).....	23
2.2 Θεμελιώδεις διατάξεις μίας οπτικής διασύνδεσης	25
2.3 Digital Signal Processing (DSP)	32
2.3.1 Φαινόμενο Χρωματικής Διασποράς	32
2.3.2 Διασυμβολική παρεμβολή	37
2.3.3 Παλμοί Nyquist	41
2.3.4 Ισοσταθμιστές (Equalizers)	45
3 Προσομοιωτική μελέτη των διατάξεων οπτικού πομποδέκτη για Intra DCI	55
3.1 Περιγραφή οπτικού πομποδέκτη για Intra DCIs	55
3.2 Μελέτη προσομοιώσεων	62

4 Προσομοιωτική μελέτη των διατάξεων οπτικού πομποδέκτη για Inter DCI	67
4.1 Περιγραφή οπτικού πομποδέκτη για Inter DCIs	68
4.2 Μελέτη προσομοιώσεων	71
4.2.1 Μελέτη απόδοσης διατάξεων Inter DCI ανά γραμμή	72
4.2.2 Μελέτη απόδοσης διατάξεων με χρήση πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος(WDM).....	75
5 Συμπεράσματα-Προτάσεις για μελλοντική εργασία	81
5.1 Σύνοψη και συμπεράσματα	81
5.2 Μελλοντικές επεκτάσεις.....	82
Βιβλιογραφία.....	83

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Data Center Traffic βάση προορισμού.	12
1.2	Διάγραμμα κίνησης δεδομένων σε Data Centers.	12
1.3	Διασύνδεση rack-to-rack με τη χρήση διακοπτών (switches) και AOCs.....	14
1.4	In-package Optical I/O.	15
1.5	Δομή ενός οπτικού πομποδέκτη SFP/SFP+.	16
1.6	Τοπολογία Leaf & Spine.	18
1.7	Τοπολογία Fat-Tree για 4 διακόπτες θύρας.	19
2.1	Block diagram ενός coherent-detection transceiver (A) και ενός direct-detection (B). 25	
2.2	Σχηματική απεικόνιση μίας περιοχής εκπομπής ενός ημιαγωγού laser 26	
2.3	Τυπική διάταξη εξωτερικής διαμόρφωσης..... 28	
2.4	Ενσωμάτωση InP laser σε υπόστρωμα πυριτίου. 29	
2.5	Απόκριση EAM. 30	
2.6	Ποιοτική αναπαράσταση μεταξύ εφαρμοζόμενης τάσης-Ισχύος εξόδου..... 30	
2.7	(α) Μεταβολή του δείκτη διάθλασης n και του δείκτη ομάδας n_g ως προς το μήκος κύματος, (β) Μεταβολή της σταθεράς β_2 ως προς το μήκος κύματος..... 34	
2.8	Μεταβολή της παραμέτρου διασποράς D σε συνάρτηση με το μήκος κύματος για μονότροπη οπτική ίνα..... 36	
2.9	Μετάδοση διαφορετικών φασματικών συνιστωσών μέσω οπτικής ίνας με μη-μηδενική διασπορά και χρονική διεύρυνση του παλμού στην έξοδο αυτής. 37	
2.10	Ισοδύναμο φίλτρο διακριτού χρόνου FIR 40	
2.11	Παλμός Ανυψωμένου συνημιτόνου (α) στο πεδίο της συχνότητας και (β) στο πεδίο του χρόνου..... 43	
2.12	Εγκάρσιο FIR φίλτρο Γραμμικού Ισοσταθμιστή 47	
2.13	Ισοσταθμιστής Ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος. 49	
2.14	Μη-Γραμμικός Προσαρμοστικός Ισοσταθμιστής. 51	
2.15	Δομικό διάγραμμα Decision Feedback Equalizer(DFE). 52	
2.16	Φίλτρα εκπομπής-λήψης σε ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα. 54	
3.1	Block diagram οπτικού πομποδέκτη για Intra DCI. 56	
3.2	Simulation setup οπτικού πομπού για Intra DCI..... 57	
3.3	Simulation setup οπτικού δέκτη για Intra DCI..... 60	

3.4	Simulation setup οπτικού πομποδέκτη για Intra DCI.....	62
3.5	Διάγραμμα οφθαλμού σχήματος διαμόρφωσης PAM4.....	63
3.6	Διάγραμμα οφθαλμού εκπεμπόμενου σήματος μετά τον EAM για Intra DCI.....	63
3.7	Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος για απόσταση (a) 500m, (b) 02km, (c) 08km, (d) 10km.....	64
3.8	(a) Διάγραμμα σχέσης SER-μήκους οπτικής ίνας, (b) Διάγραμμα σχέσης SER-Receiver Power – Intra DCI.	65
4.1	Simulation setup οπτικού πομπού για Inter DCI.....	68
4.2	Simulation setup οπτικού δέκτη για Inter DCI.....	69
4.3	Διάγραμμα επίδοσης σύγκλισης σφαλμάτων(FFE Error Convergence) συναρτήσει των επαναλήψεων (iterations).	70
4.4	Simulation setup οπτικού πομποδέκτη για Inter DCI.....	72
4.5	Διάγραμμα οφθαλμού εκπεμπόμενου σήματος μετά τον EAM για Intra DCI, ανά γραμμή.....	72
4.6	Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος για απόσταση (a) 15km, (b) 20km, (c) 30km, (d) 40km.....	73
4.7	(a) Διάγραμμα σχέσης SER-μήκους οπτικής ίνας, (b) Διάγραμμα σχέσης SER-Receiver Power – Inter DCI.	74
4.8	Πολυπλεξία τεσσάρων καναλιών με διαίρεση μήκους κύματος.	75
4.9	Simulation setup οπτικού πομποδέκτη για Inter DCI, με τεχνική πολυπλεξίας 2 μηκών κύματος.....	76
4.10	Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος (a) με συχνότητα εκπομπής 193.41THz(1550nm) και (b) με συχνότητα εκπομπής 192.79THz(1555nm) – 15 km.....	76
4.11	Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος (a) με συχνότητα εκπομπής 193.41THz(1550nm) και (b) με συχνότητα εκπομπής 192.79THz(1555nm) - 20km.	77
4.12	Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος (a) με συχνότητα εκπομπής 193.41THz(1550nm) και (b) με συχνότητα εκπομπής 192.79THz(1555nm) - 30km.	78
4.13	Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος (a) με συχνότητα εκπομπής 193.41THz(1550nm) και (b) με συχνότητα εκπομπής 192.79THz(1555nm) – 40 km.....	78
4.14	Διάγραμμα σχέσης SER-μήκους οπτικής ίνας (a), Διάγραμμα σχέσης SER-Receiver Power (b) – για μήκη κύματος 1550-1555nm - Inter DCI.	79

Κατάλογος Πινάκων

3.1 Μελέτη του SER και της λαμβανόμενης ισχύος για Intra DCI, βάση διακριτών αποστάσεων, σταθερής συχνότητα εκπομπής: 228.85THz(1310nm).	65
4.1 Μελέτη του SER και της λαμβανόμενης ισχύος για Inter DCI ανά γραμμή, βάση διακριτών αποστάσεων, σταθερής συχνότητας εκπομπής: 193.41 THz(1550nm).	73
4.2 Μελέτη του SER και της λαμβανόμενης ισχύος για Inter DCI, βάση διακριτών αποστάσεων, συχνότητας εκπομπής και ρυθμού μετάδοσης.	79

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

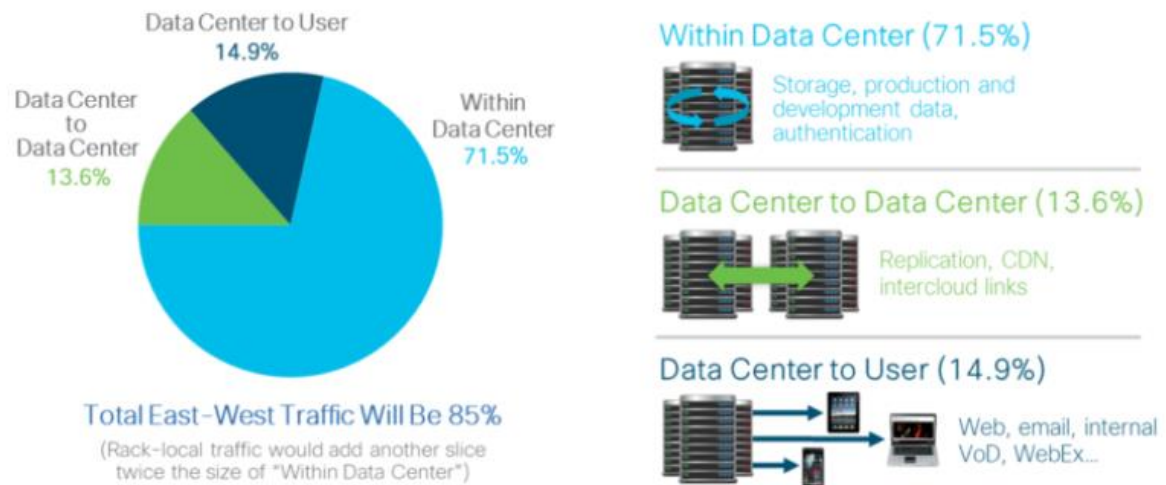
Το συγκεκριμένο κεφάλαιο πραγματεύεται το ερευνητικό πλαίσιο μέσα στο οποίο εκπονήθηκε η παρούσα διπλωματική εργασία. Παρουσιάζονται συνοπτικά οι σύγχρονες τάσεις και οι προκλήσεις των σύγχρονων Κέντρων Δεδομένων (Data Centers) και συγκεκριμένα σε ό,τι αφορά τα Intra και Inter Data Center Interconnections (DCIs). Τέλος, περιγράφεται ο στόχος και οι φιλοδοξίες που προσπαθεί να επιτύχει η διπλωματική εργασία.

1.1 Εξέλιξη και Όραμα σύγχρονων Data Centers

Η τεράστια ανάπτυξη της κοινωνικής δικτύωσης και της ανταλλαγής δεδομένων, μέσω του cloud και των έξυπνων φορητών συσκευών έχουν επιφέρει αντίστοιχη αύξηση της κίνησης σε επίπεδο IP, καθώς επίσης και της αντίστοιχης των Data Centers. Η κίνηση αυτή που στα τέλη του 2016 υπολογιζόταν στα 6 ZB ετησίως, αναμένεται να εκτιναχθεί στο άμεσο μέλλον και να φτάσει το 2021 τα 19.5 ZB ετησίως.

Το γεγονός αυτό υπογραμμίζει περαιτέρω την ανάγκη για μαζική και άμεση πρόσβαση σε δεδομένα, υπολογισμούς και αποθηκευτικούς πόρους, κάτι που καθιστά σαφές πως η βιωσιμότητα του cloud είναι άμεσα συνυφασμένη με την αποδοτική λειτουργία των Data Centers.

Αξιοσημείωτο είναι το γεγονός ότι λόγω της φύσης των εφαρμογών τουλάχιστον το 71.5% της συνολικής κίνησης παραμένει εσωτερικά των Κέντρων Δεδομένων, η οποία αποδίδεται με το όρο «east-west traffic». Επιπλέον, το 14.9% αφορά την εισερχόμενη-εξερχόμενη κίνηση από αυτά, δηλαδή την κίνηση μεταξύ Data Center και χρήστη (user), που αποδίδεται με τον όρο North-South και τέλος το 13.6% περιλαμβάνει την κίνηση μεταξύ των Data Centers (Inter-DC traffic).



Source: Cisco Global Cloud Index, 2016-2021

Σχήμα 1.1: Data Center Traffic βάση προορισμού.



Σχήμα 1.2: Διάγραμμα κίνησης δεδομένων σε Data Centers.

Οι απαιτήσεις αυτές μπορούν να εκπληρωθούν μόνο με την αξιοποίηση και περαιτέρω εξέλιξη των διασυνδέσεων εντός (Intra) αλλά και μεταξύ (Inter) των Data Centers.

Οι διασυνδέσεις αυτές που μέχρι και την περασμένη δεκαετία υλοποιούνταν με καλώδια χαλκού, τα τελευταία χρόνια έχουν αντικατασταθεί σε μεγάλο βαθμό από καλώδια οπτικών ινών, κάνοντας πλέον λόγο για οπτικές διασυνδέσεις των Data Centers. Το γεγονός αυτό οφείλεται στα εγγενή πλεονεκτήματα που εμφανίζουν οι οπτικές ίνες έναντι του χαλκού, ακόμη και των πιο εξελιγμένων εμπορικών εκδοχών του τελευταίου, όπως για παράδειγμα τα καλώδια Cat6a-Cat7, με τα οποία επιτυγχάνονται ταχύτητες λίγο μεγαλύτερες από τα 10 Gbps μόνο για μικρές αποστάσεις (short-distances). Αντιθέτως, η χρήση των οπτικών ινών μας επιτρέπει να φτάσουμε σε μερικές εκατοντάδες Gbps και σε συχνότητες της τάξης των THz.

Τα βασικότερα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν οι οπτικές ίνες, έναντι των καλωδίων χαλκού συνοψίζονται ως εξής:

1. Ανοσία σε Η/Μ παρεμβολές
2. Πολύ μικρότερη διάμετρος
3. Υψηλές ταχύτητες μετάδοσης
4. Μεγάλα εύρη ζώνης
5. Μετάδοση σε πολύ μεγαλύτερες αποστάσεις

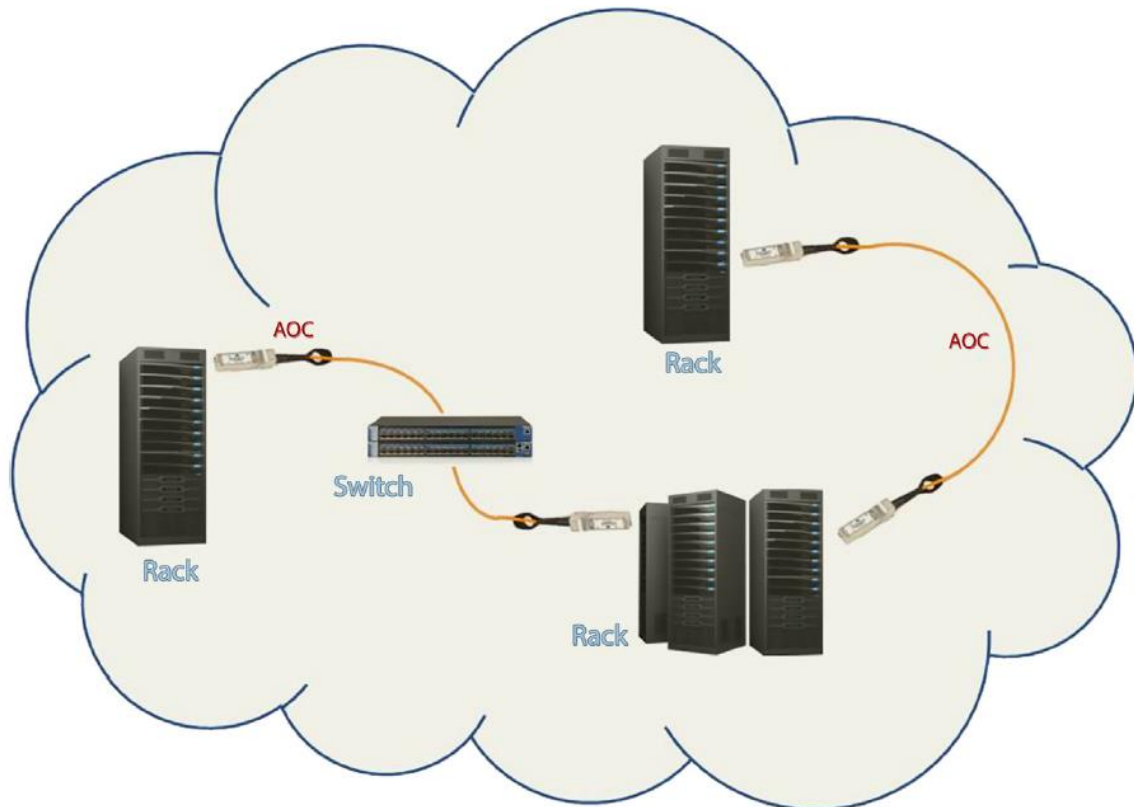
Όσον αφορά τα είδη των διασυνδέσεων που απαντώνται στα Data Centers, διακρίνονται 3 βασικές κατηγορίες:

1. On-board
2. Board-to-board
3. Rack-to-rack

Η πρώτη κατηγορία αφορά τις διασυνδέσεις που εντοπίζονται σε έναν server board. Ένας τυπικός server board περιλαμβάνει ξεχωριστούς επεξεργαστές (sockets), μνήμες για καταναμημένη επεξεργασία δεδομένων, έναν κεντρικό δρομολογητή για δρομολόγηση δεδομένων μεταξύ επεξεργαστών, καθώς επίσης και μία σειρά από I/Os για την επικοινωνία αυτών των επεξεργαστών με το υπόλοιπο δίκτυο του DC. Οι οπτικές διασυνδέσεις γίνονται με τη χρήση των Embedded Optic Modules(EOM).

Η δεύτερη κατηγορία περιλαμβάνει εκείνες τις διασυνδέσεις όπου τα δεδομένα μεταφέρονται από ένα board σε ένα άλλο, το οποίο ανήκει στο ίδιο back-plane.

Στην τρίτη κατηγορία περιλαμβάνονται οι διασυνδέσεις μεταξύ των Top-of-Rack (TOR) Switches μεταξύ διαφορετικών Racks, οι οποίες υλοποιούνται τόσο με τη χρήση ενδιάμεσων switches, όσο και με τη χρήση Active Optical Cables (AOCs).

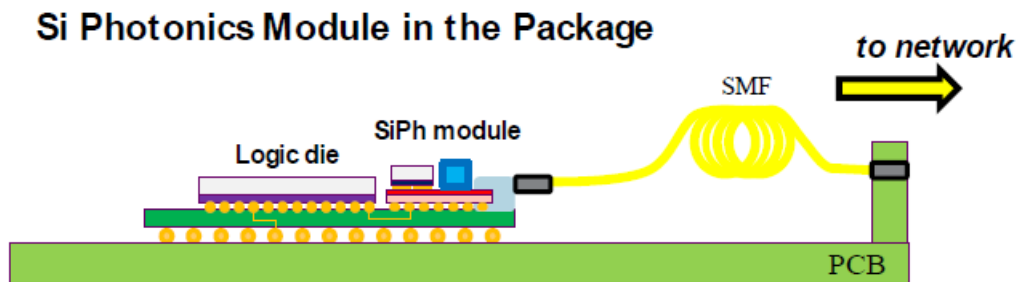


Σχήμα 1.3: Διασύνδεση rack-to-rack με τη χρήση διακοπών (switches) και AOCs.

Τα AOCs έχουν αντικαταστήσει τα τελευταία χρόνια τα «παραδοσιακά» χάλκινα καλώδια που χρησιμοποιούνταν κατά κύριο λόγο -και εν μέρει εξακολουθούν να χρησιμοποιούνται - σε τέτοιες διασυνδέσεις, παρουσιάζοντας σαφή πλεονεκτήματα έναντι των τελευταίων. Πρόκειται για καλώδια οπτικών ινών, που καταλήγουν σε διεπαφές υψηλών προδιαγραφών, παρέχοντας τη δυνατότητα «στέγασης» τόσο του transmitter όσο και του receiver στο ίδιο συμπαγές εξάρτημα, το οποίο πρέπει να μπορεί να υποστηρίξει τα standards των Ethernet, Fibre Channel, InfiniBand, SONET/SDH.

Σήμερα, οι τρόποι οπτικών διασυνδέσεων σε συνδυασμό με τα οπτικά καλώδια που χρησιμοποιούνται, μπορούν να υποστηρίξουν εφαρμογές με τα εξής χαρακτηριστικά: 100G Ethernet, Fibre Channel>32G, InfiniBand>40G.

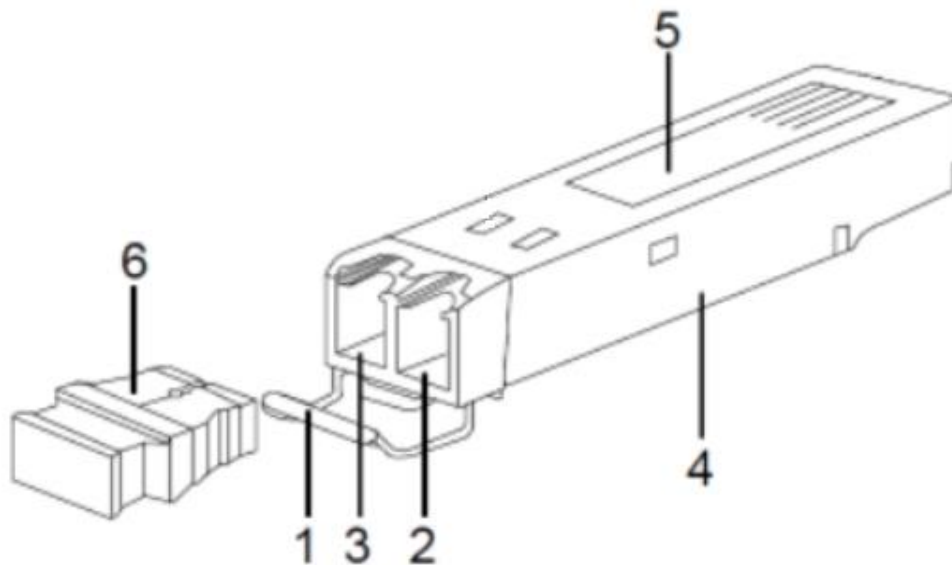
Ακόμα και η μετάβαση από τις πρώιμες λύσεις των stand-alone transceivers σε on-board transceivers δεν δύναται να καλύψει τις ολοένα αυξανόμενες απαιτήσεις και τους στόχους της νέας εποχής. Πλέον, η state-of-the art τεχνολογία υποδεικνύει τη χρήση in-package optical I/O, όπου το σύνολο των ενεργών και παθητικών στοιχείων είναι co-integrated στο ίδιο chip, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 1.4.



Σχήμα 1.4: In-package Optical I/O.

Αρκετά είδη παράλληλων οπτικών διεπαφών έχουν υιοθετηθεί τα τελευταία χρόνια, προκειμένου να ανταποκρίνονται στις υψηλές απαιτήσεις, όπως αυτές διαμορφώνονται λαμβάνοντας υπόψιν παραμέτρους όπως το εύρος ζώνης, η κατανάλωση ενέργειας, το συνολικό κόστος και η απόσταση μετάδοσης.

Αυτή τη στιγμή έχουν επικρατήσει δύο είδη εμπορικά διαθέσιμων διεπαφών. Η πρώτη, περιλαμβάνει ένα σύστημα 12 καναλιών (μηκών κύματος) που αποτελείται από έναν οπτικό πομπό και έναν οπτικό δέκτη. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αυτού αποτελούν οι Multiple-Fiber Push-On/Pull-Off connectors (MPOs). Η δεύτερη, περιλαμβάνει ένα σύστημα πομποδέκτη (transceiver) ικανό να εκπέμπει και να λαμβάνει τέσσερα κανάλια στην ίδια διάταξη. Η διάταξη που είναι αντιπροσωπευτική της κατηγορίας αυτής είναι ο Quad Small Form-factor pluggable (QSFP/QSFP+/QSFP28) hot-pluggable transceiver. Στο σχήμα 1.5 παρουσιάζονται τα κυριότερα μέρη που συνιστούν έναν αντίστοιχο transceiver (SFP/SFP+).



Σχήμα 1.5: Δομή ενός οπτικού πομποδέκτη SFP/SFP+.

1. Μάνταλο
2. Οπτικός δέκτης
3. Οπτικός πομπός
4. Κέλυφος πομποδέκτη
5. Επιγραφή
6. Βύσμα σκόνης

Ο ρυθμός μετάδοσης ανά κανάλι έχει πλέον υπερβεί τα 26Gb/s και φτάνει τα 56 Gb/s ή ακόμη και τα 112 Gb/s, σε κάποιες περιπτώσεις.

1.1.1 Χαρακτηριστικά-Αρχιτεκτονικές των Data Centers

Τα Data Centers είναι πρακτικά τεράστιες εγκαταστάσεις που περιλαμβάνουν δεκάδες χιλιάδες διασυνδεδεμένους δρομολογητές, διακόπτες, τείχη προστασίας, συστήματα αποθήκευσης, διακομιστές και ελεγκτές παράδοσης εφαρμογών. Οι διεργασίες που υλοποιούνται εντός αυτών περιλαμβάνουν υπολογισμούς, αποθήκευση και δικτύωση, υποστηρίζοντας ποικίλες εφαρμογές όπως είναι οι content-servers (YouTube, Microsoft, Apple), οι μηχανές αναζήτησης και το e-business. Απαιτείται σημαντική υποδομή για την

υποστήριξη τόσο του υλικού (hardware) όσο και του λογισμικού (software). Η υποδομή αυτή περιλαμβάνει υποσυστήματα ισχύος, τροφοδοτικά UPS, εξαερισμό, συστήματα ψύξης, συστήματα καταστολής πυρκαγιάς, εφεδρικές γεννήτριες και συνδέσεις με εξωτερικά δίκτυα. Επίσης, υλοποιεί πολιτικές ασφαλείας των εργαζομένων οι οποίοι μπορούν να έχουν πρόσβαση στους χώρους μόνο μετά από εξουσιοδότηση με χρήση ειδικών διαπιστευτηρίων.

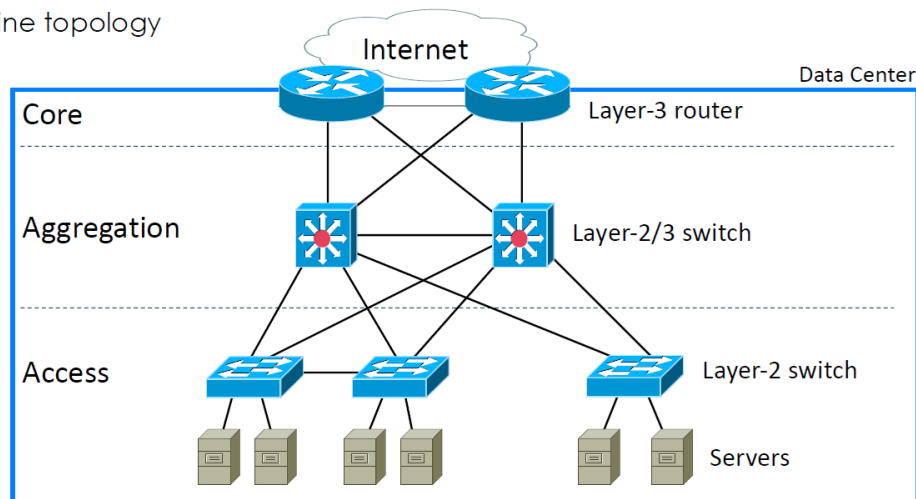
Ο σχεδιασμός ενός Data Center, συμπεριλαμβανομένων και των υποδομών αυτού, βασίζεται σε καθορισμένα πρότυπα. Το πιο διαδεδομένο πρότυπο είναι το ANSI/TIA-942. Η πιστοποίηση του προτύπου αυτού διασφαλίζει τη συμμόρφωση με μία από τις τέσσερις κατηγορίες βαθμίδων κέντρων δεδομένων που έχουν βαθμολογηθεί για επίπεδα πλεονασμού και ανοχής σφαλμάτων.

Συνολικά, σε ένα Data Center διακρίνονται οι εξής δομές:

- Υποδομή δικτύου (Network infrastructure). Εδώ συνδέονται οι διακομιστές (physical/virtual), οι υπηρεσίες κέντρου δεδομένων, η αποθήκευση και η εξωτερική συνδεσιμότητα με τοποθεσίες τελικού χρήστη (end-user locations).
- Υποδομή αποθήκευσης (Storage infrastructure). Τα συστήματα αποθήκευσης χρησιμοποιούνται για τη συγκράτηση του όγκου των δεδομένων.
- Υπολογιστικοί πόροι. Οι διακομιστές (servers) παρέχουν την επεξεργασία, την μνήμη, την τοπική αποθήκευση και τη σύνδεση δικτύου, που συνολικά «οδηγούν» τις εφαρμογές.

Η πρώτη αρχιτεκτονική ενός Data Center περιελάμβανε ένα σύνολο από servers, switches και routers, ιεραρχικά δομημένων, βάση της τοπολογίας Leaf & Spine, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.6. Σύμφωνα με την εν λόγω αρχιτεκτονική, η διαστρωμάτωση αυτών διακρίνονταν στα εξής στρώματα: Access, Aggregation & Core.

▪ Leaf & Spine topology



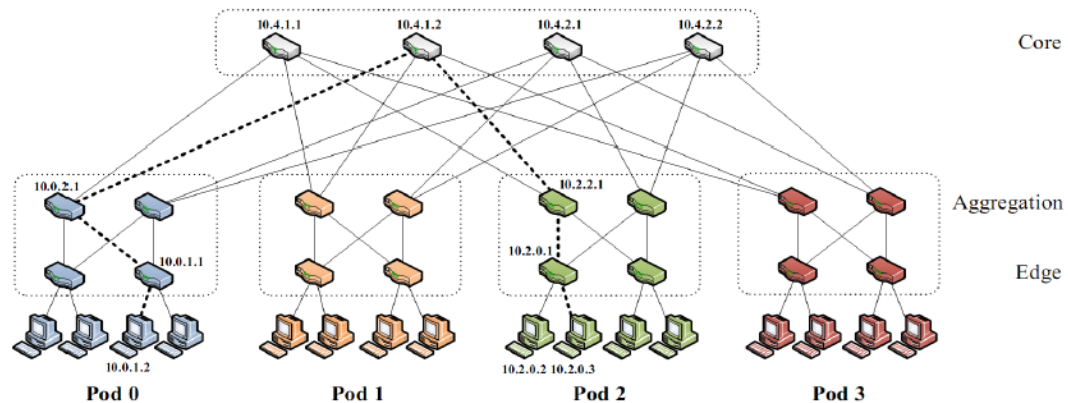
Σχήμα 1.6: Τοπολογία Leaf & Spine.

Τα εγγενή μειονεκτήματα που παρουσίαζαν τέτοιου είδους τοπολογίες, γνωστές και ως tree-based topologies, αφορούσαν κυρίως την χαμηλή απόδοση, την έλλειψη ανοχής σε σφάλματα και κυρίως την ύπαρξη ίδιων boxes (routers/switches) αλλά και ίδιων bandwidth links. Παρά τις όποιες προσπάθειες για βελτίωση των ανωτέρω, όπως για παράδειγμα η προσπάθεια να επιτευχθεί speed hierarchy μέσω της χρήσης λιγότερο ακριβών boxes κορυφής, δεν επέφεραν τα επιθυμητά αποτελέσματα. Προβλήματα όπως η εξάρτηση από δρομολογητές υψηλού κόστους, η εξαιρετικά περιορισμένη χωρητικότητα (capacity) μεταξύ των servers, η έλλειψη απομόνωσης απόδοσης και η έλλειψη αξιοπιστίας, οδήγησαν στην εξέλιξη της τοπολογίας Leaf&Spine (Tree) στην αποκαλούμενη Fat-Tree. Πρόκειται ουσιαστικά για έναν ειδικό τύπο Clos Network, αποτελούμενο από τρία στρώματα: edge, aggregation & core. Τα πλεονεκτήματα της εν λόγω τοπολογίας συνοψίζονται ως εξής:

- Παρατηρείται το ίδιο εύρος ζώνης σε οποιοδήποτε bisection.
- Σε κάθε στρώμα υπάρχει συγκέντρωση του ίδιου εύρους ζώνης.
- Δύναται να κατασκευαστεί χρησιμοποιώντας σχετικά φθηνές συσκευές, ομοιόμορφης χωρητικότητας.
- Κάθε θύρα (port) υποστηρίζει ίδια ταχύτητα με τον τερματικό κεντρικό υπολογιστή (end host).
- Όλες οι συσκευές μπορούν να μεταδίδουν με ταχύτητα γραμμής, εάν τα πακέτα διανέμονται ομοιόμορφα στις διαθέσιμες διαδρομές.

- Μεγάλη επεκτασιμότητα (scalability). Συγκεκριμένα, ένας διακόπτης k-θυρών υποστηρίζει $k^{3/4}$ διακομιστές (servers).

Η τοπολογία Fat-Tree απεικονίζεται ενδεικτικά στο σχήμα 1.7, για 4 διακόπτες θύρας (port switches).



Σχήμα 1.7: Τοπολογία Fat-Tree για 4 διακόπτες θύρας.

Φυσικά, οι αυξημένες απαιτήσεις που γιγαντώνονται χρόνο με το χρόνο δημιουργούν νέα προβλήματα-προκλήσεις ακόμα και σε αυτές τις τοπολογίες. Αυτές οφείλονται κατά κύριο λόγο στην άνιση χρήση εφαρμογών, στην έλλειψη ύπαρξης εφεδρικών διακομιστών και στην υψηλή αβεβαιότητα της ζήτησης. Για το λόγο αυτό, η πλέον σύγχρονη τάση αρχιτεκτονικής ενός Data Center, προσανατολίζεται σε ένα Υβριδικό μοντέλο, τα αποκαλούμενα Hyperscale Data Centers (HDCs). Ο όρος «Hyperscale» αναφέρεται στην ικανότητα που έχει η αρχιτεκτονική υπολογιστών προκειμένου να κλιμακώνει (scaling) ευρέως και ταχύτατα, έτσι ώστε να ανταποκριθεί στο επίπεδο ζήτησης. Οι υπολογιστές βασίζονται σε πόρους εντός ενός δεδομένου κόμβου (ή συνόλου αυτών). Η κλιμάκωση κάποιου μέρους της αρχιτεκτονικής του υπολογιστή σημαίνει αύξηση της υπολογιστικής ικανότητας, της μνήμης, της υποδομής δικτύωσης και των πόρων αποθήκευσης. Αυτά επιτυγχάνονται μέσω της δυναμικής επέκτασης, της χρήσης virtual machines και disk images, καθώς επίσης και μέσω της επικοινωνίας με άλλους servers, ανεξαρτήτως του εάν βρίσκονται εντός του Data Center.

Ο στόχος της κλιμάκωσης είναι η συνέχιση της δημιουργίας ενός ισχυρού συστήματος (robust system), το οποίο σχετίζεται με το cloud, το big data, τον κατακευματισμένο χώρο αποθήκευσης είτε ως μεμονωμένες οντότητες είτε ως συνδυασμό αυτών.

Συνοψίζοντας τα οφέλη της αρχιτεκτονικής των Hyperscale Data Centers διακρίνουμε την υψηλότερη αξιοποίηση πόρων που οδηγεί σε χαμηλότερο συνολικό κόστος, καθώς επίσης και την επίτευξη υψηλής απόδοσης και αξιοπιστίας.

1.2 Τεχνο-οικονομικές προκλήσεις

Είναι γεγονός ότι το μείζον πρόβλημα που καλούνται να αντιμετωπίσουν τα συστήματα οπτικών διασυνδέσεων προέρχεται από την συνεχώς αυξανόμενη κίνηση των δεδομένων στα Data Centers. Οι προκλήσεις που εγείρονται από την ραγδαία αυτή αύξηση δεν αφορούν μόνο τις νέες απαιτήσεις σε εύρος ζώνης, ως μεμονωμένη οντότητα, αλλά και σε συνδυασμό με τον περιορισμό της ενεργειακής κατανάλωσης, την ελαχιστοποίηση των διαστάσεων των μεγεθών των συστημάτων και όλα αυτά φυσικά υπό το πρίσμα του βέλτιστου trade-off μεταξύ κόστους-απόδοσης.

1.2.1 Συνδέσεις υψηλού εύρους ζώνης (high bandwidth links)

Καθώς η κίνηση που παράγεται από τους servers διπλασιάζεται κάθε χρόνο, οι μεταβάσεις από 10 σε 40 Gb/s , από 40 σε 100 Gb/s και από 100 Gb/s σε ακόμη υψηλότερους ρυθμούς είχαν προβλεφθεί σχετικά νωρίς. Το 2017 αναπτύχθηκαν στα Data Centers διασυνδέσεις των 40 Gb/s, σε επίπεδο Ethernet. Links χωρητικότητας 100 Gb/s είναι εμπορικά διαθέσιμα από το 2014, ενώ μονάδες διασύνδεσης (pluggable modules) χωρητικότητας 400 Gb/s σε επίπεδο Ethernet αναμένεται να εμφανιστούν μαζικά στην αγορά το 2023. Τέλος, η επόμενη επικύρωση προτύπων, που θα περιλαμβάνει τα 800 Gb/s και 1.6 Tb/s σε επίπεδο Ethernet, αναμένεται μέχρι το 2024.

1.2.2 Αξιοποίηση πόρων μέσω διαχωρισμού (disaggregation)

Τα Data Centers αποτελούνται από διακομιστές (servers), ως δομικά μπλοκ, οι οποίοι περιλαμβάνουν ένα σύνολο στενά συνδεδεμένων συσκευών-πόρων όπως CPU/GPU, μνήμη,

διεπαφές δικτύου και αποθηκευτικά συστήματα (π.χ. σκληρούς δίσκους). Ο σχεδιασμός αυτός έρχεται αντιμέτωπος με τις νέες τάσεις-προκλήσεις, καθώς τα διάφορα στοιχεία του διακομιστή ακολουθούν διαφορετικές τάσεις σε θέματα κόστους και επίδοσης. Ένα άλλο πρόβλημα που εντοπίζεται είναι η αδυναμία κατακερματισμού πόρων, σε περιπτώσεις όπου πόροι (CPU, μνήμη, I/Os, κλπ.) δεν βρίσκονται σε αντιστοιχία με τις απαιτήσεις του φόρτου εργασίας. Οι προκλήσεις αυτές αποτελούν το κίνητρο για την ανάπτυξη της ιδέας του διαχωρισμού. Ο διαχωρισμός (disaggregation) είναι μία έννοια στην οποία συγκεντρώνονται παρόμοιοι πόροι, με τη δυνατότητα κάθε διαφορετικός πόρος να μπορεί να αναβαθμιστεί ξεχωριστά και το σύστημα να προσαρμοστεί αναλόγως για βελτιστοποίηση της απόδοσης. Το δίκτυο μπορεί να χωριστεί σε διαφορετικά επίπεδα, όπως για παράδειγμα σε επίπεδο rack ή server.

1.2.3 Ενεργειακή αποδοτικότητα

Τα σύγχρονα Data Centers πρέπει αφενός μεν να είναι σε θέση να συμβαδίσουν με τις αυξανόμενες απαιτήσεις που υπαγορεύουν τα νέα δεδομένα αφετέρου δε να αντιμετωπίσουν την αυξανόμενη κατανάλωση ισχύος που απαιτείται για τη διαχείριση της ροής αέρα και της ψύξης, που οι απαιτήσεις αυτές επιφέρουν.

Όσον αφορά τις ανάγκες σε ισχύ, αυτές περιλαμβάνουν τόσο την ισχύ που απαιτείται για την εκτέλεση μίας εργασίας σε μία CPU (ή GPU) όσο και την ισχύ για τον διαμοιρασμό των δεδομένων αυτών σε chip και κόμβους.

Οι τάσεις που αφορούν τη βελτιστοποίηση της απόδοσης των DCs και στις οποίες υπεισέρχεται η χρήση των οπτικών είναι α) τα links υψηλού εύρους ζώνης και β) η βελτιστοποίηση της αξιοποίησης πόρων μέσω διαχωρισμού (disaggregation).

1.3 Σκοπός εργασίας

Η συνεχώς αυξανόμενη κίνηση που εντοπίζεται στα Data Centers καθιστούν εμφανή την ανάγκη για νέες τοπολογίες και διασυνδέσεις σε αυτά. Οι νέες ανάγκες που αναφέρθηκαν στις προηγούμενες ενότητες υπογραμμίζουν την ανάγκη μετάβασης σε νέους τρόπους διασύνδεσης με γνώμονα την αμιγώς οπτική διασύνδεση.

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως στόχο το σχεδιασμό δύο συστημάτων πομποδεκτών για οπτικές διασυνδέσεις (transceivers for optical interconnections) σε Data

Centers. Το πρώτο αφορά οπτικές διασυνδέσεις έως 10 χιλιόμετρα (Intra-Data Center interconnects) στη ζώνη συχνοτήτων της O-band (1260-1360nm) και το δεύτερο οπτικές διασυνδέσεις από 10 έως 40 χιλιόμετρα (Inter-Data Center interconnects) στη ζώνη συχνοτήτων της C-band (1530-1565 nm). Στη συνέχεια, μέσω προσομοιώσεων με τη βοήθεια του VPITransmission Maker θα μελετηθεί η επίδραση των παραμέτρων των δύο συστημάτων και θα αξιολογηθεί η επίδοσή τους με κριτήρια το διάγραμμα οφθαλμού (eye diagram) και το Symbol Error Rate (SER).

Κεφάλαιο 2

Οπτικές διασυνδέσεις

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται μία περιγραφή ορισμένων ηλεκτρικών και οπτικών διατάξεων που συναντώνται σε μία τυπική διασύνδεση σε Data Center, οι οποίες αποτελούν τα δομικά στοιχεία για την κατασκευή των πομποδεκτών (transceivers) που θα μελετηθούν στην παρούσα εργασία.

2.1 Intra-Inter Data Center Interconnects (DCIs)

Intra Data Center Interconnects

Περιλαμβάνουν τις διασυνδέσεις που υλοποιούνται εντός ενός συγκεκριμένου Κέντρου Δεδομένων. Μπορεί να βρίσκονται στο ίδιο κτήριο ή μεταξύ κτηρίων που ανήκουν στο ίδιο Data Center. Οι εν λόγω διασυνδέσεις εκτείνονται από μερικά μέτρα έως δέκα χιλιόμετρα.

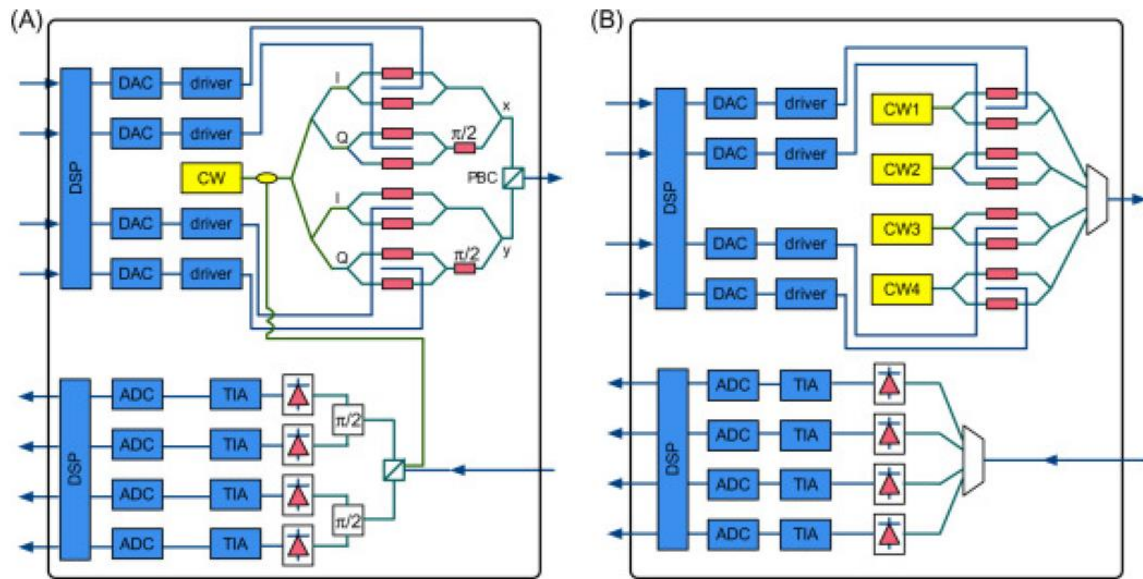
Inter Data Center Interconnects

Περιλαμβάνουν τις διασυνδέσεις μεταξύ διαφορετικών Κέντρων Δεδομένων και αφορούν αποστάσεις μεγαλύτερες των δέκα χιλιομέτρων, οι οποίες εκτείνονται έως και τα ογδόντα χιλιόμετρα. Διασυνδέσεις μεγαλύτερων αποστάσεων εμπίπτουν στις κατηγορίες των metro ή long-haul και δεν θα μας απασχολήσουν στην παρούσα εργασία.

Τόσο για τα intra όσο και για τα inter DCIs, η αρχιτεκτονική της Intensity Modulation and Direct Detection (IM/DD) προτιμάται ευρέως έναντι της coherent communication. Η αρχιτεκτονική της coherent detection σημείωσε τα τελευταία χρόνια μεγάλη επιτυχία σε ότι αφορά τα οπτικά δίκτυα, κυρίως λόγω του εγγενούς πλεονεκτήματος που παρουσιάζει και

αφορά στην αύξηση της φασματικής απόδοσης (spectral efficiency), μέσω της κωδικοποίησης περισσότερων ψηφίων σε κάθε σύμβολο, δεδομένου ότι χρησιμοποιεί τόσο τη φάση όσο και το πλάτος αλλά και την πόλωση του οπτικού φέροντος για να μεταφέρει την πληροφορία. Παρόλα αυτά, η τεχνική της IM/DD χρήζει πλέον ευρύτερης αποδοχής, λόγω ορισμένων βασικών πλεονεκτημάτων που εμφανίζει όπως είναι το χαμηλότερο κόστος, η μειωμένη ενεργειακή κατανάλωση και το μικρότερο footprint. Προκειμένου όχι μόνο να ανταποκριθούν τα συστήματα αυτά στις σύγχρονες αυξημένες απαιτήσεις αλλά και να αποτελούν cost-effective επιλογές, χρησιμοποιούν εξελιγμένα σχήματα διαμόρφωσης (modulation formats), όπως το Pulse Amplitude Modulation (PAM), carrier-less amplitude phase (CAP), discrete multi-tone (DMT), σε συνδυασμό με integrated lasers και modulators, αυξάνοντας βέβαια την πολυπλοκότητα και το κόστος των IM/DD συστημάτων.

Στο σχήμα 2.1 παρουσιάζονται τα block diagrams για τις δύο αυτές τεχνικές, δηλαδή ενός σύμφωνου πομποδέκτη αντίχρευσης υψηλής ταχύτητας (high-speed coherent detection) και ενός πομποδέκτη IM/DD, εφαρμόζοντας DSP (Digital Signal Processing), μία τεχνική που θα αναλυθεί σε επόμενη ενότητα. Από το σχήμα φαίνεται ότι η πολυπλοκότητα των δύο πομποδεκτών είναι παρόμοια, με τη διαφορά ότι ο coherent transceiver περιλαμβάνει ορισμένα phase requirements, ενώ ο IM/DD transceiver χρησιμοποιεί πολυπλέκτη (multiplexer) και αποπολυπλέκτη (demultiplexer) μήκους κύματος. Μία άλλη ουσιώδης διαφορά είναι ότι ο IM/DD transceiver χρησιμοποιεί τόσες οπτικές πηγές (CW) όσες και οι γραμμές, εν αντιθέσει με τον coherent που χρησιμοποιεί μόνο μία.



Σχήμα 2.1: Block diagram ενός coherent-detection transceiver (A) και ενός direct-detection (B)

2.2 Θεμελιώδεις διατάξεις μίας οπτικής διασύνδεσης

Οπτικός πομπός

Ο ρόλος των οπτικών πομπών είναι να μετατρέπουν ένα ηλεκτρικό σήμα εισόδου σε αντίστοιχο οπτικό σήμα και κατόπιν να το εκτοξεύουν στο εσωτερικό της οπτικής ίνας, η οποία χρησιμεύει σαν κανάλι επικοινωνίας.

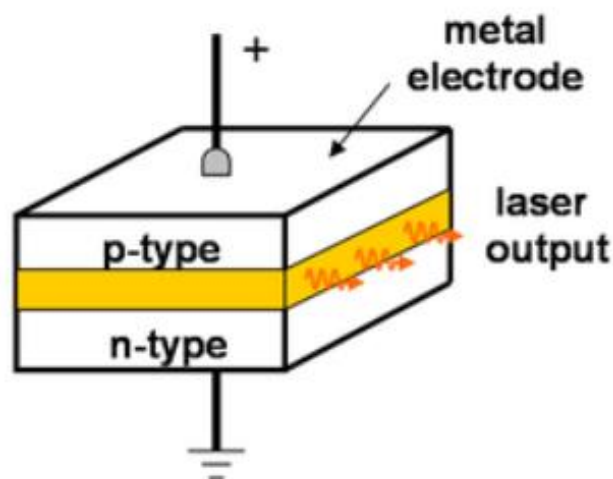
Οπτική πηγή

Η κυριότερη συνιστώσα των οπτικών πομπών είναι η οπτική πηγή. Τα συστήματα επικοινωνίας οπτικών ινών χρησιμοποιούν ως οπτικές πηγές ημιαγωγούς, όπως φωτοδιόδους LED ή laser ημιαγωγού (γνωστά και ως διόδοι laser ή laser έκχυσης). Η επιλογή τους επιδρά στην συνολική απόδοση του συστήματος και καθορίζεται από παράγοντες όπως το μήκος κύματος εκπομπής, η διασπορά, η σχέση ισχύος-απόστασης μετάδοσης, η ζεύξη πηγής-οπτικής ίνας, η οπτοηλεκτρονική ολοκλήρωση, το κόστος και διάφοροι άλλοι.

Στα περισσότερα οπτικά συστήματα επικοινωνιών, όπως και στην παρούσα εργασία, χρησιμοποιούνται laser ημιαγωγού, λόγω των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν :

1. Στενό φασματικό εύρος και άρα πολύ καλής χρονικής συμφωνίας.
2. Ευκολία σύζευξης του παραγόμενου οπτικού φωτός σε οπτικές ίνες.
3. Μικρό μέγεθος, αξιοπιστία και υψηλή απόδοση.

Η διάταξη των ημιαγωγών περιλαμβάνει την κατασκευή τριών στρωμάτων, p-n στρωμάτων και του κεντρικού πυρήνα, ο οποίος πιέζεται μεταξύ αυτών, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 2.2. Ο κεντρικός πυρήνας στρώματος είναι φτιαγμένος από τον ημιαγωγό που εκπέμπει φως και ονομάζεται ενεργό στρώμα. Το στρώμα αυτό έχει μεγαλύτερο δείκτη διάθλασης από ότι τα τριγύρω στρώματα και λειτουργεί σαν κυματοδηγός. Συνήθως, είναι κατασκευασμένο από κάποια ένωση των III-V υλικών (Φωσφίδιο Ινδίου-InP, Αρσενικό Γάλλιο-GaAs), όπως για παράδειγμα το InGaAsP. Ορισμένες υποκατηγορίες των laser ημιαγωγού είναι τα laser κατανεμημένης ανάδρασης (DFB), τα laser κατανεμημένου ανακλαστήρα (DBR), τα laser ημιαγωγών συζευγμένης κοιλότητας, και τα laser εκπομπής-επιφάνειας κατακόρυφης-κοιλότητας (VCSEL).



Σχήμα 2.2: Σχηματική απεικόνιση μίας περιοχής εκπομπής ενός ημιαγωγού laser

Όσον αφορά τον τρόπο εκπομπής των laser, αυτός δύναται να είναι είτε παλμικός είτε συνεχής. Στην πρώτη περίπτωση, η οπτική ισχύς εμφανίζεται σε παλμούς με συγκεκριμένο ρυθμό και στη δεύτερη, που θα αναπτυχθεί και στα πλαίσια της εργασίας, το laser εκπέμπει συνεχώς και με σταθερή ένταση (Continuous Wave-CW), παράγοντας το οπτικό φέρον.

Τα λειτουργικά χαρακτηριστικά των laser ημιαγωγών συνεχόμενου κύματος περιγράφονται πολύ καλά από ένα σύνολο εξισώσεων ρυθμού που διέπουν την αλληλεπίδραση φωτονίων

και ηλεκτρονίων μέσα στην ενεργό περιοχή. Αυτές οι εξισώσεις ρυθμού πηγάζουν από τις εξισώσεις Maxwell, και έχουν την εξής μορφή για μονότροπο laser:

$$\frac{dP}{dt} = GP + R_{sp} - \frac{P}{\tau_p} \quad (2.1)$$

$$\frac{dN}{dt} = \frac{1}{q} - \frac{dN}{\tau_c} - GP \quad (2.2)$$

, όπου

$$G = \Gamma v_g g = G_N(N - N_0) \quad (2.3)$$

Το πεδίο που δημιουργείται από μία τέτοια ιδανική οπτική πηγή, δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$E_{cw} = \sqrt{P_s} \exp(j(\omega_s + \varphi_s)e_s) \quad (2.4)$$

, όπου $\sqrt{P_s}$ το πλάτος του πεδίου, ω_s η συχνότητα, φ_s η φάση και e_s η πόλωση του οπτικού πεδίου του φέροντος.

Οπτικοί διαμορφωτές

Προκειμένου να μεταδοθεί η πληροφορία σε ένα οπτικό σύστημα μετάδοσης θα πρέπει να διαμορφωθεί το φως που παράγει η οπτική πηγή. Δηλαδή, θα πρέπει να «γραφτεί» η πληροφορία του ηλεκτρικού σήματος στο οπτικό φέρον. Το σήμα που προκύπτει από τη μετατροπή αυτή, που καλείται ηλεκτρο-οπτική διαμόρφωση, θα είναι της μορφής:

$$E(t) = A(t) \cdot \cos[\omega(t)t + \varphi(t)] \quad (2.5)$$

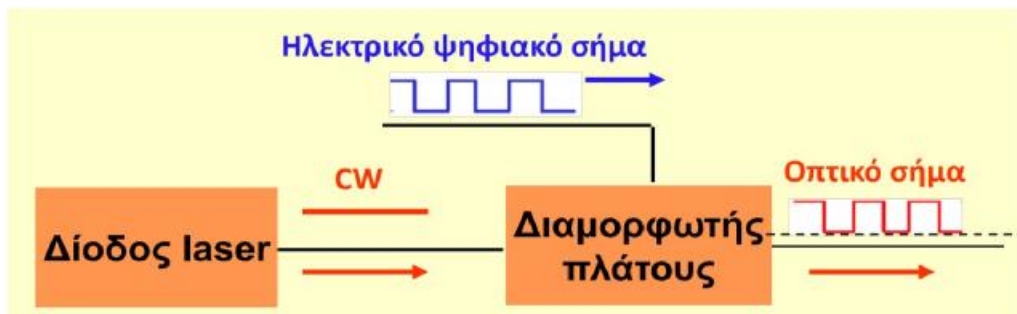
Η πληροφορία μπορεί να βρίσκεται είτε στο πλάτος $A(t)$ είτε στη φάση $\varphi(t)$ είτε σπανίως στη συχνότητα $\omega(t)$. Σε κάθε περίπτωση, η ισχύς του οπτικού σήματος ισούται με:

$$\frac{A^2(t)}{2}$$

Η μετατροπή αυτή, μπορεί να γίνει με δύο διαφορετικές τεχνικές:

1. Απευθείας διαμόρφωση
2. Εξωτερική διαμόρφωση

Στα δύο συστήματα που προσομοιώνει η παρούσα εργασία έχει επιλεχθεί η τεχνική της εξωτερικής διαμόρφωσης, κάνοντας χρήση διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης (Electro-Absorption Modulator, EAM). Η επιλογή αυτή έγινε όχι μόνο για να αποφευχθούν τα εγγενή μειονεκτήματα που εμφανίζονται στην απευθείας διαμόρφωση, όπως είναι η ολίσθηση συχνότητας (chirp) και οι χαμηλοί ρυθμοί μετάδοσης αλλά και για να εκμεταλλευτούμε τα πλεονεκτήματα της εξωτερικής διαμόρφωσης. Η τελευταία βασίζεται περισσότερο σε αμιγώς οπτικά φαινόμενα και επομένως είναι κατάλληλη για διαμόρφωση σε υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων. Συνεπώς, εκτός από σήματα ASK και PSK μπορούν να διαμορφώσουν και σήματα ανώτερης τάξης. Μία τυπική δομή εξωτερικής διαμόρφωσης περιλαμβάνει μία οπτική πηγή, πολωμένη με ένα σταθερό ρεύμα που παρέχεται από την έξοδο CW και έναν οπτικό διαμορφωτή οποίος δέχεται ως εισόδους το CW και το ηλεκτρικό ψηφιακό σήμα (που περιέχει την πληροφορία) και παράγει ως έξοδο το οπτικά διαμορφωμένο σήμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5.



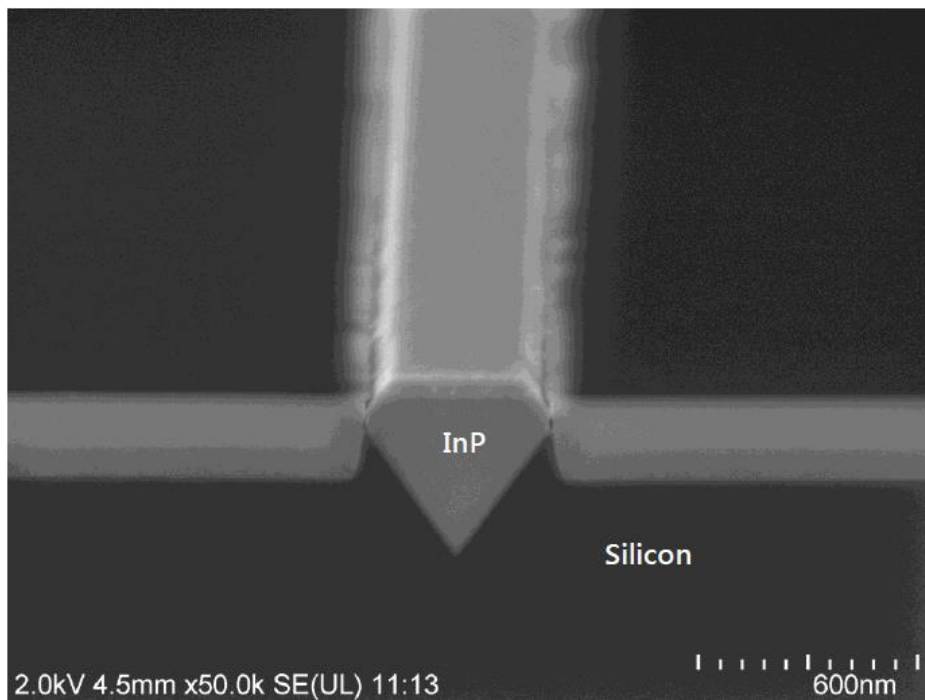
Σχήμα 2.3: Τυπική διάταξη εξωτερικής διαμόρφωσης

Οι διαμορφωτές αυτοί βασίζονται σε ένα από τα δύο φαινόμενα:

1. Ηλεκτρο-οπτικό φαινόμενο
2. Φαινόμενο Ηλεκτρο-απορρόφησης

Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν οι διαμορφωτές που κάνουν χρήση των ηλεκτρο-οπτικών αποτελεσμάτων μέσα σε ένα κυματοδηγό κατασκευασμένο από LiNbO₃ (Νιοβικό

του λιθίου), έτσι ώστε η αποτελεσματική λειτουργία του δείκτη διάθλασης να αλλάζει σε μια εφαρμοσμένη τάση. Μια τέτοια συσκευή ρυθμίζει τη φάση του φωτός που διέρχεται και είναι χρήσιμη ως διαμορφωτής φάσης. Για την κατασκευή ενός διαμορφωτή έντασης, η φάση διαμόρφωσης μετατρέπεται σε διαμόρφωση πλάτους με τη βοήθεια ενός Mach-Zehnder (MZ) συμβολόμετρου. Ένα σημαντικό μειονέκτημα αυτής της διαμόρφωσης είναι η εισαγωγή σημαντικών απωλειών που εμφανίζονται όταν το CW φως από την πηγή laser έχει συζευχθεί στον κυματοδηγό LiNbO₃. Ο διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM) λύνει το πρόβλημα αυτό, διότι είναι κατασκευασμένος με το ίδιο υλικό InP που χρησιμοποιείται για την πηγή laser, έτσι ώστε και οι δύο να μπορούν να ενσωματωθούν στο ίδιο υπόστρωμα InP, και κατ' επέκταση στο ίδιο chip (monolithically integrated), μειώνοντας έτσι το κόστος και το αποτύπωμα (footprint) του οπτικού πομπού.



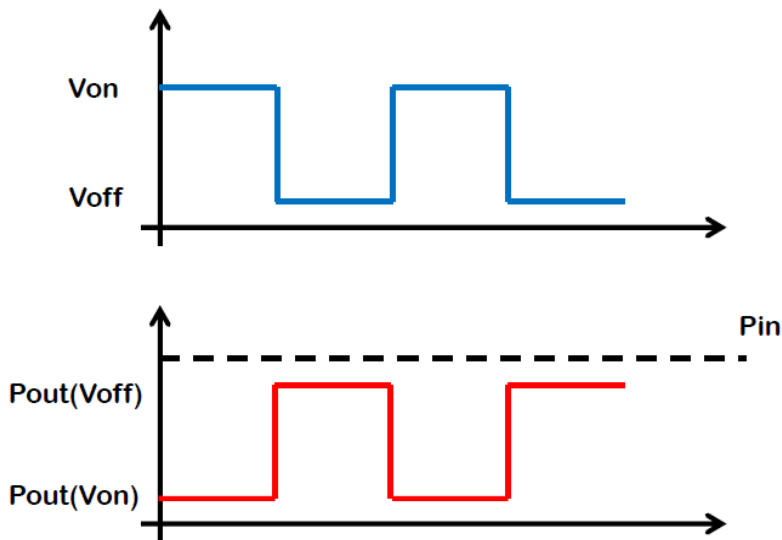
Σχήμα 2.4: Ενσωμάτωση InP laser σε υπόστρωμα πυριτίου.

Το ποσοστό ισχύος που μεταδίδεται μέσα από ένα υλικό είναι:

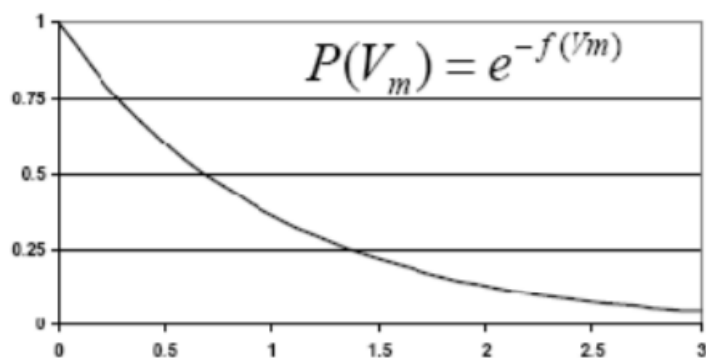
$$T = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \exp(-\alpha L) \quad (2.6)$$

, όπου α : ο δείκτης απορρόφησης και L : η απόσταση μετάδοσης.

Ένας EAM κάνει χρήση των Franz-Keldysh αποτελεσμάτων, σύμφωνα με τα οποία το διάκενο ζώνης ενός ημιαγωγού μειώνεται όταν ένα ηλεκτρικό πεδίο εφαρμόζεται σε αυτό. Έτσι, ένα διαφανές στρώμα ημιαγωγών αρχίζει να απορροφά το φως όταν το κενό ζώνης του μειώνεται, εφαρμόζοντας μία εξωτερική τάση. Γενικά, όσο μεγαλύτερη είναι η εφαρμοζόμενη τάση, τόσο μεγαλύτερη είναι και η απορρόφηση και επομένως τόσο μικρότερη η μετάδοση.



Σχήμα 2.5: Απόκριση EAM.



Σχήμα 2.6: Ποιοτική αναπαράσταση μεταξύ εφαρμοζόμενης τάσης-Ισχύος εξόδου.

Οπτικός δέκτης

Ο ρόλος του οπτικού δέκτη είναι να μετατρέπει το οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό και να ανακτά τις πληροφορίες που έχουν μεταδοθεί μέσω ενός οπτικού συστήματος.

Φωτοανιχνευτής

Το βασικό εξάρτημα ενός οπτικού δέκτη είναι ο φωτοανιχνευτής, ο οποίος μετατρέπει το φως σε ηλεκτρικό παλμό μέσω του φωτοηλεκτρικού φαινομένου. Οι προδιαγραφές του προσδιορίζονται βάσει των απαιτήσεων σε θέματα όπως η μεγάλη ευαισθησία, η γρήγορη απόκριση, ο χαμηλός θόρυβος, το χαμηλό κόστος και η μεγάλη αξιοπιστία. Οι προδιαγραφές αυτές καλύπτονται ιδανικά με τη χρήση φωτοανιχνευτών, κατασκευασμένων από υλικά ημιαγωγών. Οι φωτοανιχνευτές αυτοί περιλαμβάνουν ανάστροφα πολωμένες επιφάνειες p-n, καθώς και τροποποιήσεις αυτών όπως οι p-i-n ή οι φωτοδιόδοι χιονοστιβάδας, καθώς επίσης και φωτοανιχνευτές μετάλλου-ημιαγωγού-μέταλλου (MSM). Στην παρούσα εργασία, θα χρησιμοποιηθεί μία UTC-φωτοδίοδος, η οποία βασίζεται στη λειτουργία μίας p-i-n φωτοδίοδου με τη δυνατότητα επιλεκτικής χρήσης ηλεκτρονίων ως ενεργών φορέων.

Η σχέση ρεύματος και οπτικής ισχύος, σε μία τυπική δομή p-i-n, δίνεται από τη σχέση:

$$I_{pin} = \eta \frac{\lambda q}{hc} P = R \times P \quad (2.7)$$

, όπου R η αποκρισιμότητα του φωτοανιχνευτή, $\frac{\lambda}{h}$ η ενέργεια φωτονίου, q το φορτίο ηλεκτρονίου και h η αποδοτικότητα (το ποσοστό των φωτονίων που μετατρέπονται σε ηλεκτρόνια).

Το σήμα στην έξοδο της φωτοδίοδου είναι ανάλογο του τετραγώνου του πλάτους του σήματος εισόδου στη φωτοδίοδο, όπως προκύπτει από την ακόλουθη σχέση:

$$I = P \propto |E \exp[j(\omega t + \Phi)]|^2 \quad (2.8)$$

Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να χάνεται η πληροφορία της φάσης, εάν υπάρχει (εάν δηλαδή η πληροφορία είχε διαμορφωθεί και/ή κατά φάση), με αποτέλεσμα να καθίσταται αναγκαία η χρήση σύνθετων τεχνικών και σχημάτων αποδιαμόρφωσης, προκειμένου να γίνει η πλήρης ανάκτηση της πληροφορίας. Στην παρούσα εργασία αυτό δεν θα μας απασχολήσει,

διότι έχουμε διαμορφώσει την πληροφορία μόνο κατά πλάτος (intense modulation), όπως θα αναλύσουμε περισσότερο σε επόμενη ενότητα.

2.3 Digital Signal Processing (DSP)

2.3.1 Φαινόμενο Χρωματικής Διασποράς

Προκειμένου να μελετηθεί η επίδραση της χρωματικής διασποράς (chromatic dispersion) ενός υλικού σε H/M κύμα που κυματοδηγείται μέσα από αυτό, θα θεωρήσουμε την ιδανική περίπτωση ενός ομογενούς, συμπαγούς και με άπειρες διαστάσεις υλικού. Με τον τρόπο αυτό δεν θα συνυπολογιστούν φαινόμενα κυματοδήγησης που σχετίζονται με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά αυτού. Θεωρώντας ότι το H/M κύμα έχει διαμορφωθεί γύρω από μία φέρουσα ω_0 , με τη μορφή γκαουσιανού παλμού, μπορεί να γραφεί στο πεδίο του χρόνου ως εξής:

$$E(0, \omega) = E_0 \exp\left[\frac{-1}{2} \frac{t^2}{T^2}\right] \exp(j\omega_0 t) \quad (2.9)$$

, και στο πεδίο των συχνοτήτων ως:

$$E(0, \omega) = \frac{E_0}{\sqrt{2\pi}\Delta\omega} \exp\left[\frac{-1}{2} \frac{(\omega - \omega_0)^2}{\Delta\omega^2}\right] \quad (2.10)$$

, όπου $\Delta\omega$: το ημίσειο εύρος ζώνης παλμού στο σημείο όπου η ισχύς του είναι ίση με το $1/e$ της αρχικής.

Έχοντας ο παλμός διανύσει απόσταση ίση με z , η κυματομορφή του μπορεί να γραφεί στο πεδίο του χρόνου ως εξής:

$$E(z, t) = \int_{-\infty}^{\infty} E(0, \omega) \exp(j(\omega t - \beta(\omega)z)) d\omega \quad (2.11)$$

, όπου $\beta(\omega)$: η σταθερά διάδοσης που εκφράζει την επίδραση του μέσου στο κυματοδηγούμενο πεδίο και είναι ανάλογη του δείκτη διάθλασης, ήτοι:

$$\beta(\omega) = n(\omega) \frac{\omega}{c} \quad (2.12)$$

Η σταθερά διάδοσης, προκειμένου να μελετηθεί, μπορεί να αναπτυχθεί ως άθροισμα σειράς Taylor, γύρω από τη φέρουσα ω_0 , ως εξής:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots \quad (2.13)$$

, όπου:

$$\beta_m = \left[\frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right]_{\omega=\omega_0} \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.14)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει ότι ο όρος β_1 είναι αντιστρόφως ανάλογος της ταχύτητας ομάδας, δηλαδή της ταχύτητας με την οποία ταξιδεύει ο παλμός μέσα στην ίνα, ενώ ο όρος β_2 επιδρά στη διεύρυνση του παλμού. Οι δύο αυτοί όροι προσδιορίζονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

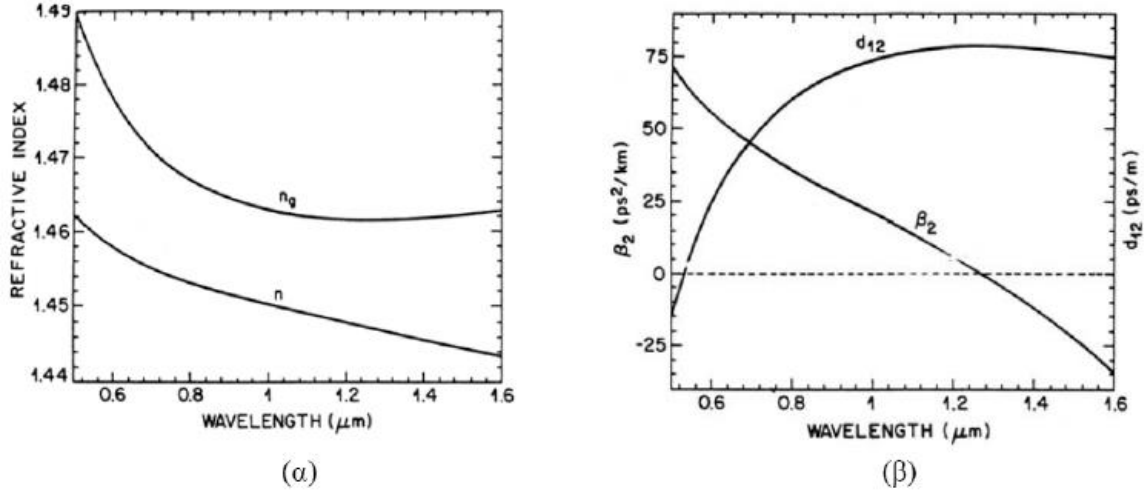
$$\beta_1 = \frac{1}{c} \left[n + \omega \frac{dn}{d\omega} \right] = \frac{n_g}{c} = \frac{1}{v_g} \quad (2.15)$$

και

$$\beta_2 = \frac{1}{c} \left[n + \omega \frac{d^2 n}{d\omega^2} \right] = \frac{\omega d^2 n}{c d\omega^2} \equiv \frac{\lambda^3 d^2 n}{2\pi c^2 d\lambda^2} \quad (2.16)$$

, όπου n_g : σταθερά που καλείται δείκτης ομάδας.

Στο σχήμα 2.7 φαίνεται η μεταβολή των n , n_g , β_2 συναρτήσει του μήκους κύματος. Παρατηρούμε ότι στην τιμή $1.27 \mu\text{m}$ μηδενίζεται ο όρος β_2 , ο οποίος για μεγαλύτερα μήκη κύματος γίνεται αρνητικός. Το εν λόγω σημείο καλείται μήκος κύματος μηδενικής διασποράς λ_D . Στο σημείο αυτό, η ύπαρξη φαινομένων διασποράς οφείλεται εξ' ολοκλήρου σε όρους τρίτης τάξεως. Το σημείο αυτό αποτελεί και σημείο καμπής για την καμπύλη του δείκτη ομάδας. Έτσι, για μήκη κύματος μικρότερα του λ_D παρατηρούμε μείωση του δείκτη ομάδας. Αυτό σημαίνει ότι οι φασματικές συνιστώσες μεγαλύτερων μηκών κύματος έχουν μεγαλύτερη ταχύτητα από αυτές των μικρότερων. Η περιοχή αυτή καλείται περιοχή ομαλής διασποράς. Για μήκη κύματος μεγαλύτερα του λ_D συμβαίνει το αντίθετο, και η αντίστοιχη περιοχή καλείται περιοχή ανώμαλης διασποράς.



Σχήμα 2.7: (α) Μεταβολή του δείκτη διάθλασης n και του δείκτη ομάδας n_g ως προς το μήκος κύματος, (β) Μεταβολή της σταθεράς β_2 ως προς το μήκος κύματος.

Για τον υπολογισμό της παλμικής διεύρυνσης θα γίνει χρήση του ολοκληρώματος της σχέσης (2.11), με αντικατάσταση της σχέσης (2.13) σε αυτή. Το αποτέλεσμα αυτών είναι:

$$E(z, t) = \frac{E_o [1 - j(\Delta\tau/T)]^{1/2}}{[1 + (\Delta\tau/T)^2]^{1/2}} \exp \left[\frac{-[t - (z/v_g)]^2}{2[T^2 + (\Delta\tau)^2]} \right] \exp \left[\frac{j(\Delta\tau/T)[t - (z/v_g)]^2}{2[T^2 + (\Delta\tau)^2]} \right] \exp[j(\omega_o t - \beta_o t)] \quad (2.17)$$

, όπου $\Delta\tau = \beta_2 z/T$.

Εξετάζοντας τον πρώτο παράγοντα της άνωθεν σχέσης προκύπτει ότι υπάρχει μείωση του πλάτους του οπτικού παλμού, λόγω της διασποράς. Εξετάζοντας τον δεύτερο παράγοντα, ο οποίος προσδιορίζει την περιβάλλουσα του οπτικού σήματος, προκύπτουν δύο συμπεράσματα. Πρώτον, το μέγιστο του παλμού διανύει απόσταση z μετά από χρόνο $\tau_{g0} = \beta_{1z}$, που αντιπροσωπεύει την καθυστέρηση της φασματικής συνιστώσας ω_o να

κυματοδηγηθεί στο ίδιο διάστημα. Δεύτερον, το ημίσειο εύρος του παλμού που αντιστοιχεί στο σημείο $1/e$ έχει πλέον αυξηθεί στην τιμή:

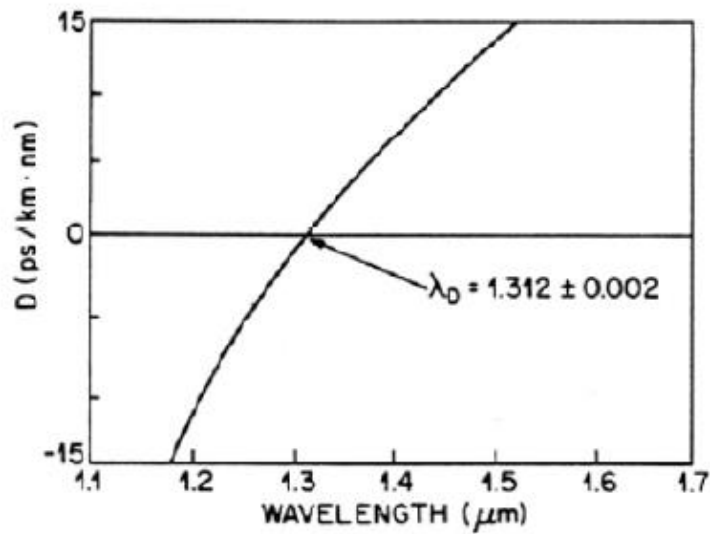
$$T' = (T^2 + (\Delta\tau)^2)^{1/2} \quad (2.18)$$

Ο τρίτος όρος της άνωθεν σχέσης φανερώνει μία διαμόρφωση συχνότητας, την οποία υφίσταται ο παλμός κατά την κυματοδηγήσή του λόγω διασποράς. Το φαινόμενο αυτό καλείται chirping.

Για τον υπολογισμό της διασποράς χρησιμοποιείται η παράμετρος διασποράς (dispersion parameter), η οποία μας δίνει τη μεταβολή της ταχύτητας ομάδας, σε συνάρτηση με το μήκος κύματος, ως εξής:

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \approx \frac{-\lambda d^2 n}{e d \lambda^2} \quad (2.19)$$

Η παράμετρος αυτή χαρακτηρίζει την οπτική ίνα ως προς τις ιδιότητες της διασποράς της. Το πρόσημό της είναι αντίθετο από αυτό της παραμέτρου β_2 , δηλαδή για την περιοχή ομαλής διασποράς ισχύει $D < 0$, ενώ για την περιοχή ανώμαλης διασποράς ισχύει $D > 0$, όπως απεικονίζεται σχηματικά παρακάτω:

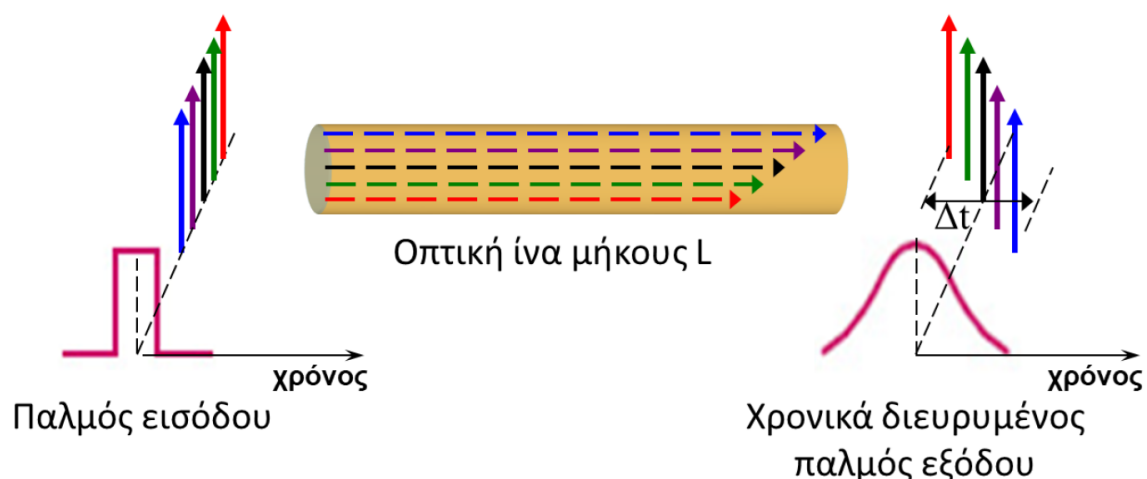


Σχήμα 2.8: Μεταβολή της παραμέτρου διασποράς D σε συνάρτηση με το μήκος κύματος για μονότροπη οπτική ίνα.

Τέλος, αξίζει να γίνουν δύο σημαντικές παρατηρήσεις. Πρώτον, η διασπορά δεν προκαλεί μόνο διεύρυνση του παλμού, αλλά και συμπίεση. Αυτό επιτυγχάνεται με κυματοδήγηση του παλμού στην περιοχή ομαλής διασποράς, όπου οι «χαμηλές» συχνότητες ταξιδεύουν πιο γρήγορα από τις «υψηλές».

Δεύτερον, μεταβάλλοντας κάποιες παραμέτρους όπως τη σχετική διαφορά Δ των δεικτών διάθλασης του πυρήνα και του μανδύα, καθώς και τη διάμετρο του πυρήνα, δύναται να μετατοπιστεί το σημείο μηδενισμού του παράγοντα D (ή β_2).

Με βάση τα όσα αναπτύχθηκαν στην προηγούμενη ενότητα, καθίσταται εμφανές ότι η χρωματική διασπορά επιφέρει χρονική διαπλάτυνση του παλμού (σχήμα 2.9), με αποτέλεσμα την εμφάνιση διασυμβολικής παρεμβολής, κατά την οποία γειτονικά σύμβολα αλληλοκαλύπτονται χρονικά, επιφέροντας αύξηση της πιθανότητας λάθους κατά τη διαδικασία αποκωδικοποίησης στην πλευρά του δέκτη.



Σχήμα 2.9: Μετάδοση διαφορετικών φασματικών συνιστωσών μέσω οπτικής ίνας με μη-μηδενική διασπορά και χρονική διεύρυνση του παλμού στην έξοδο αυτής.

Οι πλέον σύγχρονες τεχνικές που χρησιμοποιούνται για τον περιορισμό του φαινομένου αυτού, επικεντρώνονται στην αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς εξ' ολοκλήρου στον ηλεκτρικό τομέα (electrical domain) ως ψηφιακό φίλτρο του τμήματος Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος (Digital Signal Processing, DSP). Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, η αντιστάθμιση της διασποράς έγινε με αναλογικό τρόπο και συγκεκριμένα με τη χρήση ίνας αντιστάθμισης διασποράς (DCF), η οποία θα αναλυθεί εκτενώς στο 4^ο κεφάλαιο, δεδομένου ότι χρησιμοποιήθηκε μόνο στα Inter DCIs, όπου το φαινόμενο της διασποράς είναι έντονο.

2.3.2 Διασυμβολική παρεμβολή

Οι εκπεμπόμενες κυματομορφές κατά τη μετάδοσή τους μέσα από οποιοδήποτε δίαυλο επικοινωνίας αλλοιώνονται κατά τρόπο στοχαστικό και η αναγνώρισή τους στο δέκτη γίνεται με κάποια πιθανότητα λάθους. Προκειμένου να επιτύχουμε τη βέλτιστη ανάκτηση των ψηφιακών δεδομένων από τις κυματομορφές θα πρέπει να γίνει βέλτιστος σχεδιασμός τόσο του πομπού όσο και του δέκτη, στον οποίο θα πρέπει να προσδώσουμε τις «ικανότητες» αναγνώρισης (detection) και εκτίμησης (estimation).

Σε κάθε περίπτωση, το αποτέλεσμα της μετάδοσης ενός σήματος (συνόλου συχνοτήτων), επιφέρει την παραμόρφωση του πλάτους ή/και της φάσης του λαμβανόμενου

σήματος στο δέκτη. Σε ένα τέτοιο κανάλι (κανάλι με διασπορά) το λαμβανόμενο σήμα δίνεται από τη σχέση:

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (2.20)$$

, όπου $h(t)$ είναι η κρουστική απόκριση για τη μοντελοποίηση των χαρακτηριστικών του.

Το απλούστερο κανάλι με διασπορά είναι το ζωνοπερατό κανάλι για το οποίο η $h(t)$ είναι η κρουστική απόκριση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου (low-pass filter). Το φίλτρο αυτό παραμορφώνει το εκπεμπόμενο σήμα, αναγκάζοντάς το να διευρυνθεί χρονικά πέρα από την περίοδο συμβόλου, και σε γειτονικά σύμβολα. Το φαινόμενο αυτό καλείται Διασυμβολική Παρεμβολή (Intersymbol Interference-ISI). Κατά κανόνα, η διασυμβολική παρεμβολή οφείλεται είτε στο μέσο επικοινωνίας που λειτουργεί ως φίλτρο είτε στα φίλτρα που τοποθετούνται για να περιορίσουν το φάσμα εκπομπής, και μπορεί να οδηγήσει σε σφάλμα κατά την ανίχνευση συμβόλου του δέκτη.

Θεωρώντας την περίπτωση μίας M-PAM βασικής ζώνης, η n-οστή κυματομορφή μίας ακολουθίας συμβόλων είναι $\alpha_n g_T(t - nT)$, όπου α_n η τιμή του συμβόλου και g_T ο βασικός παλμός (διάρκειας T). Σε αυτή την περίπτωση, το εκπεμπόμενο σήμα γράφεται ως:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_n g_T(t - nT) \quad (2.21)$$

, ενώ το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη είναι:

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_n v(t - nT) + n(t) \quad (2.22)$$

, όπου $v(t) = g_T(t) * h(t)$

Κάνοντας χρήση προσαρμοσμένου φίλτρου με κρουστική απόκριση $g_R(t)$, προκειμένου να επιτευχθεί αποδιαμόρφωση στο δέκτη, η έξοδος του φίλτρου αυτού θα είναι:

$$z(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n x(t - nT) + n(t) \quad (2.23)$$

, όπου $x(t) = v(t) * g_R(t)$ και $n(t)$ δείγμα μιας Gaussian τυχαίας διαδικασίας με διακύμανση $\sigma^2 = \frac{N_0 \epsilon g}{2}$

Πραγματοποιώντας δειγματοληψία τη χρονική στιγμή $t = mT$, θα ισχύει:

$$\begin{aligned} z_m &= a_m x_0 + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_n x_{m-n} + n_m \\ &= a_m x_0 + \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_{m-n} x_n + n_m \end{aligned} \quad (2.24)$$

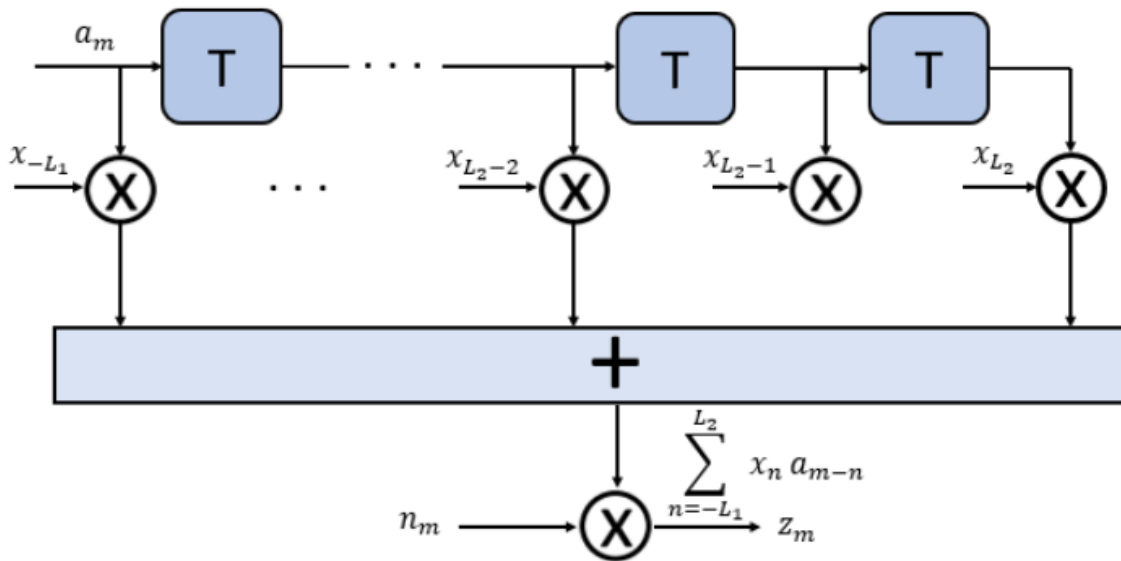
, όπου $x_{m-n} = x(mT - nT)$

Από τη σχέση (2.24) παρατηρούμε ότι ο όρος $a_m x_0$ σχετίζεται με το επιθυμητό σύμβολο. Ο όρος $\sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_{m-n} x_n$ αποτελείται από άθροισμα ανεπιθύμητων «ουρών» από τις κυματομορφές άλλων συμβόλων, οι οποίες προσθαφαιρούνται από τον προηγούμενο όρο, δημιουργώντας σφάλματα κατά την ανίχνευση. Δηλαδή, η διασυμβολική παρεμβολή εισάγεται ουσιαστικά από τον όρο $\sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_{m-n} x_n$. Δεδομένου ότι η κρουστική απόκριση του καναλιού περιορίζεται σε πεπερασμένο χρονικό διάστημα, έπεται ότι ο αριθμός των συμβόλων που επηρεάζει η ISI είναι πεπερασμένος, παρά το αρχικά φαινομενικά άπειρο ανάπτυγμα του όρου αυτού.

Θεωρώντας ότι $x_n=0$, όταν $n < -L_1$ και $n > L_2$ είναι θετικοί ακέραιοι αριθμοί ή μηδέν, η (2.24) απλοποιείται ως εξής:

$$z_m \approx \sum_{n=-L_1}^{L_2} \alpha_{m-n} x_n + n_m \quad (2.25)$$

Εξετάζοντας το δεύτερο μέρος της άνωθεν σχέσης, παρατηρούμε πως ο πρώτος όρος αυτής μπορεί να θεωρηθεί ως η έξοδος ενός φίλτρου διακριτού χρόνου πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response-FIR). Το «φίλτρο» αυτό έχει ως είσοδο την ακολουθία συμβόλων α_{m-n} και αποτελείται από $(L_1 + L_2)$ καθυστερητές και $(L_1 + L_2 + 1)$ πολλαπλασιαστές (taps) των συμβόλων με τους συντελεστές απόκρισης του καναλιού x_n .



Σχήμα 2.10: Ισοδύναμο φίλτρο διακριτού χρόνου FIR

Προκύπτει επομένως, ότι η απόφαση του ανιχνευτή για ένα σύμβολο επηρεάζεται και από τις τιμές $L_1 + L_2$ άλλων συμβόλων, δεδομένου ότι η ISI έχει εισάγει μνήμη μήκους $L_1 + L_2$ στο σύστημα ανίχνευσης των συμβόλων.

Επιχειρώντας να απλοποιήσουμε της ως άνω ανάλυση προκειμένου να καταστεί περισσότερο κατανοητή η λειτουργία του, θεωρούμε - χωρίς βλάβη της γενικότητας - ότι $L_1 = 0$. Σε αυτή την περίπτωση, η σχέση (2.14) απλοποιείται ως:

$$z_m \approx \sum_{n=0}^{L_2} a_{m-n} x_n + n_m \quad (2.26)$$

, με βάση την οποία η απόφαση του ανιχνευτή επηρεάζεται από τις τιμές των L_2 προηγούμενων συμβόλων.

Η διασυμβολική παρεμβολή δύναται να περιοριστεί με δύο τρόπους:

- Με τη σχεδίαση κατάλληλων παλμών βασικής ζώνης (παλμοί Nyquist), προκειμένου να ελαχιστοποιείται η αρνητική επίδραση της ISI κατά τη στιγμή της δειγματοληψίας.
- Με κατάλληλο φιλτράρισμα του λαμβανόμενου σήματος, προκειμένου να αντιμετωπιστεί η ISI που εισάγεται και οφείλεται στα φαινόμενα διασποράς του καναλιού. Η τεχνική αυτή καλείται Ισοστάθμιση (Equalization).

2.3.3 Παλμοί Nyquist

Εξετάζοντας τη σχέση (2.24) προκύπτει εύκολα ότι ο όρος που περιγράφει τη διασυμβολική παρεμβολή δύναται να μηδενιστεί, εάν ισχύουν οι κάτωθι συνθήκες:

$$\begin{aligned}x_{m-n} &= x(mT - nT) = 0, n \neq m \\x_0 &= x(0) \neq 0\end{aligned}\quad (2.27)$$

, δηλαδή εάν ο παλμός $x(t)$ έχει χρονική διάρκεια μικρότερη από T .

Ως γνωστών, παλμοί που περιορίζονται χρονικά καταλαμβάνουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης και ως εκ τούτου δεν είναι κατάλληλοι για ζωνοπερατά κανάλια.

Από τη σχέση (2.24) προκύπτει της ότι η διασυμβολική παρεμβολή μπορεί να είναι μηδενική τη στιγμή δειγματοληψίας του συμβόλου, και συνεπώς να μην επιδρά δυσμενώς στην ανίχνευση αυτού. Αυτό ισχύει υπό της εξής προϋποθέσεις:

$$x(t) = \begin{cases} c, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}\quad (2.28)$$

Η σχέση (2.28) περιγράφει τη Συνθήκη Nyquist. Σύμφωνα με τη Συνθήκη του Nyquist η διασυμβολική παρεμβολή μπορεί να μηδενιστεί εάν επιλεγεί παλμός $x(t)$, ο οποίος είναι μη-μηδενικός τη στιγμή δειγματοληψίας του επιθυμητού συμβόλου και μηδενικός τις στιγμές δειγματοληψίας των υπολοίπων συμβόλων.

Με βάση την παγκόσμια βιβλιογραφία υπάρχει ένα σύνολο πρακτικά υλοποιήσιμων παλμών που να ικανοποιούν τη συνθήκη του Nyquist.

Παλμοί Ανυψωμένου Συνημιτόνου (Raised Cosine)

Οι παλμοί Ανυψωμένου Συνημιτόνου περιγράφονται στο πεδίο του χρόνου από τη σχέση:

$$h(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \frac{\cos \pi \beta t/T}{1 - (4\beta^2 t^2/T^2)}\quad (2.29)$$

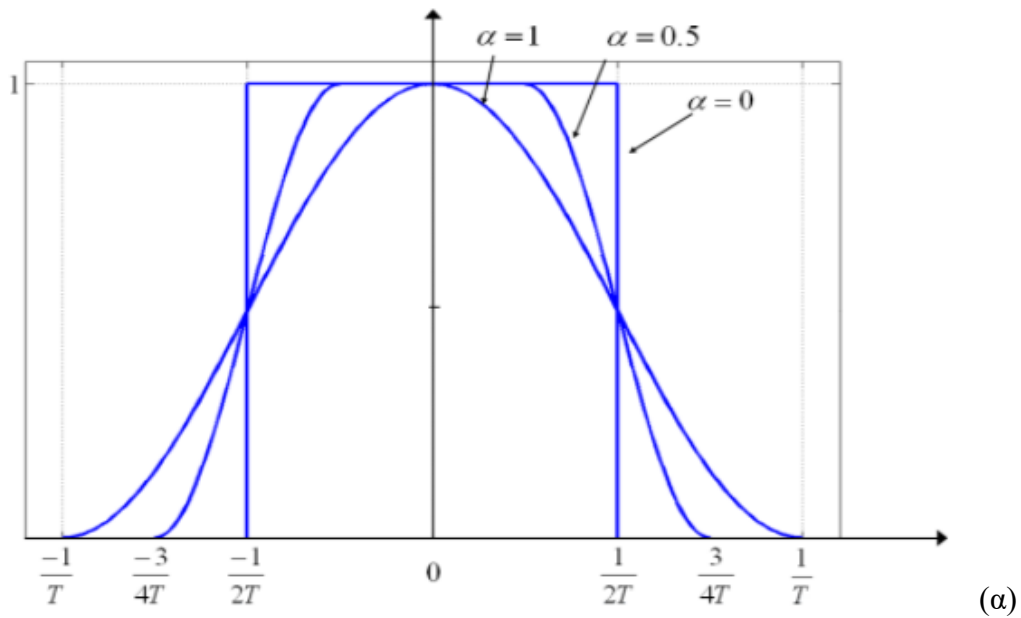
, η οποία συνίσταται από της όρους:

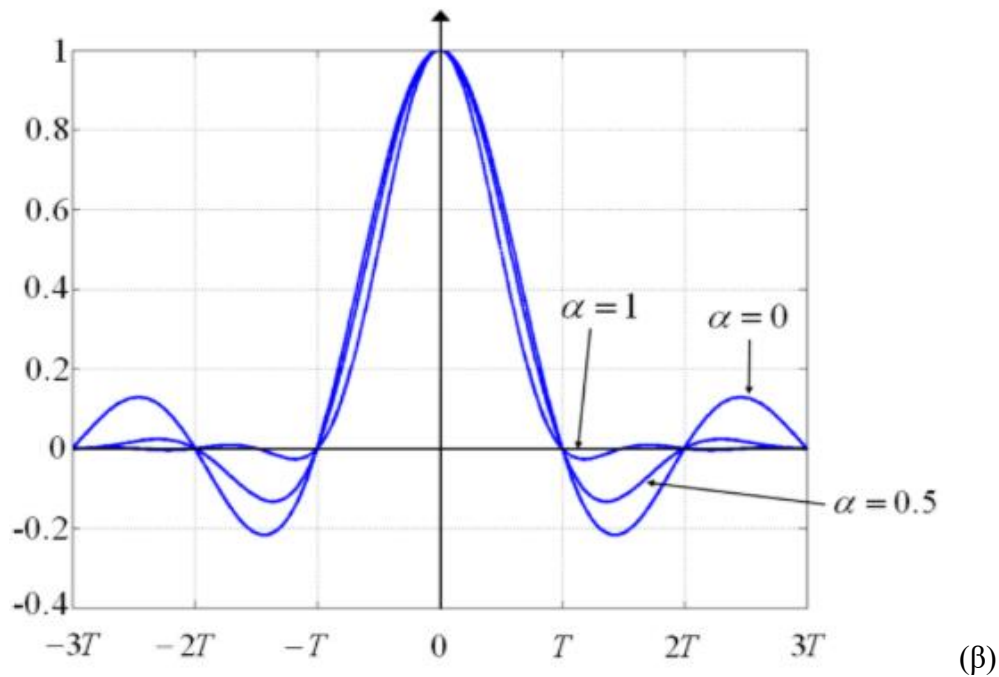
$\frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T}$, που περιγράφει ένα ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο και $\frac{\cos \pi \beta t/T}{1-(4\beta^2 t^2/T^2)}$, που αποσβένει στο χρόνο, μειώνοντας έτσι της «ουρές» και κατ' επέκταση την επίδραση του jitter.

, ενώ στο πεδίο της συχνότητας περιγράφονται από τη σχέση (2.30) ως εξής:

$$X_{RC}(f) = \begin{cases} T, 0 \leq |f| \leq B(1 - \alpha) \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \frac{\pi}{2B\alpha} (|f|B(1 - \alpha)) \right\}, \\ B(1 - \alpha) \leq |f| \leq B(1 + \alpha) \\ 0, B(1 + \alpha) \leq |f|, \end{cases} \quad (2.30)$$

, όπου $B = \frac{1}{2T}$ και α : συντελεστής εξάπλωσης (roll-off factor).





Σχήμα 2.11: Παλμός Ανυψωμένου συνημιτόνου (α) στο πεδίο της συχνότητας και (β) στο πεδίο του χρόνου.

Παρατηρώντας τα παραπάνω σχήματα, προκύπτει εύκολα πως στην ειδική περίπτωση όπου $\alpha = 0$, ο παλμός $x(t)$ αποσβένει πολύ αργά με το χρόνο. Θα αποτελούσε την έξοδο ενός ιδανικού βαθυπερατού φίλτρου, που πρακτικά είναι μη-υλοποιήσιμο. Παράλληλα, αυξάνοντας την τιμή της παραμέτρου α επιτυγχάνουμε μείωση της ISI, με το κόστος της δέσμευσης επιπλέον εύρους ζώνης.

Αν είχε χρησιμοποιηθεί ένα ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο, τότε το εύρος ζώνης θα ήταν

$$B = f_c = 1/2T \quad (2.31)$$

Αφού

$$H(f) = 0(|f| > \frac{1+\beta}{2T}) \quad (2.32)$$

, έπεται ότι το Bandwidth για ένα υλοποιήσιμο RC φίλτρο θα είναι:

$$B = (1 + \beta)/2T \quad (2.33)$$

, δηλαδή $(1 + \beta)$ επί του Nyquist Bandwidth, και ως εκ τούτου το εύρος ζώνης βαθυπερατής εκπομπής θα ήταν:

$$B = (1 + \beta)f_c \quad (2.34)$$

Παλμοί Ρίζας Ανυψωμένου Συνημιτόνου (Root Raised Cosine)

Δεδομένου ότι στους διαύλους επικοινωνίας που μελετάμε διαθέτουμε δύο φίλτρα, ένα στον πομπό και ένα στο δέκτη, έπεται ότι για να επιτευχθεί η χρήση του Ανυψωμένου συνημιτόνου ως συνολικής συνάρτησης μεταφοράς, θα πρέπει η συνάρτηση μεταφοράς των επί μέρους φίλτρων να ισούται με:

$$H_{rrc}(\omega) = \sqrt{H_{rc}(\omega)} \quad (2.35)$$

, και τελικώς η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος προκύπτει:

$$H_{rc}(\omega) = \sqrt{H_{rc}(\omega)}\sqrt{H_{rc}(\omega)} \quad (2.36)$$

Τα φίλτρα αυτά, γνωστά ως φίλτρα (τετραγωνικής) ρίζας ανυψωμένου συνημιτόνου (square root raised cosine), περιγράφονται στο πεδίο του χρόνου από τη σχέση:

$$H(f) = \begin{cases} \sqrt{T} & \left(0 \leq |f| \leq \frac{1-\beta}{2T}\right) \\ \sqrt{\frac{T}{2} \left[1 + \cos\left[\frac{\pi T}{\beta} \left(|f| - \frac{1-\beta}{2T}\right)\right]\right]} & \left(\frac{1-\beta}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\beta}{2T}\right) \\ 0 & \left(|f| > \frac{1+\beta}{2T}\right) \end{cases} \quad (2.37)$$

και στο πεδίο της συχνότητας από τη σχέση:

$$h(t) = \frac{2\beta}{\pi\sqrt{T}} \frac{\cos[(1+\beta)\pi/T] + \frac{\sin[(1-\beta)\pi/T]}{4\beta t/T}}{1-(4\beta t/T)^2} \quad (2.38)$$

Τέλος, πέραν των παλμών ανυψωμένου συνημιτόνου, οι παλμοί Beaulieu (ή Better-than-Nyquist) είναι οι μοναδικοί παλμοί που ικανοποιούν τη συνθήκη Nyquist και διαθέτουν αναλυτική έκφραση στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας. Οι παλμοί Beaulieu, αν και παρουσιάζουν μεγαλύτερο ρυθμό απόσβεσης στο χρόνο από τους αντίστοιχους raised cosine, εντούτοις έχουν καλύτερη επίδοση σφάλματος, λόγω του μικρότερου πλάτους στους δύο πρώτους πλευρικούς λοβούς.

2.3.4 Ισοσταθμιστές (Equalizers)

Με βάση τα όσα αναλύθηκαν στην προηγούμενη ενότητα, προκύπτει πως της κατάλληλα μορφοποιημένος παλμός μετάδοσης προσομοιάζει μία sinc function, και η άμεση υπέρθεση αυτών των παλμών έχει ως αποτέλεσμα την εξάλειψη της διασυμβολικής παρεμβολής σε κατάλληλα επιλεγμένα σημεία δειγματοληψίας. Στην πράξη ωστόσο η ληφθείσα παλμοσειρά παραμορφώνεται κατά τη διαδικασία μετάδοσης και επιπλέον συνδυάζεται με πρόσθετο θόρυβο. Δεδομένου ότι οι παλμοί Ανυψωμένου συνημιτόνου παραμορφώνονται στο πεδίο του χρόνου, στο λαμβανόμενο σήμα παρατηρείται το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής. Με τον κατάλληλο προσδιορισμό της απόκρισης του παλμού του καναλιού, δύναται να εφαρμοστεί ένα αντίστροφο φίλτρο για να αντιστρέψει τη δυσμενή επίδρασή του.

Το τμήμα του δέκτη που χρησιμοποιείται για να αντιμετωπίσει την ISI που εισάγεται εξαιτίας της διασποράς του καναλιού ονομάζεται Ισοσταθμιστής (Equalizer).

Οι δύο τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση της Ισοστάθμισης είναι: η Αυτόματη Σύνθεση (automatic synthesis) και η Προσαρμογή (adaptation). Στην πρώτη κατηγορία διακρίνονται οι Γραμμικοί (Linear) και Μη-Γραμμικοί (Non-Linear) Ισοσταθμιστές και στη δεύτερη οι Προσαρμοστικοί (Adaptive).

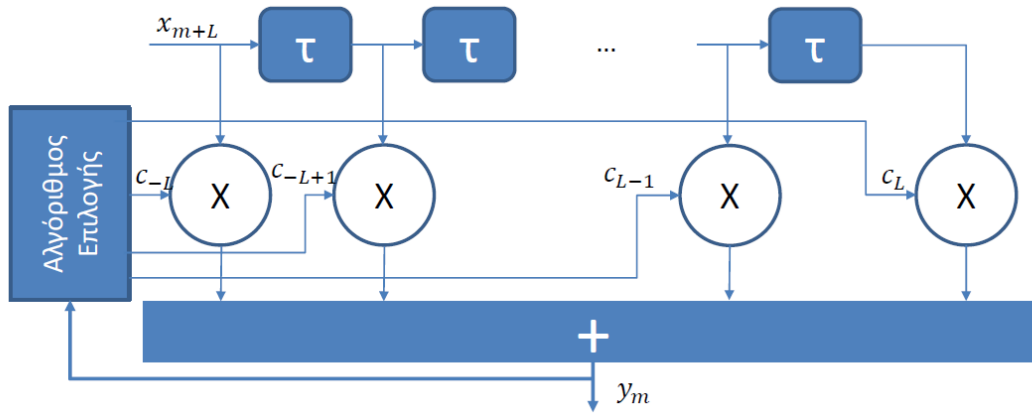
Στην Αυτόματη Σύνθεση, ο Ισοσταθμιστής συγκρίνει το λαμβανόμενο σήμα αναφοράς (στο πεδίο του χρόνου) με ένα αποθηκευμένο αντίγραφο του μη-παραμορφωμένου σήματος εκπαίδευσης (training signal). Από τη σύγκριση αυτών των δύο σημάτων, προσδιορίζεται ένα σήμα σφάλματος (error signal) στο πεδίο του χρόνου, το οποίο δύναται να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό του συντελεστή (coefficient) της αντίστροφου φίλτρου. Μορφοποιήσεις τέτοιων φίλτρων (inverse filters) επιτυγχάνονται στο πεδίο του χρόνου από της Ισοσταθμιστές ZF και LMS, που θα αναπτυχθούν στη συνέχεια.

Στην Προσαρμογή (Adaptation) ο Ισοσταθμιστής προσπαθεί να ελαχιστοποιήσει ένα σήμα σφάλματος (error signal), βασιζόμενος στη διαφορά μεταξύ της εξόδου του equalizer z_k και της εκτίμησης του μεταδιδόμενου σήματος \hat{x}_k που παράγεται από μία συσκευή απόφασης (decision device). Με άλλα λόγια, το φίλτρο του Ισοσταθμιστή εξάγει ένα δείγμα (sample). Η συσκευή πρόβλεψης (predictor) ή απόφασης (decision device) καθορίζει της τιμή έχει τη μεγαλύτερη πιθανότητα να μεταδόθηκε. Επιπλέον, όταν η συσκευή απόφασης κβαντίζει την έξοδο του Ισοσταθμιστή, ουσιαστικά εξαλείφει τον λαμβανόμενο θόρυβο.

Το βασικότερο μειονέκτημα της automatic synthesis έγκειται στο overhead που εισάγεται από τη μετάδοση του σήματος εκπαίδευσης (training signal), το οποίο πρέπει να είναι τουλάχιστον όσο το μήκος των πολλαπλασιαστικών φίλτρων (filter tap length).

Γραμμικοί Ισοσταθμιστές

Οι Γραμμικοί Ισοσταθμιστές βασίζονται στην τοποθέτηση, αμέσως μετά την έξοδο του προσαρμοσμένου φίλτρου, ενός εγκάρσιου FIR φίλτρου. Η αρχιτεκτονική του εν λόγω φίλτρου αποτυπώνεται στο σχήμα 2.12:



Σχήμα 2.12: Εγκάρσιο FIR φίλτρο Γραμμικού Ισοσταθμιστή

, όπου τ : στοιχεία καθυστέρησης, x : πολλαπλασιαστές συμβόλων (taps), x_{m+L} : συντελεστές του καναλιού που ταυτίζονται με τις τιμές που λαμβάνει ο παλμός στις αντίστοιχες χρονικές στιγμές δειγματοληψίας.

Περιγραφή του φίλτρου:

- Είσοδος στο φίλτρο είναι οι συντελεστές του ισοδύναμου FIR φίλτρου του καναλιού, οι οποίοι υπολογίζονται ως εξής: Ο πομπός εκπέμπει μία πιλοτική ακολουθία παλμών (π.χ. raised cosine) με πολύ μικρή διάρκεια, η οποία λαμβάνεται στο δέκτη με σκοπό τη μέτρηση της απόκρισης του συστήματος. Οι συντελεστές του καναλιού είναι οι τιμές που λαμβάνει ο παλμός στις αντίστοιχες χρονικές στιγμές δειγματοληψίας.
- Επειδή σε πραγματικά κανάλια η επίδραση της ISI αφορά πεπερασμένο αριθμό συμβόλων (έστω L), το φίλτρο θα αποτελείται από $2L$ καθυστερητές και $(2L+1)$ taps. Οι συντελεστές c_n επιλέγονται από αλγόριθμο που χαρακτηρίζει τον Ισοσταθμιστή.
- Το σήμα εξόδου του εγκάρσιου φίλτρου (χωρίς το θόρυβο) αποτελεί γραμμικό συνδυασμό των $(2L+1)$ δειγμάτων εισόδου $x(mT - n\tau)$ και των σταθερών c_n , σύμφωνα με τη σχέση:

$$y_m = \sum_{n=-L}^L c_n x(mT - n\tau) \quad (2.39)$$

Ισοσταθμιστής επιβολής μηδενισμών (Zero-Forcing Equalization)

Μία υπολογιστικά αποδοτική μέθοδος μορφοποίησης ενός αντίστροφου φίλτρου είναι η Zero-Forcing. Προκειμένου να μορφοποιηθεί ένα σύνολο συντελεστών FIR αντίστροφου φίλτρου (inverse filter), μεταδίδεται ένα σήμα εκπαίδευσης (training signal), αποτελούμενο από μία ακολουθία παλμών, πάνω από το κανάλι. Επιλύοντας ένα σύνολο εξισώσεων, με βάση τις ληφθείσες τιμές δείγματος, προσδιορίζεται ένα σύνολο συντελεστών (coefficients) επιβάλλοντας σε όλα τον μηδενισμό, εκτός του κεντρικού tap της απόκρισης φίλτρου. Αυτό σημαίνει ότι τα $(N-1)$ δείγματα εκατέρωθεν του κεντρικού tap δε συμβάλλουν στη διασυμβολική παρεμβολή. Με άλλα λόγια, ο ZF Equalizer προκύπτει αν επιβληθεί η συνθήκη του Nyquist στην έξοδο του αντίστροφου φίλτρου. Δηλαδή, αν ισχύει:

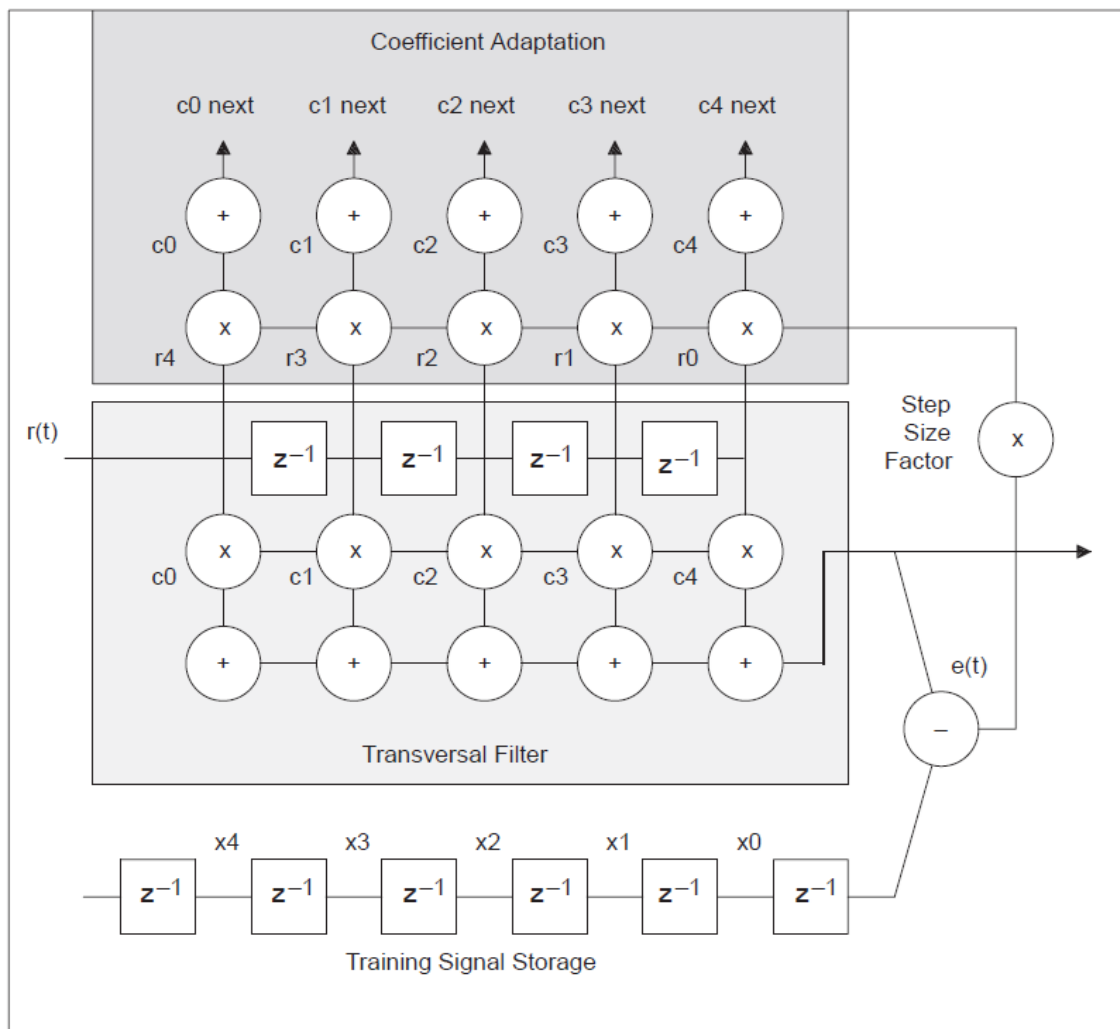
$$y_m = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & \text{αλλιού} \end{cases} \quad (2.40)$$

Το βασικότερο πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι η επίλυση του συνόλου των εξισώσεων περιορίζεται σε μια απλή αντιστροφή πίνακα. Το κύριο μειονέκτημα του ZFE είναι ότι η απόκριση καναλιού μπορεί συχνά να εμφανίζει εξασθένιση σε υψηλές συχνότητες, περίπου στο μισό του ρυθμού δειγματοληψίας (folding frequency). Δεδομένου ότι το ZFE είναι πρακτικά ένα αντίστροφο φίλτρο, αυτό εφαρμόζει υψηλό κέρδος στις ανώτερες συχνότητες, ενισχύοντας έτσι το θόρυβο. Επιπρόσθετα, δεδομένου ότι το training signal, ως παλμοσειρά, είναι ένα εγγενώς χαμηλής ενέργειας σήμα, ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) στο δέκτη παρουσιάζεται αρκετά μειωμένος, σε σύγκριση με αυτόν που θα μπορούσε να προέρχεται κάνοντας χρήση άλλων τύπων training signals.

Ισοσταθμιστής Ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος (LMS Equalizer)

Αντί να πραγματοποιείται επίλυση ενός συνόλου ταυτόχρονων εξισώσεων, όπως συμβαίνει στους ZF equalizers, στην περίπτωση των LMS Equalizers οι συντελεστές (coefficients) προσαρμόζονται σταδιακά για σύγκλιση σε ένα φίλτρο που ελαχιστοποιεί το σφάλμα (error) μεταξύ του εξισωμένου σήματος (equalized signal) και της αποθηκευμένης

αναφοράς (stored reference). Η σύγκλιση του φίλτρου βασίζεται σε προσεγγίσεις σε έναν βαθμωτό υπολογισμό της τετραγωνικής εξίσωσης (quadratic equation) που αντιπροσωπεύει το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (mean square error). Μέσω μιας επαναληπτικής διαδικασίας, τα «βάρη» των filter taps προσαρμόζονται κατά τη διάρκεια κάθε περιόδου δειγματοληψίας (sample period) στην ακολουθία εκπαίδευσης (training sequence). Τελικά, το φίλτρο θα φτάσει σε μία διαμόρφωση που ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα μεταξύ του εξισωμένου σήματος και της αποθηκευμένης αναφοράς. Ο LMS Equalizer παρουσιάζει καλύτερη απόδοση από τον ZF equalizer, λαμβάνοντας υπόψιν και το θόρυβο. Ένα δεύτερο πλεονέκτημα είναι ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιαδήποτε αυθαίρετη ακολουθία εκπαίδευσης. Μία τυπική δομή ενός τέτοιου Ισοσταθμιστή, φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.13: Ισοσταθμιστής Ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος.

Θεωρώντας ότι στην έξοδο του φίλτρου υπάρχει επίδραση θορύβου και δειγματοληπτείται τη χρονική στιγμή $t = mT$, θα ισχύει:

$$q_m = \sum_{n=-L}^L c_n z(mT - nT) \quad (2.41)$$

, όπου $z(t)$ δίνεται από τη σχέση (2.23).

Μη-Γραμμικοί Ισοσταθμιστές

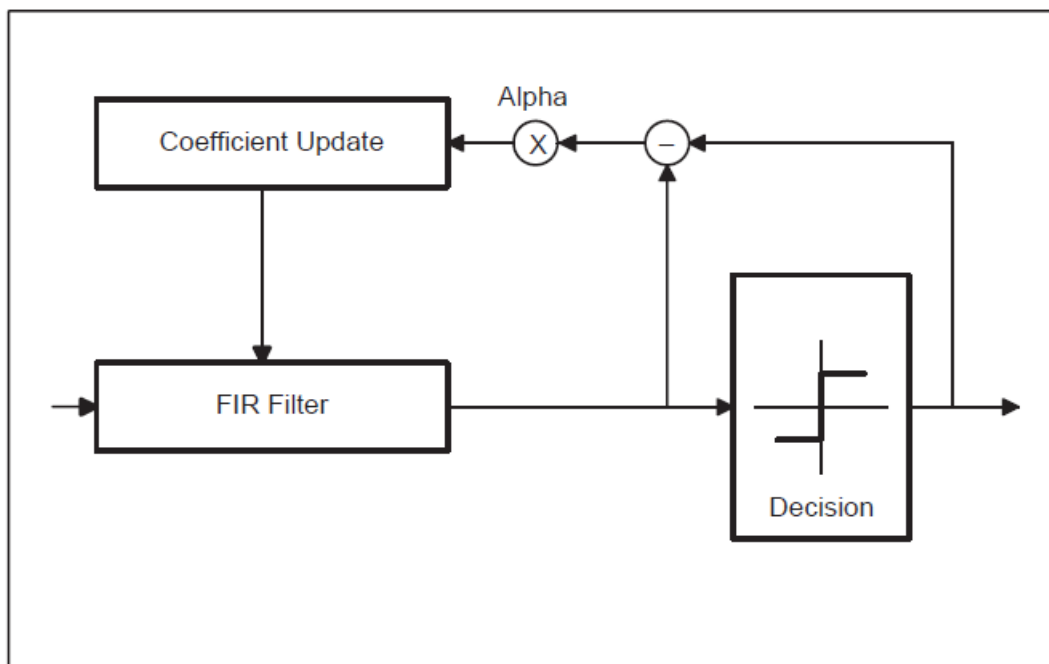
Τα προαναφερθέντα συστήματα Ισοσταθμιστή χαρακτηρίζονται ως «Γραμμικά» διότι χρησιμοποιούν γραμμικές εγκάρσιες δομές φίλτρου. Αν ο δέκτης έχει πρότερη γνώση των χαρακτηριστικών του μεταδιδόμενου σήματος, θα μπορούσε να συναχθεί μία πιο ακριβής αναπαράσταση του μεταδιδόμενου σήματος, σε σύγκριση με το γραμμικό φίλτρο. Δηλαδή, αν ο δέκτης είχε γνώση των συμβόλων a_n , με $n = m$, τότε η δημιουργούμενη διασυμβολική παρεμβολή θα μπορούσε να εξαλειφθεί, αν αφαιρεθεί από το z_m . Συνεπώς, η ποσότητα:

$$\widehat{z}_m = z_m - \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x_{m-n} \quad (2.42)$$

, θα ήταν απαλλαγμένη από ISI και θα περιείχε μόνο θόρυβο.

Κατά κανόνα, δεν είναι δυνατή η ακριβής γνώση όλων των προηγούμενων συμβόλων που προκαλούν την ISI. Μπορεί όμως να χρησιμοποιηθεί μία συσκευή ανίχνευσης (predictor ή slicer) που να εκτιμά ποια τιμή συμβόλου έχει τη μεγαλύτερη πιθανότητα μετάδοσης, με βάση την συνεχή έξοδο του γραμμικού φίλτρου, προκειμένου έτσι να γίνει εφαρμογή της σχέσης (2.40).

Η διαφορά μεταξύ της τεχνικής αυτών των Equalizers και των LMS Equalizers είναι ότι στους πρώτους ο όρος σφάλματος (error term) υπολογίζεται ως η διαφορά μεταξύ της εισόδου και εξόδου της συσκευής απόφασης, εν αντιθέσει με τους δεύτερους όπου ο προσδιορισμός του όρου σφάλματος βασίζεται σε μία αποθηκευμένη αναφορά σήματος εκπαίδευσης (stored reference training signal). Με άλλα λόγια στους Ισοσταθμιστές που χρησιμοποιούν adaptive τεχνικές δεν απαιτείται η ύπαρξη σήματος εκπαίδευσης.



Σχήμα 2.14: Μη-Γραμμικός Προσαρμοστικός Ισοσταθμιστής.

Χαρακτηριστικές περιπτώσεις τέτοιων Ισοσταθμιστών είναι :

- Ο Συνεχής-Γραμμικός Ισοσταθμιστής χρόνου (Continuous-Time Linear Equalizer - CTLE).
- Ο Ισοσταθμιστής Εμπρόσθιας Τροφοδότησης (Feed-Forward Equalizer - FFE).
- ο Ισοσταθμιστής Ανάδρασης-Απόφασης (Decision Feedback Equalizer - DFE).

Decision Feedback equalizer (DFE)

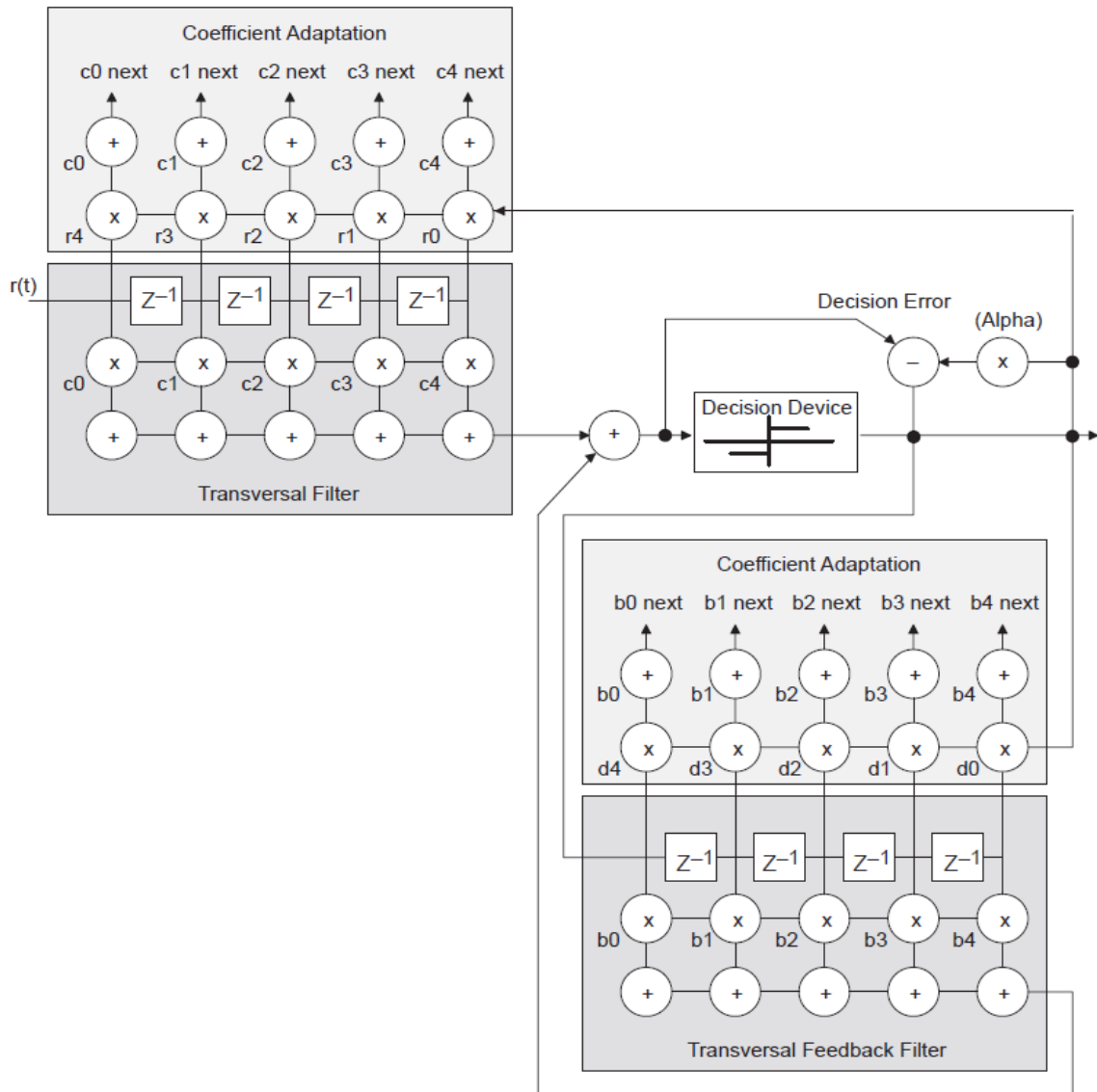
Πρόκειται για έναν μη-Γραμμικό Ισοσταθμιστή Ανάδρασης Απόφασης, μέσω του οποίου περιορίζεται η διασυμβολική παρεμβολή, βελτιώνοντας τις αποφάσεις του Ανιχνευτή. Εξετάζοντας τη σχέση (2.24), αντιλαμβανόμαστε ότι αν ο δέκτης είχε ακριβή γνώση των συμβόλων a_n με $n = m$, τότε η διασυμβολική παρεμβολή θα μπορούσε να αφαιρεθεί από το z_m , και επομένως η τιμή

$$\hat{z}_m = z_m - \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n x_{m-n}$$

θα περιείχε μόνο θόρυβο, όντας απαλλαγμένη από ISI. Γενικά, η ακριβής γνώση του συνόλου των συμβόλων που προκαλούν την ISI δεν καθίσταται εφικτή. Δύναται όμως, μέσω της

χρήσης των αποφάσεων του Ανιχνευτή (decision device) να υπάρχει γνώση για ορισμένο αριθμό προηγούμενων συμβόλων και ως εκ τούτου να περιοριστεί η ISI μέσω εφαρμογής της σχέσης (2.42).

Το δομικό διάγραμμα του DFE φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 2.15: Δομικό διάγραμμα Decision Feedback Equalizer(DFE).

Ο εν λόγω Ισοσταθμιστής αποτελείται από δύο τμήματα: το φίλτρο εμπρόσθιας τροφοδότησης (feed-forward) και το φίλτρο ανάδρασης (feedback). Η είσοδος στο φίλτρο εμπρόσθιας τροφοδότησης είναι η έξοδος του προσαρμοσμένου φίλτρου $z(t)$, ενώ η είσοδος στο φίλτρο ανάδρασης είναι οι αποφάσεις του Ανιχνευτή για τα προηγούμενα σύμβολα. Η

έξοδος του φίλτρου ανάδρασης αφαιρείται από την έξοδο του φίλτρου εμπρόσθιας τροφοδότησης, περιορίζοντας έτσι τη διασυμβολική παρεμβολή μέσω της (2.42). Τελικώς, η έξοδος του DFE θα είναι (για $\tau = T$):

$$\widehat{z}_m = \sum_{n=1}^{Q1} c_n z_{m-n} - \sum_{n=1}^{Q2} d_n \widehat{a}_{m-n} \quad (2.43)$$

, όπου c_n, d_n οι προσαρμοζόμενοι συντελεστές των φίλτρων εμπρόσθιας τροφοδότησης και ανάδρασης με μήκη $Q1, Q2$, κατ' αντιστοιχία.

Τα \widehat{a}_{m-n} είναι οι αποφάσεις του ανιχνευτή για τα προηγούμενα σύμβολα. Οι συντελεστές c_n, d_n υπολογίζονται βάση κάποιου αλγορίθμου. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε ο Αλγόριθμος Least Mean Square (LMS). Η μη-γραμμικότητα του DFE οφείλεται στα μη-γραμμικά χαρακτηριστικά του ανιχνευτή και συγκεκριμένα στη συσκευή αντίχενσης (decision device) που προσπαθεί να προσδιορίσει ποιο σύμβολο έχει στην πραγματικότητα μεταδοθεί.

Κάνοντας την υπόθεση ότι η απόκριση συχνότητας καναλιού ήταν γνωστή στον πομπό και χρονικά αμετάβλητη, τότε τα φίλτρα εκπομπής και λήψης θα μπορούσαν να επιλεγούν για παλμούς raised cosine, ως εξής:

$$G_{TX}(f) = \frac{\sqrt{X_{RC}(f)}}{H(f)} e^{-j2\pi f t_{t1}} \quad (2.44)$$

και

$$G_{RX}(f) = \sqrt{X_{RC}(f)} e^{-j2\pi f t_{t2}} \quad (2.45)$$

Τότε, η συνολική απόκριση του συστήματος θα είναι:

$$G_{TX}(f)H(f)G_{RX}(f) = X_{RC}(f)e^{-j2\pi f t_{t0}} \quad (2.46)$$

, όπου οι σταθερές t_0, t_1, t_2 είναι χρονικές καθυστερήσεις για την υλοποίηση των φίλτρων, και $H(f)$ η απόκριση συχνότητας καναλιού AWGN, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.16.

Σε υλοποιήσιμα όμως τηλεπικοινωνιακά συστήματα η παραπάνω υπόθεση δεν ισχύει. Έτσι, η σχεδίαση του φίλτρου εκπομπής υλοποιείται σύμφωνα με τη σχέση:

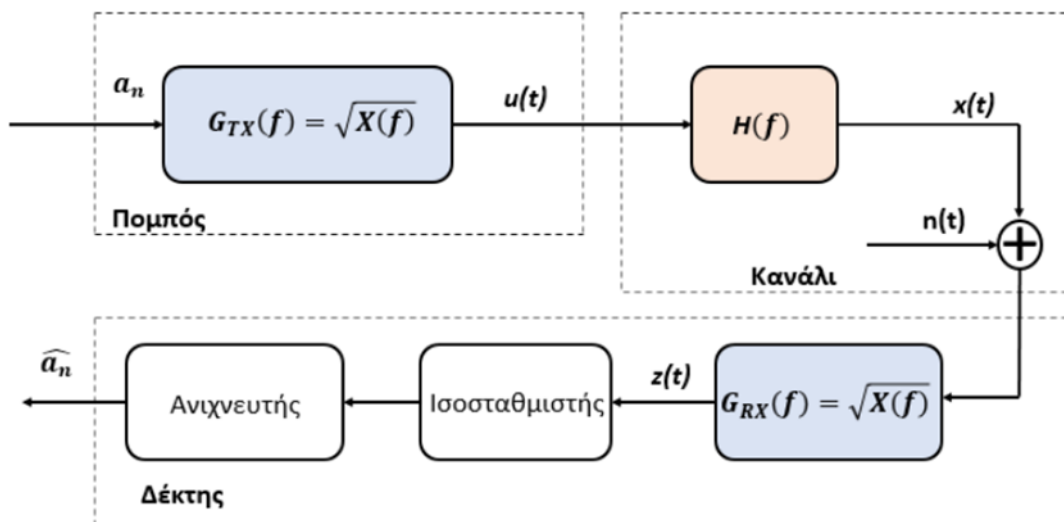
$$G_{TX}(f) = \sqrt{X_{RC}(f)} e^{-j2\pi f t_{t1}} \quad (2.47)$$

Ο παλμός με απόκριση συχνότητας:

$$G(f) = \sqrt{X_{RC}(f)} \quad (2.48)$$

, είναι γνωστός ως παλμός τετραγωνικής ρίζας ανυψωμένου συνημιτόνου (square root raised cosine, SRRC).

Συνεπώς, καθίσταται αναγκαία η τοποθέτηση Ισοσταθμιστή στο δέκτη, δεδομένου ότι η απόκριση του συστήματος θα είναι: $X_{RC}(f) H(f)$ και οι παλμοί ανυψωμένου συνημιτόνου θα λαμβάνονται παραμορφωμένοι στη μεριά του δέκτη.



Σχήμα 2.16: Φίλτρα εκπομπής-λήψης σε ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα.

Κεφάλαιο 3

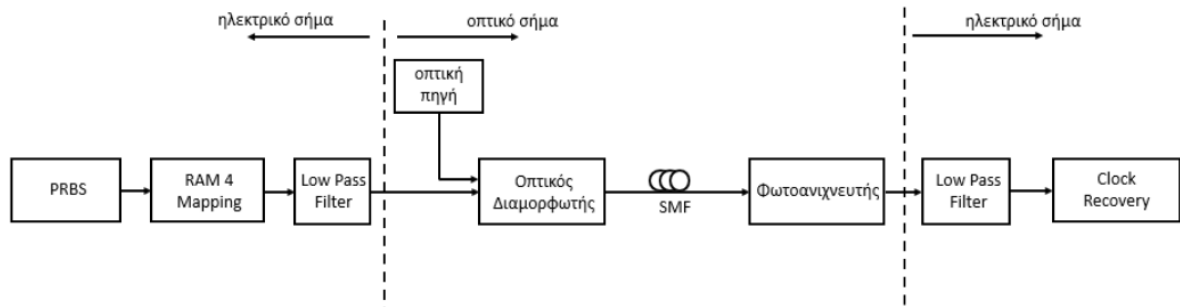
Προσομοιωτική μελέτη των διατάξεων οπτικού πομποδέκτη για Intra DCI

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει μελέτη σε επίπεδο προσομοίωσης, μέσω του προγράμματος VPI Transmission maker Optical Systems, των διατάξεων που συνθέτουν τον οπτικό πομποδέκτη που θα αναπτυχθεί για τις οπτικές διασυνδέσεις των Intra Data Centers. Θα γίνει ανάλυση των επί μέρους διατάξεων που συνθέτουν το σύστημα εκπομπής-λήψης για διακριτές αποστάσεις, μελετώντας παράλληλα την επίδραση αυτών στη λειτουργία-επίδοση του συνολικού συστήματος. Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων η απόδοση των διατάξεων θα αξιολογηθεί με κριτήρια το διάγραμμα οφθαλμού (eye diagram) και το λόγο εσφαλμένων συμβόλων (Symbol Error Ratio, SER).

3.1 Περιγραφή οπτικού πομποδέκτη για Intra DCIs

Στην παρούσα παράγραφο θα αναπτυχθούν λεπτομερώς οι διατάξεις που συναποτελούν τον οπτικό πομποδέκτη.

Η διάταξη του πομποδέκτη περιλαμβάνει το σύνολο των στοιχείων που απαιτούνται προκειμένου να επιτυγχάνεται η μετάδοση του οπτικού σήματος στην οπτική ίνα, καλύπτοντας αποστάσεις έως 10 χιλιόμετρα και απεικονίζεται στο σχήμα 3.1.



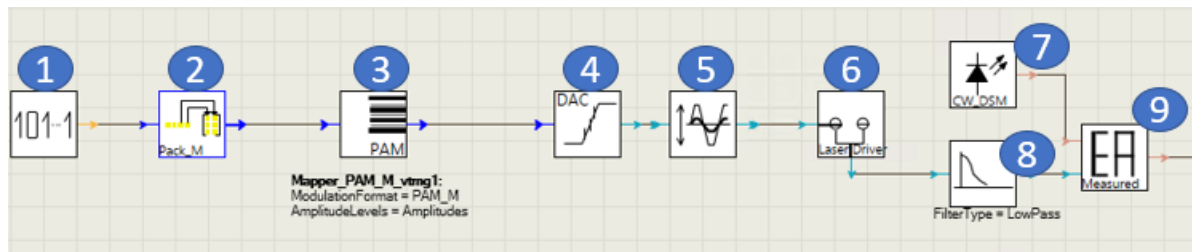
Σχήμα 3.1: Block diagram οπτικού πομποδέκτη για Intra DCI.

Εξετάζοντας το τμήμα του πομπού, διακρίνουμε αρχικά την πηγή πληροφορίας (στοιχείο PRBS) που παράγει τα ψηφιακά δεδομένα. Τα ψηφία αυτά αντιστοιχίζονται, μέσω του PAM4 mapping, στο πλάτος παλμών επιλεγμένης μορφής. Έτσι, τα εκπεμπόμενα σύμβολα διαφέρουν μεταξύ τους μόνο ως προς το πλάτος των παλμών, όπου διακρίνονται 4 στάθμες λόγω του PAM4. Έχοντας διαμορφώσει το σήμα ως σήμα βασικής ζώνης, αυτό διέρχεται από ένα βαθυπερατό φίλτρο, με το οποίο καθορίζεται το εύρος ζώνης του σήματος, το οποίο στέλνεται στον οπτικό διαμορφωτή. Παράλληλα, η οπτική πηγή παράγει το οπτικό φέρον το οποίο στέλνει στον οπτικό διαμορφωτή. Τέλος, ο οπτικός διαμορφωτής διαμορφώνει το φως που παράγει η οπτική πηγή, δηλαδή «γράφει» την πληροφορία του ηλεκτρικού σήματος στο οπτικό φέρον και το διαμορφωμένο (κατά πλάτος) πλέον σήμα αποστέλλεται στην οπτική ίνα.

Εξετάζοντας το τμήμα του δέκτη, διακρίνουμε αρχικά τον Φωτοανιχνευτή, όπου γίνεται η μετατροπή της οπτικής ισχύος που προσπίπτει σε ηλεκτρικό ρεύμα, ανακτώντας έτσι την πληροφορία. Ο Φωτοανιχνευτής (Φωτοδίοδος) ανιχνεύει μόνο την οπτική ισχύ (πλάτος). Στη συνέχεια, το αποδιαμορφωμένο σήμα διέρχεται μέσα από ένα Low Pass Filter, προκειμένου να περιοριστεί φασματικά στο επιθυμητό εύρος ζώνης. Τέλος, κάνοντας χρήση του Clock Recovery, επιτυγχάνεται συγχρονισμός του εισερχόμενου σήματος με το αρχικώς εκπεμπόμενο σήμα.

Διάταξη πομπού

Η διάταξη του πομπού αναπτύχθηκε λεπτομερώς στο πρόγραμμα VPITransmission maker, όπως παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 3.2: Simulation setup οπτικού πομπού για Intra DCI.

Τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν για τον οπτικό πομπό είναι αναλυτικά τα ακόλουθα:

1. PRBS: παράγει την ψευδοτυχαία ακολουθία 0, 1. Η πιθανότητα εμφάνισης εκάστου ψηφίου ορίστηκε ίση με 0.5.
2. Pack_M: Τοποθετεί τα inputs (data) σε matrix που θα αποτελέσουν τα στοιχεία εισόδου για το επόμενο στοιχείο.
3. Mapper_PAM_M: Υλοποιεί το bit mapping προκειμένου να επιτευχθεί PAM-M modulation format. Συγκεκριμένα, μέσω αυτού υλοποιήσαμε σχήμα διαμόρφωσης PAM4.
4. DAC: Υλοποιεί τη μετατροπή του ψηφιακού σήματος σε αναλογικό. Ορίστηκε Bandwidth ίσο με 118GHz, καθότι η συγκεκριμένη τιμή ανταποκρίνεται στο μέγιστο rate που επιτυγχάνουν τα ηλεκτρονικά εξαρτήματα, βάση βιβλιογραφίας και εμπορικής διαθεσιμότητας.
5. ScaleSignal: Με τη διάταξη αυτή εφαρμόζεται γραμμική κανονικοποίηση πλάτους (linear amplitude scaling), προκειμένου η απεικόνιση του σήματος να περιορίζεται μεταξύ των σταθμών 0-1. Συγκεκριμένα, πραγματοποιήθηκε peak-to-peak Amplitude Scaling προκειμένου να επιτευχθεί peak-to-peak Amplitude ίσο με τη μονάδα.
6. LaserDriver: Μετατρέπει την ακολουθία εισερχόμενου σήματος (0, 1) σε biased σήμα. Αρχικά, ενισχύει το σήμα, πολλαπλασιάζοντάς το με 3 Volts (τέθηκε DriveAmplitude = 3) και στη συνέχεια αφαιρεί 3 Volts, πολώνοντας έτσι το σήμα εισόδου στον modulator (τέθηκε Bias = -3).

7. Laser: Αποτελεί την οπτική πηγή σταθερής έντασης (continuous wave) για την παραγωγή του οπτικού φέροντος. Συγκεκριμένα, καθορίστηκαν οι εξής παράμετροι:

EmissionFrequency: Η συχνότητα εκπομπής του laser ρυθμίστηκε ίση με 228.85THz(1310nm).

AveragePower: Η μέση ισχύς του εξερχομένου, από το laser, σήματος ορίστηκε ίση με 1mW (0 dBm).

RIN: Ο θόρυβος σχετικής έντασης (Relative Intensity Noise) ορίστηκε ίσος με -120dB/Hz, και αντιστοιχεί στο θόρυβο για εκπεμπόμενη ισχύ 10mW (ορίστηκε μέσω της παραμέτρου RIN_MeasPower=10mW).

8. FilterEl: Αποτελεί το ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο. Συγκεκριμένα, καθορίστηκαν οι εξής παράμετροι:

TransferFunction: Καθορίζει τη Συνάρτηση Μεταφοράς που χρησιμοποιεί το ηλεκτρικό φίλτρο. Για τις διατάξεις που έγιναν προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκε η συνάρτηση μεταφοράς Bessel.

Εύρος ζώνης: Καθορίζει το εύρος ζώνης συχνοτήτων όπου η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου ξεπερνάει το όριο εξασθένησης των 3 dB. Το εύρος αυτό τέθηκε ίσο με 110 GHz.

Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου προσδιορίζονται πλήρως μέσω της Συνάρτησης Μεταφοράς (transfer function). Όταν αυτή είναι γνωστή, τότε το σήμα μετά την έξοδο του φίλτρου μπορεί εύκολα να προσδιοριστεί στο πεδίο της συχνότητας ως εξής: $E_{out}(\omega) = H(\omega)E_{in}(\omega)$, όπου $H(\omega)$: η συνάρτηση μεταφοράς στο πεδίο της συχνότητας που περιγράφει την απόκριση του φίλτρου για ημιτονοειδές σήμα εισόδου. Θέτοντας $s = j\omega$, προκύπτει:

$$H(s) = H_0 \frac{Z(s)}{P(s)} \quad (3.1)$$

Με τον παρονομαστή να ισούται με:

$$Z(s) = \prod_i^{N_z} (s - z_i) \quad (3.2)$$

Και τον αριθμητή με:

$$P(s) = \prod_{i=1}^{N_p} (s - p_i) \quad (3.3)$$

, όπου:

Z_i : οι ρίζες του αριθμητή(μηδενικά)

P_i : οι ρίζες του παρονομαστή(πόλοι)

N_p, N_z : το πλήθος των πόλων και μηδενικών($N_p \geq N_z$)

H_0 : ένας κανονικοποιημένος συντελεστής(gain coefficient)

Δεδομένου ότι οι κρίσιμες συχνότητες (πόλων-μηδενικών) είναι γνωστές, η συνάρτηση μεταφοράς δύναται να προσδιοριστεί μέσω των άνωθεν εξισώσεων. Χρησιμοποιώντας Bessel φίλτρα, υπολογίζονται αριθμητικά μέσω επίλυσης του πολυωνύμου. Ο μετασχηματισμός από το πεδίο των συχνοτήτων πραγματοποιείται για Low Pass filter, μέσω της σχέσης:

$$s_{LP} = \frac{s}{\omega_p} \quad (3.4)$$

, όπου ω_p : προσδιορίζεται από το εύρος ζώνης που χρησιμοποιήθηκε.

9. ModulatorEA: Αποτελεί τον διαμορφωτή ηλεκτρο-απορρόφησης.

Η σχέση μεταξύ εισερχόμενου και εξερχόμενου σήματος, προσδιορίζεται από τη σχέση:

$$A_{out}(t) = T(t) \cdot A_{in}(t) \quad (3.5)$$

, όπου η συνάρτηση μεταφοράς $T(t)$ προσδιορίζεται από τη σχέση:

$$T(t) = |T(t)| \cdot \exp\{j\varphi_{radians}(t)\} \quad (3.6)$$

ή ισοδυνάμως εκφρασμένο λογαριθμικά ως:

$$T_{dB}(t) = 10 \cdot \log(|T(t)|^2) \quad (3.7)$$

Τόσο το πλάτος όσο και η φάση της στιγμιαίας εκπομπής ελέγχονται από ένα διαμορφωτή τάσης (modulation voltage, $V(t)$). Καθορίζεται από μία πολωμένη τάση (Bias Voltage) V_0 και ένα ηλεκτρικό σήμα διαμόρφωσης $v(t)$ στη θύρα εισόδου δεδομένων, ήτοι:

$$V(t) = V_0 + v(t) \quad (3.8)$$

, με

$$T(t) = T[V(t)] \quad (3.9)$$

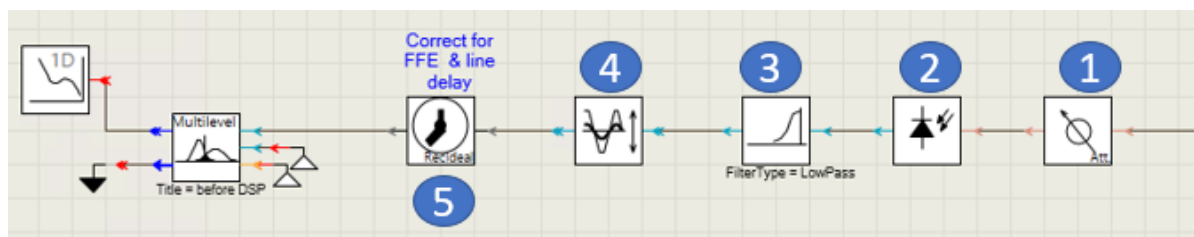
$$\varphi(t) = \varphi[V(t)] \quad (3.10)$$

Η μέση εκπεμπόμενη ισχύς από τον Διαμορφωτή, υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση:

$$P_{out} = p_{in} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T |T(Vt)|^2 dt \quad (3.11)$$

Διάταξη δέκτη

Η διάταξη αυτή περιλαμβάνει το σύνολο των στοιχείων που συνθέτουν τον οπτικό δέκτη, προκειμένου να επιτυγχάνεται η αποτελεσματική λήψη και ορθή αναγνώριση των συμβόλων και αναπτύχθηκε λεπτομερώς στο πρόγραμμα VPITransmission maker, όπως παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 3.3: Simulation setup οπτικού δέκτη για Intra DCI.

Τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν για τον οπτικό δέκτη είναι αναλυτικά τα ακόλουθα:

1. Attenuator: Εισάγει στο σύστημα την εξασθένηση. Χρησιμοποιήθηκε η τιμή: 0.35 dB/km, που χαρακτηρίζει την εξασθένηση που υφίσταται η ισχύς του σήματος κατά τη διάδοσή του σε οπτική ίνα στην O-band.

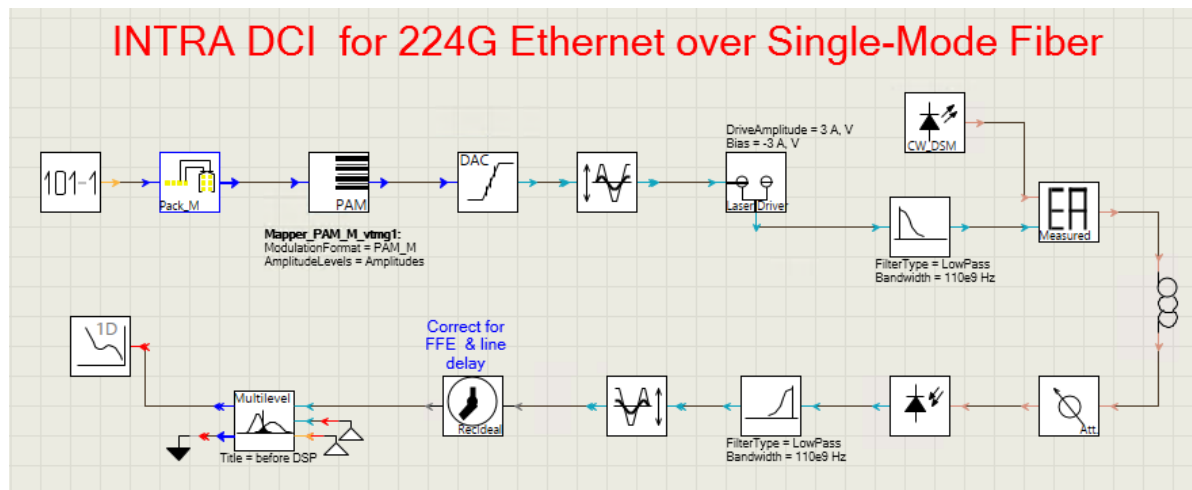
2. Photodiode: Αποτελεί τον φωτοανιχνευτή, ο οποίος μετατρέπει το φως σε ηλεκτρικό παλμό. Οι τιμές των παραμέτρων επιλέχθηκαν έτσι ώστε η φωτοδίοδος να προσομοιάζει την UTC φωτοδίοδο. Πρόκειται για μία pin junction φωτοδίοδο που χρησιμοποιεί επιλεκτικά ηλεκτρόνια ως ενεργά φέροντα. Η δομή της διόδου έχει έναν σχετικά λεπτό p-type absorber όπου τα ηλεκτρόνια παράγονται ως φορείς μειοψηφίας (minority carriers) και στη συνέχεια διαχέονται ή/και επιταχύνονται προς τον συλλέκτη. Δεδομένου ότι τα ηλεκτρόνια ταξιδεύουν προς τον συλλέκτη με βαλλιστικά υψηλή ταχύτητα, η απόδοση φωτοαπόκρισης της UTC-PD είναι ανώτερη από εκείνη μίας συμβατικής pin-PD. Για το λόγο αυτό, η παράμετρος Responsivity καθορίστηκε ίση με 1.
3. FilterEI: Αποτελεί ένα ηλεκτρικό βαθυπερατό φίλτρο. Πρόκειται για το ίδιο φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε στη μεριά του πομπού, με τις ίδιες τιμές παραμέτρων.
4. ScaleSignal: Εφαρμόζει γραμμική κανονικοποίηση πλάτους (linear amplitude scaling), προκειμένου η απεικόνιση του σήματος να περιορίζεται μεταξύ των σταθμών 0-1, όπως ακριβώς και στη μεριά του πομπού.
5. ClockRecoveryIdeal: Συγχρονίζει το εισερχόμενο σήμα με το αρχικώς εκπεμπόμενο σήμα. Το αρχικό σήμα αναδημιουργείται από το καθορισμένο κανάλι λογικής πληροφορίας (logical information channel) που είναι συνδεδεμένο στο φυσικό σήμα. Από «λογικές» πληροφορίες, όπως η ψηφιακή ροή bit, το σχήμα παλμού, ο τύπος κωδικοποίησης, το σχήμα διαμόρφωσης, και ο ρυθμός bit, δημιουργείται ένα αντίγραφο του αρχικά αποσταλμένου σήματος. Η χρονική καθυστέρηση υπολογίζεται από τη διασταυρούμενη συσχέτιση (cross-correlation) του εισερχόμενου σήματος και του εσωτερικά αναγεννημένου αρχικού σήματος. Στη συνέχεια, το εισερχόμενο σήμα μετατοπίζεται στο χρόνο για να συγχρονιστεί ξανά με την αρχική ακολουθία ψηφίων.

Η μελέτη έχει ως στόχο την επίτευξη της ταχύτητας των 112GBaud per lane, με σχήμα διαμόρφωσης PAM4, στη ζώνη συχνοτήτων O, δηλαδή μεταξύ 1260-1360 nm. Χρησιμοποιούμε ένα Laser που εκπέμπει σε συγκεκριμένο μήκος κύματος, τα

1310nm(228.85 THz), με στόχο την επίτευξη αποδεκτής λήψης με κριτήρια το eye diagram και την τιμή SER στη μεριά του δέκτη.

3.2 Μελέτη προσομοιώσεων

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μελέτης και εκτέλεσης προσομοιώσεων, έχοντας παραμετροποιήσει κατάλληλα τις διατάξεις που αναλύθηκαν προηγουμένως, για τέσσερις διακριτές αποστάσεις: 500 m, 02 km, 08 km και 10 km. Η διάταξη που σχεδιάστηκε και βάση της οποίας πραγματοποιήθηκαν οι ακόλουθες προσομοιώσεις, περιλαμβάνει το τμήμα του πομπού, της οπτικής ίνας και το τμήμα του δέκτη, όπως αυτά παρουσιάζονται στο σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4: Simulation setup οπτικού πομποδέκτη για Intra DCI.

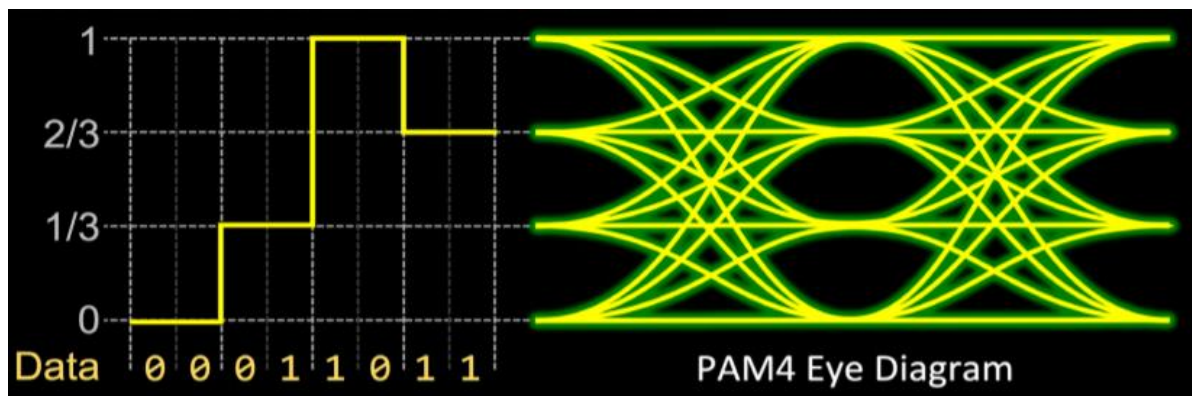
Αρχικά, ορίστηκαν τιμές για τις παραμέτρους των modules που χρησιμοποιήθηκαν, καθώς επίσης για παραμέτρους που χαρακτηρίζουν τόσο τη συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων, όσο και τα χαρακτηριστικά της οπτικής ίνας. Η παράμετρος του μήκους ίνας (Length) έλαβε για την μελέτη των τεσσάρων διακριτών αποστάσεων την τιμή 500 m, 02 km, 08 km και 10 km, αντιστοίχως. Οι υπόλοιπες παράμετροι διατηρήθηκαν για το σύνολο των εξεταζόμενων αποστάσεων ως εξής:

Dispersion: 10^{-6} s/m^2

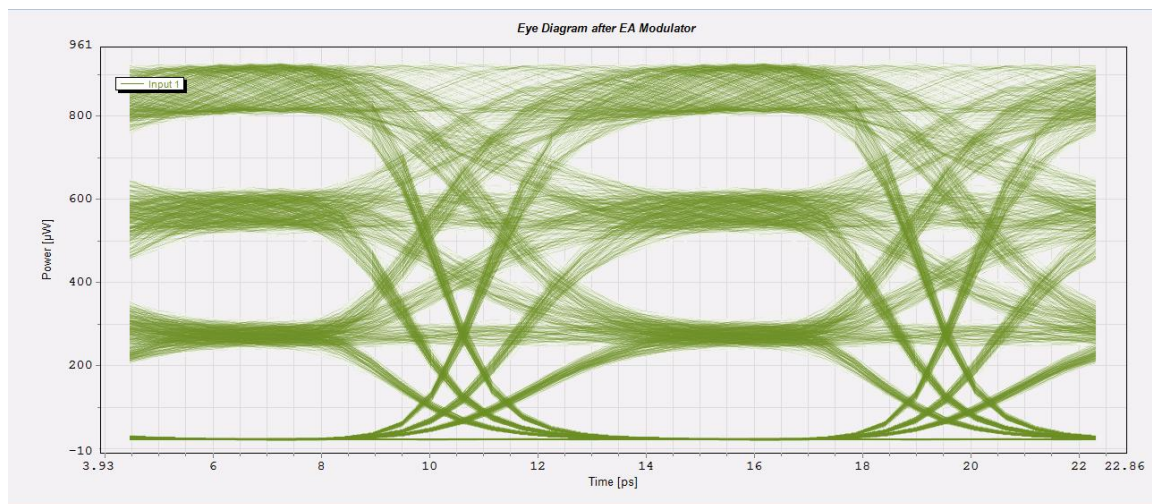
Dispersion Slope: 0

NonLinearIndex: 0

Η αξιολόγηση του λαμβανομένου σήματος έγινε με κριτήρια το διάγραμμα οφθαλμού, όπως αυτό αποτυπώνεται ποιοτικά στο σχήμα 3.5 και το λόγο εσφαλμένων συμβόλων (Symbol Error Ratio, SER), με βάση τον οποίο κρίθηκαν ως αποδεκτές όσες τιμές ήταν μικρότερες του 10^{-3} (FEC limit), χωρίς κωδικοποίηση FEC.



Σχήμα 3.5: Διάγραμμα οφθαλμού σήματος διαμόρφωσης PAM4.

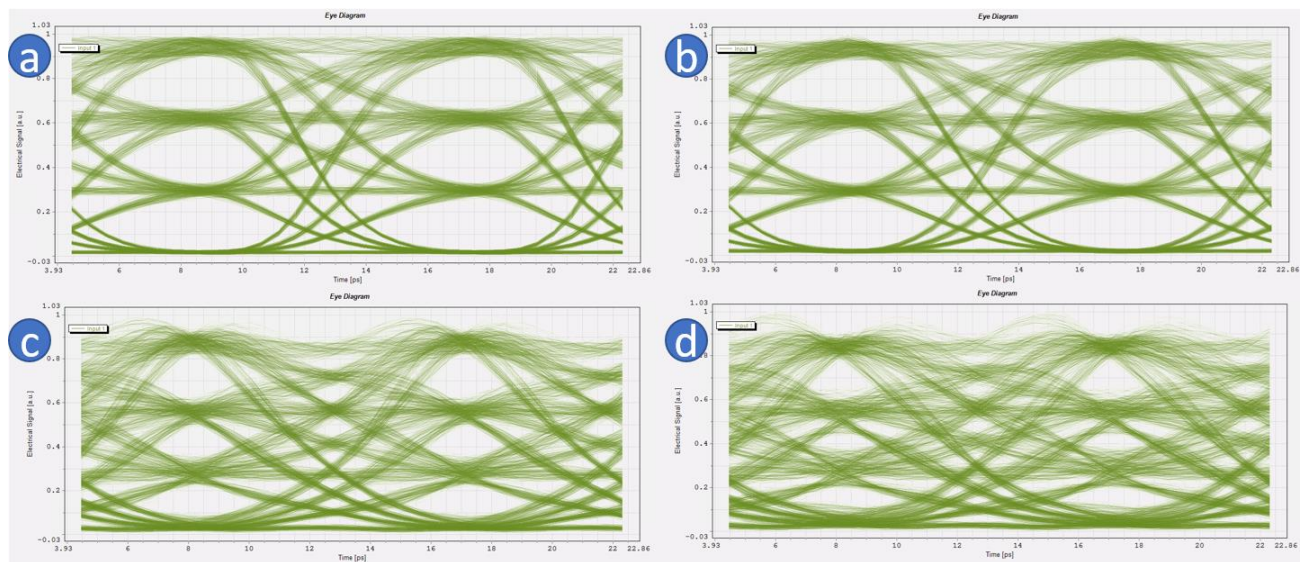


Σχήμα 3.6: Διάγραμμα οφθαλμού εκπεμπόμενου σήματος μετά τον EAM για Intra DCI.

Κάνοντας χρήση του SignalAnalyzer module του VPITransmission maker, είχαμε τη δυνατότητα να αποτυπώσουμε την έξοδο του οπτικού σήματος και να την προβάλλουμε ως

ηλεκτρικό σήμα. Όπως προκύπτει από το σχήμα 3.6, τα τέσσερα επίπεδα πλάτους λόγω της διαμόρφωσης PAM4 παρουσιάζονται εξαιρετικά ευδιάκριτα. Διακρίνεται σχετικά αυξημένος θόρυβος στη στάθμη 11 (αυξημένη διακύμανση πλάτους), λίγο μειωμένος στη στάθμη 10 και ακόμη λιγότερος στη στάθμη 01, ενώ στη στάθμη 00 σχεδόν εξαλείφεται. Επίσης, παρατηρούμε χαμηλό timing jitter, καθότι το εύρος των πλαϊνών γραμμών αρχής-τέλους των διαγραμμάτων οφθαλμού είναι στενό. Αυτό δείχνει μικρή χρονική απόκλιση της «θέσης» των παλμών από τις ιδανικές τους. Επιπλέον, παρατηρώντας την ανοδική κλίση του διαγράμματος οφθαλμού προκύπτει πολύ χαμηλή τιμή rise-time το οποίο φανερώνει εξαιρετικά γρήγορη μετάβαση των δεδομένων από τη στάθμη του 10% σε αυτή του 90%. Το ίδιο παρατηρούμε και για το fall-time που αφορά τη μετάβαση των δεδομένων από τη στάθμη του 90% σε αυτή του 10%, βάση της καθοδικής κλίσης. Τέλος, διακρίνουμε μεγάλο άνοιγμα ματιού, που οφείλεται τόσο στο μεγάλο ύψος οφθαλμού (eye height), όσο και στο μεγάλο πλάτος οφθαλμού (eye width), γεγονός που αποτελεί χαρακτηριστικό της υψηλής ποιότητας εκπεμπόμενου σήματος.

Τα διαγράμματα με βάση τα οποία αξιολογήθηκαν τα αποτελέσματα στη μεριά του δέκτη, παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα :

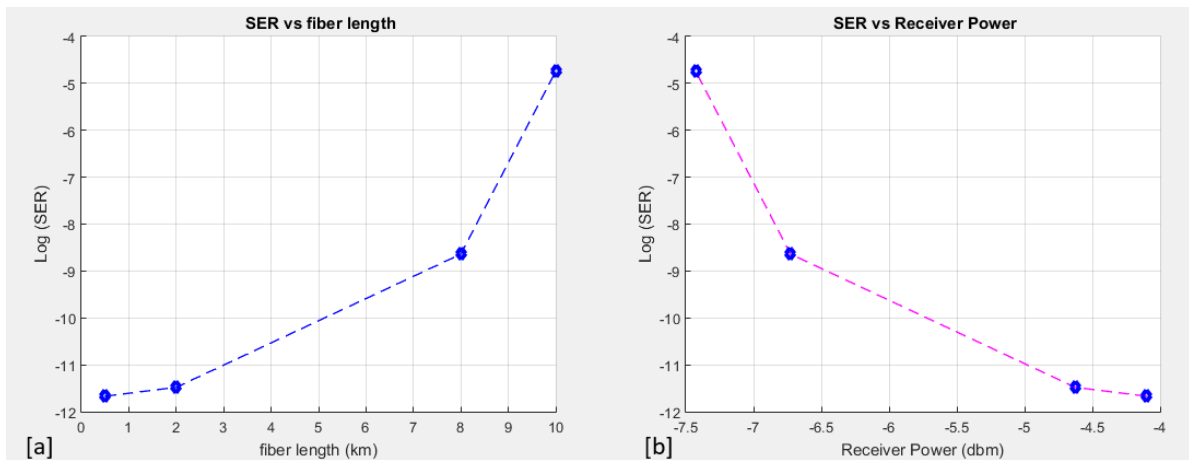


Σχήμα 3.7: Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος για απόσταση (a) 500m, (b) 02km, (c) 08km, (d) 10km.

Αξιολογώντας τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στο παραπάνω σχήμα, προκύπτει ότι όσο αυξάνει η απόσταση της οπτικής ίνας, το άνοιγμα των οφθαλμών μικραίνει τόσο ως προς το ύψος όσο και ως προς το πλάτος. Η μείωση των διαστάσεων των οφθαλμών υποδηλώνει χειροτέρευση στην ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος. Επίσης, για τις αποστάσεις ίνας άνω των 02 km παρατηρείται έντονη αύξηση των rise-time /fall-time, αυξημένη διακύμανση πλάτους σταθμών και ελαφρώς αυξημένο timing-jitter.

Πίνακας 3.1: Μελέτη του SER και της λαμβανόμενης ισχύος για Intra DCI, βάση διακριτών αποστάσεων, σταθερή συχνότητα εκπομπής: 228.85THz(1310nm).

Μήκος οπτικής ίνας(km)	Symbol Error Ratio(SER)	Ρυθμός μετάδοσης ανά γραμμή(Gbps)	Λαμβανόμενη Ισχύς(dbm)
0.5	$2.15 \cdot 10^{-12}$	224	-4.102
02	$3.31 \cdot 10^{-12}$	224	-4.627
08	$2.27 \cdot 10^{-9}$	224	-6.727
10	$1.82 \cdot 10^{-5}$	224	-7.427



Σχήμα 3.8: (a) Διάγραμμα σχέσης SER-μήκους οπτικής ίνας, (b) Διάγραμμα σχέσης SER-Receiver Power – Intra DCI.

Με βάση τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1 και αποτυπώνονται στο σχήμα 3.8 προκύπτει ότι για τις αποστάσεις των 500m και 02km, όπου ο λόγος εσφαλμένων συμβόλων είναι της τάξης του 10^{-12} , έχουμε πρακτικά error-free τιμές.

Αυξάνοντας το μήκος της ίνας στα 08 και 10km παρατηρούμε το SER να διαμορφώνεται στην τάξη του 10^{-9} και 10^{-5} , αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα αυτά είναι αναμενόμενα, δεδομένου ότι καθώς αυξάνεται η απόσταση που ταξιδεύει το σήμα, αθροίζεται και η επίδραση των φαινομένων που επιδρούν σε αυτό, όπως η χρωματική διασπορά και η αύξηση των απωλειών που επιφέρει πτώση του OSNR.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Προσομοιωτική μελέτη των διατάξεων οπτικού πομποδέκτη για Inter DCI

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει μελέτη σε επίπεδο προσομοίωσης, μέσω του προγράμματος VPITransmission Maker Optical Systems, των επί μέρους διατάξεων που συνθέτουν τον οπτικό πομποδέκτη που θα αναπτυχθεί για τις οπτικές διασυνδέσεις των Inter Data Centers. Θα γίνει ανάλυση των διατάξεων που συνθέτουν το σύστημα εκπομπής-λήψης για διακριτές αποστάσεις, μελετώντας παράλληλα την επίδραση αυτών στη λειτουργία-επίδοση του συνολικού συστήματος. Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που θα εξαχθούν, θα αξιολογηθεί η απόδοση των διατάξεων με κριτήρια το διάγραμμα οφθαλμού (eye diagram) και το λόγο εσφαλμένων συμβόλων (Symbol Error Ratio, SER).

Για τη μελέτη των περιπτώσεων των Inter DCI χρησιμοποιήθηκαν διατάξεις ρυθμισμένες να λειτουργούν στην C-band συχνοτήτων, δηλαδή στη ζώνη μεταξύ 1530 και 1565 nm. Η επιλογή της εν λόγω ζώνης συχνοτήτων οφείλεται στα εγγενή χαρακτηριστικά της που συνιστούν συγκριτικό πλεονέκτημα έναντι άλλων ζωνών για τη μετάδοση σε σχετικά μεγάλες αποστάσεις, όπως αυτές που θα μελετηθούν και εκτείνονται άνω των 10 χιλιομέτρων. Αυτά είναι οι χαμηλές απώλειες και η μειωμένη επίδραση των μη-Γραμμικοτήτων, όπως η Μίξη Τεσσάρων Φωτονίων (Four Wave Mixing, FWM).

Παράλληλα όμως, παρουσιάζουν ένα εγγενές μειονέκτημα το οποίο έγκειται στην αυξημένη διασπορά (dispersion), για τον περιορισμό της επίδρασης της οποίας θα γίνει κατάλληλος σχεδιασμός της διάταξης.

Ίνα Αντιστάθμισης Διασποράς (Dispersion Compensating Fiber, DCF)

Στα πλαίσια της εργασίας η αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς θα υλοποιηθεί αναλογικά, με τη χρήση ίνας αντιστάθμισης διασποράς (Dispersion Compensating Fiber, DCF), παρά τα εγγενή μειονεκτήματα που παρουσιάζει όσον αφορά το κόστος και την πολυπλοκότητα του συστήματος. Στις DCF ίνες το σημείο μηδενισμού της συνολικής διασποράς βρίσκεται σε μήκη κύματος πολύ μεγαλύτερα των 1550nm, ενώ σε αυτό το μήκος κύματος έχουν έντονη αρνητική διασπορά. Η παράμετρος που προσδιορίζει την διασπορά στη διάταξη που αναπτύχθηκε καλείται Dispersion και η τιμή της προσδιορίστηκε ίση με -90 ps/nm/km. Όταν ο παλμός διανύσει μία καθορισμένη απόσταση που προσδιορίζεται από την παράμετρο Length, θα έχει διαπλατυνθεί χρονικά εξαιτίας της διασποράς. Αυτή δύναται να αφαιρεθεί εάν μετά την SMF ίνα με παράμετρο διασποράς D_{SMF} , ο παλμός κυματοδηγηθεί μέσα από μία DCF ίνα με αρνητική παράμετρο D_{DCF} και μήκος:

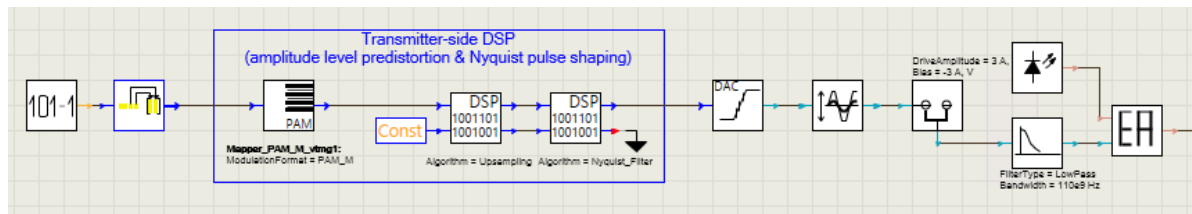
$$L_{DCF} = -(D_{SMF}/D_{DCF})L_{SMF}$$

4.1 Περιγραφή οπτικού πομποδέκτη για Inter DCIs

Στην παρούσα παράγραφο θα αναπτυχθούν λεπτομερώς, πέραν των στοιχείων που αναφέρθηκαν σε προηγούμενο κεφάλαιο επιπλέον διατάξεις καθώς επίσης και παραμετροποιήσεις αυτών, που συναποτελούν τον οπτικό πομποδέκτη.

Διάταξη πομπού

Η διάταξη αυτή περιλαμβάνει το σύνολο των στοιχείων που συνθέτουν τον οπτικό πομπό προκειμένου να επιτυγχάνεται η μετάδοση του οπτικού σήματος στην οπτική ίνα, καλύπτοντας αποστάσεις από 10 έως 40 χιλιόμετρα και παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα.



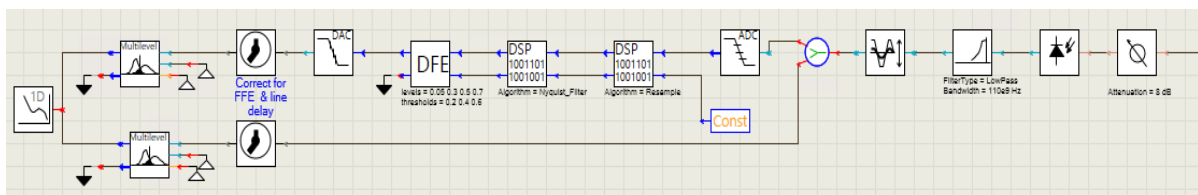
Σχήμα 4.1: Simulation setup οπτικού πομπού για Inter DCI.

Ο σχεδιασμός της εν λόγω διάταξης βασίστηκε στην τοπολογία του οπτικού πομπού που χρησιμοποιήθηκε στις Intra DCIs, ενώ επιπρόσθετα πραγματοποιήθηκε Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος (Digital Signal Processing, DSP). Για την υλοποίηση του DSP προστέθηκαν στο setup οι ακόλουθες διατάξεις:

1. Upsampling module: Με τη διάταξη αυτή πραγματοποιείται πύκνωση του πλέγματος δειγματοληψίας, ήτοι παρεμβάλλονται μηδενικά δείγματα. Με τη ρύθμιση της παραμέτρου $factor=2$, εισάγουμε ένα μηδενικό ανάμεσα στα διαδοχικά σύμβολα, αυξάνοντας έτσι το output symbol sequence length.
2. Nyquist Filter: Η διάταξη αυτή προσομοιώνει ένα Nyquist φίλτρο, με το οποίο περιορίζουμε την επίδραση της ISI. Με βάση τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, επιλέχθηκε ως βέλτιστος παλμός μορφοποίησης ο παλμός τετραγωνικής ρίζας ανυψωμένου συνημιτόνου και καθορίστηκε στο πρόγραμμα μέσω της παραμέτρου NyquistType. Επιπλέον, ο παράγοντας εξάπλωσης (RollOffTx) ορίστηκε ίσος με 0.2, καθότι με την τιμή αυτή επιτυγχάναμε βέλτιστα αποτελέσματα.

Διάταξη δέκτη

Η διάταξη αυτή περιλαμβάνει το σύνολο των στοιχείων που συνθέτουν τον οπτικό δέκτη, προκειμένου να επιτυγχάνεται η αποτελεσματική λήψη και ορθή αναγνώριση των συμβόλων και απεικονίζεται, όπως αναπτύχθηκε στο VPITransmission maker, ακολούθως:



Σχήμα 4.2: Simulation setup οπτικού δέκτη για Inter DCI.

Ο σχεδιασμός της διάταξης βασίστηκε στην αρχιτεκτονική του οπτικού δέκτη που χρησιμοποιήθηκε στις Intra DCIs, ενώ παράλληλα προστέθηκαν οι ακόλουθες τρεις διατάξεις που υλοποιούν την Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος (Digital Signal Processing, DSP).

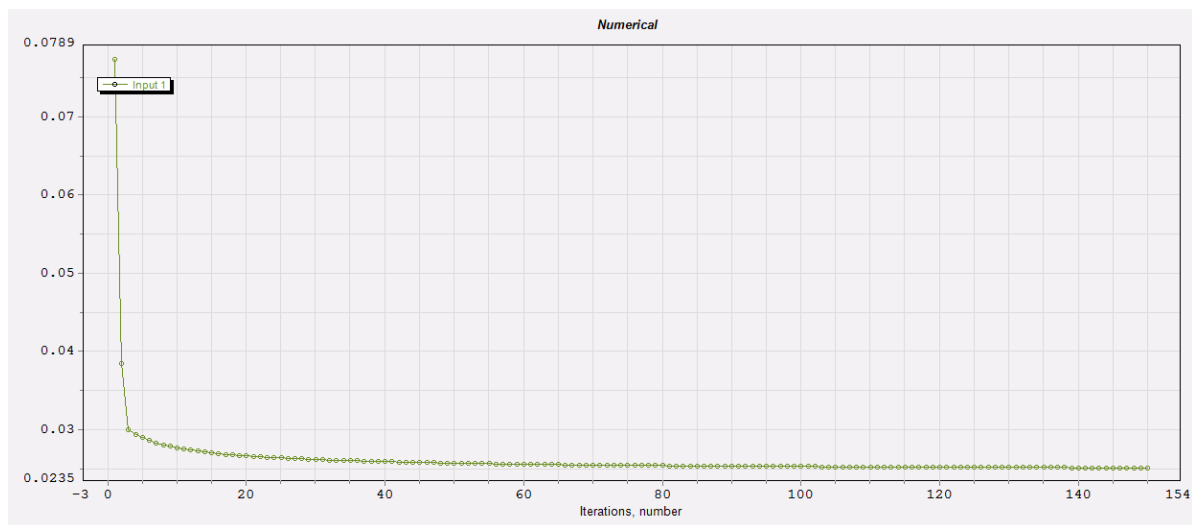
1. Ισοσταθμιστής Ανάδρασης Απόφασης: Οι παράμετροι που καθορίστηκαν για τον DFE ήταν οι εξής:

Levels= 0.05 0.3 0.5 0.7. Με την παράμετρο αυτή καθορίστηκαν τα επίπεδα αποτύπωσης των σταθμών του εξερχόμενου σήματος.

Thresholds= 0.2 0.4 0.6. Με την παράμετρο αυτή προσδιορίστηκε το κατώφλι μεταξύ δύο διαδοχικών ενεργειακών σταθμών, που αντιστοιχεί στο μέσον του κάθε διαγράμματος οφθαλμού.

Step size= 0.005. Με την παράμετρο αυτή καθορίζεται το πόσο γρήγορα κάνει adapt το φίλτρο.

Iterations= 150. Με τη παράμετρο αυτή προσδιορίστηκε το πόσες φορές το σήμα θα επαναληφθεί και θα πραγματοποιηθεί η προσαρμογή (adaptation). Όπως προέκυψε από τα simulations και παρουσιάζεται στο σχήμα 4.3, η χρήση μεγαλύτερου αριθμού iterations επέφερε εξαιρετικά μικρή σύγκλιση σφαλμάτων (FFE Error Convergence), αφού η καμπύλη τείνει εφαιπτομενικά στον οριζόντιο άξονα, ενώ πρακτικά η αύξηση του εν λόγω αριθμού αυξάνει σημαντικά την πολυπλοκότητα και το κόστος κατασκευής της διάταξης.



Σχήμα 4.3: Διάγραμμα επίδοσης σύγκλισης σφαλμάτων(FFE Error Convergence) συναρτήσει των επαναλήψεων (iterations).

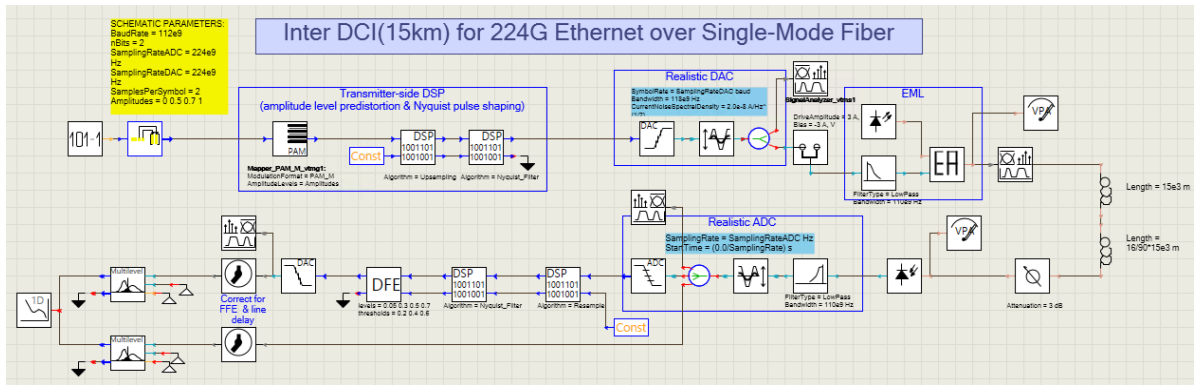
2. Resample module: Η διάταξη αυτή επαναφέρει το πλέγμα δειγματοληψίας στην αρχική του μορφή. Δηλαδή, αφαιρεί τα ενδιάμεσα μηδενικά (στην μελέτη μας 1 μηδενικό) που είχε προσθέσει μεταξύ των δειγμάτων το upsampling module.
3. Nyquist Filter: Χρησιμοποιήθηκε φίλτρο όμοιο με το αντίστοιχο του πομπού. Ο παράγοντας εξάπλωσης (RollOffRx) ορίστηκε ίσος με 0.2.

Το πρώτο στάδιο της μελέτης των Inter DCIs έχει ως στόχο την επίτευξη της ταχύτητας 112GBaud per lane, με σχήμα διαμόρφωσης PAM4, στη ζώνη συχνοτήτων C, δηλαδή μεταξύ 1530-1565 nm. Χρησιμοποιούμε μία οπτική πηγή (Laser) που εκπέμπει σε συγκεκριμένο μήκος κύματος, τα 1550nm(193.41 THz), με στόχο την επίτευξη αποδεκτής λήψης με κριτήρια το eye diagram και την τιμή SER στη μεριά του δέκτη.

Στη συνέχεια, έχοντας επιτύχει ρυθμό μετάδοσης 112Gbaud per lane, υλοποιούμε την τεχνική της Πολυπλεξίας Διαίρεσης Μηκών Κύματος (Wavelength Division Multiplexing, WDM), προκειμένου να αυξήσουμε το συνολικό Bandwidth του συστήματός μας, σε τιμές πολλαπλάσιες των 112 Gbps.

4.2 Μελέτη προσομοιώσεων

Παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μελέτης και εκτέλεσης προσομοιώσεων, έχοντας παραμετροποιήσει κατάλληλα τις διατάξεις που αναλύθηκαν προηγουμένως, για τέσσερις διακριτές αποστάσεις: 15 km, 20 km, 30 km και 40 km. Η διάταξη που σχεδιάστηκε και βάση της οποίας πραγματοποιήθηκαν οι ακόλουθες προσομοιώσεις περιλαμβάνει το τμήμα του πομπού, της οπτικής ίνας και το τμήμα του δέκτη, όπως αυτά παρουσιάζονται στο σχήμα 4.4.



Σχήμα 4.4: Simulation setup οπτικού πομποδέκτη για Inter DCI.

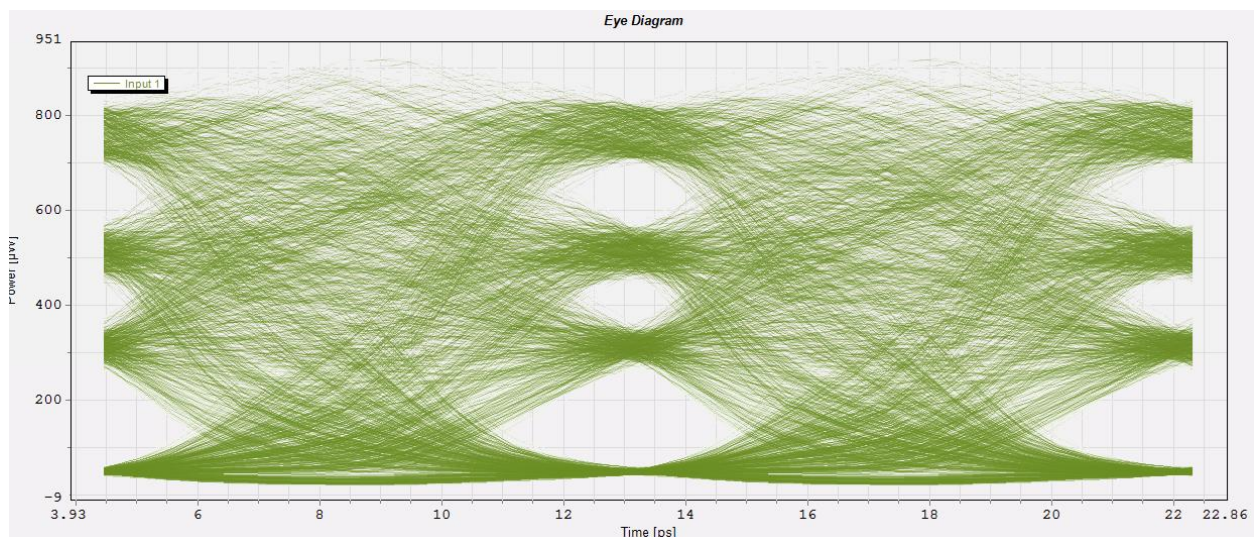
4.2.1 Μελέτη απόδοσης διατάξεων Inter DCI ανά γραμμή

Αρχικά, πραγματοποιήθηκε ρύθμιση των παραμέτρων της οπτικής ίνας. Η παράμετρος του μήκους ίνας (Length) έλαβε για την μελέτη των τεσσάρων διακριτών αποστάσεων την τιμή 15km, 20 km, 30 km και 40 km, αντιστοίχως. Οι υπόλοιπες παράμετροι διατηρήθηκαν για το σύνολο των εξεταζόμενων αποστάσεων ως εξής:

Dispersion: $16 \cdot 10^{-6} \text{ s/m}^2$

Dispersion Slope: 80 s/m^2

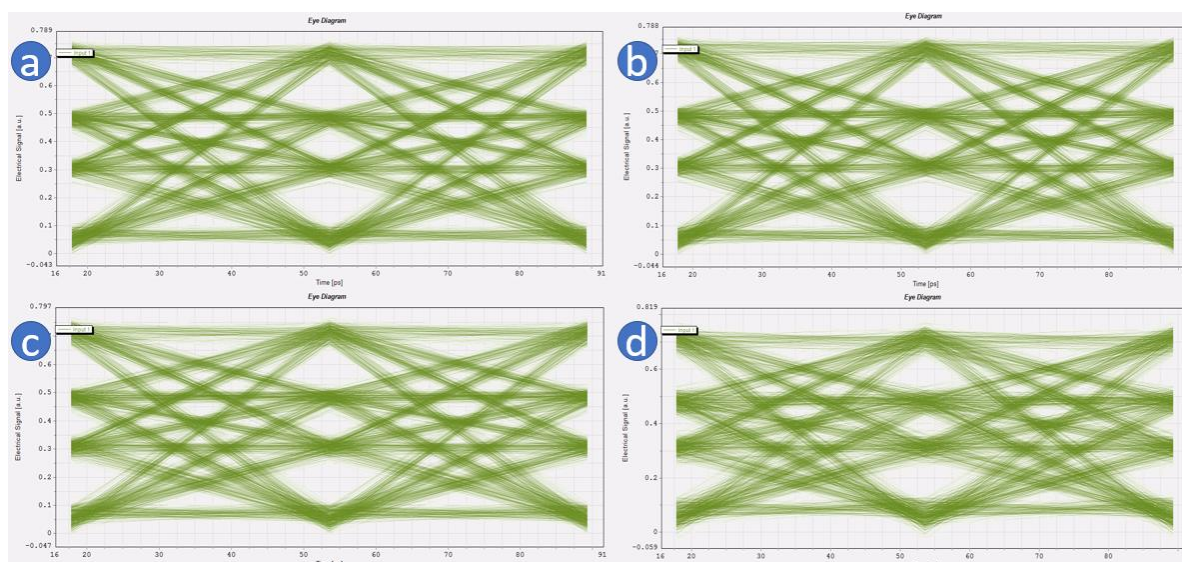
NonLinearIndex: 0



Σχήμα 4.5: Διάγραμμα οφθαλμού εκπεμπόμενου σήματος μετά τον EAM για Intra DCI, ανά γραμμή.

Με βάση το παραπάνω σχήμα, παρατηρείται αυξημένος θόρυβος στις στάθμες, (αυξημένη διακύμανση πλάτους), καθώς επίσης και σχετικά αυξημένο timing jitter, λόγω της διεύρυνσης του εύρους των πλαϊνών γραμμών αρχής-τέλους των διαγραμμάτων οφθαλμού. Οι τρεις οφθαλμοί αν και παρουσιάζονται ευδιάκριτοι, εντούτοις είναι στενότεροι συγκριτικά με τους αντίστοιχους που προκύπτουν στην έξοδο του EAM του πομπού των Intra DCI. Εντούτοις, όπως αποδεικνύεται στη συνέχεια, αυτό το amplitude level predistortion σε συνδυασμό με Nyquist pulse shaping, επιτρέπουν την ορθότερη αναγνώριση των συμβόλων στη μεριά του δέκτη, η οποία δεδομένου του μεγάλου μήκους οπτικής ίνας θα ήταν ανέφικτη.

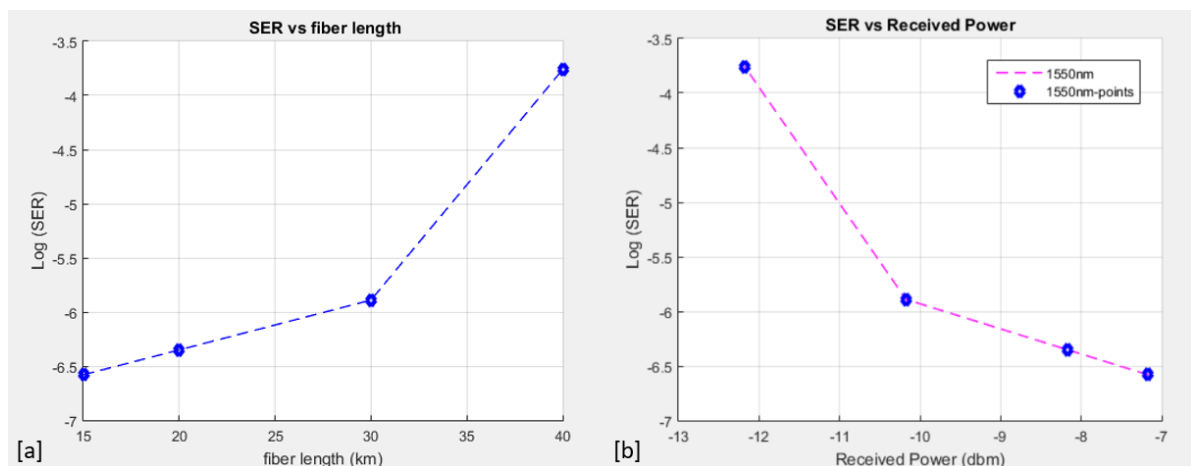
Τα διαγράμματα με βάση τα οποία αξιολογήθηκαν τα αποτελέσματα στη μεριά του δέκτη, παρουσιάζονται στα ακόλουθα σχήματα :



Σχήμα 4.6: Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος για απόσταση (a) 15km, (b) 20km, (c) 30km, (d) 40km.

Πίνακας 4.1: Μελέτη του SER και της λαμβανόμενης ισχύος για Inter DCI ανά γραμμή, βάση διακριτών αποστάσεων, σταθερής συχνότητας εκπομπής: 193.41 THz(1550nm).

Μήκος οπτικής ίνας(km)	Symbol Error Ratio(SER)	Ρυθμός μετάδοσης ανά γραμμή(Gbps)	Λαμβανόμενη Ισχύς(dbm)
15	$2.64 \cdot 10^{-7}$	224	-7.175
20	$4.43 \cdot 10^{-7}$	224	-8.175
30	$1.3 \cdot 10^{-6}$	224	-10.175
40	$1.72 \cdot 10^{-4}$	224	-12.175



Σχήμα 4.7: (a) Διάγραμμα σχέσης SER-μήκους οπτικής ίνας, (b) Διάγραμμα σχέσης SER-Receiver Power – Inter DCI.

Αξιολογώντας τα αποτελέσματα τόσο από τα σχήμα 4.6 όσο και από το 4.7, προκύπτει ότι η αύξηση της απόστασης της οπτικής ίνας, επιφέρει σημαντική χειροτέρευση του λαμβανόμενου σήματος. Συγκεκριμένα, όσον αφορά την αξιολόγηση των eye diagrams, παρατηρούμε «κλείσιμο» των οφθαλμών, αυξανόμενη της απόστασης μετάδοσης, Όσον αφορά το λαμβανόμενο SER στο δέκτη, παρατηρείται χειροτέρευση (αύξηση) αυτού, από την τάξη μεγέθους 10^{-7} σε 10^{-4} .

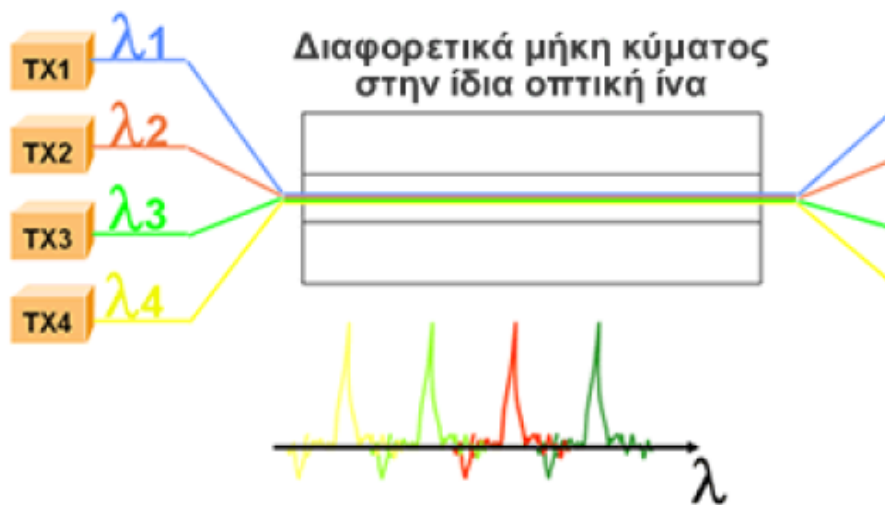
Επίσης, η αύξηση της απόστασης μετάδοσης επέφερε σταδιακή μείωση της λαμβανόμενης ισχύος, που ανταποκρίνεται πλήρως στην εξασθένηση (attenuation) που χαρακτηρίζει τη ζώνη συχνοτήτων C-band, η οποία στα πλαίσια των προσομοιώσεων τέθηκε ίση με 0.2 db/km.

Τέλος, το σύνολο των αποτελεσμάτων των simulations κρίθηκε ως αποδεκτό, δεδομένου ότι ακόμη και η «χειρότερη» τιμή βάση SER, δεν ξεπερνούσε το όριο του 10^{-3} , που αποτελεί το FEC limit.

4.2.2 Μελέτη απόδοσης διατάξεων με χρήση πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος(WDM)

Πολυπλεξία διαίρεσης μηκών κύματος (Wavelength Division Multiplexing, WDM)

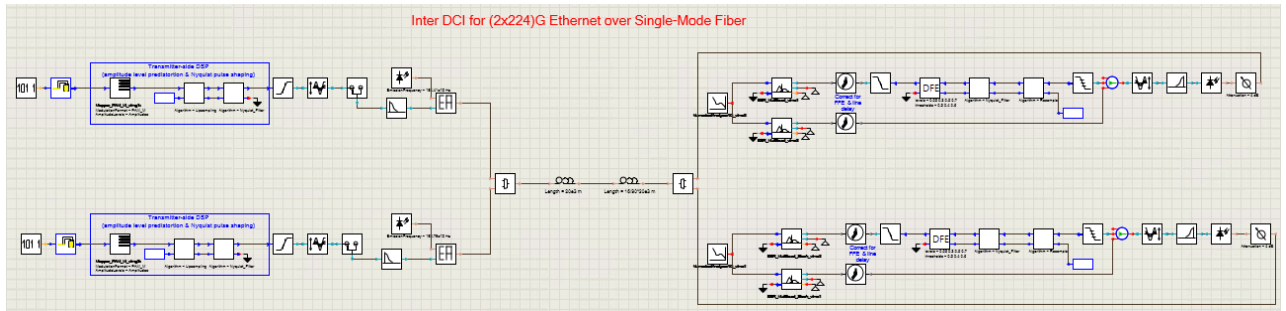
Σε μία γενική μορφή, υπάρχουν n εισοδοί στον πολυπλέκτη (multiplexer, MUX) και ομοίως n έξοδοι από τον αποπολυπλέκτη (demultiplexer, DEMUX). Ο πολυπλέκτης συνδυάζει n ροές δεδομένων εισόδου σε ένα σήμα που μεταδίδεται μέσω της οπτικής ίνας. Το σήμα αυτό περιέχει n διακριτά κανάλια κάθε ένα από τα οποία αντιστοιχεί σε διαφορετική φέρουσα συχνότητα. Ο DEMUX αποπολυπλέκει τις ροές αυτές από το σήμα και τις προωθεί στις κατάλληλες εξόδους. Επιτρέποντας τη μεταφορά πολλαπλών WDM καναλιών πάνω από μία οπτική ίνα επιτυγχάνεται πλήρης αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Με άλλα λόγια, πολλαπλά σήματα πληροφορίας προσαρμόζονται σε οπτικά σήματα διαφορετικού μήκους κύματος, με αυτά να συνδυάζονται και να εκπέμπονται ταυτόχρονα πάνω στην ίδια οπτική ίνα, όπως φαίνεται ενδεικτικά για την περίπτωση 4 WDM στο σχήμα 4.8. Η συνολική χωρητικότητα του μέσου είναι το άθροισμα της χωρητικότητας των εισερχόμενων σημάτων.



Σχήμα 4.8: Πολυπλεξία τεσσάρων καναλιών με διαίρεση μήκους κύματος.

Επιδιώκοντας να αυξήσουμε το συνολικό Bandwidth, χρησιμοποιήσαμε την τεχνική της πολυπλεξίας διαίρεσης μηκών κύματος (Wavelength Division Multiplexing, WDM). Προκειμένου να υλοποιηθεί η τεχνική της πολυπλεξίας σχεδιάστηκε μία νέα τοπολογία, όπου

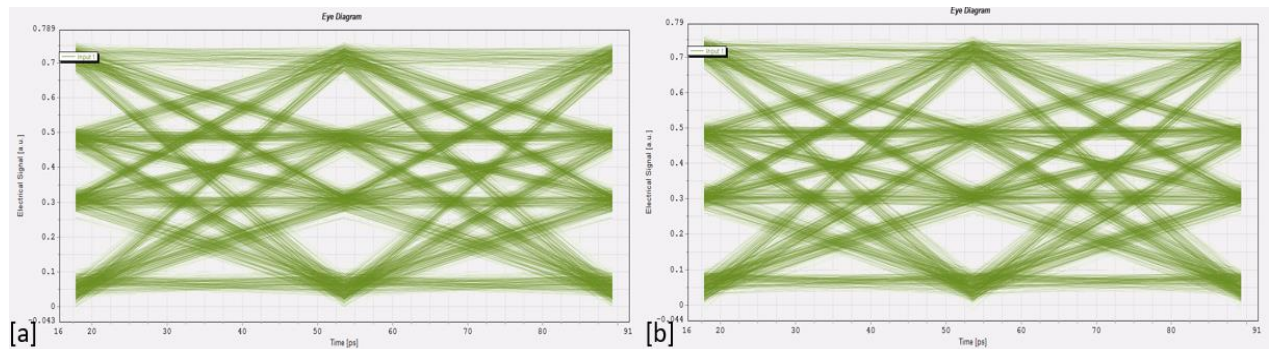
τόσο στη μεριά του πομπού όσο και του δέκτη χρησιμοποιήθηκαν οι διατάξεις που περιεγράφηκαν λεπτομερώς στην Ενότητα 4.1.



Σχήμα 4.9: Simulation setup οπτικού πομποδέκτη για Inter DCI, με τεχνική πολυπλεξίας 2 μηκών κύματος.

Τα διαγράμματα με βάση τα οποία αξιολογήθηκαν τα αποτελέσματα, παρουσιάζονται ανά μήκος οπτικής ίνας παρακάτω:

Για μήκος οπτικής ίνας 15 km:



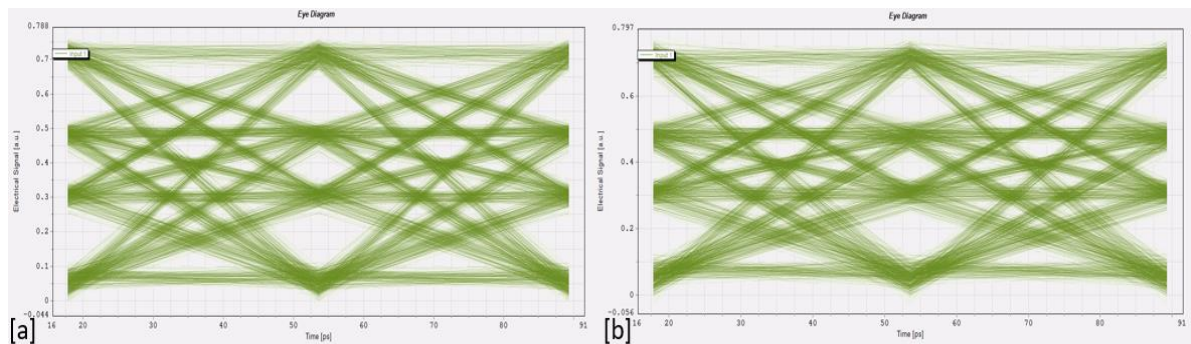
Σχήμα 4.10: Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος (a) με συχνότητα εκπομπής 193.41 THz (1550 nm) και (b) με συχνότητα εκπομπής 192.79 THz (1555 nm) – 15 km.

Τα διαγράμματα οφθαλμού που απεικονίζονται στο σχήμα 4.10 αντιστοιχούν στα λαμβανόμενα σήματα δύο διαφορετικών σημάτων με συχνότητες εκπομπής 193.41 THz (1550 nm) και 192.79 THz (1555 nm), αντιστοίχως. Όπως διακρίνουμε και τα δύο αυτά διαγράμματα είναι πανομοιότυπα με το διάγραμμα οφθαλμού που λάβαμε για ένα μήκος κύματος (1550 nm), χωρίς δηλαδή MUX/DEMUX, που ήταν αναμενόμενο καθότι τόσο ο

πολυπλέκτης όσο και ο αποπολυπλέκτης που χρησιμοποιήθηκαν είχαν ιδανική συμπεριφορά. Τα συμπεράσματα αυτά αφορούν και τις άλλες 3 περιπτώσεις (αποστάσεις), τα αποτελέσματα των οποίων αποτυπώνονται στα σχήματα 4.11, 4.12, 4.13, αντιστοίχως και ως εκ τούτου δεν θα διατυπωθούν ξανά.

Επιπλέον, και για τα 2 μήκη κύματος λαμβάνουμε εξαιρετικής ποιότητας eye diagrams, όπως φαίνεται από το μεγάλο «άνοιγμα» των οφθαλμών.

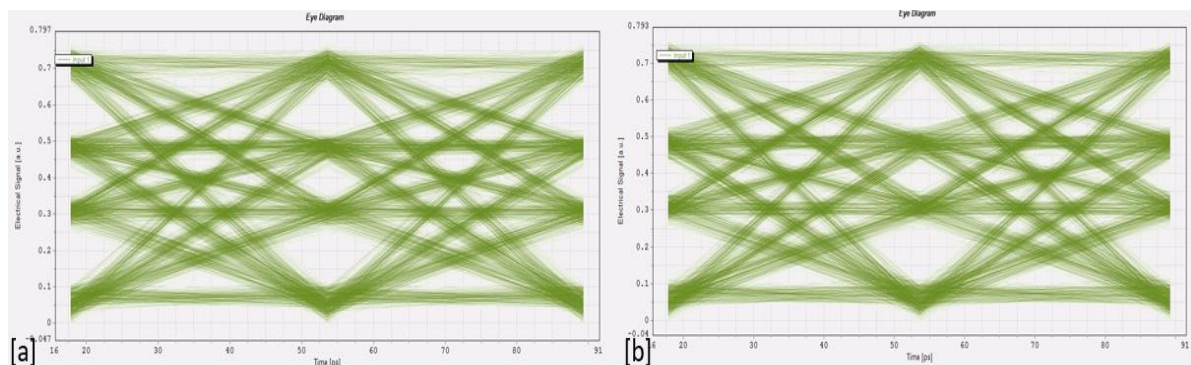
Για μήκος οπτικής ίνας 20 km:



Σχήμα 4.11: Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος (a) με συχνότητα εκπομπής 193.41THz(1550nm) και (b) με συχνότητα εκπομπής 192.79THz(1555nm) - 20km.

Αξιολογώντας τα άνωθεν διαγράμματα οφθαλμού, διακρίνουμε ευδιάκριτους οφθαλμούς, με «άνοιγμα» παρόμοιο με αυτών της απόστασης των 15 km. Η σύγκρισή τους (με την προηγούμενη απόσταση) θα μπορέσει να πραγματοποιηθεί αποτελεσματικά με το κριτήριο του SER, που θα αξιολογηθεί στη συνέχεια.

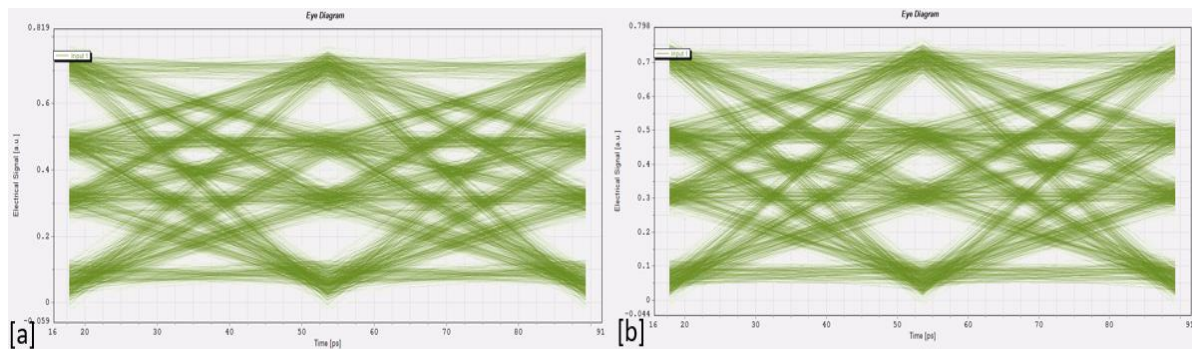
Για μήκος οπτικής ίνας 30 km:



Σχήμα 4.12: Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος (a) με συχνότητα εκπομπής 193.41THz(1550nm) και (b) με συχνότητα εκπομπής 192.79THz(1555nm) - 30km.

Παρατηρώντας τα 2 διαγράμματα του σχήματος 4.12, διακρίνουμε ικανοποιητικό «άνοιγμα» οφθαλμών και ευδιάκριτο διαχωρισμό των τεσσάρων σταθμών. Παρατηρούμε μία μικρή αύξηση του timing jitter σε σχέση με την προηγούμενη απόσταση, αλλά όπως σχολιάστηκε και στην προηγούμενη περίπτωση, για την σύγκρισή τους (με την προηγούμενη απόσταση) θα πρέπει να συνεκτιμηθεί η τιμή του SER.

Για μήκος οπτικής ίνας 40 km:

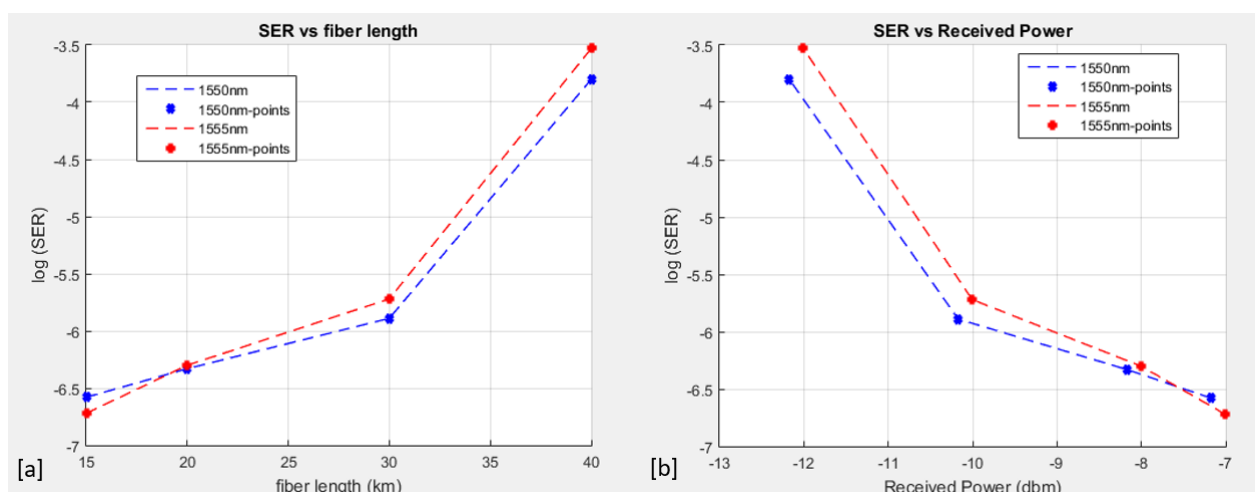


Σχήμα 4.13: Διαγράμματα οφθαλμού λαμβανόμενου σήματος (a) με συχνότητα εκπομπής 193.41THz(1550nm) και (b) με συχνότητα εκπομπής 192.79THz(1555nm) – 40 km.

Αξιολογώντας το σχήμα 4.13 διακρίνουμε οφθαλμούς περισσότερο «κλειστούς» σε σχέση με τους αντίστοιχους των 30 km. Αυτό είναι αναμενόμενο και οφείλεται στα φαινόμενα της διασποράς και εισαγωγής θορύβου που επιδρούν αθροιστικά στο σύστημα του transceiver. Παρόλα αυτά, οι οφθαλμοί και σε αυτή την περίπτωση είναι ευδιάκριτοι.

Πίνακας 4.2: Μελέτη του SER και της λαμβανόμενης ισχύος για Inter DCI, βάση διακριτών αποστάσεων, συχνότητας εκπομπής και ρυθμού μετάδοσης.

Απόσταση οπτικής ίνας(km)	SER	Συχνότητα εκπομπής(THz)	Ρυθμός μετάδοσης(Gbps)	Ισχύς λαμβανόμενου σήματος(dbm)
15	$2.64 \cdot 10^{-7}$	193.41	224	-7.171
	$1.9 \cdot 10^{-7}$	192.79	224	-7.005
20	$4.67 \cdot 10^{-7}$	193.41	224	-8.171
	$4.93 \cdot 10^{-7}$	192.79	224	-8.005
30	$1.3 \cdot 10^{-6}$	193.41	224	-10.171
	$1.91 \cdot 10^{-6}$	192.79	224	-10.005
40	$1.6 \cdot 10^{-4}$	193.41	224	-12.171
	$2.97 \cdot 10^{-4}$	192.79	224	-12.005



Σχήμα 4.14: Διάγραμμα σχέσης SER-μήκους οπτικής ίνας (a), Διάγραμμα σχέσης SER-Receiver Power (b) – για μήκη κύματος 1550-1555nm - Inter DCI.

Με βάση τα εξαγόμενα αποτελέσματα προέκυψαν οι ακόλουθες διαπιστώσεις:

Τα αποτελέσματα των simulations αποτελούν κατά κάποιο τρόπο μία επέκταση των αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα και αφορούσαν τη μελέτη ανά γραμμή. Δηλαδή, αυξάνοντας την απόσταση της ίνας, παρατηρήσαμε αύξηση του SER

και χειροτέρευση των διαγραμμάτων οφθαλμού (σμίκρυνση διαστάσεων οφθαλμών). Όπως αποδείχτηκε, καταφέραμε για κάθε μία από τις τέσσερις αποστάσεις να επιτύχουμε συνολικό bandwidth ίσο με 448Gbps, διπλασιάζοντας το capacity per lane που είχαμε μελετήσει στην Ενότητα 4.1. Τα αποτελέσματα αυτά χαρακτηρίστηκαν ως αποδεκτά τόσο με κριτήριο το SER, αφού ακόμη και στο worst case scenario των 40 km δεν ξεπερνούσε το FEC limit, όσο και με την αξιολόγηση του eye diagram. Επιπλέον, ήταν αναμενόμενα καθότι τόσο ο πολυπλέκτης όσο και ο αποπολυπλέκτης που χρησιμοποιήθηκαν ήταν ιδανικοί.

Όσον αφορά το σύνολο των αποστάσεων, οι προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν είτε σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης των 112GBaud per lane είτε πολυπλέκοντας περισσότερα μήκη κύματος, απέδιδαν σε κάθε περίπτωση εξαιρετικά παραμορφωμένο σήμα και ως εκ τούτου δεν συμπεριελήφθησαν στην εργασία, αλλά αποτελούν έναυσμα-πρόκληση για μελλοντική εργασία, όπως θα αναλυθεί στο επόμενο Κεφάλαιο.

Κεφάλαιο 5

Συμπεράσματα-Προτάσεις για μελλοντική εργασία

5.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Χρησιμοποιώντας θεωρητική ανάλυση και προσομοιωτική μελέτη εξετάστηκε διεξοδικά ο σχεδιασμός και ανάπτυξη μίας νέας γενιάς οπτικών πομποδεκτών για οπτικές διασυνδέσεις. Αυτές αφορούν τόσο τις διασυνδέσεις εντός του ίδιου Κέντρου Δεδομένων (Intra Data Center Interconnections), όσο και μεταξύ αυτών (Inter Data Center Interconnections). Συζητήθηκαν τα τεχνικά χαρακτηριστικά των επί μέρους διατάξεων που συνθέτουν τους εν λόγω πομποδέκτες, τα οποία προσδιορίστηκαν επακριβώς με κατάλληλες ρυθμίσεις των παραμέτρων τους. Πραγματοποιήθηκε προσομοιωτική μελέτη για τέσσερις διακριτές αποστάσεις και στις δύο αυτές περιπτώσεις, κάνοντας χρήση του προγράμματος VPITransmission maker. Τα αποτελέσματα αυτών αξιολογήθηκαν με κριτήρια το διάγραμμα οφθαλμού και το λόγο εσφαλμένων συμβόλων στη μεριά του δέκτη, ο οποίος κρίθηκε αποδεκτός για τιμές μικρότερες από 10^{-3} , με κριτήριο το FEC limit.

Σε ότι αφορά τη διάταξη οπτικού πομποδέκτη για Intra DCI, επιτεύχθηκε ρυθμός μετάδοσης 112GBaud per lane, με σχήμα διαμόρφωσης PAM4, για το σύνολο των εξεταζόμενων αποστάσεων.

Σε ότι αφορά τη διάταξη οπτικού πομποδέκτη για Inter DCI, επιτεύχθηκε ρυθμός μετάδοσης 112GBaud per lane, με σχήμα διαμόρφωσης PAM4, για όλες τις αποστάσεις. Εν συνεχεία, τροποποιώντας κατάλληλα τη διάταξη αυτή και χρησιμοποιώντας την τεχνική WDM για δύο μήκη κύματος με 112GBaud per lane, καταφέραμε να διπλασιάσουμε το συνολικό Bandwidth για το σύνολο των αποστάσεων. Υπό αυτό το πρίσμα, ξεκίνησε επιπλέον η μελέτη και ο σχεδιασμός για την υλοποίηση πολυπλεξίας τεσσάρων μηκών κύματος, που όμως δεν κατέστη εφικτό να ολοκληρωθεί, λόγω των χρονικών περιορισμών που υπήρχαν.

5.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Έχοντας αποδείξει τη δυνατότητα επίτευξης ρυθμού μετάδοσης 112Gbaud ανά γραμμή, επόμενο βήμα θα αποτελούσε η πολυπλεξία τεσσάρων και οκτώ μηκών κύματος, προκειμένου να αυξηθεί το συνολικό Bandwidth σε 800Gbps και 1.6 Tbps, αντιστοίχως. Για την υλοποίηση αυτού, θα πρέπει να βελτιωθεί ακόμη περισσότερο η Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος, με την ανάπτυξη κατάλληλων αλγορίθμων που να αντισταθμίζουν τη διασπορά. Επιπλέον, η χρήση Forward Error Correction (FEC) τόσο στη μεριά του πομπού όσο και του δέκτη θα μας επιτρέψει να φτάσουμε σε ακόμη υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης.

Μία πραγματική υλοποίηση των συγκεκριμένων οπτικών πομποδεκτών θα απαιτούσε την ανάπτυξη μίας ολοκληρωμένης φωτονικής πλατφόρμας ώστε τα τυπωθεί το κύκλωμα σαν μία συσκευή πολύ μικρού μεγέθους με εξαιρετικά μικρές αποστάσεις μεταξύ των διατάξεών του. Προκειμένου να επιτευχθεί αυτό θα πρέπει αφενός τα φωτονικά εξαρτήματα και τα ηλεκτρονικά ολοκληρωμένα κυκλώματα να είναι co-integrated στο ίδιο chip, αφετέρου να βασίζονται σε μεμβράνες κατασκευασμένες από Φωσφίδιο του Ινδίου (Indium Phosphide, InP).

Βιβλιογραφία

- [1] Schow Clint L, et al. A 24-channel, 300 Gb/s, 8.2 pJ/bit, full-duplex fiber-coupled optical transceiver module based on a single “holey” CMOS IC. *J. Lightwave Technol.* 2011;29:542_53.
- [2] <https://mphotronics.mit.edu/docman/ctr/ctr-3/short-reach-interconnect-twg/722-on-boardoptical-interconnection-digest-1/file>.
- [4] Optical interconnects:fundamentals D. Tsiokos and G.T. Kanellos Aristotle University of Thessaloniki, Thessaloniki, Greece, Center for Research and Technology Hellas, Thessaloniki, Greece, 2014
- [5] ITRS. Overall roadmap technology characteristics tables. [Online]. Available: <http://www.itrs.net/Links/2010ITRS/Home2010.htm>; 2010.
- [6] Tokoro T, et al. Engineering a 150 Gbit/s optical active cable to meet the needs of the data center environment. In: *Proc. OFC 2011*; 6_10 Mar 2011.
- [7] Fields MH et al. Transceivers and optical engines for computer and datacenter interconnects. In: *Proc. OFC, OTuP1, Los Angeles (CA)*; 2011.
- [8] Orcutt JS, Moss B, Sun C, Leu J, Georgas M, Shainline J, et al. Open foundry platform for high performance electronic-photonic integration. *Opt Express* 2012; 20(11):12222_32.
- [9] Matsuo S, et al. 40 Gb/s direct modulation of membrane buried heterostructure DFB laser on SiO₂/Si substrate. In: *International semiconductor laser conference 2014, Mallorca*; 7_10 Sep 2014.
- [10] Giles M. Future of HPC (trends, opportunities and challenges). In: *HPC symposium, Bath*; 4 June 2013.
- [11] Matsuoka Y, et al. 20-Gb/s/ch high-speed low-power 1-Tb/s multilayer optical printed circuit board with lens-integrated optical devices and CMOS IC. *IEEE Photon Technol Lett* 2011;23(18).
- [12] Brusberg L, et al. Glass carrier based packaging approach demonstrated on a parallel optoelectronic transceiver module for PCB assembling. In: *IEEE Proc. ECTC*; 2010, Art. No. 549096
- [13] Cisco Global Cloud Index, “Index 2013–2018 (2014),” Cisco Systems Inc., San Jose (2016).
- [14] N. Farrington and A. Andreyev, “Facebook’s data center network architecture,”

in Optical Interconnects Conference (IEEE, 2013).

[15] S. Rumley, M. Bahadori, R. Polster, S. D. Hammond, D. M. Calhoun, K. Wen, A. Rodrigues, and K. Bergman, "Optical interconnects for extreme scale computing systems," *Parallel Comput.* 64, 65–80 (2017).

[16] K. Wen, P. Samadi, S. Rumley, C. P. Chen, Y. Shen, M. Bahadori, K. Bergman, and J. Wilke, "Flexfly: enabling a reconfigurable dragonfly through silicon photonics," in *International Conference for High Performance Computing, Networking, Storage and Analysis, SC16* (IEEE, 2016).

[17] S. A. Reinemo, T. Skeie, and M. K. Wadekar, "Ethernet for high-performance data centers: on the new IEEE datacenter bridging standards," *IEEE Micro* 30, 42–51 (2010).

[18] Q. Cheng, M. Bahadori, S. Rumley, and K. Bergman, "Highly-scalable, low-crosstalk architecture for ring-based optical space switch fabrics," in *IEEE Optical Interconnects Conference (OI)*, Santa Fe, New Mexico, USA (2017), pp. 41–42.

[19] <https://ict-twilight.eu>

[20] Cisco global cloud index: forecast and methodology, 2014–2019 white paper, 2016.

[21] 100G PSM4 Specification, www.PSM4.org

[22] 400 Gb/s Ethernet Study Group, www.ieee802.org/3/400GSG/.

[23] M. W. Haney, R. Nair and T. Gu, "Chip-scale Integrated Optical Interconnects – a Key Enabler for Future High Performance Computing," *Proc. SPIE 8267* (2012).

[24] T. Hino et al., "A 10 Gbps 12 channel Pluggable Optical Transceiver for High-speed Interconnections", *Proc. ECTC*, 2008.

[25] C. L. Schow, "Power-Efficient Transceivers for High-Bandwidth Short-Reach Interconnects", *Proc. OFC paper Oth1E.4*, 2012.

[26] I. A. Young et al., "Optical I/O Technology for Tera-Scale Computing", *IEEE I. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 12, pp. 2646-2657, Dec. 2005.

[26] X. Tang et al., "40-Gb/s PAM4 Transmission Using Simplified Nonlinear Equalizations for Next-Generation Access Network," in *Proc. ACP 2017*, paper S3C.2.

[27] X. Li et al., "4h28 Gb/s PAM4 Long-Reach PON Using Low Complexity Nonlinear Compensation," in *Proc. OFC 2017*, paper M3H.4.