



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Τεχνικές επεξεργασίας σήματος για οπτικές διασυνδέσεις
εντός υπολογιστικών κέντρων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χριστίνα Γ. Ζαχαράκη-Ρήγα

Επιβλέπων : Ηρακλής Β. Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2019



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ

ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**Τεχνικές επεξεργασίας σήματος για οπτικές διασυνδέσεις
εντός υπολογιστικών κέντρων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χριστίνα Γ. Ζαχαράκη-Ρήγα

Επιβλέπων : Ηρακλής Β. Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 30η Οκτωβρίου 2019.

.....
Η. Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Α. Παναγόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γ. Ματσόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2019

.....
Χριστίνα Γ. Ζαχαράκη-Ρήγα

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

Copyright © Χριστίνα Γ. Ζαχαράκη-Ρήγα, 2019

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 συνεχής αύξηση της ζήτησης της χωρητικότητας των κέντρων δεδομένων λόγω του μεγάλου όγκου πληροφορίας οδηγεί στην ανάγκη ανάπτυξης ταχύτερης επεξεργασίας, αποθήκευσης και μεταφοράς δεδομένων. Στην ικανοποίηση αυτής της ανάγκης συμβάλλουν οι επικοινωνίες δια μέσου οπτικών ινών, οι οποίες παρουσιάζουν ελάχιστη εξασθένηση στη μετάδοση του σήματος και καλύπτουν ένα τεράστιο εύρος ζώνης. Το τεράστιο διαθέσιμο φάσμα των οπτικών ινών σε συνδυασμό με τεχνικές πολυπλεξίας μήκους κύματος και με σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης αποτελούν τους κύριους τρόπους αντιμετώπισης του προβλήματος.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναφέρονται αρχικά κάποια γενικά στοιχεία για τα κέντρα δεδομένων, την ενεργειακή κατανάλωση, τις αρχιτεκτονικές δικτύων, τις οπτικές διασυνδέσεις που χρησιμοποιούνται για τη διασύνδεση των servers και την εξέλιξη της ταχύτητας των διασυνδέσεων από 100Gbps σε 400Gbps.

Στη συνέχεια γίνεται μια εισαγωγή και περιγραφή των στοιχείων μιας οπτικής διασύνδεσης για επικοινωνίες εντός των κέντρων δεδομένων, περιγραφή των τεχνικών επεξεργασίας σήματος που χρησιμοποιούνται για βελτίωση της ποιότητας του σήματος και αντιστάθμιση των ατελειών του συστήματος μετάδοσης και προσομοίωση μιας οπτικής διασύνδεσης που υλοποιείται με ρυθμό μετάδοσης 56 Gbaud, σχήμα διαμόρφωσης PAM-4, πολυπλεξία στο μήκος κύματος (WDM) για συνολική χωρητικότητα 400Gb/s και 800Gb/s και τεχνικές επεξεργασίας σήματος (Nyquist filtering, upsampling, resampling, time recovery) με το κατάλληλο λογισμικό VPI Transmission Maker. Πιο συγκεκριμένα, αλλάζοντας παραμέτρους του συστήματος, όπως το διαθέσιμο εύρος ζώνης του πομπού και του δέκτη, το σημείο πόλωσης και το διαθέσιμο πλάτος του σήματος οδήγησης του διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης, μελετήσαμε την επίδρασή τους στην επίδοση του συστήματος χρησιμοποιώντας βασικούς δείκτες απόδοσης, όπως το ρυθμό λαθών στο δέκτη (Symbol Error Rate) και του λόγου σβέσης. Επίσης με τη χρήση κατάλληλου αλγορίθμου ισοστάθμισης (Decision Feedback Equalizer που υλοποιεί τον Least Mean Square) μελετήσαμε την ικανότητα μετριασμού των ατελειών. Επιπλέον, μελετήσαμε την επίδραση της ολίσθησης του μήκους κύματος εκπομπής του λέιζερ λόγω θερμοκρασιακών μεταβολών στην οπτική ισχύ εξόδου του πολυπλέκτη.

Τέλος μοντελοποιήθηκε εν μέρει στο Matlab μια οπτική διασύνδεση 56 GBaud PAM4, στην οποία εφαρμόζεται Nyquist filtering, Continuous Time Linear Equalizer (CTLE) με peaking και time recovery, ώστε να αντισταθμιστούν οι ατέλειες του συστήματος και να ληφθεί το σωστό σήμα. Εκτός από το σχεδιασμό του συστήματος μετάδοσης παρατίθεται ο κώδικας και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης καθώς επίσης και διάφορα διαγράμματα.

Λέξεις-κλειδιά: οπτικές επικοινωνίες, οπτικές διασυνδέσεις, επικοινωνίες εντός υπολογιστικών κέντρων, υπολογιστικά κέντρα, διαμόρφωση PAM4, ψηφιακή επεξεργασία σήματος, εξωτερικά διαμορφωμένο λέιζερ, διαμορφωτής ηλεκτροαπορρόφησης

Abstract

The continuous increase in demand for data center capacity due to the large amount of information leads to the need for faster processing, storage and data transfer. Data center interconnects based on optical fibers contribute to meeting this need, because they have minimal impedance to the signal transmission and cover a huge bandwidth. The huge available bandwidth of fiber optics in combination with wavelength multiplexers and higher modulation formats are the main ways to deal with this problem.

This thesis first provides some background information on data centers, network architectures, power consumption, the optical interfaces that are used to interconnect servers and the evolution of the interfaces' speeds from 100Gbps to 400Gbps.

Further, the thesis provides an introduction and description of the building blocks of an optical interface for communications within data centers, a description of the signal processing techniques that are used to improve signal quality and to compensate the imperfections of the transmission system, and a simulation of an optical interconnect. The latter is implemented at a transmission rate of 56 Gbaud, PAM-4 modulation format, Wavelength Division Multiplexing (WDM) for a total of 400Gb/s and 800Gb/s capacity and digital signal processing techniques (Nyquist filtering, upsampling, resampling, time recovery) using the appropriate simulation software VPI Transmission Maker. In particular, by changing the system parameters such as the available bandwidth of the transmitter and receiver, the bias point and the drive amplitude of the electro-absorption modulator, we studied their effect on system performance using key performance indicators, such as symbol error rate at the receiver and the extinction ratio of the received signal. We have also studied the ability to mitigate imperfections by using an appropriate equalization algorithm (Decision Feedback Equalizer which implements Least Mean Square). In addition, we have studied the effect of the emission wavelength drift of lasers on the optical output power of the multiplexer, due to temperature changes.

Finally, a 56 GBaud PAM4 optical interface was partially modeled in Matlab, which uses Nyquist filtering, Continuous Time Linear Equalizer (CTLE) with peaking and time recovery to compensate system imperfections and recover the signal. In addition to the design of the transmission system, the code and results of the simulation are presented, as well as various diagrams.

Key-words: optical communications, optical interconnects, intra-data center communication, data centers, PAM4 modulation, digital signal processing, externally modulated lasers, electro-absorption modulator

Ευχαριστίες

Το πέρασμά μου από τη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών ΕΜΠ κλείνει με την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας στο Εργαστήριο Φωτονικών Επικοινωνιών (ΕΦΕ) του ΕΜΠ την περίοδο 2018–2019. Σίγουρα η πορεία μου δεν θα μπορούσε να ήταν η ίδια χωρίς ορισμένους ανθρώπους.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο για τη δυνατότητα που μου έδωσε να εμβαθύνω τις γνώσεις μου στις οπτικές επικοινωνίες.

Επιπλέον, θα ήθελα να εκφράσω τις ιδιαίτερες ευχαριστίες μου στον υποψήφιο διδάκτωρ Παναγιώτη Γκρούμα για την πολύτιμη βοήθεια και καθοδήγηση καθόλη τη διάρκεια της εργασίας αλλά και για το χρόνο που μου προσέφερε κάθε φορά με μεγάλη χαρά.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για τη διαρκή στήριξή τους, καθώς και τις φίλες μου και το αγόρι μου που ήταν πάντα δίπλα μου όλα αυτά τα όμορφα χρόνια.

Χριστίνα Ζαχαράκη-Ρήγα

Οκτώβριος 2019

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	3
Abstract	5
Ευχαριστίες.....	7
Περιεχόμενα	9
Πίνακας σχημάτων	11
1. Εισαγωγή.....	15
1.1. Υπολογιστικά κέντρα	15
1.2. Μελλοντικές προβλέψεις.....	16
1.2.1. Κέντρα δεδομένων και cloud	16
1.2.2. Υπερκλιμακούμενα κέντρα δεδομένων	18
1.3. Ενεργειακή κατανάλωση.....	19
1.4. Βασική δομή υπολογιστικού κέντρου	20
1.5. Αρχιτεκτονική fat-tree.....	22
1.6. Αρχιτεκτονική leaf-spine.....	24
1.6.1. Αρχιτεκτονική leaf-spine 2 επιπέδων	24
1.6.2. Αρχιτεκτονική leaf-spine 3 επιπέδων	25
1.7. Κίνητρο εργασίας.....	26
2. Οπτικές διασυνδέσεις σε υπολογιστικά κέντρα.....	27
2.1. Εξέλιξη οπτικών δικτύων και ανάγκη για περισσότερο εύρος ζώνης.....	27
2.1.1. 100G LAN.....	29
2.1.2. 400G LAN.....	30
2.2. Πρότυπα 100GbE, 200GbE, 400GbE.....	33
2.3. Οδικός χάρτης δικτύων	35
2.4. Περιγραφή οπτικών διασυνδέσεων	37
2.5. Ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP).....	41
2.5.1. Ανάγκη για DSP.....	41
2.5.2. Αλυσίδες DSP.....	43
2.6. Ισοσταθμιστές.....	44
2.6.1. Adaptive Equalizers.....	46
2.6.2. Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE).....	49
2.6.3. Αλγόριθμοι	50
2.7. Διαμόρφωση PAM στις οπτικές διασυνδέσεις.....	54
3. VPI.....	57
3.1. Σύστημα μετάδοσης με 1 κανάλι (100 Gbps).....	57
3.1.1. Ιδανικό σήμα PAM4.....	62

3.1.2.	Σημείο πόλωσης	63
3.1.3.	Περιορισμός εύρους ζώνης.....	65
3.2.	Σύστημα μετάδοσης με 4 κανάλια (400 Gbps)	68
3.3.	Σύστημα μετάδοσης με 8 κανάλια (800 Gbps)	73
4.	Υλοποίηση ψηφιακών φίλτρων σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB	77
4.1.	Περιγραφή φίλτρων.....	77
4.1.1.	Raised Cosine Filter (RC)	77
4.1.2.	(Square) Root Raised Cosine Filter (RRC)	78
4.2.	Περιγραφή της μεθοδολογίας για την υλοποίηση ψηφιακών φίλτρων στο Matlab και αποτελέσματα.....	79
4.2.1.	Πομπός	79
4.2.2.	Δέκτης	87
5.	Συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική έρευνα	92
5.1.	Σύνοψη και συμπεράσματα	92
5.2.	Μελλοντική έρευνα	92
	Παράρτημα.....	94
	Βιβλιογραφία.....	104

Πίνακας σχημάτων

Σχήμα 1.1 – Υπολογιστικό κέντρο της Amazon	15
Σχήμα 1.2 – Απόδοση, Απαιτήσεις εύρους ζώνης, Όριο επιτρεπόμενης κατανάλωσης ενέργειας.....	16
Σχήμα 1.3 – Παγκόσμια ανάπτυξη IP κίνησης κέντρων δεδομένων.....	16
Σχήμα 1.4 – Παγκόσμια κίνηση κέντρων δεδομένων ανά προορισμό για το 2021	17
Σχήμα 1.5 – Ανάπτυξη cloud κίνησης κέντρων δεδομένων.....	17
Σχήμα 1.6 – Παγκόσμια ανάπτυξη υπερκλιμακούμενων κέντρων δεδομένων	18
Σχήμα 1.7 – Προβλέψεις για την εξέλιξη των υπερκλιμακούμενων κέντρων δεδομένων για την περίοδο 2016-2021	18
Σχήμα 1.8 – Εύρος ζώνης και κατανάλωση ενέργειας στα κέντρα δεδομένων	20
Σχήμα 1.9 – Τυπική δομή κέντρου δεδομένων (αρχιτεκτονική τριών επιπέδων)	20
Σχήμα 1.10 – Τυπικό υπολογιστικό κέντρο	21
Σχήμα 1.11 – Αρχιτεκτονική fat-tree (n=4 pods)	23
Σχήμα 1.12 – Αρχιτεκτονική leaf-spine δύο επιπέδων.....	25
Σχήμα 1.13 – Αρχιτεκτονική leaf-spine τριών επιπέδων	26
Σχήμα 2.1 – Η εξέλιξη των οπτικών δικτύων.....	27
Σχήμα 2.2 – Ρυθμός αύξησης συνδεδεμένων συσκευών.....	28
Σχήμα 2.3 – Εξέλιξη ταχυτήτων Ethernet	29
Σχήμα 2.4 – Ιστορικός σειριακός ρυθμός δυαδικών ψηφίων	30
Σχήμα 2.5 – Λύσεις 400GbE με διαφορετικές γραμμές και ρυθμούς διάδοσης	31
Σχήμα 2.6 – Ταχύτητες Ethernet και αριθμός καναλιών.....	31
Σχήμα 2.7 – Κλιμάκωση Ethernet	31
Σχήμα 2.8 – Πρότυπα για 100GbE.....	33
Σχήμα 2.9 – Πρότυπα για 200GbE.....	33
Σχήμα 2.10 – Πρότυπα για 400GbE.....	33
Σχήμα 2.11 – Πρότυπα 400GBASE	33
Σχήμα 2.12 – Εξέλιξη των προτύπων Ethernet	34
Σχήμα 2.13 – Οδικός χάρτης Ethernet 2016.....	35
Σχήμα 2.14 – Οδικός χάρτης Ethernet 2018.....	36
Σχήμα 2.15 – Οδικός χάρτης Ethernet.....	36
Σχήμα 2.16 – Τυπική οπτική διασύνδεση	38
Σχήμα 2.17 – InP με EAM	40
Σχήμα 2.18 – Διάγραμμα DSP για σήμα PAM4 στον πομπό και στο δέκτη	43
Σχήμα 2.19 – Απόκριση συχνότητας καναλιού, ισοσταθμιστή και ισοσταθμισμένου σήματος	46
Σχήμα 2.20 – Επιλογές φιλτραρίσματος CTLE.....	47
Σχήμα 2.21 – Ο DFE χρησιμοποιεί ένα κύκλωμα απόφασης για τον κύκλο ανάδρασης.....	49
Σχήμα 2.22 – Οπτικός δέκτης MLSE.....	50
Σχήμα 2.23 – Προσαρμοστικό φίλτρο.....	53
Σχήμα 2.24 – PAM-N block diagram. Symbols: Pseudo-Random-Bit-Sequence (PRBS), Forward Error Correction (FEC), Digital-to-Analog Converter (DAC), Driver (DRV), Directly Modulated Laser (DML), Externally Modulated Laser (EML), Single Mode Fiber (SMF), Photo-Detector (PD), Analog-to-Digital Converter (ADC), Equalizer (EQ)	55
Σχήμα 2.25 – Κυματομορφές PAM στην έξοδο DAC (αριστερά) και στην είσοδο ADC (δεξιά) μετά από μετάδοση 2km	56
Σχήμα 2.26 – Διαμόρφωση PAM4.....	56
Σχήμα 3.1 – Σύστημα μετάδοσης PAM4 με ένα κανάλι στο VPI.....	57

Σχήμα 3.2 – Ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία (PRBS).....	57
Σχήμα 3.3 – Ψηφιακή επεξεργασία σήματος στον πομπό.....	57
Σχήμα 3.4 – Μετατροπέας ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC)	58
Σχήμα 3.5 – Ενισχυτής (Driver).....	58
Σχήμα 3.6 – Εξωτερικά διαμορφωμένο λέιζερ (EML).....	58
Σχήμα 3.7 – Οπτική ίνα.....	59
Σχήμα 3.8 – Εξασθένιση	59
Σχήμα 3.9 – Φωτοδίοδος.....	59
Σχήμα 3.10 – Μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC)	60
Σχήμα 3.11 – Ψηφιακή επεξεργασία σήματος στο δέκτη	60
Σχήμα 3.12 – Ανάκτηση χρονισμού.....	61
Σχήμα 3.13 – Εκτίμηση πιθανότητας σφάλματος συμβόλων (BER)	61
Σχήμα 3.14 – Ανάκτηση χρονισμού και BER.....	61
Σχήμα 3.15 – Analyzer.....	62
Σχήμα 3.16 – Διάγραμμα οφθαλμού ιδανικού σήματος PAM4.....	62
Σχήμα 3.17 – Συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας ιδανικού σήματος PAM4.....	62
Σχήμα 3.18 – Πόλωση.....	63
Σχήμα 3.19 – Συνάρτηση μεταφοράς του EAM.....	64
Σχήμα 3.20 – Λόγος σβέσης για διαφορετικούς συνδυασμούς πλατών οδήγησης και σημείων πόλωσης.....	64
Σχήμα 3.21 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας πριν την ψηφιακή επεξεργασία σήματος	65
Σχήμα 3.22 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος	65
Σχήμα 3.23 – Εύρος ζώνης του EML.....	66
Σχήμα 3.24 – Ρυθμός λαθών συμβόλων για περιορισμό εύρους ζώνης στον πομπό	66
Σχήμα 3.25 – Το σήμα πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία για εύρος ζώνης πομπού 20GHz και 30GHz.....	67
Σχήμα 3.26 – Το σήμα πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία για εύρος ζώνης πομπού 40GHz και 50GHz.....	67
Σχήμα 3.27 – Ρυθμός λαθών συμβόλων για περιορισμό εύρους ζώνης στο δέκτη.....	67
Σχήμα 3.28 – Το σήμα πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία για εύρος ζώνης δέκτη 20GHz και 30GHz.....	68
Σχήμα 3.29 – Το σήμα πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία για εύρος ζώνης πομπού 40GHz και 50GHz.....	68
Σχήμα 3.30 – Σύστημα μετάδοσης με 4 κανάλια στο VPI.....	69
Σχήμα 3.31 – Φάσμα EML πριν τον AWG.....	69
Σχήμα 3.32 – Φάσμα EML μετά τον AWG	70
Σχήμα 3.33 – Φάσμα EML και AWG πριν και μετά την ολίσθηση συχνότητας εκπομπής....	70
Σχήμα 3.34 – Ισχύ λέιζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασία αναφοράς 25°C	71
Σχήμα 3.35 – Ισχύ λέιζερ για μεταβολές ολίσθησης συχνότητας εκπομπής με θερμοκρασία αναφοράς 25°C	71
Σχήμα 3.36 – Ισχύ λέιζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασία αναφοράς 45°C	72
Σχήμα 3.37 – Ισχύ λέιζερ για μεταβολές ολίσθησης συχνότητας εκπομπής με θερμοκρασία αναφοράς 45°C	72
Σχήμα 3.38 – Σύστημα μετάδοσης με 8 κανάλια στο VPI.....	73
Σχήμα 3.39 – Φάσμα EML πριν τον AWG.....	74
Σχήμα 3.40 – Φάσμα EML μετά τον AWG	74

Σχήμα 3.41 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασία αναφοράς 25°C ...	75
Σχήμα 3.42 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές ολίσθησης συχνότητας εκπομπής με θερμοκρασία αναφοράς 25°C	75
Σχήμα 3.43 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασίας αναφοράς 45°C...	76
Σχήμα 3.44 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασίας αναφοράς 45°C...	76
Σχήμα 4.1 – Απόκριση συχνότητας RC	Σχήμα 4.2 – Κρουστική
απόκριση RC	77
Σχήμα 4.3 – Κρουστική απόκριση παλμού μετά το φίλτρο συνημιτόνου.....	78
Σχήμα 4.4 – Κρουστική απόκριση RRC	Σχήμα 4.5 – Κανονικοποιημένο φάσμα
.....	78
Σχήμα 4.6 – PRBS 11 ^{ης} τάξης	79
Σχήμα 4.7 – Κωδικοποίηση (encoding), δειγματοληψία (upsampling) και φάσμα του σήματος	
.....	80
Σχήμα 4.8 – Φίλτρο συνημιτόνου (RC)	80
Σχήμα 4.9 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά την εφαρμογή του φίλτρου συνημιτόνου	81
Σχήμα 4.10 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στη συχνότητα μετά την εφαρμογή του φίλτρου συνημιτόνου	81
Σχήμα 4.11 – Βαθυπερατό φίλτρο (LPF)	81
Σχήμα 4.12 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου.....	82
Σχήμα 4.13 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στη συχνότητα μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου.....	82
Σχήμα 4.14 – Ισοσταθμιστής CTLE.....	82
Σχήμα 4.15 – Ισοσταθμισμένο σήμα στο χρόνο.....	83
Σχήμα 4.16 – Βαθυπερατό φίλτρο, ισοσταθμιστής και ισοσταθμισμένο σήμα στη συχνότητα	83
Σχήμα 4.17 – Συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή (EAM)	84
Σχήμα 4.18 – Διαμορφωμένο σήμα στο χρόνο	84
Σχήμα 4.19 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά τη δειγματοληψία.....	85
Σχήμα 4.20 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του φίλτρου συνημιτόνου.....	85
Σχήμα 4.21 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου	85
Σχήμα 4.22 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του ισοσταθμιστή	86
Σχήμα 4.23 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την προπαραμόρφωση	86
Σχήμα 4.24 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά τη διαμορφωτή.....	86
Σχήμα 4.25 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά τη φωτοδίοδο.....	87
Σχήμα 4.26 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά το φορτίο	87
Σχήμα 4.27 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου.....	88
Σχήμα 4.28 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στη συχνότητα μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου.....	88
Σχήμα 4.29 – Αναπαράσταση ισοσταθμισμένου σήματος PAM4 στο χρόνο	88
Σχήμα 4.30 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά το downsampling	89

Σχήμα 4.31 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στη συχνότητα μετά το downsampling	89
Σχήμα 4.32 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου	90
Σχήμα 4.33 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του ισοσταθμιστή	90
Σχήμα 4.34 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την ανάκτηση χρονισμού	90
Σχήμα 4.35 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά το downsampling	91

1. Εισαγωγή

1.1. Υπολογιστικά κέντρα

Τα σύγχρονα υπολογιστικά κέντρα προέρχονται από την πρόωμη εποχή της πληροφορικής, που υπήρχαν ειδικοί χώροι (computer rooms) απαραίτητοι για την οργάνωση και τη λειτουργία των πρώτων υπολογιστών. Με την εξέλιξη της μικροηλεκτρονικής τα υπολογιστικά συστήματα εξαπλώθηκαν παγκοσμίως. Στη σημερινή εποχή, που χαρακτηρίζεται από τη ραγδαία ανάπτυξη του διαδικτύου και των αναδυόμενων εφαρμογών (social networking, cloud computing, streaming video) αυξάνεται η ζήτηση σε εύρος ζώνης (bandwidth). Λόγω του τεράστιου όγκου πληροφορίας και δεδομένων, εμφανίζεται επιτακτική η ανάγκη ανάπτυξης δικτύων μεγαλύτερης χωρητικότητας συνδυασμένα με χαμηλό κόστος. Ένα κέντρο δεδομένων είναι ένα σύνολο υπολογιστικών πόρων συγκεντρωμένοι σε ένα ή περισσότερα κτίρια, που χρησιμοποιούν δίκτυα επικοινωνίας για να φιλοξενούν εφαρμογές και να αποθηκεύουν δεδομένα. Το κέντρο δεδομένων ουσιαστικά παρέχει σε κάθε επιχείρηση όλη την απαιτούμενη υπολογιστική ισχύ, τον αποθηκευτικό χώρο και τις εφαρμογές που χρειάζεται. Γι αυτό είναι σημαντικό να είναι σχεδιασμένα με τέτοιο τρόπο, ώστε να επιτυγχάνεται η επιθυμητή απόδοση, η ανθεκτικότητα και η δυνατότητα εκσυγχρονισμού του στο μέλλον.

Με την ανάπτυξη του Cloud Computing διερευνάται από επιχειρηματικούς και κυβερνητικούς οργανισμούς η εξέλιξη των υπολογιστικών κέντρων σε θέματα ασφαλείας, διαθεσιμότητας και περιβαλλοντικού κόστους. Επισημαίνεται ότι οι προδιαγραφές κατασκευής και λειτουργίας τους ορίζονται από διεθνείς οργανισμούς καθώς η δαπάνη συντήρησης χαρακτηρίζεται ιδιαίτερα υψηλή.



Σχήμα 1.1 – Υπολογιστικό κέντρο της Amazon

1.2. Μελλοντικές προβλέψεις

Οι διακομιστές παρουσιάζουν εκθετική αύξηση τα τελευταία χρόνια στα κέντρα δεδομένων. Οι εφαρμογές που φιλοξενούνται στα υπολογιστικά κέντρα χρειάζονται πολλά δεδομένα και απαιτούν έντονη επικοινωνία μεταξύ των εξυπηρετητών (π.χ. μπορεί να χρησιμοποιηθούν περισσότεροι από 1000 διακομιστές για μια αναζήτηση ιστού). Αυτή η αλληλεπίδραση οδηγεί στην ανάγκη ανάπτυξης πιο αποτελεσματικών συστημάτων διασύνδεσης με υψηλό εύρος ζώνης, μειωμένη καθυστέρηση και χαμηλή καταναλισκόμενη ισχύ. Χαρακτηριστικό είναι ότι ακόμα και ο πιο εξελιγμένος εξοπλισμός μπορεί να παρέχει μόνο 50% εύρος ζώνης.

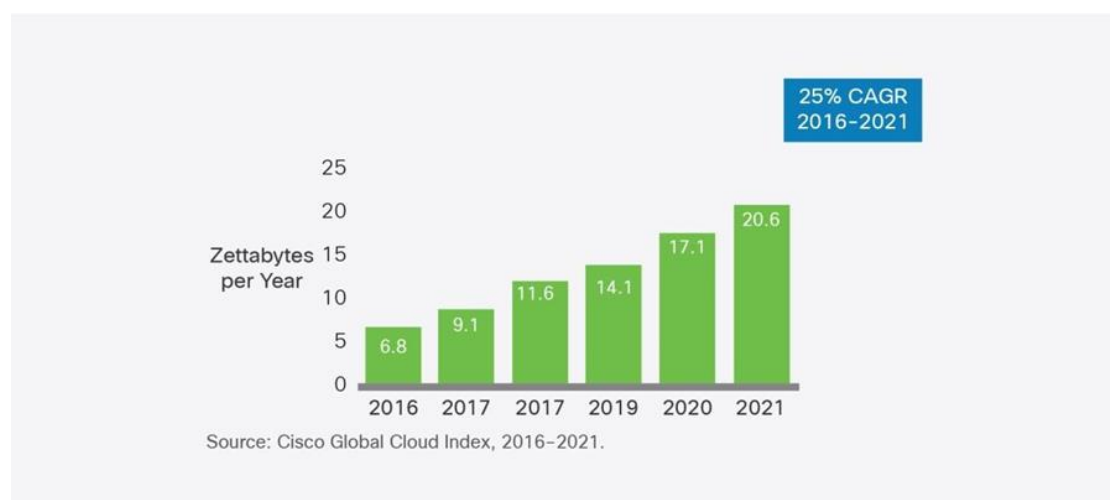
Στο Σχήμα 1.2 παρουσιάζονται η απόδοση, οι απαιτήσεις εύρους ζώνης και η κατανάλωση ενέργειας για τα έτη 2012 και 2016 καθώς και οι μελλοντικές προβλέψεις για το 2020 για συστήματα υψηλής απόδοσης. Σύμφωνα με τις προβλέψεις, ενώ η απόδοση και το εύρος ζώνης θα συνεχίσουν να αυξάνονται γρήγορα, το όριο της επιτρεπόμενης κατανάλωσης ενέργειας αυξάνεται με πολύ βραδύτερο ρυθμό εξαιτίας αρκετών ζητημάτων θερμικού διασκορπισμού.

Year	Peak Performance (10x/4 yrs)	Bandwidth requirements (20x/4 yrs)	Power consumption bound (2x/4 yrs)
2012	10 PF	1 PB/s	5 MW
2016	100 PF	20 PB/s	10 MW
2020	1000 PF	400 PB/s	20 MW

Σχήμα 1.2 – Απόδοση, Απαιτήσεις εύρους ζώνης, Όριο επιτρεπόμενης κατανάλωσης ενέργειας

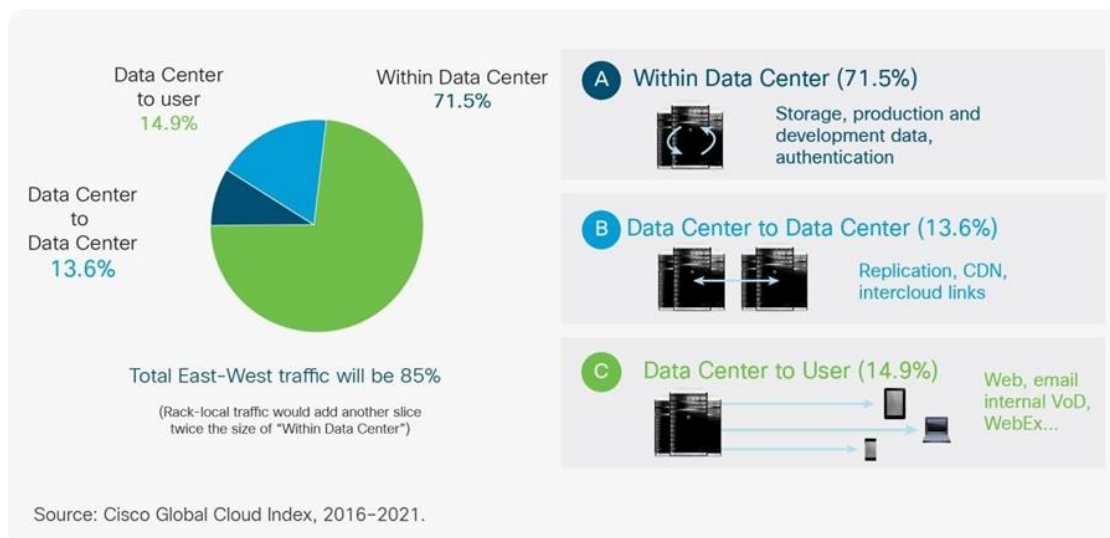
1.2.1. Κέντρα δεδομένων και cloud

Η ετήσια παγκόσμια κίνηση IP των κέντρων δεδομένων θα φτάσει τα 20,6 ZB (1,7 ZB / μήνα) μέχρι το τέλος του 2021, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3. Επιπλέον η χωρητικότητα των κέντρων δεδομένων αναμένεται να αυξηθεί σε 2,6 ZB και τα δεδομένα που είναι αποθηκευμένα στα κέντρα δεδομένων να φτάσουν τα 1,3 ZB.



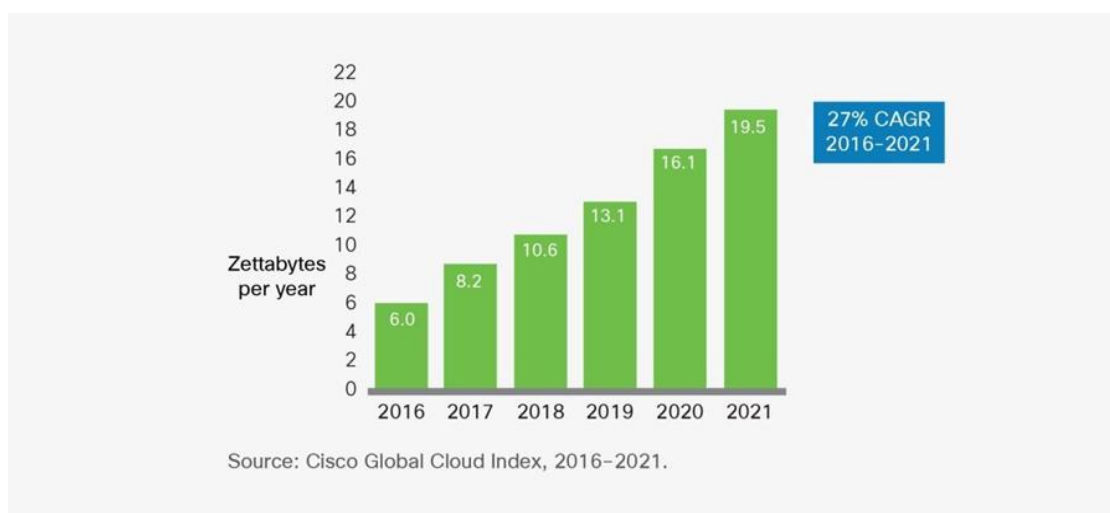
Σχήμα 1.3 – Παγκόσμια ανάπτυξη IP κίνησης κέντρων δεδομένων

Από το Σχήμα 1.4 συμπεραίνεται ότι το 2021 το μεγαλύτερο ποσοστό κίνησης θα αποτελεί η κυκλοφορία που παραμένει εντός του κέντρου δεδομένων (π.χ. η μεταφορά δεδομένων από περιβάλλον ανάπτυξης σε περιβάλλον παραγωγής μέσα σε ένα κέντρο δεδομένων ή η εγγραφή δεδομένων σε μια συστοιχία αποθήκευσης) με ποσοστό 71,5%. Έπεται η κυκλοφορία που μεταφέρεται από το κέντρο δεδομένων στους τελικούς χρήστες μέσω του Internet ή του IP WAN (π.χ. η μετακίνηση δεδομένων μεταξύ clouds ή η αντιγραφή περιεχομένου σε πολλά κέντρα δεδομένων ως μέρος ενός δικτύου διανομής περιεχομένου) με ποσοστό 14,9%. Τέλος ακολουθεί η κυκλοφορία από κέντρο δεδομένων σε κέντρο δεδομένων (π.χ. η ροή βίντεο (streaming video) σε μια κινητή συσκευή ή σε υπολογιστή) με ποσοστό 13,6%.



Σχήμα 1.4 – Παγκόσμια κίνηση κέντρων δεδομένων ανά προορισμό για το 2021

Η ετήσια παγκόσμια cloud IP κίνηση θα φθάσει τα 19,5 ZB (1,6 ZB / μήνα) μέχρι το τέλος του 2021, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.5, και θα αντιπροσωπεύει το 95% της συνολικής κίνησης των κέντρων δεδομένων.



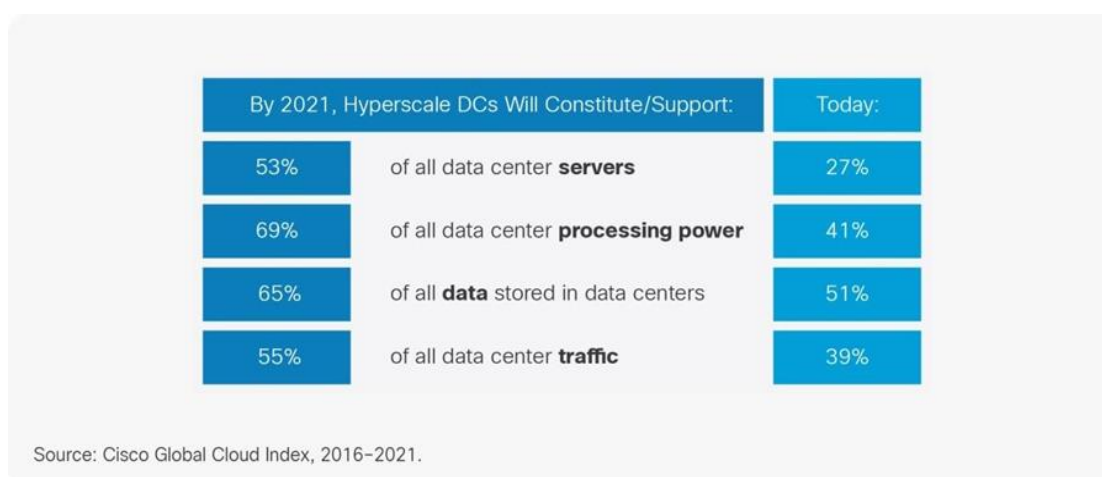
Σχήμα 1.5 – Ανάπτυξη cloud κίνησης κέντρων δεδομένων

1.2.2. Υπερκλιμακούμενα κέντρα δεδομένων

Η αυξανόμενη ανάγκη για κέντρα δεδομένων και νέους πόρους τόσο από τις επιχειρήσεις όσο και για την εξυπηρέτηση των καταναλωτών έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη μεγάλων δημοσίων cloud κέντρων δεδομένων που ονομάζονται υπερκλιμακούμενα κέντρα δεδομένων. Τα υπερκλιμακούμενα κέντρα δεδομένων θα αυξηθούν σε αριθμό σε 628 μέχρι το 2021 και θα αντιπροσωπεύουν το 53% όλων των εγκατεστημένων διακομιστών κέντρων δεδομένων. Με άλλα λόγια, θα αντιπροσωπεύουν το 85% του δημοσίου διακομιστή cloud εγκατεστημένης βάσης το 2021 και το 87% του δημοσίου φόρτου εργασίας cloud. Τα υπερκλιμακούμενα κέντρα δεδομένων θα αντιπροσωπεύουν επίσης το 65% όλων των δεδομένων που είναι αποθηκευμένα σε κέντρα δεδομένων και το 69% της συνολικής επεξεργαστικής ισχύος των κέντρων δεδομένων. Επιπλέον η κίνηση εντός των υπερκλιμακούμενων κέντρων δεδομένων θα αποτελεί το 55% της συνολικής κίνησης που υπάρχει σε όλα τα κέντρα δεδομένων το 2021.



Σχήμα 1.6 – Παγκόσμια ανάπτυξη υπερκλιμακούμενων κέντρων δεδομένων



Σχήμα 1.7 – Προβλέψεις για την εξέλιξη των υπερκλιμακούμενων κέντρων δεδομένων για την περίοδο 2016-2021

1.3. Ενεργειακή κατανάλωση

Ένα από τα κυριότερα ζητήματα στο σχεδιασμό και την ανάπτυξη ενός κέντρου δεδομένων είναι η κατανάλωση ενέργειας, καθώς η αύξηση της κυκλοφορίας δικτύου στα κέντρα δεδομένων επηρεάζει την κατανάλωση ενέργειας. Τα υπολογιστικά κέντρα από άποψη ενεργειακής κατανάλωσης βρίσκονται στο επίπεδο μεγάλων βιομηχανιών καταναλώνοντας όση ηλεκτρική ενέργεια καταναλώνει μια μικρή πόλη περίπου και εκλύοντας στην ατμόσφαιρα αντίστοιχη περιβαλλοντική ρύπανση. Για το λόγο αυτό περιλαμβάνουν τόσο εναλλακτικά συστήματα ηλεκτροδότησης όσο και συστήματα περιβαλλοντικού ελέγχου, όπως εξαερισμού, κλιματισμού και πυρασφάλειας.

Η έκθεση Make IT Green για την Greenpeace, εκτιμά ότι η παγκόσμια ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας από κέντρα δεδομένων ήταν γύρω στα $330 \cdot 10^9$ KWh το 2007. Αυτή η ζήτηση αναμένεται να τριπλασιαστεί το 2020 (άνω των $1000 \cdot 10^9$ KWh). Σύμφωνα με ορισμένες εκτιμήσεις, η κατανάλωση ενέργειας των κέντρων δεδομένων στις ΗΠΑ το 2006 αποτελούσε το 1,5% της συνολικής κατανάλωσης ενέργειας με κόστος περισσότερα από 4,5 δισεκατομμύρια δολάρια. Οι διακομιστές στα κέντρα δεδομένων καταναλώνουν περίπου το 40% της συνολικής ισχύος IT, αποθηκεύοντας έως και το 37%, και οι συσκευές δικτύου καταναλώνουν περίπου το 23% της συνολικής ισχύος IT.

Καθώς η συνολική κατανάλωση ενέργειας των συσκευών πληροφορικής στα κέντρα δεδομένων συνεχίζει να αυξάνεται γρήγορα, το ίδιο κάνει και η ισχύς κατανάλωσης του εξοπλισμού HVAC (Θέρμανση, Εξαερισμός και Κλιματισμός) για να διατηρείται σταθερή η θερμοκρασία στην τοποθεσία του κέντρου δεδομένων. Ως εκ τούτου, η μείωση της ισχύος κατανάλωσης των συσκευών δικτύου έχει σημαντικό αντίκτυπο στη συνολική κατανάλωση ενέργειας του κέντρου δεδομένων.

Η κατανάλωση ισχύος των κέντρων δεδομένων έχει επίσης μεγάλη επίπτωση στο περιβάλλον. Το 2007, τα κέντρα δεδομένων αντιπροσώπευαν το 14% των συνολικών εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου (GHG) και αναμένεται να αυξηθεί σε 18% έως το 2020. Το παγκόσμιο αποτύπωμα των κέντρων δεδομένων σε εκπομπές αερίων θερμοκηπίου ήταν 116 μετρικοί τόνοι διοξείδιο του άνθρακα (MtCO₂e) το 2007 και αυτό αναμένεται να αυξηθεί σε 257 MtCO₂e έως το 2020, καθιστώντας ταχύτερη τη συμβολή των τεχνολογιών πληροφοριών και επικοινωνίας (ICT) στο αποτύπωμα άνθρακα.

Το Σχήμα 1.8 απεικονίζει την προβλεπόμενη αύξηση του συνολικού εύρους ζώνης αμφίδρομης διασύνδεσης μεταξύ κόμβων σύμφωνα με την IBM. Όπως φαίνεται στο σχήμα, ενώ η κίνηση αναμένεται να αυξηθεί από 1 σε 400 Pbytes/s, η προβλεπόμενη επιτρεπόμενη κατανάλωση ενέργειας των συστημάτων θα αυξηθεί μόνο από 5 σε 20 MW.

Feature	2012	2016	2020
(Bidi) bandwidth	1 Pbytes/s	20 Pbytes/s	400 Pbytes/s
Overall power consumption	5 MW	10 MW	20 MW
Network power consumption	0.5 MW	1 MW	2 MW optical interconnection networks

Σχήμα 1.8 – Εύρος ζώνης και κατανάλωση ενέργειας στα κέντρα δεδομένων

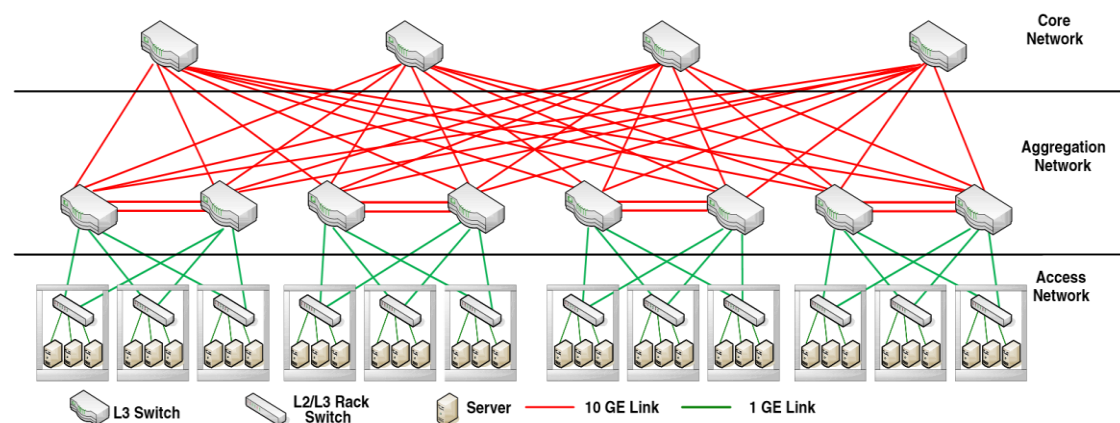
Συνεπώς, προκειμένου να περιοριστεί η κατανάλωση ενέργειας, τα κέντρα δεδομένων θα πρέπει να υιοθετήσουν ένα νέο σύστημα διασύνδεσης που θα επιτρέπει την αύξηση της κυκλοφορίας του δικτύου χωρίς να καταναλώνει υπερβολική ισχύ.

1.4. Βασική δομή υπολογιστικού κέντρου

Ένα τυπικό κέντρο δεδομένων βασίζεται στην αρχιτεκτονική τριών επιπέδων (three-tier DCN). Ουσιαστικά είναι μια ιεραρχική δομή που βασίζεται σε δέντρα και αποτελείται από μεταγωγείς (switches) και δρομολογητές (routers) που τοποθετούνται κυρίως σε τρία επίπεδα (layers):

- Πρόσβασης (access)
- Συσσωμάτωσης (aggregation)
- Πυρήνα (core)

Τα διαφορετικά επίπεδα της αρχιτεκτονικής έχουν διαφορετικούς λόγους υπερκάλυψης μεταξύ τους, που βασίζονται στη φυσική υποδομή του δικτύου.

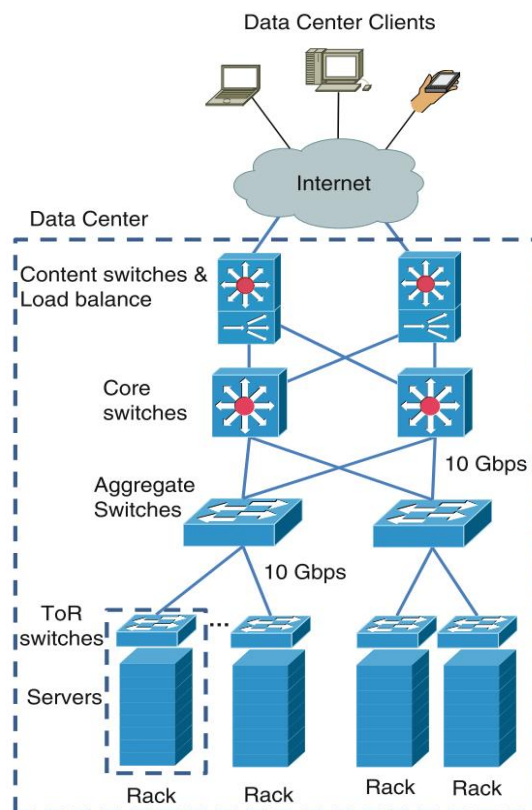


Σχήμα 1.9 – Τυπική δομή κέντρου δεδομένων (αρχιτεκτονική τριών επιπέδων)

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.9, οι εξυπηρετητές (servers) συνδέονται με τους μεταγωγείς του επιπέδου πρόσβασης (access layer switches), οι οποίοι με τη σειρά τους συνδέονται με τους μεταγωγείς του επιπέδου συσσωμάτωσης (aggregation layer switches). Όλοι οι μεταγωγείς του επιπέδου συσσωμάτωσης συνδέονται με κάθε μεταγωγέα του επιπέδου πυρήνα (core layer switches). Το επίπεδο πυρήνα δημιουργεί τη βάση για το δενδρικό δίκτυο.

Πιο αναλυτικά οι εξυπηρετητές (servers) είναι τοποθετημένοι σε στοίβες ραφιών (racks) των 20 με 40 υπολογιστών η καθεμία και συνδέονται με το μεταγωγέα (switch) που βρίσκεται στην κορυφή της στοίβας [ToR (top-of-rack)], χρησιμοποιώντας συνδέσμους 1Gbps, και έτσι δημιουργείται το επίπεδο πρόσβασης. Ο ToR συνδέεται στα ανώτερα επίπεδα με τους αντίστοιχους μεταγωγείς, χρησιμοποιώντας συνδέσμους 10Gbps.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.10, όταν λαμβάνεται αίτημα από ένα χρήστη των παρεχόμενων εφαρμογών, τότε προωθείται ένα πακέτο μέσω του Διαδικτύου στο πάνω μέρος του υπολογιστικού κέντρου, όπου το αίτημα εξετάζεται από τους μεταγωγείς περιεχομένου (content switches) και από τις συσκευές διαχείρισης φορτίου (load balance devices) και δρομολογείται στους κατάλληλους εξυπηρετητές. Ενδεχομένως ένα αίτημα να απαιτεί την επικοινωνία ενός εξυπηρετητή με πολλούς άλλους εξυπηρετητές. Για παράδειγμα, για μια απλή αναζήτηση στο Διαδίκτυο μπορεί να χρειαστεί η επικοινωνία και ο συγχρονισμός μεταξύ του Διαδικτύου, των εφαρμογών και των διακομιστών βάσης δεδομένων (web server, application server, database server).



Σχήμα 1.10 – Τυπικό υπολογιστικό κέντρο

Δρομολόγηση γίνεται με το πέρασμα του δέντρου μέχρι το χαμηλότερο κοινό πρόγονο και στη συνέχεια, κάτω από το δέντρο για να φτάσει στον τελικό προορισμό. Υπάρχουν πλεονάζουσες διαδρομές μεταξύ δύο εξυπηρετητών στο δίκτυο επιτρέποντας την παράδοση πακέτων σε περίπτωση βλάβης ενός μεταγωγέα. Στο κέντρο δεδομένων οι κεντρικοί υπολογιστές και οι μεταγωγείς εφαρμόζουν πολύ πιο σύνθετα πρωτόκολλα για να εξασφαλιστεί η αξιοπιστία της επικοινωνίας.

Η συστοιχία των μεταγωγέων της βασικής δομής παρέχει πλήρη συνδεσιμότητα μεταξύ των στοιβών ενώ σε αυτή στηρίζεται η λειτουργία μιας εξελισσόμενης κατηγορίας υπολογιστικών συστημάτων που ονομάζονται Warehouse-Scale Computers (WSCs). Αυτό σημαίνει ότι αρκετές εφαρμογές (π.χ. e-mails, χάρτες, εκτεταμένη αναζήτηση κ.α.) θα “τρέχουν” στους διακομιστές αντί σε κάθε μηχάνημα των χρηστών ξεχωριστά σε αποθηκευτικό χώρο που θα παρέχουν διάφορες εταιρείες, όπως η Google, η Amazon, η Yahoo, η Microsoft και η Facebook, αποτελώντας έτσι έναν άλλο τύπο data center.

Το κύριο πλεονέκτημα της αρχιτεκτονικής τριών επιπέδων είναι ότι μπορεί να είναι εύκολα κλιμακώσιμη και ανθεκτική στα σφάλματα (π.χ. ο διακόπτης ToR είναι συνήθως συνδεδεμένος με δύο ή περισσότερους διακόπτες συσσωμάτωσης). Το κύριο μειονέκτημα αυτής της αρχιτεκτονικής δομής είναι ότι οι μεταγωγείς ToR, συσσωμάτωσης και πυρήνα διαθέτουν εξοπλισμό υψηλής τεχνολογίας και συγκεντρώνουν την κίνηση που προέρχεται από τα κατώτερα στρώματα. Έτσι η υψηλή κατανάλωση ισχύος των υψηλότερων επιπέδων καθιστά την αρχιτεκτονική τριών επιπέδων ακριβή και ενεργοβόρα. Επιπλέον αυτή η αρχιτεκτονική έχει μεγάλο αριθμό φυσικών συνδέσεων (links) καθώς επίσης προκαλεί καθυστέρηση λόγω πολλαπλής επεξεργασίας αποθήκευσης και προώθησης.

1.5. Αρχιτεκτονική fat-tree

Για να ικανοποιηθούν οι αυξανόμενες ανάγκες της επικοινωνίας των κέντρων δεδομένων πρέπει να σχεδιαστούν νέες αρχιτεκτονικές DCN, καθώς στο μέλλον αναμένεται το μεγαλύτερο μέρος της διαδικτυακής επικοινωνίας να λαμβάνει χώρα στα υπολογιστικά κέντρα. Η επικοινωνία των διακομιστών σε ένα κέντρο δεδομένων μπορεί να είναι one-to-one, all-to-all, one-to-all. Σημαντικές προκλήσεις στο σχεδιασμό του κέντρου δεδομένων είναι η επεκτασιμότητα, η ευελιξία, η αφάνεια, το μέγιστο από άκρη σε άκρη εύρος ζώνης, η μειωμένη καθυστέρηση και η αυτοματοποιημένη ονομασία και κατανομή διευθύνσεων.

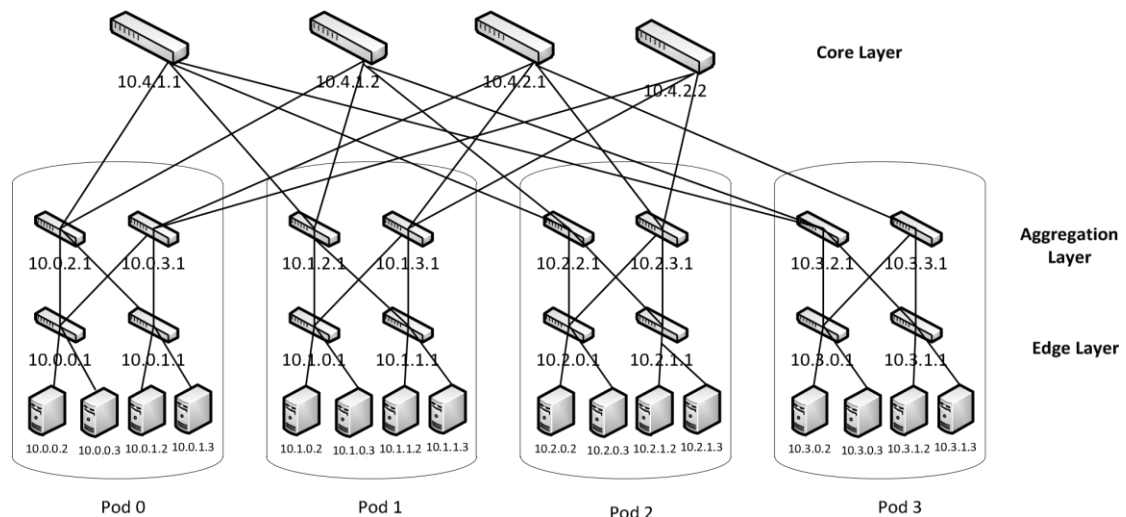
Η αρχιτεκτονική DCN αποτελεί σημαντικό μέρος του σχεδιασμού των υπολογιστικών κέντρων, καθώς είναι ο πυλώνας της επικοινωνίας και επηρεάζει την απόδοσή τους. Σχεδόν το 70% της επικοινωνίας δικτύου πραγματοποιείται εντός αυτών. Το κόστος της εφαρμογής των συμβατικών δύο και τριών βαθμίδων αρχιτεκτονικών DCN είναι υψηλό και κάνει αναποτελεσματικά τα μοντέλα αυτά. Τα τελευταία χρόνια η αρχιτεκτονική fat-tree παρουσιάζεται ως βασική δομή για πιο ισχυρά κέντρα δεδομένων.

Το μοντέλο fat-tree θεωρείται ένα αποτελεσματικό μοντέλο αρχιτεκτονικής DCN. Χρησιμοποιεί δομημένους εμπορικούς μεταγωγείς, ώστε να παρέχεται περισσότερο από άκρη σε άκρη εύρος ζώνης με χαμηλότερο κόστος και ενεργειακή κατανάλωση σε σχέση με τους υψηλής τεχνολογίας μεταγωγείς δικτύου. Η προτεινόμενη λύση είναι συμβατή προς τα πίσω και κάνει μόνο αλλαγές στις συναρτήσεις προώθησης των μεταγωγέων.

Η fat-tree στοχεύει στο να παρέχει λόγο υπερκάλυψης 1:1, ώστε να βελτιωθεί το κόστος σχεδιασμού του συστήματος. Αυτό σημαίνει ότι όλοι οι κεντρικοί υπολογιστές

μπορούν δυνητικά να επικοινωνούν αυθαίρετα με άλλους κεντρικούς υπολογιστές στο πλήρες εύρος ζώνης της διεπαφής δικτύου. Ο λόγος υπερκάλυψης ορίζεται ως το αθροιστικό εύρος ζώνης της χειρότερης περίπτωσης, που διατίθεται στο τερματικά, προς το συνολικό εύρος ζώνης της τοπολογίας του δικτύου. Για παράδειγμα ο λόγος 4:1 σημαίνει ότι η τοπολογία χρησιμοποιεί μόνο το 25% του διαθέσιμου εύρους.

Ουσιαστικά ο λόγος υπερκάλυψης είναι η διαφορά μεταξύ του εύρους ζώνης εισόδου και εξόδου για κάθε στρώμα μεταγωγής στο δίκτυο (ή η διαφορά μεταξύ του αριθμού των συνδέσεων κατερχόμενης ζεύξης και του αριθμού συνδέσεων ανερχόμενης ζεύξης από ένα διακόπτη). Σε ένα πλήρως συνδρομητικό δίκτυο, κάθε μεταγωγέας (ή στρώμα μεταγωγής) θα έχει το ίδιο εύρος ζώνης που προβλέπεται για downlinks (σε διακομιστές, αποθηκευτικούς ή άλλους διακόπτες κάτω από αυτό στην ιεραρχία δικτύου) και για uplinks (σε διακόπτες πάνω από αυτό στην ιεραρχία δικτύου). Ένας διακόπτης υπερκάλυψης (oversubscribed switch) θα έχει μεγαλύτερο εύρος ζώνης κατερχόμενης ζεύξης από το εύρος ζώνης ανερχόμενης ζεύξης και ένας διακόπτης υποκάλυψης (undersubscribed switch) θα έχει περισσότερο εύρος ζώνης ανερχόμενης ζεύξης από το εύρος ζώνης κατερχόμενης ζεύξης. Η υπερκάλυψη χρησιμοποιείται συνήθως για να επωφεληθεί από τα πρότυπα επισκεψιμότητας του δικτύου τα οποία μοιράζονται διακεκομμένα σε πολλούς διακομιστές ή συσκευές αποθήκευσης. Είναι ένας οικονομικός τρόπος για να συνδέονται περισσότερες συσκευές στο δίκτυο, υπό την προϋπόθεση ότι η εφαρμογή μπορεί να ανεχτεί τον κίνδυνο απώλειας πακέτων. Ο κίνδυνος αυτός σταδιακά μειώνεται καθώς το επίπεδο υπερκάλυψης αυξάνεται. Για τις συμβατικές εφαρμογές Ethernet, η υπερκάλυψη του δικτύου σε όλα τα επίπεδα είναι κοινή πρακτική.



Σχήμα 1.11 – Αρχιτεκτονική fat-tree (n=4 pods)

Η fat-tree είναι ένα δίκτυο που βασίζεται σε ένα πλήρες δυαδικό δέντρο. Όλη η τοπολογία του fat-tree αποτελείται από n pods, καθένα από τα οποία περιέχει n εξυπηρετητές (servers) και n μεταγωγείς (switches), οργανωμένους σε δύο επίπεδα των $n/2$ μεταγωγέων ($n/2$ aggregation level switches και $n/2$ edge level switches). Κάθε μεταγωγέας χαμηλότερου επιπέδου (edge level) είναι συνδεδεμένος με $n/2$ εξυπηρετητές (hosts/servers) του pod και $n/2$ μεταγωγείς του ανώτερου επιπέδου συσσωμάτωσης (aggregation layer) του pod. Υπάρχουν $(n/2)^2$ μεταγωγείς πυρήνα (core switches) στο επίπεδο πυρήνα (core layer), καθένας από τους οποίους είναι

συνδεδεμένος με ένα διακομιστή του επιπέδου συσσωμάτωσης (aggregation layer) σε καθένα από τα n pods.

Στο Σχήμα 1.11 φαίνεται μία αρχιτεκτονική fat-tree για $n=4$ pods.

Η fat-tree βασισμένη στην DCN αρχιτεκτονική χρησιμοποιεί ένα προσαρμοσμένο πρωτόκολλο δρομολόγησης, το οποίο βασίζεται κυρίως στο πρόθεμα και ύστερα στην κατάληξη για την αναζήτηση του επόμενου βήματος (hop). Ο πίνακας δρομολόγησης χωρίζεται σε δύο επίπεδα. Για κάθε εισερχόμενο πακέτο, οι καταχωρήσεις προθέματος της διεύθυνσης προορισμού αντιστοιχίζονται στον κύριο πίνακα. Αν εντοπιστεί η μεγαλύτερη αντιστοιχία προθέματος, τότε το πακέτο προωθείται στην καθορισμένη θύρα, αλλιώς χρησιμοποιείται ο πίνακας δευτερευόντος επιπέδου και η θύρα εισόδου με τη μεγαλύτερη αντιστοιχία κατάληξης χρησιμοποιείται για να προωθήσει το πακέτο.

Σε αντίθεση με τη βασική τοπολογία των δέντρων, και τα τρία επίπεδα χρησιμοποιούν το ίδιο είδος μεταγωγέων. Οι μεταγωγείς υψηλής απόδοσης δεν είναι απαραίτητοι στα επίπεδα συσσωμάτωσης και πυρήνα. Ο μέγιστος αριθμός μεταγωγέων σε ένα fat-tree με n -port switches είναι $n^3/4$.

Αυτό το μοντέλο κλιμακώνεται κάπως καλά, αλλά υπόκειται σε σημεία συμφόρησης εάν οι πάνω συνδέσεις (uplinks) μεταξύ των επιπέδων υπερκαλύπτονται. Αυτό μπορεί να προκύψει από καθυστέρηση που προκύπτει από την κίνηση που ρέει μέσα σε κάθε επίπεδο και από το κλειδωμά πλεοναζόντων συνδέσεων (υποθέτοντας τη χρήση του πρωτοκόλλου spanning tree, STP).

1.6. Αρχιτεκτονική leaf-spine

Ωστόσο η αρχιτεκτονική fat-tree καθιστά το εύρος ζώνης περιορισμένο, καθώς επίσης διαφέρει η καθυστέρηση ανάλογα με τη δαδρομή κίνησης που χρησιμοποιείται.

Στα σύγχρονα κέντρα δεδομένων, μια εναλλακτική λύση της τοπολογίας δικτύου εμφανίστηκε γνωστή ως leaf-spine και έχει αποδειχθεί ότι παρέχει υψηλή ευρυζωνικότητα, χαμηλή καθυστέρηση και μη αποκλεισμένη (non-blocking) συνδεσιμότητα server-to-server. Στην αρχιτεκτονική αυτή, μια σειρά από leaf switches σχηματίζουν το επίπεδο πρόσβασης. Αυτοί οι διακόπτες είναι πλήρως συνδεδεμένοι με μια σειρά από spine switches. Το πλέγμα εξασφαλίζει ότι οι διακόπτες επιπέδου πρόσβασης δεν απέχουν περισσότερο από ένα βήμα (hop) ο ένας από τον άλλον, ελαχιστοποιώντας την καθυστέρηση και την πιθανότητα συμφόρησης.

Οι αρχιτεκτονικές leaf-spine μπορούν να είναι 2 ή 3 επιπέδων, πράγμα που σημαίνει ότι οι δεσμοί μεταξύ των στρωμάτων leaf και spine θα μπορούσαν να είναι είτε switched είτε routed. Σε κάθε σχέδιο όλοι οι σύνδεσμοι προωθούνται, δηλαδή κανένας από τους συνδέσμους δεν είναι αποκλεισμένος, μέχρι το STP να αντικατασταθεί από άλλα πρωτόκολλα.

1.6.1. Αρχιτεκτονική leaf-spine 2 επιπέδων

Στην αρχιτεκτονική leaf-spine δύο επιπέδων, κάθε διακόπτης κατώτερης βαθμίδας (leaf layer) συνδέεται σε κάθε έναν από τους κορυφαίους διακόπτες (spine layer) σε μια τοπολογία πλήρους πλέγματος. Το leaf layer αποτελείται από διακόπτες πρόσβασης που συνδέονται με συσκευές, όπως διακομιστές. Το spine layer είναι ο βασικός

πυρήνας του δικτύου και είναι υπεύθυνο για τη διασύνδεση όλων των spine switches. Κάθε leaf switch συνδέεται με spine switch στο δίκτυο. Η διαδρομή επιλέγεται τυχαία έτσι ώστε το κυκλοφοριακό φορτίο να κατανέμεται ομοιόμορφα στους διακόπτες υψηλής βαθμίδας (top-tier). Εάν αποτύχει ένας από τους κορυφαίους διακόπτες, θα επιδεινώσει ελαφρώς την απόδοση σε όλο το κέντρο δεδομένων.



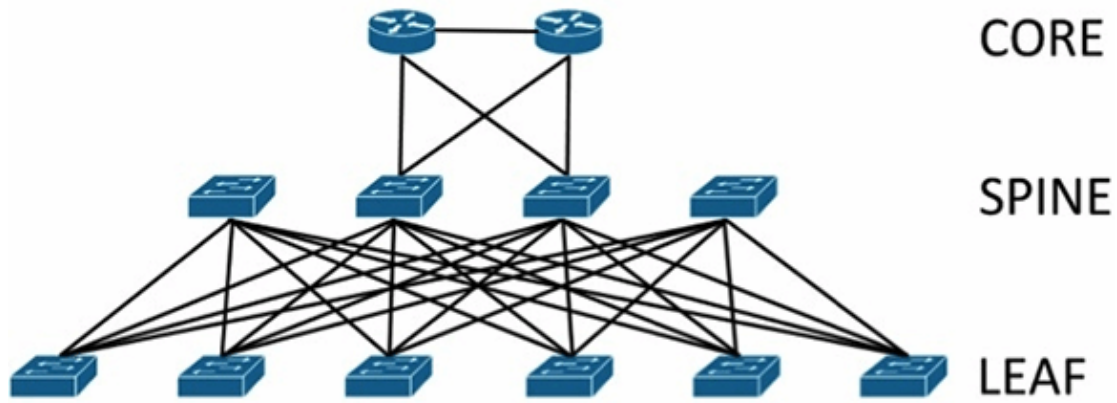
Σχήμα 1.12 – Αρχιτεκτονική leaf-spine δύο επιπέδων

Αν υπάρχει υπερκάλυψη (oversubscription) σε ένα σύνδεσμο (δηλαδή αν δημιουργηθεί περισσότερη κίνηση από ό,τι μπορεί να συγκεντρωθεί στον ενεργό σύνδεσμο σε μια στιγμή), η διαδικασία επέκτασης της δυναμικότητας είναι απλή. Ένας πρόσθετος spine switch μπορεί να προστεθεί και οι ανερχόμενες ζεύξεις μπορούν να επεκταθούν σε κάθε leaf switch, με αποτέλεσμα την προσθήκη του εύρους ζώνης μεταξύ των επιπέδων και τη μείωση της υπερκάλυψης. Στην περίπτωση που η χωρητικότητα της θύρας συσκευής δεν επαρκεί, μπορεί να προστεθεί ένας νέος leaf switch, συνδέοντάς τον με κάθε spine switch και προσθέτοντας τη διαμόρφωση του δικτύου στο διακόπτη. Η ευκολία επέκτασης βελτιστοποιεί τη διαδικασία κλιμάκωσης του δικτύου του τμήματος πληροφορικής. Αν δεν υπάρχει υπερκάλυψη μεταξύ των μεταγωγέων κατώτερου επιπέδου και των πιο πάνω συνδέσεών τους, τότε μπορεί να επιτευχθεί μια αρχιτεκτονική μη αποκλεισμένη (non-blocking).

Με μια αρχιτεκτονική leaf-and-spine, ανεξάρτητα από τον leaf switch με τον οποίο συνδέεται ένας διακομιστής, η κυκλοφορία του πρέπει πάντα να διασχίζει τον ίδιο αριθμό συσκευών για να φτάσει σε άλλο διακομιστή (εκτός αν ο άλλος διακομιστής βρίσκεται στο ίδιο leaf). Αυτή η προσέγγιση διατηρεί την καθυστέρηση σε ένα προβλέψιμο επίπεδο, επειδή ένα ωφέλιμο φορτίο (δεδομένα) πρέπει μόνο να φτάσει σε έναν spine switch και ένας άλλος leaf switch να φτάσει στον προορισμό του.

1.6.2. Αρχιτεκτονική leaf-spine 3 επιπέδων

Σε μια αρχιτεκτονική leaf-spine 3 στρωμάτων, το spanning-tree αντικαθίσταται συχνά είτε από μια έκδοση της διαφανούς διασύνδεσης πολλών συνδέσμων (transparent interconnection of lots of links) (Trill) είτε από τη συντομότερη διαδρομή γεφύρωσης (shortest path bridging) (SPB). Τόσο το Trill όσο και το SPB μαθαίνουν πού είναι συνδεδεμένοι όλοι οι κεντρικοί υπολογιστές (hosts) με το δίκτυο (fabric) και παρέχουν μια διαδρομή ελεύθερου βρόχου (loop-free path) στις διευθύνσεις Ethernet MAC μέσω ενός πρώτου υπολογιστικού διαγράμματος μικρότερης διαδρομής (shortest path first computation).



Σχήμα 1.13 – Αρχιτεκτονική leaf-spine τριών επιπέδων

Σε μία leaf-spine 3 επιπέδων κάθε σύνδεσμος είναι δρομολογημένος. Η Ανοικτή Συντομότερη Διαδρομή Πρώτα (Open Shortest Path First) χρησιμοποιείται συχνά ως πρωτόκολλο δρομολόγησης για τον υπολογισμό διαδρομών ανάμεσα στους leaf and spine switches. Μία leaf-spine 3 επιπέδων λειτουργεί αποτελεσματικά, όταν τα εικονικά τοπικά δίκτυα απομονώνονται σε μεμονωμένους leaf switches ή όταν χρησιμοποιείται επικάλυψη δικτύου.

1.7. Κίνητρο εργασίας

Από τα προηγούμενα λοιπόν είναι εμφανές ότι πρέπει να υλοποιηθούν ρυθμοί δεδομένων άνω των 400 Gbps χρησιμοποιώντας απλές αρχιτεκτονικές πομποδεκτών με απλά σχήματα διαμόρφωσης κατά πλάτος και απευθείας φωρασης, τα οποία θα έχουν σαν αποτέλεσμα χαμηλότερο κόστος υλοποίησης και κατανάλωση ενέργειας.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα μελετηθεί η υλοποίηση οπτικών διασυνδέσεων σε δίκτυα εντός υπολογιστικών κέντρων που καλύπτουν αποστάσεις από 2 km έως 10 km. Θα γίνει περιγραφή των τεχνικών επεξεργασίας σήματος για τη βελτίωση της ποιότητας του σήματος. Το σχήμα διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθεί είναι PAM4. Θα υλοποιηθεί επίσης πολυπλεξία στο μήκος κύματος για συνολική χωρητικότητα 400Gb/s και 800Gb/s.

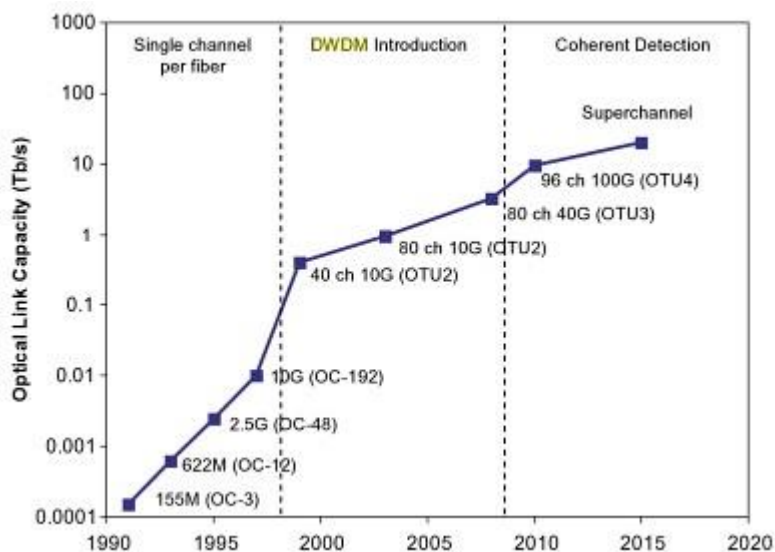
Για το σχεδιασμό και την προσομοίωση των οπτικών διασυνδέσεων χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό VPI Transmission Maker - VPIphotonics Design Suite 10.0. Πρόκειται για μια κονσόλα προσομοίωσης που επιτρέπει το σχεδιασμό οπτικών συστημάτων για υπολογιστικά κέντρα, εκτός των άλλων. Μέσα από την πλειάδα των παραμέτρων που προσφέρει, έχουμε την ικανότητα να ελέγχουμε πλήρως την προσομοίωση, ώστε να εξάγουμε χρήσιμα συμπεράσματα.

Τέλος θα μοντελοποιηθεί μια οπτική διασύνδεση στο Matlab, όπου εφαρμόζεται pulse shaping, CTLE και ανάκτηση χρονισμού, προκειμένου να αντισταθμιστούν οι ατέλειες του συστήματος.

2. Οπτικές διασυνδέσεις σε υπολογιστικά κέντρα

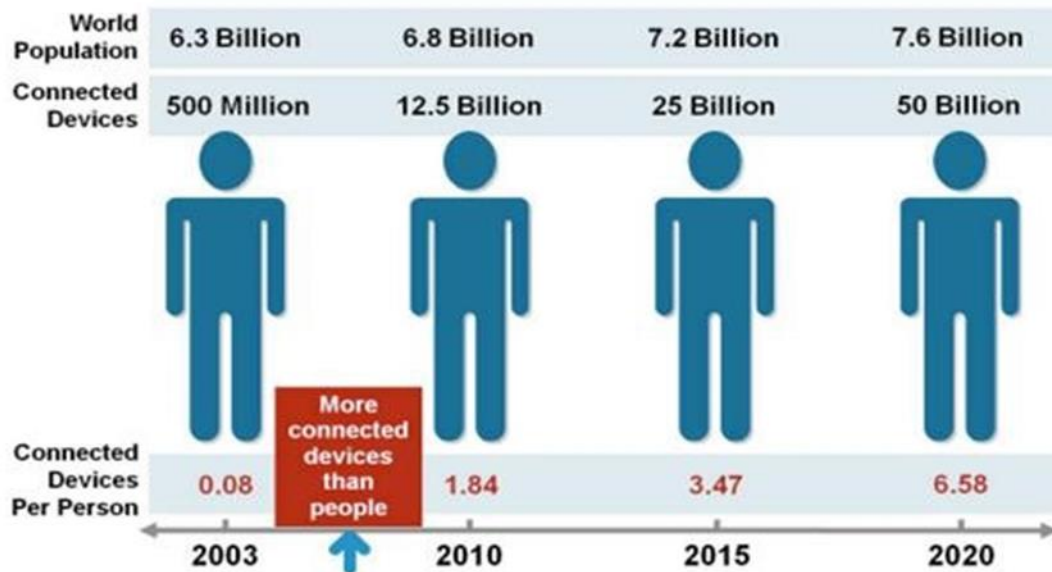
2.1. Εξέλιξη οπτικών δικτύων και ανάγκη για περισσότερο εύρος ζώνης

Στο ξεκίνημα του 1990 η χωρητικότητα των οπτικών διασυνδέσεων ήταν 155Mbps και γινόταν χρήση μόνο ενός καναλιού ανά οπτική ίνα. Με την ανάπτυξη των εφαρμογών Web όμως στα μέσα της δεκαετίας η χωρητικότητα αυξήθηκε σε 2.5Gbps και συνέχισε να αυξάνεται με την ανάπτυξη καναλιών αγγίζοντας τα 10Gbps στα τέλη της δεκαετίας, οπότε συνέβαλε και η χρήση πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος (4-8 μήκη κύματος ανά οπτική ίνα) (Wavelength Division Multiplexing - WDM). Στις αρχές του 2000 με τη ραγδαία ανάπτυξη του Internet η τεχνολογία WDM αναβαθμίστηκε στο γνωστό και ως «πυκνό» WDM (Dense Wavelength Division Multiplexing – DWDM) (40-80+ μήκη κύματος ανά οπτική ίνα) επιτρέποντας χωρητικότητες κοντά στα Tbps. Στα τέλη της δεκαετίας του 2000, εμφανίστηκαν τα πρώτα κανάλια χωρητικότητας 40Gbps, ανοίγοντας νέους ορίζοντες στα οπτικά δίκτυα επικοινωνιών. Μέχρι το 2010 οι κοινοποιήσεις βίντεο από διαδικτυακούς τόπους και οι υπηρεσίες Video on Demand (VoD), που επιτρέπουν στους χρήστες να επιλέγουν και να βλέπουν ταινίες από ηλεκτρονικές ταινιοθήκες, άρχισαν να εξαντλούν τα περιθώρια της υπάρχουσας χωρητικότητας. Η αύξηση της χωρητικότητας στα 10Tbps ανά ίνα με ταυτόχρονη χρήση τεχνικών σύμφωνης αποδιαμόρφωσης (Coherent Detection), έλυσε προσωρινά το πρόβλημα, όμως καινούργιες υπηρεσίες, όπως το Cloud Computing, επαναφέρουν την ανάγκη για μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Η αύξηση της χωρητικότητας ανά κανάλι από 40Gbps στα 100Gbps δε φαίνεται να είναι αρκετή.



Σχήμα 2.1 – Η εξέλιξη των οπτικών δικτύων

Κάθε χρόνο, νέα προϊόντα με αυξημένες δυνατότητες και ευφυΐα, εισέρχονται στην αγορά. Το “Internet των πραγμάτων” (Internet of Things), όπως ονομάζεται, τείνει να διασυνδέσει οποιαδήποτε συσκευή με το Internet με σκοπό την ανταλλαγή πληροφοριών. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2, μέχρι το 2020 οι συνδεδεμένες συσκευές θα φτάσουν τα 50 δισεκατομμύρια.



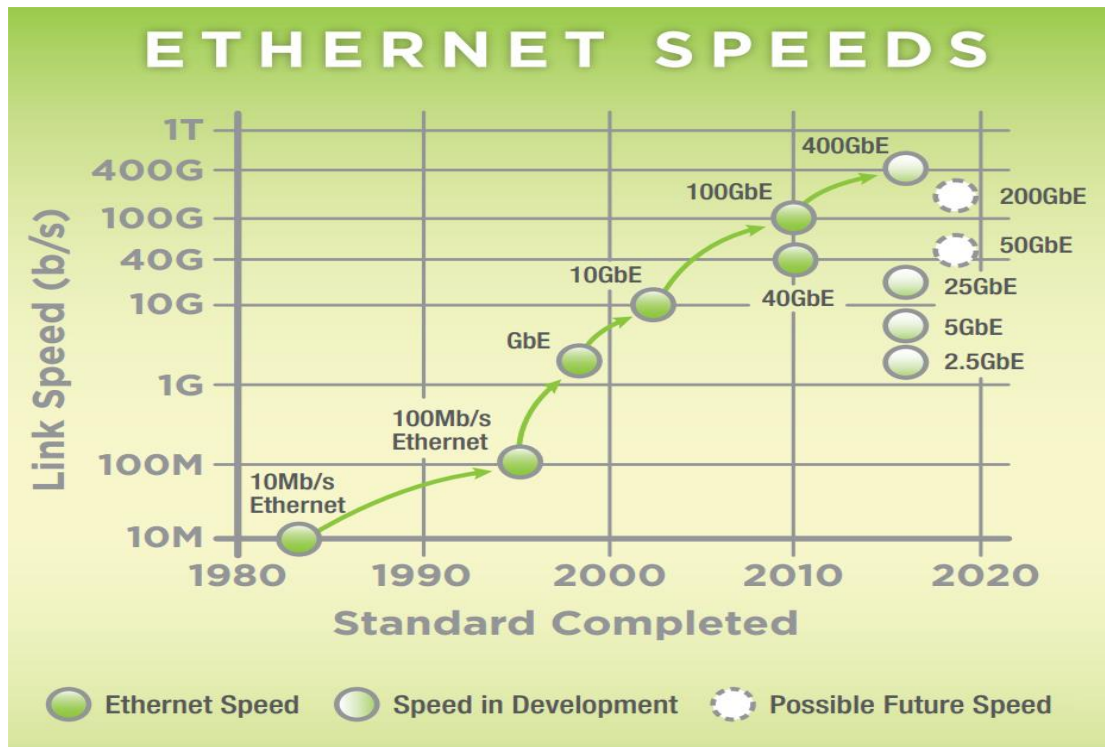
Source: Cisco IBSG, April 2011

Σχήμα 2.2 – Ρυθμός αύξησης συνδεδεμένων συσκευών

Τα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας αποτελούν τη βέλτιστη επιλογή για την υλοποίηση ευρυζωνικών υποδομών, λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών της οπτικής ίνας ως φυσικού μέσου μετάδοσης πληροφορίας. Τα κυριότερα από αυτά περιλαμβάνουν το μεγάλο διαθέσιμο εύρος ζώνης (~25THz στη φασματική περιοχή γύρω από τα 1550nm), τις χαμηλές απώλειες διάδοσης (~0.25db/km στην ίδια φασματική περιοχή) και την απουσία διαφυγόντος πεδίου, η οποία συνεπάγεται ασφάλεια στη μετάδοση των δεδομένων και ανοχή σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές κατά τη φυσική διάδοση των σημάτων.

Έχει παρατηρηθεί ότι σήμερα η κίνηση IP, κατευθύνεται κατά κύριο λόγο σε ένα μικρό αριθμό προορισμών, όπως είναι τα υπολογιστικά κέντρα των μεγάλων παρόχων υπηρεσιών (Service Providers - SP). Σε αυτά τα υπολογιστικά κέντρα οι πύλες δικτύου (gateway) επιτρέπουν τη μεταξύ τους διασύνδεση καθώς και τη συνεργασία τους για την αποθήκευση και την επεξεργασία των δεδομένων. Οι διασυνδέσεις μεταξύ των υπολογιστικών κέντρων πραγματοποιούνται με οπτικά δίκτυα για τους λόγους που αναφέρθηκαν.

Καθώς όμως η κίνηση δεδομένων αυξάνεται διαρκώς, προκύπτει η ανάγκη να αντικατασταθούν οι υπάρχουσες κάρτες δικτύου με καινούργιες που θα έχουν τη δυνατότητα να υποστηρίξουν ρυθμούς των τάξεων 400Gbps και 1Tbps, που επιτυγχάνονται με τη σειρά τους με ανώτερα σχήματα διαμόρφωσης, όπως η PAM4 που είναι απλή στην υλοποίηση και πιο φθηνή λύση.



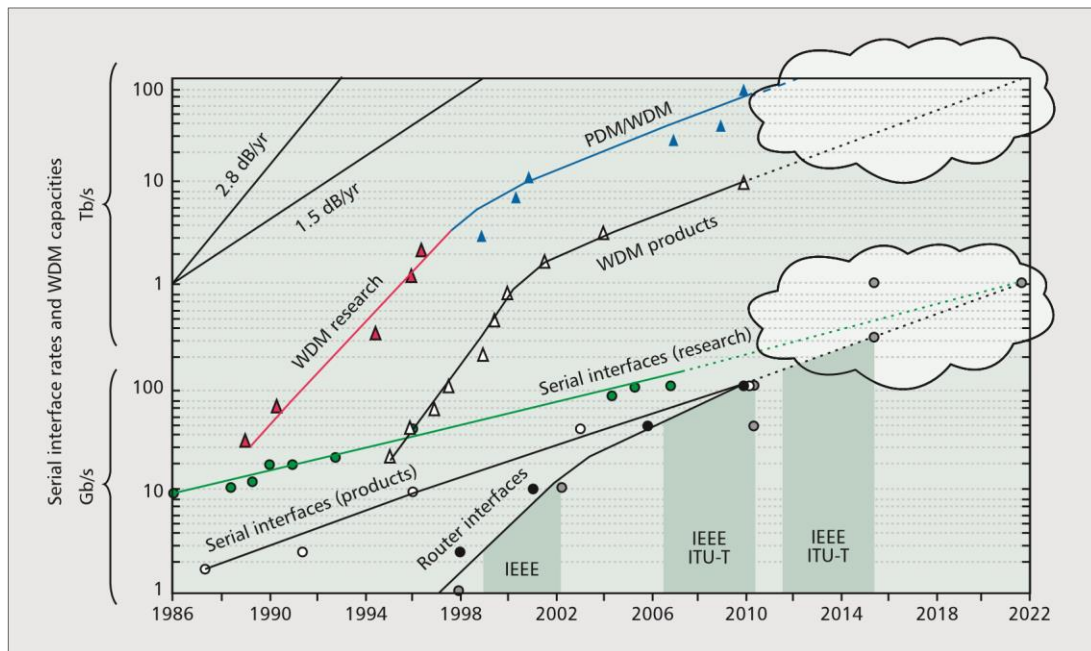
Σχήμα 2.3 – Εξέλιξη ταχυτήτων Ethernet

Το 2010 ολοκληρώθηκε η προσπάθεια για την κατασκευή οπτικών διασυνδέσεων με ταχύτητα 100Gbps. Η IEEE 802.3 καθιέρωσε την τεχνολογία για 100G Ethernet εντός των τοπικών δικτύων (LAN). Με την πληθώρα των δεδομένων όμως και την ανάπτυξη του δικτύου προέκυψε η ανάγκη για πολλαπλάσια αύξηση ρυθμού δυαδικών ψηφίων και τεχνολογίες πέραν των 100G.

2.1.1. 100G LAN

Στο τρέχον πρότυπο Ethernet 100G του IEEE 802.3 έχει ενσωματωθεί το 40G Ethernet, ώστε να μειωθεί το κόστος των διεπαφών που ξεπερνούν τα 10G. Αυτό αντικατοπτρίζει επίσης και το αυξανόμενο τεχνολογικό χάσμα μεταξύ των επιθυμητών ρυθμών Ethernet και τους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3.

Αυτό φαίνεται όχι μόνο από το την αντικατάσταση της 10x κλιμάκωσης με την 4x, αλλά και από την παράλληλη μετάδοση που λαμβάνεται από τις τωρινές φυσικές προδιαγραφές διεπαφής Ethernet. Καμία από τις πρόσφατα τυποποιημένες διασυνδέσεις Ethernet δε χρησιμοποιεί σειριακές τεχνολογίες μετάδοσης των 40Gbps ή 100Gbps. Συγκεκριμένα, η 100G Ethernet αποτελείται από 10 παράλληλες συνδέσεις των 10Gbps ή 4 παράλληλα μήκη κύματος των 25Gbps σε ένα δίκτυο συχνότητας ITU-T 800GHz περίπου στα 1300nm. Έτσι εμφανίζεται η ανάγκη για μη αέραια (10:4) πολυπλεξία και για λειτουργία ενσωματωμένη στο πρότυπο 100G.

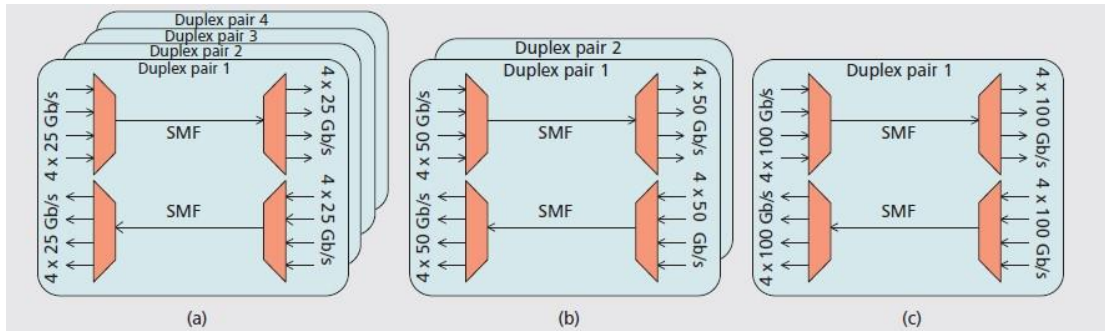


Σχήμα 2.4 – Ιστορικός σειριακός ρυθμός δυαδικών ψηφίων

2.1.2. 400G LAN

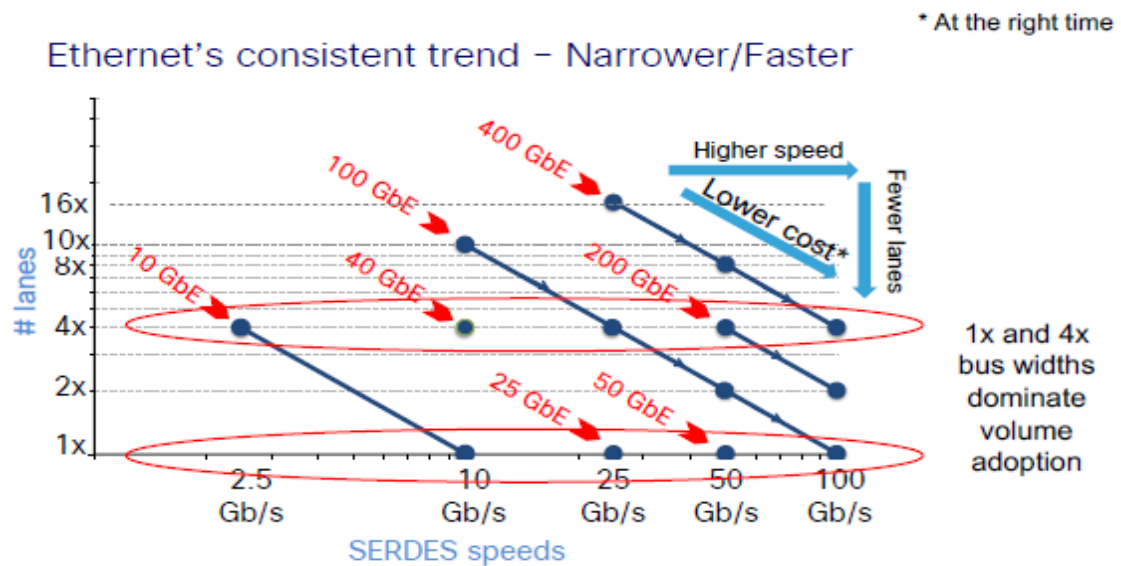
Η ταυτόχρονη τυποποίηση των 40G και 100G στο IEEE 802.3 οδηγεί στον επόμενο ρυθμό Ethernet των 400G. Σε αυτή την ενότητα περιγράφεται η πιθανή τεχνολογία με βάση τις ιστορικές τάσεις κλιμάκωσης (Σχήμα 2.4) για τις 400Gbps διεπαφές LAN και WAN.

Καθώς αυξάνεται το χάσμα μεταξύ της έρευνας σειριακής μετάδοσης και της εμπορευματοποίησης, οι διασυνδέσεις LAN των 400G πιθανόν να συνεχίσουν την προσέγγιση παράλληλης μετάδοσης που έχει αποκλειστικά ληφθεί από το 100G Ethernet. Για παράδειγμα οι διεπαφές για εφαρμογές δικτύου LAN 400Gbps μπορούν να βασίζονται σε 16 παράλληλα μήκη κύματος των 25Gbps ή να χρησιμοποιούν $10 \times 40\text{Gbps}$ εκμεταλλευόμενες την εμπορικά διαθέσιμη τεχνολογία EML των 40Gbps, ή ακόμη και $8 \times 50\text{Gbps}$ βελτιώνοντας την τελευταία. Η επιλογή $4 \times 100\text{Gbps}$ που θα διατηρούσε το βαθμό οπτικού παραλληλισμού που χρησιμοποιείται από το 100G Ethernet φαίνεται να είναι διαδεδομένη σήμερα, όχι μόνο από την προοπτική διαθεσιμότητας εξαρτημάτων, αλλά και από την εγγενώς 16 φορές χαμηλότερη ανοχή χρωματικής διασποράς στα 100Gbps από ό,τι στα 25Gbps και τις σημαντικά υψηλότερες λαμβανόμενες απαιτήσεις ισχύος οπτικού σήματος. Με λίγα λόγια, ο βαθμός της οπτικής παραλληλοποίησης αναμένεται να αυξηθεί περαιτέρω σε σύγκριση με το πρότυπο 100G Ethernet, ζητώντας πυκνότερη φωτονική ολοκλήρωση για να καταστήσει την 400G μια εμπορικά βιώσιμη λύση.

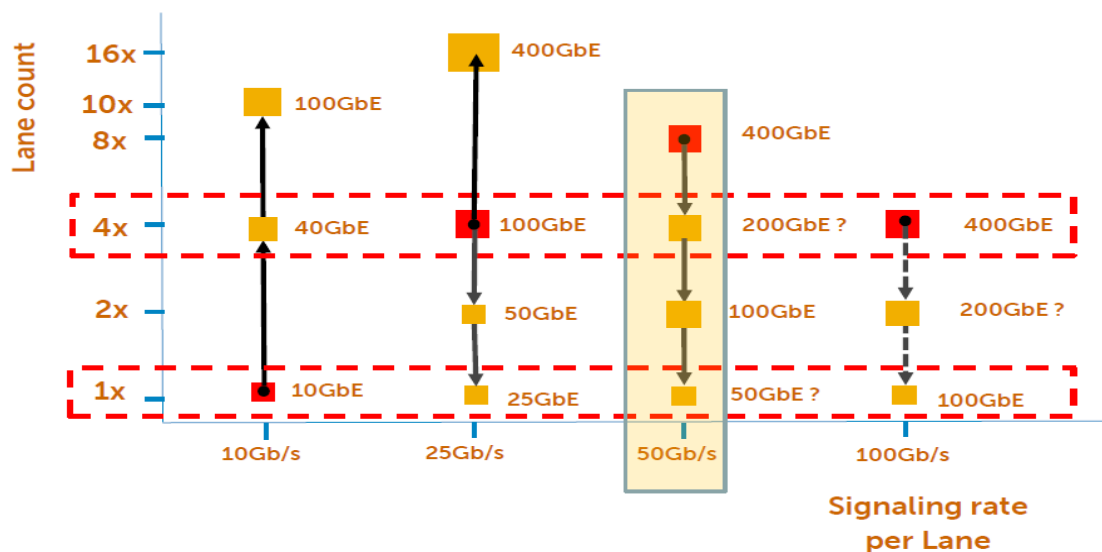


Σχήμα 2.5 – Λύσεις 400GbE με διαφορετικές γραμμές και ρυθμούς διάδοσης

Στο Σχήμα 2.6 φαίνονται κάποιοι συνδυασμοί ταχυτήτων και αριθμών καναλιών για την επίτευξη συγκεκριμένων ταχυτήτων Ethernet. Παρατηρείται ότι όταν αυξάνεται η ταχύτητα του καναλιού και μειώνεται ο αριθμός των καναλιών, τότε μειώνεται και το κόστος.



Σχήμα 2.6 – Ταχύτητες Ethernet και αριθμός καναλιών



Σχήμα 2.7 – Κλιμάκωση Ethernet

Με το νέο πρότυπο 100G, το Ethernet έχει επιτύχει υψηλότερους σειριακούς ρυθμούς bit. Ως συνέπεια, 100G πρέπει να καταφύγουν σε παράλληλες τεχνολογίες μεταφοράς στο τοπικό δίκτυο LAN.

Οι διασυνδέσεις στα 400G φαίνεται να είναι ένα τεχνολογικά βιώσιμο επόμενο βήμα για την τυποποίηση, τόσο στο LAN όσο και στο WAN. Απαιτείται σημαντικός οπτικός παραλληλισμός για διασυνδέσεις 1T σε δίκτυα LAN και WAN, λαμβάνοντας υπόψη την αναμενόμενη πρόοδο της σειριακής έρευνας ρυθμού bit έως το 2020.

Οι εσωτερικές διασυνδέσεις στα μεγάλα κέντρα δεδομένων, οι υπερυπολογιστές ή οι δρομολογητές ταξινομούνται συνήθως σε τέσσερις ομάδες, οι οποίες μπορούν να θεωρηθούν ως διαφορετικά ιεραρχικά επίπεδα συστήματος:

- I. Το υψηλότερο επίπεδο ιεραρχίας αντιπροσωπεύει το rack-to-rack δίκτυο διασύνδεσης, των οποίων τα μήκη συνδέσεων μπορούν να κυμανθούν από λίγα μέτρα έως αρκετές εκατοντάδες μέτρα.
- II. Μέσα σε ένα rack διάφορες πραγματοποιήσεις backplane είναι δυνατές. Το μήκος των συνδέσεων μέσα στο rack είναι τυπικά μεταξύ 15cm και μερικών μέτρων.
- III. Οι διασυνδέσεις chip-to-chip παρέχουν συνδέσεις μεταξύ τσιπ σε μία μονή μονάδα, δηλ. σε μια σανίδα, η οποία είναι συνήθως μικρότερη από 25cm.
- IV. Τέλος, οι διασυνδέσεις on-chip έχουν συνήθως μήκος κάτω από 2cm.

Οι διασυνδέσεις σε διάφορες κλίμακες μπορούν να κάνουν χρήση διαφορετικών αρχιτεκτονικών και τεχνολογιών από τις παραμέτρους του συστήματος και οι στόχοι σχεδιασμού μπορεί να διαφέρουν σημαντικά. Εκτός από την απόσταση μετάδοσης, ο αριθμός των κόμβων, τα ποσοστά δεδομένων και τα χαρακτηριστικά μετάδοσης εξαρτώνται από το ιεραρχικό επίπεδο και τη θέση μέσα στο σύστημα. Ωστόσο, παρόλο που τα επίπεδα ιεραρχικού συστήματος συχνά σχεδιάζονται και αναλύονται χωριστά, υπάρχει ανάγκη για ανάλυση και βελτιστοποίηση σε επίπεδο συστήματος, καθώς η συνολική απόδοση εξαρτάται όχι μόνο από το επίπεδο απόδοσης των ατομικών υποσυστημάτων, αλλά και από την ένταση της αλληλεπίδρασης μεταξύ των διαφορετικών επιπέδων ιεραρχίας.

Τα διάφορα συστήματα μικρής εμβέλειας σύμφωνα με τα αντίστοιχα χαρακτηριστικά και τις προκλήσεις της τεχνολογίας κατηγοριοποιούνται στις εξής κατηγορίες:

- i. Server-to-server ή intra-data-center links: Αυτές είναι συνδέσεις κάτω από 300m που συνδέουν ένα διακομιστή με άλλο μέσα σε ένα κέντρο δεδομένων. Αποτελούν το μεγαλύτερο όγκο μεταξύ όλων των διασυνδέσεων σε ένα κέντρο δεδομένων. Σήμερα κυριαρχούνται από πομπούς VCSEL και MMF.
- ii. Inter data-center links: Αυτές είναι συνδέσεις κάτω από 20km που συνδέουν ένα κέντρο δεδομένων με άλλο. Η κλίμακα μήκους είναι υπερβολικά μεγάλη για πολυτροπικές ίνες (MMF) λόγω διασποράς και ως εκ τούτου χρησιμοποιείται η πρότυπη μονοτροπική ίνα (SSMF). Από την άλλη πλευρά, αυτή η κλίμακα μήκους είναι αρκετά μικρή για οπτικούς ενισχυτές. Συνεπώς, η RS είναι μια σημαντική παράμετρος για τη βελτιστοποίηση του συστήματος.
- iii. Extended reach inter-data-center, access and metro links: Αυτές είναι οι συνδέσεις μεταξύ 20 και 80 χιλιομέτρων και η οπτική ενίσχυση είναι αποδεκτή για ορισμένα σενάρια. Ωστόσο, οι δέκτες άμεσης ανίχνευσης εξακολουθούν να προτιμώνται από τους συνεκτικούς δέκτες.

2.2. Πρότυπα 100GbE, 200GbE, 400GbE

Name	100GBASE-SR10	100GBASE-DR4	100GBASE-FR	100GBASE-LR4	100GBASE-ER4	100GBASE-PSM4	100GBASE-SR4
Media	MMF	SMF	SMF	SMF	SMF	SMF	MMF
Standard	IEEE 802.3ba	IEEE 802.3cd		IEEE 802.3ba	IEEE 802.3ba	MSA	IEEE 802.3bm
Electrical	10 x 10Gb/s CAUI 10			10 x 10Gb/s CAUI 10	10 x 10Gb/s CAUI 10		4 x 25Gb/s CAUI 4
Reach	100m OM3/ 150m OM4	500m	2km	10km	40km	500m	70m OM3/ 100m OM4
Fiber Count (Tx/Rx)	10	4		1	1	1	4
Lanes	1 850nm	1 1304.5- 1317.5nm		4 1295.56nm 1300.05nm 1304.59nm 1309.14nm	4 1295.56nm 1300.05nm 1304.59nm 1309.14nm	4 1295-1325nm	1 850nm
Gb/s per lane	10Gb/s	25Gb/s		25Gb/s	25Gb/s	25Gb/s	25Gb/s
Connector	MPO/MTP	LC		LC	LC	MPO/MTP (MPO-12)	MPO/MTP

Σχήμα 2.8 – Πρότυπα για 100GbE

Name	200G SR4	200G SWDM4	200G-PSM4	200G LR4/FR4
Media	MMF	MMF	SMF	SMF
Reach	150m	100m	500m	10km/2km
Fiber Count (Tx/Rx)	4	1	4	1
Lambda	1	4	1	4
Gb/s per lane	50Gb/s	50Gb/s	50Gb/s	50Gb/s

Σχήμα 2.9 – Πρότυπα για 200GbE

Name	400G SR4.2	400G SWDM8	400G PSM4.2	400G LR8/FR8	400G PSM4	400G FR4	400G LR4
Media	MMF	MMF	SMF	SMF	SMF	SMF	SMF
Reach	100m	70m	500m	10km/2km	500m	2km	10km
Fiber Count (Tx/Rx)	4	1	4	1	4	1	1
Lambda	2	8	2	8	1	4	4
Gb/s per lane	50Gb/s	50Gb/s	50Gb/s	50Gb/s	100Gb/s	100Gb/s	100Gb/s

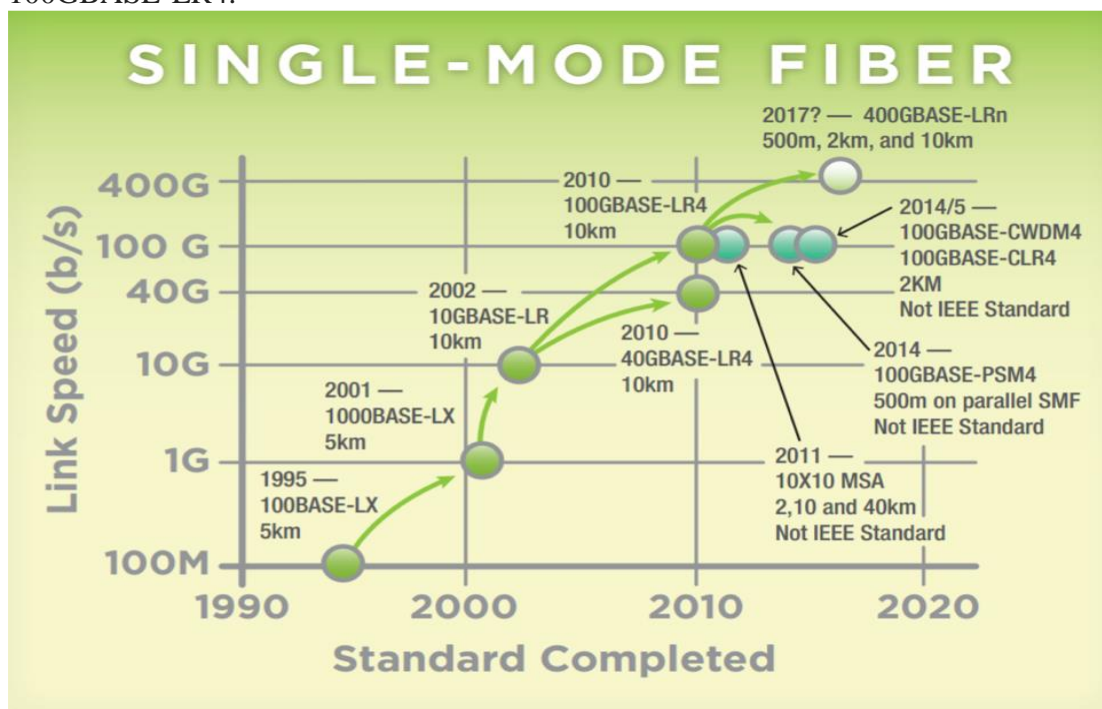
Σχήμα 2.10 – Πρότυπα για 400GbE

Standards	400GBASE-SR16	400GBASE-DR4	400GBASE-FR8	400GBASE-FR4	400GBASE-LR8	400GBASE-ER8	400GBASE-ER4	400GBASE-ZR
Link media	MMF	SMF	SMF	SMF	SMF	SMF	SMF	SMF
Operation band	850 nm	O-band (1300 nm)	O-band (1300 nm)	O-band (1300 nm)	O-band (1300 nm)	O-band (1300 nm)	O-band (1300 nm)	C-band
Modulation format	NRZ	PAM-4	PAM-4	PAM-4	PAM-4	PAM-4	PAM-4	DP-16QAM
Symbol rate per lane (Gbaud)	26,5625	53,125	26,5625	53,125	26,5625	26,5625	53,125	59,8345
Maximum reach (km)	0,1	0,5	2	2	10	40	40	80 – 120
Number of lanes	16	4	8	4	8	8	4	1
Number of wavelength	1	1	8	4	8	8	4	1
Number of fibers	16	4	1	1	1	1	1	1
Type of connector	MPO	MPO	LC	LC	LC	LC	LC	LC

Σχήμα 2.11 – Πρότυπα 400GBASE

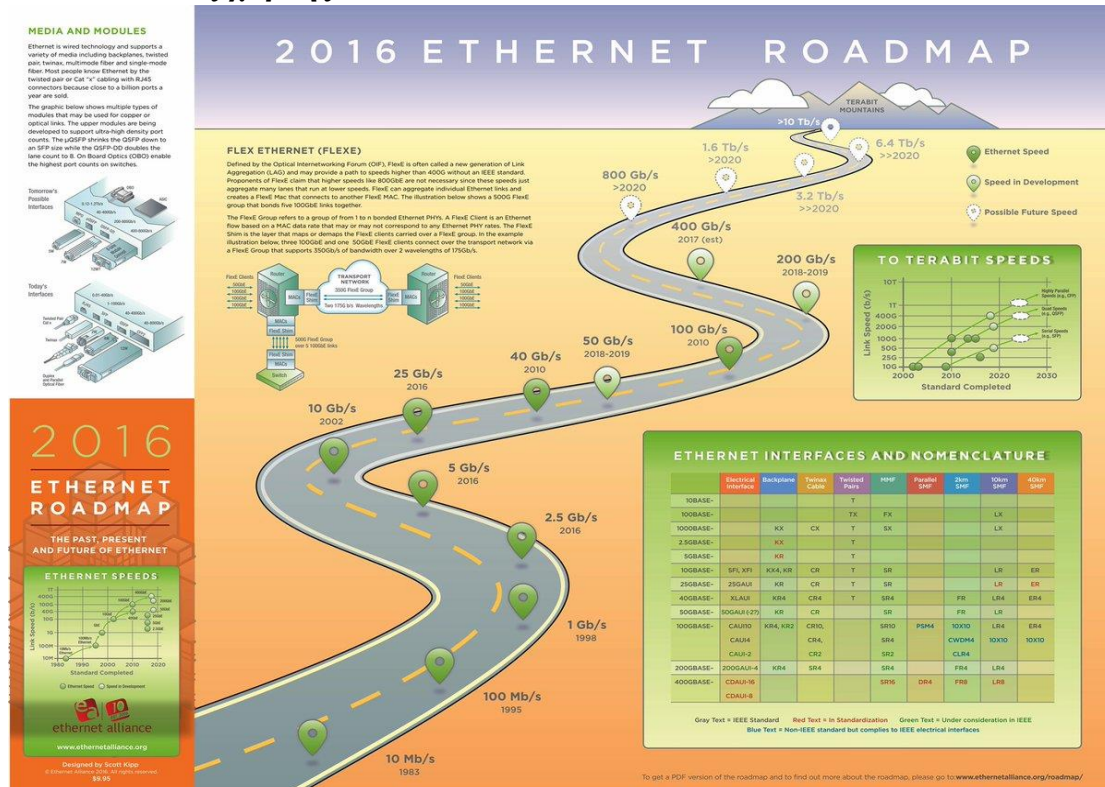
- Το 400GBASE-SR16 είναι για κοντινές αποστάσεις (100m) και χρησιμοποιεί πολυτροπικές ίνες. Κυματοδηγεί ένα μήκος κύματος (1 κανάλι) διαθέτοντας 16 ίνες με ρυθμό 25GBaud.
- Το 400GBASE-DR4 είναι για ενδιάμεσες αποστάσεις (500m) και χρησιμοποιεί μονοτροπικές ίνες. Κυματοδηγεί ένα μήκος κύματος (1 κανάλι) διαθέτοντας 4 ίνες με ρυθμό 50GBaud.
- Τα 400GBASE-FR8 και 400GBASE-LR8 χρησιμοποιούν μονοτροπικές ίνες με ρυθμό 25GBaud και είναι για μακρινές (2km) και πολύ μακρινές (10km) αποστάσεις αντίστοιχα. Χρησιμοποιούν 8 κανάλια και μία ίνα με PAM-4 διαμόρφωση.

Το Σχήμα 2.12 παρουσιάζει την εξέλιξη των προτύπων Ethernet. Στα μέσα της δεκαετίας του 1990 το πρότυπο 100BASE-LX κάλυπτε τις ανάγκες των 100Mbps και έφτανε σε απόσταση 5km. Στις αρχές του 2000 όμως, για να καλυφθούν οι ανάγκες των 10Gbps, εμφανίστηκε το πρότυπο 10GBASE-LX, που έφτανε σε απόσταση 10km. Από το 2010 άρχισαν να αναπτύσσονται πιο εξελιγμένα πρότυπα Ethernet προκειμένου να ικανοποιήσουν τις ταχύτητες των 40 και 100Gbps, όπως το 40GBASE-LR4 και το 100GBASE-LR4.



Σχήμα 2.12 – Εξέλιξη των προτύπων Ethernet

2.3. Οδικός χάρτης δικτύων



Σχήμα 2.13 – Οδικός χάρτης Ethernet 2016

Στο Σχήμα 2.14 φαίνεται η εξέλιξη του Ethernet ανάλογα με τις εφαρμογές που χρησιμοποιούνται:

- **Building and industrial:** Γίνεται προσπάθεια να τυποποιηθεί ένα πρότυπο για λειτουργία πάνω από 10Mbps μέσα από ένα μονό ζευγάρι πλεγμένων καλωδίων. Αυτό θα έχει εφαρμογή σε εργοστάσια, συστήματα ασφαλείας, όπως επίσης και σε έξυπνες λάμπες και υπολογίζονται περίπου 165 εκατομμύρια θύρες μέχρι το τέλος του 2019.
- **Automotive:** Μελέτες προβλέπουν ότι θα εγκατασταθούν περισσότερες από 500 εκατομμύρια θύρες Ethernet σε 119 εκατομμύρια οχήματα μέχρι το τέλος του 2019, που θα παρέχουν δεδομένα και ισχύ στα αμάξια για να μειωθεί το κόστος και το βάρος.
- **Enterprise:** Τα τοπικά δίκτυα LANs χρησιμοποιούνται για οικιακή χρήση και περιλαμβάνουν και τα προϊόντα BASE-T. Οι ταχύτητες μετάδοσης είναι μεγαλύτερες των 10GbE.
- **Cloud providers:** Τα υπερκλιμακούμενα κέντρα δεδομένων ήταν τα πρώτα που υιοθέτησαν τους διακομιστές των 10GbE το 2010 και στη συνέχεια προχώρησαν στους 25GbE και 50GbE λόγω της αυξανόμενης κίνησης. Χρησιμοποίησαν μονοτροπικές και πολυτροπικές ίνες για 100, 200 και 400GbE.
- **Service providers:** Οι συνδέσεις δρομολογητών, ο εξοπλισμός για οπτικά δίκτυα μετάδοσης (OTN) και η ασύρματη σύνδεση έχουν οδηγήσει σε υψηλότερους ρυθμούς και μεγαλύτερες αποστάσεις Ethernet.

2018 ETHERNET ROADMAP
THE PAST, PRESENT AND FUTURE OF ETHERNET

ETHERNET SPEEDS

Standard Completed: Ethernet, Multi-mode

ethernet alliance
www.ethernetalliance.org
Designed by Scott Rippe and John D'Amico
© Ethernet Alliance. All rights reserved. 2018

INTEROPERABILITY AND CERTIFICATION

The Ethernet Alliance is committed to leading the charge in instilling industry confidence in Ethernet standards through its multi-vendor interoperability demonstrations and rigorous PoE Certification Program takes this mission to the next level.

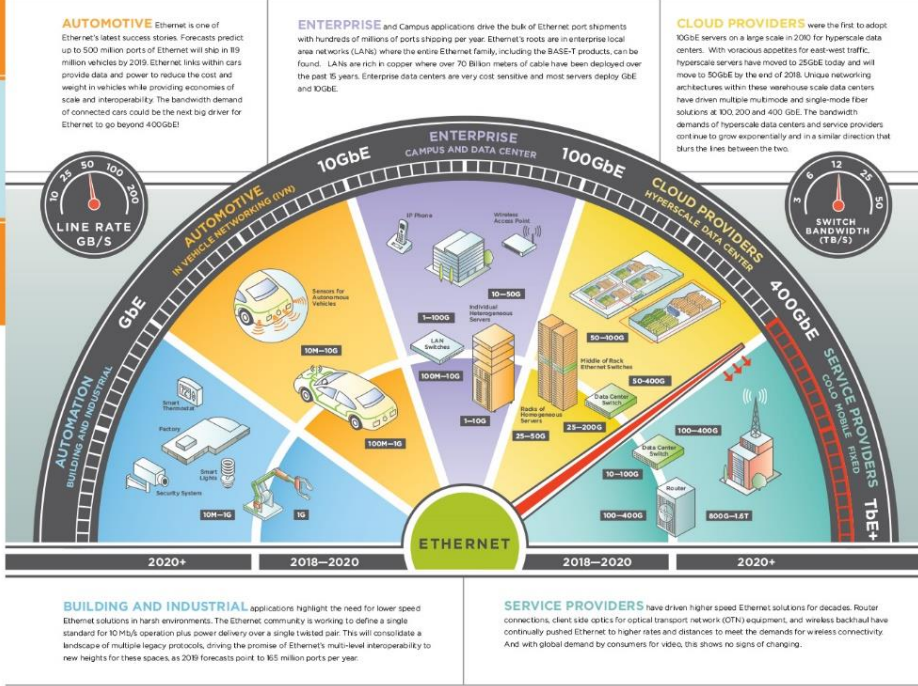
Our industry-defined PoE Certification Test Plan is based on the Ethernet PoE standard, and products passing this test will earn the Ethernet Alliance PoE Certification Logo. This logo will provide instant recognition for products that are based on the IEEE 802.3 PoE standard, and provide confidence in the multi-vendor interoperability of those products bearing it. The logo will also provide clear guidance on which devices will work with each other.

The first generation of the program certifies Type 1 and Type 2 products that use 5-year of wires. The second generation of the program will tackle the forthcoming IEEE 802.3BT PoE standard. This table explains the capabilities of the types.

Line Rate	Power Class	Power Budget	Power Class	Power Budget
10 Gb/s	Class 1	4.0 W	Class 2	7.0 W
25 Gb/s	Class 1	4.0 W	Class 2	7.0 W
40 Gb/s	Class 1	4.0 W	Class 2	7.0 W
100 Gb/s	Class 1	4.0 W	Class 2	7.0 W

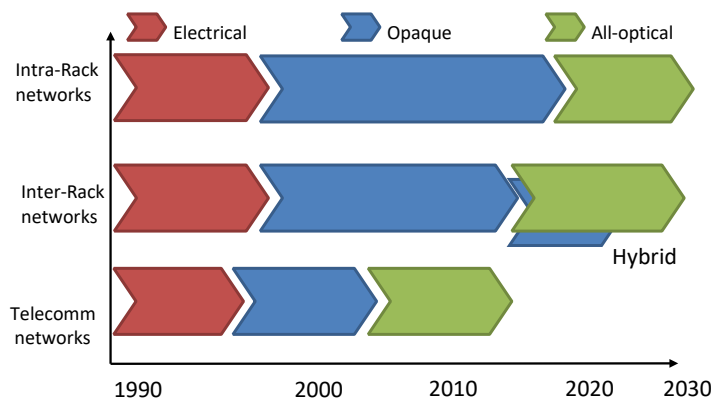


ETHERNET APPLICATIONS



Σχήμα 2.14 – Οδικός χάρτης Ethernet 2018

Το Σχήμα 2.15 απεικονίζει τον οδικό χάρτη για τη χρήση δικτύων οπτικών διασυνδέσεων (all-optical) για intra-rack και inter-rack επικοινωνίες. Στον τομέα των τηλεπικοινωνιών τα δίκτυα εξελίχθηκαν από ηλεκτρικά δίκτυα (στα οποία τόσο οι σύνδεσμοι όσο και η μετάβαση βασίζονταν στο ηλεκτρικό πεδίο) σε αδιαφανή δίκτυα (στα οποία οι σύνδεσμοι είναι οπτικοί και η μετάβαση βασίζεται σε ηλεκτρικούς διακόπτες) και αργότερα σε διαφανή δίκτυα (στα οποία τόσο οι σύνδεσμοι όσο και η εναλλαγή βασίζονται στο οπτικό πεδίο).



Σχήμα 2.15 – Οδικός χάρτης Ethernet

Τα δίκτυα κέντρων δεδομένων βασίζονται σε αδιαφανή δίκτυα στα οποία οι σύνδεσμοι βασίζονται σε οπτικές ίνες και η μεταγωγή γίνεται με ηλεκτρικούς διακόπτες. Ωστόσο, η αύξηση της κυκλοφορίας του δικτύου και η ανάγκη για ενεργειακά αποδοτική

δρομολόγηση θα μπορούσαν να οδηγήσουν στην υιοθέτηση διαφανών δικτύων. Καθώς η επικοινωνία μεταξύ των racks έχει υψηλότερες απαιτήσεις ως προς το υποστηριζόμενο εύρος ζώνης, ότι όλες οι οπτικές διασυνδέσεις σταδιακά μπορεί να υιοθετηθούν από αυτά τα δίκτυα. Δεδομένου ότι ο ρυθμός δεδομένων στους διακομιστές θα αυξηθεί, είναι πολύ πιθανό ότι όλα τα οπτικά δίκτυα διασύνδεσης θα υποστηρίζονται επίσης για την επικοινωνία μέσα στο rack. Η επικοινωνία εντός του rack είναι πιο ευαίσθητη στο κόστος και ως εκ τούτου όλες οι οπτικές διασυνδέσεις θα πρέπει να βασίζονται σε χαμηλού κόστους και άμεσα διαθέσιμα στοιχεία προκειμένου να υιοθετηθούν ευρέως στα κέντρα δεδομένων.

Η τεράστια αύξηση της κυκλοφορίας δικτύου στα κέντρα δεδομένων θα απαιτήσει την υιοθέτηση πιο καινοτόμων δικτύων διασύνδεσης που μπορούν να διατηρήσουν το αυξημένο εύρος ζώνης χωρίς να καταναλώνουν υπερβολική ισχύ. Όλα τα οπτικά δίκτυα διασύνδεσης που εκτελούν την εναλλαγή στον οπτικό τομέα μέσω της χρήσης παθητικών οπτικών στοιχείων (π.χ. AWGR) ή ενεργών οπτικών στοιχείων (π.χ. επιλεκτικοί διακόπτες κυμάτων WSS) θα μπορούσαν να παρέχουν υψηλότερο εύρος ζώνης, μειωμένη κατανάλωση ενέργειας και χαμηλότερη καθυστέρηση σε σύγκριση με εμπορικά διαθέσιμους διακόπτες. Προβλέπεται ότι τα δίκτυα μεταξύ των rack θα είναι τα πρώτα που θα υιοθετήσουν όλες τις οπτικές αρχιτεκτονικές στα κέντρα δεδομένων, διότι οι απαιτήσεις κίνησης είναι πολύ υψηλότερες σε σύγκριση με την επικοινωνία μέσα στο rack. Καθώς το κόστος του οπτικοακουστικού δικτύου μειώνεται, τα δίκτυα εντός του rack θα μπορούσαν επίσης να υιοθετήσουν όλες τις οπτικές προσεγγίσεις, ειδικά όταν οι θύρες Ethernet των διακομιστών βασίζονται σε πρότυπα 25G ή 40G Ethernet.

2.4. Περιγραφή οπτικών διασυνδέσεων

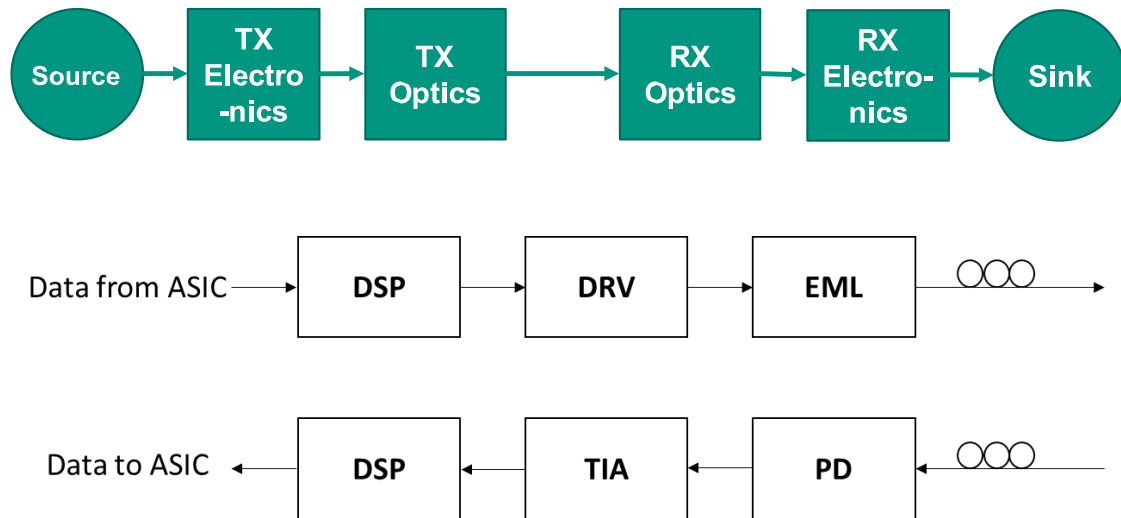
Οι οπτικές διασυνδέσεις στα σύγχρονα υπολογιστικά κέντρα αποτελούνται από:

- Circuit
- DSP chip
- Externally Modulated Laser (EML)
- Photonic Integrated Circuit (PIC) chip
- Οπτική ίνα

Λόγω της εκρηκτικής ανάπτυξης των υπηρεσιών κινητής τηλεφωνίας και του cloud, η ζήτηση για μεγαλύτερη χωρητικότητα σε δεδομένα επικοινωνιών αυξάνεται ραγδαία. Η συνεχής ανάπτυξη της κυκλοφορίας εντός και μεταξύ των κέντρων δεδομένων κατά τα τελευταία έτη οδηγεί στην ανάγκη για συμπαγείς και χαμηλού κόστους πομποδέκτες με ρυθμό δεδομένων 400Gbps. Η χαμηλή κατανάλωση ενέργειας και το χαμηλό κόστος είναι κρίσιμης σημασίας. Για το λόγο αυτό οι λύσεις πρέπει να έχουν τη δυνατότητα να κλιμακωθούν σε 1,6Tbps και πέραν αυτού του ρυθμού.

Μια τυπική σύνδεση οπτικής επικοινωνίας από τα ηλεκτρικά δεδομένα της πηγής στο δέκτη αποτελείται από τον πομπό (TX) και το δέκτη (RX) ηλεκτρονικών και οπτικών στοιχείων (Σχήμα 2.16). Ο πομπός λαμβάνει τα δεδομένα από το ASIC, κάνει την ψηφιακή επεξεργασία, περνάει το σήμα από τον ενισχυτή και στη συνέχεια από το εξωτερικά διαμορφωμένο λείζερ για να γίνει η διαμόρφωση. Μετά την οπτική ίνα το

σήμα στο δέκτη ανιχνεύεται από τη φωτοδίοδο, περνάει από τον ενισχυτή διεμπέδησης, γίνεται η ψηφιακή επεξεργασία και τέλος τα δεδομένα φτάνουν στο ASIC.



Σχήμα 2.16 – Τυπική οπτική διασύνδεση

Σήμερα το 100GE (LR4) πρότυπο λειτουργεί με πολυπλεξία μήκους κύματος $4 \times 25\text{Gbps}$ για την επίτευξη μετάδοσης 100Gbps. Για να αντιμετωπίσει τη ζήτηση για μεγαλύτερα εύρη ζώνης, το IEEE λειτουργεί επί του παρόντος σχετικά με την τυποποίηση των 200 και 400GE, τα οποία βασίζονται σε $4 \times 50\text{Gbps}$ και $8 \times 50\text{Gbps}$ μήκη κύματος (πολυπλεγμένα κανάλια), αντίστοιχα, καθένα από τα οποία εκπέμπει 25-28GBd σήματα PAM-4, τα οποία είναι ελκυστικά, δεδομένου ότι αυτά είναι συμβατά με τα υπάρχοντα 100GE δομικά στοιχεία από άποψη εύρους ζώνης (οδηγός, λείζερ, φωτοδίοδοι, TIA). Οι επερχόμενοι πομποδέκτες 400Gbps Ethernet (400GbE) είναι πιθανό να υλοποιηθούν με ένα $8 \times 50\text{Gbps}/\lambda$ PAM-4 σύστημα. Ωστόσο, συστήματα με μικρότερο αριθμό σε οπτικά κανάλια (γραμμές) (υψηλότερες ταχύτητες ανά κανάλι) είναι επιθυμητά για να μειωθεί η πολυπλοκότητα, το μέγεθος, η κατανάλωση ενέργειας και κόστος των πομποδεκτών. Ως απλές λύσεις σε αυτή την πρόκληση, $100\text{Gbps}/\lambda$ PAM-4 πομποί προσελκύουν μεγάλη προσοχή ως πιο κατάλληλοι υποψήφιοι για συστήματα 400GbE με 4 οπτικά κανάλια. Ακόμα υψηλότερα ποσοστά δεδομένων, περίπου $150\text{Gbps}/\lambda$, έχουν επίσης αναφερθεί με PAM-4 και PAM-8. Παρ' όλα αυτά, οι υλοποιήσεις 400GE δεύτερης γενιάς ακολουθούν την τάση των τετραπλών καναλιών των προκατόχων τους (100 και 200GE), με στόχο έναν πομποδέκτη συμπεριλαμβανομένων των καναλιών $4 \times 100\text{Gbps}$, καθένα από τα οποία φέρει κατά πάσα πιθανότητα PAM-4 σήματα 56GBd. Αυτή η προσέγγιση απαιτεί την ανάπτυξη των νέων εξαρτημάτων που επιτρέπουν την ταχύτητα διαμόρφωσης πάνω από 50GBd.

Υπάρχουν διάφορες λύσεις για οπτικές διασυνδέσεις 400GbE βασισμένες σε τέσσερις οπτικές γραμμές ή ακόμα και σε δύο οπτικές γραμμές που χρησιμοποιούν εξαρτήματα με μεγαλύτερο εύρος ζώνης και είναι πιο ελκυστικές για τη μείωση του κόστους, της πολυπλοκότητας, τον παραλληλισμό και την κατανάλωση ενέργειας.

Προκειμένου να επιτευχθεί σειριακός ρυθμός 100Gbps με IM-DD πομποδέκτες, έχουν προταθεί διάφορα συστήματα διαμόρφωσης, όπως η on-off keying (OOK), η δυαδική σηματοδότηση PAM, η διαμόρφωση DMT ή CAP. Μεταξύ αυτών των συστημάτων, η σηματοδότηση PAM προσφέρει ένα καλό συνδυασμό μεταξύ φασματικής απόδοσης

και πολυπλοκότητας. Από τη μία πλευρά η PAM-4 διαμόρφωση διπλασιάζει τη φασματική απόδοση του OOK, συνεπώς απαιτεί λιγότερο εύρος ζώνης. Από την άλλη πλευρά η DMT ή η CAP διαμόρφωση απαιτούν πιο περίπλοκο DSP και υψηλότερο αποτελεσματικό αριθμό bits (ENOB) DAC και ADC σε σχέση με την PAM-4. Επιπλέον, οι DAC γενικά δεν έχουν επαρκή πλάτος σήματος εξόδου για να οδηγήσουν αποτελεσματικά ένα διαμορφωτή. Έτσι πρέπει να εισαχθεί ένας ηλεκτρικός ενισχυτής (οδηγός) με υψηλότερο κόστος, υψηλότερη κατανάλωση ενέργειας και ο οποίος εισάγει πολλές φορές περιορισμούς εύρους ζώνης. Όλοι αυτοί οι λόγοι κάνουν την PAM πιο ελκυστική για να αντιμετωπίσει τις διασυνδέσεις 100Gbps μικρής εμβέλειας.

Διάφορες αρχιτεκτονικές συστημάτων για συνδέσεις 400Gbps είναι π.χ. $8 \times 50\text{Gbps}$, $4 \times 100\text{Gbps}$ ή $2 \times 200\text{Gbps}$. Ένας υψηλός ρυθμός γραμμής ωφελείται από την αποφυγή υψηλού παραλληλισμού, αλλά αυξάνει τις απαιτήσεις εύρους ζώνης για τα ηλεκτρονικά στοιχεία σύνδεσης και την οπτική τεχνολογία. Με την αύξηση της φασματικής απόδοσης, οι απαιτήσεις εύρους ζώνης για δεδομένο ρυθμό γραμμής μειώνονται. Υψηλότερης τάξης μορφές διαμόρφωσης, όπως διαμόρφωση εύρους παλμού (PAM) ή διακριτή πολυτονία (DMT) απαιτούν πιο πολύπλοκους δέκτες με υψηλότερη ευαισθησία, σε σύγκριση με τη NRZ on-off keying. Για εφαρμογές μικρής εμβέλειας, διαμόρφωση έντασης και συστήματα άμεσης ανίχνευσης (IMDD) είναι πολύ ελπιδοφόρα, χρησιμοποιώντας απλές και οικονομικά αποδοτικές φωτοδιόδους ως οπτικά συστήματα RX. Τα ηλεκτρονικά TX και RX πραγματοποιούνται είτε με απλό αναλογικό ρολόι και ανάκτηση δεδομένων (CDR), ή με αναλογικό σε ψηφιακό και μετατροπείς ψηφιακού σε αναλογικό (ADC/DAC). Ψηφιακές λύσεις επιτρέπουν την ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP) για ανάκτηση σήματος, συμπεριλαμβανομένων τη διόρθωση σφαλμάτων (FEC), την ισοστάθμιση προώθησης και απόφασης ανατροφοδότησης (FFE/DFE), την ανάκτηση ψηφιακού χρονισμού και την ψηφιακή προ-παραμόρφωση. Οι επιλογές ολοκληρωμένων οπτικών κυκλωμάτων TX και RX περιλαμβάνουν φωτονικά κυκλώματα σε πυριτίο (SiPho), φωσφίδιο του ινδίου (InP), υβριδικά κυκλώματα (SiPho+InP) και υβρίδια οργανικού πυριτίου. Οι πιο απλές αρχιτεκτονικές TX χρησιμοποιούν απευθείας διαμορφωμένα λέιζερ, επιτυγχάνοντας μετάδοση PAM-4 μέχρι και 112Gbps σε αποστάσεις έως 2,2km με λέιζερ διαχωρισμού ανακλαστήρων βραχείας κοιλότητας (DBR laser) 1300nm. Για υψηλότερους ρυθμούς διαφοροποίησης, εφαρμόζονται εξωτερικοί διαμορφωτές, όπως διαμορφωτές ηλεκτρικής απορρόφησης (EAM) ή Mach-Zehnder διαμορφωτές (MZM). Το MZM έχει μεγαλύτερο αποτύπωμα σε μέγεθος από το DML και το EML, αλλά παρέχει ένα συντελεστή απόκλισης κοντά στο μηδέν, με τη λειτουργία του σε διάταξη push-pull και θέτοντας την ακμή απορροφήσεως μακριά από το μήκος κύματος λειτουργίας. Ένα χαμηλό chirp είναι ευεργετικό για την αύξηση της εμβέλειας μετάδοσης στα συστήματα μικρής εμβέλειας. Μονολιθικό λέιζερ και ενσωματωμένη διαμόρφωση δίνει αμελητέα απώλεια σύνδεσης και μειώνει το μέγεθος TX, το χρόνο συσκευασίας και την προσπάθεια. Το InP επιτρέπει μονολιθική ολοκλήρωση, κάνοντας τα InP TX PICs αποδοτικά σε κόστος και ισχύ. Έχει καταδειχθεί DMT μετάδοση μέχρι 300Gbps σε 10km σε τυπική μονορυθμική ίνα (SSMF) στα 1300nm με ενσωματωμένο λέιζερ ανατροφοδότησης (DFB) EAM (EML) TX PIC.

Οι κυριότερες τεχνολογίες πομπών για τις οπτικές διασυνδέσεις είναι:

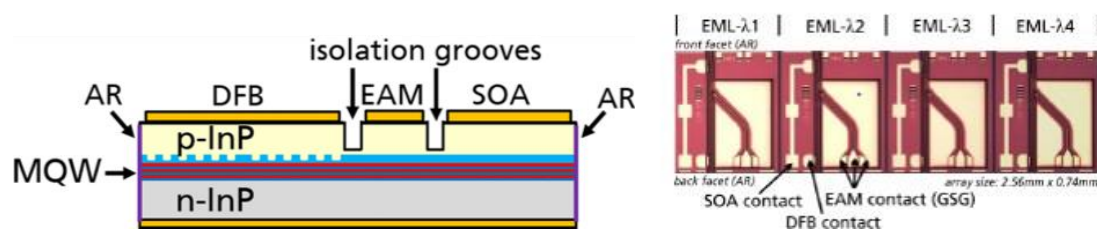
- Vcsels
- DMLs (Directly Modulated Lasers)
- EMLs (Externally Modulated Lasers)

Από αυτές η πρώτη είναι η φθηνότερη τεχνολογία και χρησιμοποιείται για κοντινές αποστάσεις, ενώ οι άλλες δύο χρησιμοποιούνται για αποστάσεις από 2km και πάνω.

1. InP

Ένας τρόπος για να επιτευχθούν οπτικές διασυνδέσεις δύο γραμμών είναι με τη χρήση InP με περισσότερο από 70GHz εύρος ζώνης. Ως εκ τούτου, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η PAM διαμόρφωση αντί για την OOK για την επίτευξη ενός μεγαλύτερου bitrate καναλιού μετάδοσης. Η PAM-4 επιτρέπει μειωμένες απαιτήσεις εύρους ζώνης χωρίς υπερβολικό κόστος ευαισθησίας και ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP) και μέτρια πολυπλοκότητα στην πλευρά του πομπού. Επιπλέον, υψηλού εύρους ζώνης οπτοηλεκτρονικά εξαρτήματα με υψηλή φάση και γραμμικότητα πλάτους αποτελούν προϋπόθεση για την επίτευξη δύο οπτικών λωρίδων για 400GbE. Έρευνες έχουν δείξει 80Gbd, 90Gbd και 100Gbd υψηλής ταχύτητας PAM-4 συστήματα μετάδοσης με ενσωματωμένο εξωτερικά διαμορφωμένο λέιζερ (EML) με μεγάλο εύρος ζώνης ανοίγοντας το δρόμο για οικονομικά αποδοτικές διασυνδέσεις χρησιμοποιώντας μορφές διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων υψηλής ταχύτητας. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν απέδειξαν την ικανότητα του EML για την ενεργοποίηση εφαρμογών 400GbE οπτικών διασυνδέσεων από την πλευρά του πελάτη.

Το InP μπορεί να κατασκευαστεί είτε με EAM είτε με Mach-Zehnder. Στο Σχήμα 2.17 φαίνεται από τι αποτελείται ένα InP που είναι κατασκευασμένο με EAM.



Σχήμα 2.17 – InP με EAM

➤ InP-Based Monolithic DFB Laser Mach-Zehnder Modulator

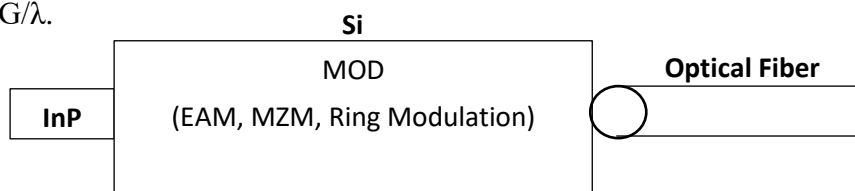
Μια ισχυρή ζήτηση για κλιμακούμενες λύσεις χαμηλής ισχύος για εφαρμογές απόστασης 2km έως 10km εμφανίστηκε τα τελευταία χρόνια με τη μαζική αύξηση των συνδέσεων inter- και intra- data center. Χρησιμοποιώντας διαμόρφωση υψηλότερης τάξης, η ενέργεια ανά δυαδικό ψηφίο μπορεί να μειωθεί σε βάρος της αυξημένης πολυπλοκότητας των ηλεκτρονικών.

Έρευνες έχουν χρησιμοποιήσει μια μονάδα TX με ενσωματωμένο λέιζερ DFB με βάση InP MZM PIC (DFB-MZM PIC) συνδυάζοντας υψηλής ταχύτητας TX και RX ηλεκτρονικά και οπτικά για να επιτευχθεί ο υψηλότερος ρυθμός λωρίδας. Διαφορετικές διαμορφώσεις IMDD στα 100GBd NRZ, PAM4 και PAM8 αντιστοιχούν σε 100Gbps, 200Gbps και ταχύτητες λωρίδων 300Gbps, αντίστοιχα. Ένας εξαιρετικά γρήγορος 100GSa/s BiCMOS DAC που έχει εύρος ζώνης 40GHz και 5 bit ENOB παράγει τα ηλεκτρικά σήματα και χρησιμοποιείται για να ξεπεράσει τις ατέλειες των συστατικών καθώς και τους περιορισμούς θορύβου. DSP υψηλού επιπέδου εφαρμόστηκε για μεταγενέστερη επεξεργασία διορθώνοντας τους περιορισμούς του εύρους ζώνης του οπτικού διαμορφωτή και των ηλεκτρονικών συσκευών. Η DSP μετάδοση επιτυγχάνεται έως 1,8km (NRZ) και 1,2km (PAM) στα 1550nm καθιστώντας τη συσκευή ελκυστική για εφαρμογές σύντομης εμβέλειας διπλής λωρίδας 400Gbps. Τα σήματα PAM-8 απαιτούν προηγμένη DSP και OSNR μεγαλύτερο από 37dB για να επιτευχθεί μετάδοση έως 1,2km με κατώτερο BER και όριο FEC 20%. Όσον αφορά

την ενεργειακή απόδοση, η απαιτούμενη ενέργεια ανά bit για τα PAM-4 και PAM-8 είναι 0,85pJ/bit και 0,57pJ/bit, αντίστοιχα, η οποία είναι σημαντικά βελτιωμένη συγκριτικά στη NRZ.

2. Silicon

Έρευνες έχουν παρουσιάσει ένα συμπαγή πομποδέκτη πυριτίου που είναι ικανός να παράγει 64Gbd PAM-4 χρησιμοποιώντας δύο παράλληλους GeSi EAMs μήκους 120μm. Σε συνδυασμό με έναν ενσωματωμένο ηλεκτρικό πομποδέκτη chipset, έδειξαν την πρώτη real-time 64Gbd PAM-4 μετάδοση πάνω από 1km SSMF σε ένα σύνδεσμο chip-to-chip χωρίς ηλεκτρικούς ADCs, DACs ή DSP που καταναλώνουν ενέργεια. Αυτά τα αποτελέσματα απεικονίζουν όχι μόνο τα πλεονεκτήματα της λειτουργίας του DAC στον οπτικό τομέα, ώστε να εξαλείφεται η ανάγκη για τα γραμμικά ηλεκτρονικά και οπτικά, αλλά επίσης και τις ικανότητες της φωτονικής πυριτίου προς την υλοποίηση εξαιρετικά συμπαγών και χαμηλής ισχύος πομποδεκτών για οπτικές διασυνδέσεις 100G/λ.



2.5. Ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP)

2.5.1. Ανάγκη για DSP

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος ασχολείται με την ψηφιακή αναπαράσταση των σημάτων και την ανάλυση, τροποποίηση και εξαγωγή πληροφοριών από αυτά, με τη βοήθεια ψηφιακών επεξεργαστών. Η παράλληλη ανάπτυξη των μετατροπών αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC) και ολοκληρωμένων κυκλωμάτων υψηλών ταχυτήτων (Application Specific Integrated Circuit - ASICs), επέτρεψαν τη χρήση αλγορίθμων πραγματικού χρόνου (real-time) DSP για την αποδιαμόρφωση οπτικών σημάτων με ρυθμούς μετάδοσης της τάξεως των Gbps. Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος επιτρέπει τη μεταπήδηση σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης και ταυτόχρονη αύξηση της ακτίνας μετάδοσης. Η μείωση του κόστους σε συνδυασμό με το γεγονός ότι πλέον τα δίκτυα είναι πιο διαφανή και πιο εύκολα αναβαθμίσιμα είναι μερικά επιπλέον πλεονεκτήματα. Επίσης έχουν την ικανότητα να ανιχνεύουν όλα τα πολυ-επίπεδα σχήματα διαμόρφωσης βελτιώνοντας έτσι τη φασματική απόδοση του δέκτη.

Στις οπτικές επικοινωνίες η χρήση του DSP έγκειται στην αντιστάθμιση μια σειράς προβλημάτων, όπως:

- οι μη γραμμικότητες της ίνας
- οι περιορισμοί λόγω του εύρους ζώνης
- η ισχυρή διασυμβολική παρεμβολή (ISI) που σχετίζεται με το στενό εύρος ζώνης καναλιού
- τα σύμβολα πολλαπλών επιπέδων (PAM-4)
- η μη γραμμική συμπεριφορά των στοιχείων οπτοηλεκτρονικής, π.χ. εκθετική καμπύλη του διαμορφωτή λέιζερ ηλεκτρικής απορρόφησης (EML) ή ημιτονοειδής καμπύλη του Mach-Zender Διαμορφωτή (MZM)
- ο θερμικός θόρυβος

- η χρωματική διασπορά (CD)
- ο πολλαπλασιαστικός θόρυβος, π.χ. σχετικός θόρυβος έντασης (RIN)
- η παρεμβολή πολλαπλών διαδρομών (MPI) λόγω ανακλάσεων εντός της οπτικής διαδρομής

Σημειώνεται ότι τα τρία τελευταία προβλήματα δε συναντώνται στη μετάδοση των 1300nm.

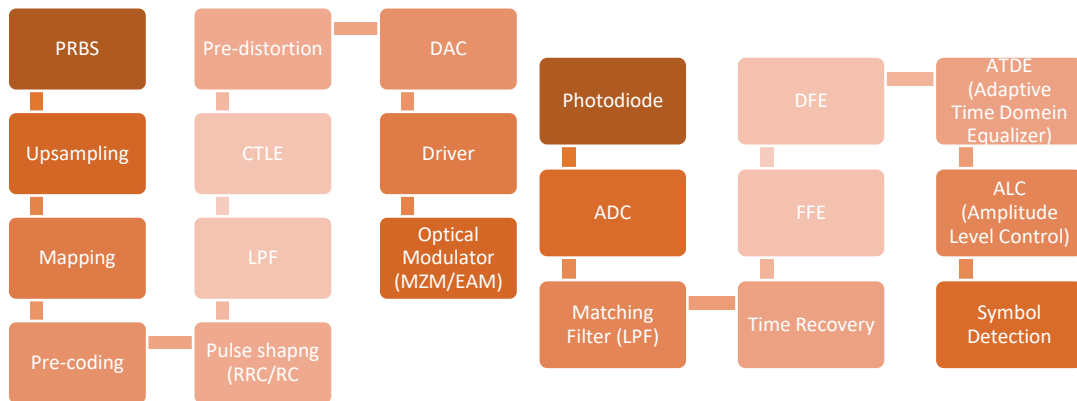
Οι τεχνικές DSP αντιμετωπίζουν κάποιες προκλήσεις για συστήματα μικρής εμβέλειας, οι οποίες είναι οι εξής:

- *Κόστος (Cost)*: Για φθηνούς πομποδέκτες κοντινής απόστασης είναι ιδανικές συσκευές χαμηλού εύρους ζώνης PIN, όπως η κάθετη κοιλότητα λείζερ εκπομπής επιφανείας (VCSEL), το απευθείας διαμορφωμένο λείζερ (DML), ηλεκτροαπορροφητικοί διαμορφωτές (EAM). Επίσης, η άμεση ανίχνευση προτιμάται πολύ περισσότερο από τη συνεκτική ανίχνευση. Επιπλέον είναι επιθυμητό να εφαρμοστεί απλοποιημένη τεχνική DSP και η απόσταση των καναλιών (για την εφαρμογή WDM) να είναι πολύ μεγαλύτερη από τα κανονικά δίκτυα των 50GHz της διεθνούς τηλεπικοινωνιακής ένωσης (ITU) λόγω της έλλειψης TEC και των μηχανισμών κλειδώματος μήκους κύματος.
- *Συντελεστής μεγέθους (Form factor)*: Ενώ είναι επιθυμητοί όλοι οι μικροί παράγοντες για όλες τις μορφές οπτικών πομποδεκτών γενικά, ο συντελεστής μεγέθους είναι επιτακτικός για εφαρμογές DC, καθώς επηρεάζει σημαντικά τη θύρα πυκνότητας, το μέγεθος ραφιών που μεταφράζεται άμεσα στο συνολικό μέγεθος των DC, την απαιτούμενη ποσότητα ψύξης / κλιματισμού και επομένως τελικά τη συνολική κατανάλωση ενέργειας.
- *Καθυστέρηση (Latency)*: Για τα συστήματα DC, η ανοχή καθυστέρησης είναι πιο αυστηρή από τα συστήματα μακρινών αποστάσεων εξαιτίας υπερυπολογιστών και διαφόρων άλλων εφαρμογών cloud που είναι ευαίσθητες σε καθυστέρηση. Επίσης, η καθυστέρηση διάδοσης είναι πολύ μικρότερη από τις συνδέσεις μακρινών αποστάσεων και υπάρχουν λιγότερες συνιστώσες συνδέσεων σε συστήματα μικρής εμβέλειας για να προκαλέσουν περαιτέρω καθυστερήσεις σήματος. Στην περίπτωση αυτή, η τυπική καθυστέρηση FEC των 15 έως 150μs συμβάλλει σημαντικά στη συνολική καθυστέρηση του συστήματος και επομένως δεν εξατάζεται η πολύπλοκη soft-decision FEC με τεχνικές επαναληπτικής αποκωδικοποίησης. Πιο συναφείς για τα συστήματα μικρής εμβέλειας είναι η τυπική hard-decision forward error correction (HD-FEC) ή οι καινοτόμοι κώδικες χαμηλής καθυστέρησης. Αυτό με τη σειρά του επιβάλλει αυστηρότερες απαιτήσεις στο ρυθμό σφαλμάτων pre-FEC bit error rate (BER) και στο δέκτη ευαισθησίας (RS).

2.5.2. Αλυσίδες DSP

Tx – DSP

Rx - DSP



Σχήμα 2.18 – Διάγραμμα DSP για σήμα PAM4 στον πομπό και στο δέκτη

Στην υποενότητα αυτή αναφέρονται περιληπτικά τα δομικά στοιχεία του πομπού και του δέκτη που συμμετέχουν στη δημιουργία και διαμόρφωση του σήματος στα οπτικά δίκτυα. Ο ρόλος του πομπού είναι να μετατρέπει το σήμα από ηλεκτρικό σε οπτικό, ώστε να μεταφέρει γρήγορα την πληροφορία. Ο δέκτης με τη σειρά του πρέπει να μετατρέψει το οπτικό σήμα πάλι σε ηλεκτρικό και να ανακτήσει τις πληροφορίες που έχουν μεταδοθεί μέσω του οπτικού συστήματος. Τα βασικά μέρη του πομπού είναι μία οπτική πηγή η οποία γεννά την παλμοσειρά (PRBS), ένας διαμορφωτής (PAM4), ένα φίλτρο συνημιτόνου (RC), ένα βαθυπερατό φίλτρο (LPF), ένας γραμμικός ισοσταθμιστής (CTLE) και ένας διαμορφωτής ηλεκτροαπορρόφησης (EAM). Η σημαντικότερη διάταξη ανίχνευσης οπτικού σήματος είναι ο φωτοανιχνευτής. Τα βασικά μέρη του δέκτη είναι μία φωτοδίοδος, ένα οπτικό φίλτρο (LPF) και κάποιος ισοσταθμιστής (FFE και DFE).

2.5.2.1. Πομπός (Transmitter – Tx)

Αρχικά παράγεται μια ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία (PRBS). Αυτή η ακολουθία στη συνέχεια εισάγεται σε μία διαμόρφωση PAM4, η οποία δειγματοληπτεί 2 δείγματα ανά σύμβολο (2 samples-per-symbol) (upsampling) και αντιστοιχεί το κάθε σύμβολο σε μία στάθμη (mapping). Η διαμόρφωση γίνεται γραμμικά και 2 bits έχουν 4 μοναδικούς συνδυασμούς, άρα έχουμε 4 επίπεδα σήματος – στάθμες εξόδου (pre-coding). Έπειτα το διαμορφωμένο σήμα περνάει από το φίλτρο συνημιτόνου (RC) (pulse shaping), ώστε να αποφευχθεί η διασυμβολική παρεμβολή. Έπειτα εφαρμόζεται το βαθυπερατό φίλτρο (LPF), το οποίο προσομοιάζει το κανάλι. Μετά ακολουθεί ο γραμμικός ισοσταθμιστής (CTLE), ώστε να αναιρέσει την εξασθένιση και τις αλλοιώσεις του σήματος.

2.5.2.2. Δέκτης (Receiver – Rx)

Στην πλευρά του δέκτη το σήμα περνάει από το φωτοανιχνευτή, ο οποίος μετατρέπει το σήμα από οπτικό σε ηλεκτρικό. Η πιο συνηθισμένη μορφή ανιχνευτή φωτός είναι η φωτοδίοδος p-i-n. Τα φωτόνια που προσκρούουν στη φωτοδίοδο δημιουργούν ζευγάρια ηλεκτρονίων, τα οποία διαχωρίζονται από το ηλεκτρικό πεδίο και δημιουργούν τελικά ηλεκτρικό ρεύμα. Τα οπτικά φίλτρα αποτελούν σημαντικό στοιχείο των δεκτών και επιτελούν πολλαπλές λειτουργίες. Όπως και τα ηλεκτρικά φίλτρα, εμποδίζουν μέρος του εισερχόμενου σήματος να προχωρήσει στο επόμενο

στάδιο του δέκτη. Στα συστήματα πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος WDM διαχωρίζουν τα σήματα στα επιμέρους μήκη κύματος έτσι ώστε να δρομολογηθούν προς διαφορετικούς προορισμούς. Ακόμη εμποδίζουν τη διέλευση παρεύσαστων συνιστωσών θορύβου και οδηγούν έτσι σε υψηλότερη ευαισθησία του δέκτη. Τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται πρέπει να έχουν συγκεκριμένα χαρακτηριστικά. Πρέπει να έχουν χαμηλές απώλειες και επίσης αυτές να είναι ανεξάρτητες από την πόλωση του εισερχόμενου σήματος. Επίσης το εύρος ζώνης λειτουργίας του δεν πρέπει να επηρεάζεται από τις συνθήκες του περιβάλλοντος (π.χ. αλλαγή θερμοκρασίας). Τέλος ισχύει και εδώ η απαίτηση η απόκριση της συχνότητας του φίλτρου να είναι κοντά στην ιδανική και η ζώνη μετάβασής του (transition zone) να είναι απότομη. Στο δέκτη DSP, το ανιχνευμένο ψηφιακό σήμα κανονικοποιείται και εκ νέου δειγματίζεται σε 2 δείγματα ανά σύμβολο (re-sample). Ο ψηφιακός αλγόριθμος τετραγώνων και φιλτραρίσματος χρησιμοποιείται για την ανάκτηση χρονισμού (time recovery). Ο πομπός και ο δέκτης δεν είναι συγχρονισμένοι. Η δειγματοληψία στο κέντρο της περιόδου του συμβόλου οδηγεί σε καλύτερο SNR και χαμηλότερο BER. Υπάρχουν διάφοροι αλγόριθμοι που λειτουργούν με λιγότερα από δύο δείγματα ανά σύμβολο (Square Timing, Gardner and Mueller-Mueller). Το σήμα μετά περνάει από τον ισοσταθμιστή FFE και μετά από τον DFE. Γίνεται το PAM4 decoding και το inverse linear coding. Οι ATDE μειώνουν τις γραμμικές παραμορφώσεις που δημιουργούνται από τους περιορισμούς του εύρους ζώνης. Χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: Blind and Decision directed algorithms. Οι πρώτοι βασίζονται στα στατιστικά συμβόλου ή σε τυχαία πληροφορία και δεν απαιτούν γνώση των μεταδιδόμενων συμβόλων (CMA, CADAMA). Οι δεύτεροι μειώνουν το λάθος ανάμεσα στο λαμβανόμενο και στο επιθυμητό σήμα, ενώ το επιθυμητό σήμα είναι ή δοκιμαστικά σύμβολα από τον πομπό ή αποδιαμορφωμένα σύμβολα (LMS, RLS, DD-LMS). Το τελευταίο μέρος ενός οπτικού δέκτη αποτελείται από τις διατάξεις που εκτελούν την ανάκτηση των δεδομένων. Το είδος του αποδιαμορφωτή εξαρτάται από τη διαμόρφωση που έχει υποστεί το σήμα στον πομπό.

2.6. Ισοσταθμιστές

Για να ανοίξουν τα διαγράμματα οφθαλμού που έχουν κλείσει από τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI), τα συστήματα PAM4 πρέπει να χρησιμοποιούν εξισορρόπηση. Η διασυμβολική παρεμβολή προκαλείται από τη χαμηλή διέλευση της απόκρισης συχνότητας του καναλιού. FFE στον πομπό, που περιλαμβάνει pre- και de-emphasis, και παθητικός CTLE στο δέκτη είναι τεχνικές που ενισχύουν τις συνιστώσες υψηλής συχνότητας της κυματομορφής έτσι ώστε να αντιστραφεί η επίδραση του καναλιού. Δυστυχώς, η αύξηση των υψηλών συχνοτήτων επιδεινώνει το crosstalk. Ο DFE στο δέκτη είναι μια μη γραμμική τεχνική που βοηθά στην αντιστροφή της απόκρισης του καναλιού αλλά χωρίς ενίσχυση του crosstalk.

Ενώ και οι τρεις τεχνικές εξισορρόπησης (πομποί FFE, CTLE, και DFE) συχνά συνδυάζονται για τον μετριασμό της ISI στο PAM2-NRZ, τα περισσότερα συστήματα PAM4 χρησιμοποιούν μόνο ένα ή δύο από αυτά:

πομπός FFE ή CTLE ή FFE + DFE ή CTLE + DFE, δηλαδή, (FFE XOR CTLE) ή DFE.

Τα λαμβανόμενα σήματα σε οπτική διασύνδεση υψηλής ταχύτητας υποφέρουν από εξασθένηση και διασπορά λόγω της μετάδοσης μέσα από την οπτική ίνα. Ως αποτέλεσμα, η δυσκολία αύξησης εύρους ζώνης έχει καταστεί το εμπόδιο στα τρέχοντα

συστήματα υψηλής ταχύτητας. Προκειμένου να υποστηρίζονται υψηλότεροι ρυθμοί δεδομένων ειδικά κυκλώματα και τεχνικές επεξεργασίας σήματος, όπως η εξισορρόπηση, έχουν χρησιμοποιηθεί με επιτυχία για την αντιμετώπιση της εξαρτώμενης από τη συχνότητα εξασθένησης σε εφαρμογές σειριακής μετάδοσης δεδομένων.

Συνδυάζοντας την εξισορρόπηση τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη σε ένα κανάλι σειριακών δεδομένων υψηλής ταχύτητας, οι ρυθμοί μετάδοσης μπορούν να ξεπεράσουν τα 28Gbps. Η εξισορρόπηση θα συνεχίσει να διαδραματίζει βασικό ρόλο καθώς μεταβαίνουμε με baseband διαμόρφωση (δύο επίπεδα NRZ έως PAM4) σε ταχύτητες γραμμής άνω των 50Gbps.

Το ιδανικό σχήμα εξισορρόπησης αντιστρέφει την απόκριση συχνότητας ενός καναλιού. Μια τέτοια αντιστροφή, η οποία μπορεί να εφαρμοστεί στον πομπό, στο δέκτη ή και στα δύο, μπορεί να μειώσει τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Αφήνει απλώς τυχαίο θόρυβο, jitter, DCD (duty-cycle distortion - διαταραχή κύκλου λειτουργίας), crosstalk και ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές.

Σύμφωνα με το θεώρημα Shannon-Hartley, ο μέγιστος ρυθμός δεδομένων με τον οποίο το error-free σήμα μπορεί να μεταδοθεί μέσω ενός καναλιού περιορισμένου εύρους ζώνης παρουσία θορύβου μπορεί να βελτιωθεί με τη διεύρυνση του εύρους ζώνης του καναλιού μετάδοσης ή τη βελτίωση της αναλογίας σήματος προς το θόρυβο του σήματος. Ο γενικός τύπος για το θεώρημα Shannon-Hartley είναι:

$$C = B \log_2(1 + \text{SNR}),$$

όπου:

C = ρυθμός δεδομένων σε αριθμό bit ανά δευτερόλεπτο

B = εύρος ζώνης του σήματος σε Hertz

SNR = λόγος σήματος προς θόρυβο

Η εξισορρόπηση είναι μια μέθοδος, όπου μια κυματομορφή μεταβάλλεται είτε στον πομπό είτε στο δέκτη προκειμένου να αντισταθμιστούν οι ατέλειες του καναλιού και να αποκατασταθεί έτσι η ακεραιότητα του σήματος. Η εξισορρόπηση μπορεί να επιτευχθεί παρέχοντας μια απόκριση συχνότητας επίπεδης ζώνης, η οποία εκτείνεται ελαφρώς πέρα από τη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος. Συμβατικές μέθοδοι, όπως η αντικατάσταση του καναλιού με υλικό χαμηλής απώλειας, η ενσωμάτωση ενός επαναλήπτη στο κανάλι και η μείωση του μήκους του καναλιού δεν είναι πλέον αποτελεσματικές στην επίλυση της υψηλής ταχύτητας σε θέματα επικοινωνίας. Εκτός από τη διόρθωση για την απόκριση συχνότητας καναλιού, ο ισοσταθμιστής μπορεί να ακυρώσει τις συνέπειες των συστατικών σημάτων πολλαπλών διαδρομών στο κανάλι κινητής επικοινωνίας.

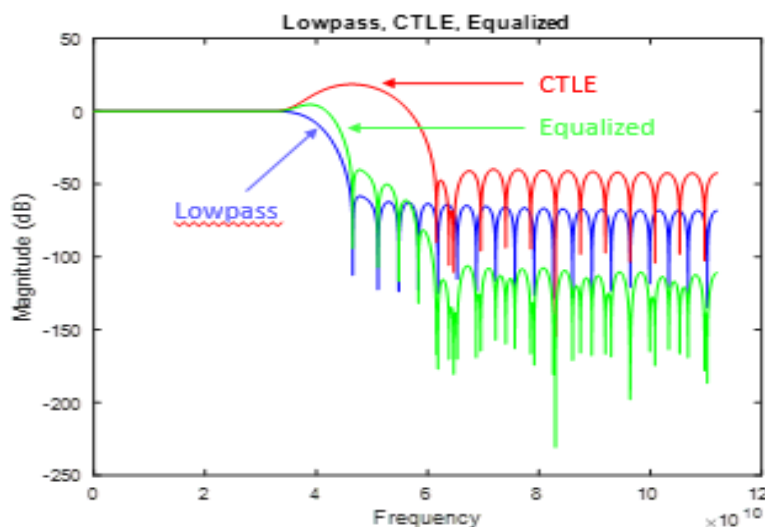
Υπάρχουν δύο κύριες τεχνικές που χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση των συνιστωσών φίλτρου, που τελικά θα αποβλέπει στην αντιστάθμιση των χαρακτηριστικών χαμηλής διέλευσης του καναλιού.

- **Αυτόματη σύνθεση**
Στη μέθοδο αυτή, ο ισοσταθμιστής λαμβάνει ένα σήμα αναφοράς χρονικού πεδίου και το συγκρίνει με ένα αποθηκευμένο αντίγραφο του μη στρεβλωμένου σήματος. Αυτή η σύγκριση προκαλεί σήμα σφάλματος, το οποίο μπορεί να καθοριστεί για να υπολογίσει τη συνάρτηση μεταφοράς της αντίστροφης συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού. Η διαμόρφωση αυτού του αντιστρόφου φίλτρου μπορεί να επιτευχθεί αυστηρά στον τομέα του χρόνου, όπως γίνεται στα συστήματα ZFE και LMS. Μια άλλη μέθοδος είναι να μετατραπεί το training σήμα σε μια φασματική αναπαράσταση για να γίνει η διαμόρφωση της απόκρισης αντιστρόφου καναλιού. Το αντίστροφο φάσμα μετατρέπεται έπειτα σε αναπαράσταση χρονικού πεδίου για τον υπολογισμό των tap weights του φίλτρου. Το κύριο μειονέκτημα της χρήσης αυτής της μεθόδου είναι ότι το training σήμα που είναι όσο το μήκος των taps του φίλτρου πρέπει να μεταδοθεί.
- **Προσαρμογή**
Στην προσαρμογή, ο ισοσταθμιστής προσπαθεί να ελαχιστοποιήσει το σήμα σφάλματος με βάση τη διαφορά μεταξύ της εξόδου του ισοσταθμιστή και της εκτίμησης του μεταδιδόμενου σήματος, που παράγεται από τη συσκευή απόφασης. Η προσαρμογή προσπαθεί να κρατήσει τη διαφορά μεταξύ των όσων πιθανότατα μεταδόθηκαν και όσων λήφθηκαν στο ελάχιστο. Οι τεχνικές προσαρμογής μπορούν να αποδειχθούν χρήσιμες για να αντισταθμίσουν μικρές παραλλαγές στην απόκριση καναλιού και σε κάποιο μήκος του καναλιού.

2.6.1. Adaptive Equalizers

2.6.1.1. Linear Equalizer

Η τεχνική της γραμμικής εξισορρόπησης εφαρμόζεται στο δέκτη, όπου ο ισοσταθμιστής έχει μια συνάρτηση μεταφοράς, η οποία ισούται με το αντίστροφο της συνάρτησης μεταφοράς του καλωδίου. Ο ισοσταθμιστής εφαρμόζει peaking σε υψηλότερες συχνότητες και εκφυλισμένο κέρδος σε χαμηλότερες συχνότητες για την αντιστάθμιση των απωλειών του καλωδίου όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.19.



Σχήμα 2.19 – Απόκριση συχνότητας καναλιού, ισοσταθμιστή και ισοσταθμισμένου σήματος

Ο σχεδιασμός κυκλωμάτων κέρδους - κορυφών πρέπει να ικανοποιεί πολλές απαιτήσεις:

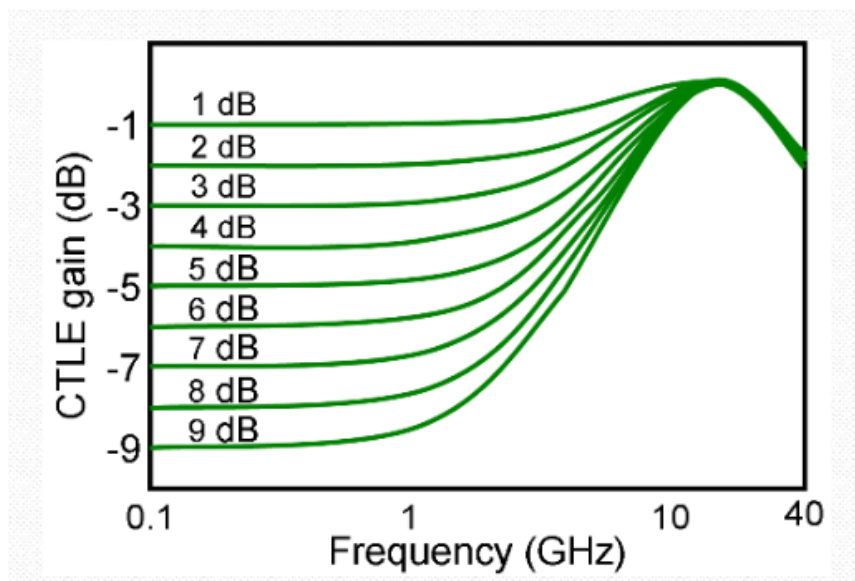
- α. Επαρκής ώθηση κέρδους στις υψηλές συχνότητες
- β. Αντιστοίχιση του προφίλ αντίστροφης απώλειας του καναλιού με λογική ανοχή
- γ. Μικρή απώλεια χαμηλής συχνότητας για ελαχιστοποίηση της συσσώρευσης θορύβου σε κλιμακωτά στάδια και παροχή επαρκών εναλλαγών για το CDR
- δ. Καλή συμπεριφορά απόκρισης φάσης για να επιτευχθεί ένα χαμηλό jitter
- ε. Εύλογη γραμμικότητα έτσι ώστε η συνάρτηση μεταφοράς ισοσταθμιστή να ενεργεί ως αντίστροφη του προφίλ απώλειας καναλιού
- στ. Μικρή χωρητικότητα εισόδου
- ζ. Συνδυασμός της ώθησης για την προσαρμογή

Οι γραμμικοί ισοσταθμιστές μπορούν να εξαλείφουν τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI), όταν η απόκριση συχνότητας ενός καναλιού δεν έχει μηδενική τιμή. Εάν υπάρχει μηδέν στην απόκριση συχνότητας ενός καναλιού, οι γραμμικοί ισοσταθμιστές τείνουν να ενισχύουν το θόρυβο. Σε αυτή την περίπτωση, χρησιμοποιούνται ισοσταθμιστές ανατροφοδότησης για να αποφευχθεί η αύξηση του θορύβου.

Ένας γραμμικός ισοσταθμιστής αποτελείται από μια γραμμή καθυστέρησης που έχει αποθηκευτεί από το σήμα εισόδου. Σε κάθε περίοδο συμβόλου, ο ισοσταθμιστής εξάγει ένα σταθμισμένο άθροισμα των τιμών στη γραμμή καθυστέρησης και ενημερώνει τα βάρη για να προετοιμαστεί για την επόμενη περίοδο συμβόλων.

2.6.1.1.1. Continuous Time Linear Equalizer (CTLE)

Ο CTLE (continuous time linear equalization - γραμμική εξισορρόπηση συνεχούς χρόνου) είναι ένα γραμμικό φίλτρο που εφαρμόζεται στο δέκτη και εξασθενίζει τις συνιστώσες σήματος χαμηλής συχνότητας, ενισχύει τις συχνότητες γύρω από τη συχνότητα Nyquist και φιλτράρει τις υψηλότερες συχνότητες, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.20. Το κέρδος CTLE μπορεί να ρυθμιστεί για να βελτιστοποιήσει το ρυθμό της εξασθένισης χαμηλής συχνότητας προς την ενίσχυση υψηλής συχνότητας. Ο CTLE απευθύνεται μόνο στο φαινόμενο φιλτραρίσματος χαμηλής διέλευσης του καναλιού.



Σχήμα 2.20 – Επιλογές φιλτραρίσματος CTLE

Η χρήση γραμμικού ισοσταθμιστή συνεχούς χρόνου παρέχει κέρδος με στόχο την ενίσχυση των υψηλών συχνοτήτων για την αντιμετώπιση της εξασθένησης και της παραμόρφωσης του καναλιού. Τα κύρια πλεονεκτήματα αυτής της προσέγγισης είναι η χαμηλότερη ισχύς, η μικρότερη περιοχή πυριτίου και, το σημαντικότερο, η ικανότητα εκτέλεσης εξισορρόπησης που μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί στον πομπό ή το δέκτη.

2.6.1.2. *Feed Forward Equalizer (FFE)*

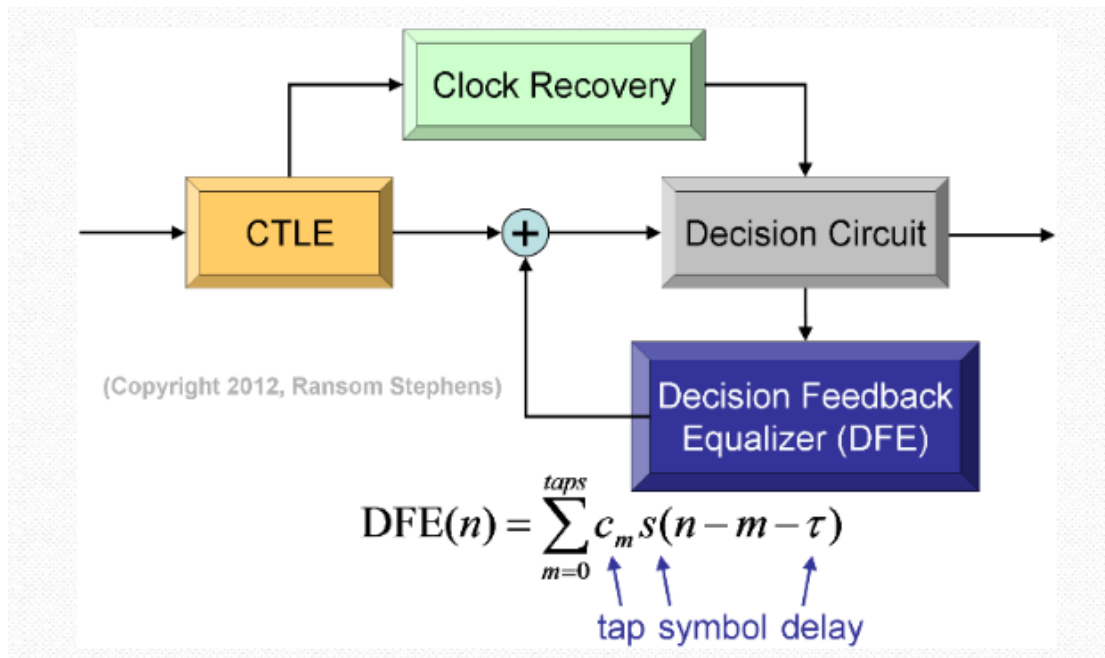
Ο Tx FFE (transmitter feed-forward equalization - εξισορρόπηση τροφοδοσίας προς τα εμπρός του πομπού) τροποποιεί τα πλάτη των συμβόλων που περιβάλλουν τις μεταβάσεις διατηρώντας παράλληλα τη μεταδιδόμενη ισχύ σταθερή. Ο Tx FFE πρέπει να είναι σε θέση να αντιστρέφει τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI), αν ο αριθμός των τροποποιημένων συμβόλων, δηλαδή ο αριθμός των "taps", εκτείνεται σε όλο το μήκος της παλμικής απόκρισης. Στην πραγματικότητα, ο Tx FFE φαίνεται να διαλύεται μετά από περίπου τρία taps. Τα τρία taps του Tx FFE αυξάνουν την αναλογία των συνιστωσών σήματος υψηλής συχνότητας προς χαμηλής συχνότητας για να αντισταθμίσουν τη χαμηλή διέλευση του καναλιού. Αυτό δε βοηθάει στη διόρθωση των άσχημων αποχρώσεων της απόκρισης συχνότητας καναλιού.

Επειδή τόσο ο Tx FFE όσο και ο CTLE αντιμετωπίζουν πρόβλημα αντιστρέφοντας τη χαμηλή φύση του καναλιού, τα σχέδια σε πολύ υψηλά ποσοστά, ειδικά εκείνα που χρησιμοποιούν σηματοδότηση PAM4, σπάνια περιλαμβάνουν και τα δύο.

2.6.1.3. *Decision Feedback Equalizer (DFE)*

Ο DFE (decision feedback equalization - εξισορρόπηση ανάδρασης απόφασης) είναι ένας μη γραμμικός ισοσταθμιστής που μειώνει τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI) σε κανάλια επιλεκτικής συχνότητας. Εάν υπάρχει μηδέν στην απόκριση συχνότητας ενός καναλιού, οι DFE δεν ενισχύουν το θόρυβο. Ένας DFE αποτελείται από μια γραμμή καθυστέρησης που έχει αποθηκευτεί το σήμα εισόδου και περιέχει ένα φίλτρο προς τα εμπρός και ένα φίλτρο ανάδρασης. Το φίλτρο προς τα εμπρός είναι παρόμοιο με ένα γραμμικό ισοσταθμιστή, ενώ το φίλτρο ανατροφοδότησης περιέχει μια γραμμή καθυστέρησης, των οποίων οι εισροές είναι οι αποφάσεις που λαμβάνονται στο εξισορροπημένο σήμα. Μία φορά σε κάθε περίοδο συμβόλου, ο ισοσταθμιστής εξάγει ένα σταθμισμένο άθροισμα των τιμών στη γραμμή καθυστέρησης και ενημερώνει τα βάρη για να προετοιμαστεί για την επόμενη περίοδο συμβόλων.

Ο DFE εφαρμόζεται στο δέκτη (Σχήμα 2.21). Τυπικά είναι μη γραμμικός και τροφοδοτεί ένα σύνολο λογικών ή συμβολικών αποφάσεων πίσω στον αποκωδικοποιητή συμβόλων. Ενώ ο Tx FFE μειώνεται γύρω στα τρία taps, οι δυνατότητες αντιστροφής ISI του DFE συνήθως σταθεροποιούνται γύρω στα έξι taps.



Σχήμα 2.21 – Ο DFE χρησιμοποιεί ένα κύκλωμα απόφασης για τον κύκλο ανάδρασης

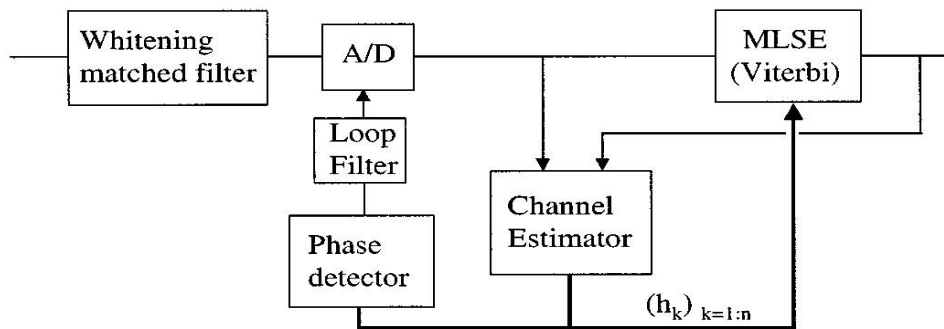
Το πρόβλημα βελτιστοποίησης δεν μπορεί να αντιμετωπιστεί χωρίς να ληφθεί υπόψη το crosstalk. Τόσο ο Tx FFE όσο και ο CTLE ενισχύουν το crosstalk, ενώ ο DFE είναι ουδέτερος. Στα συστήματα PAM4, με 12 διαφορετικές μεταβάσεις, η αλληλεπίδραση έρχεται σε διαφορετικές δόσεις.

2.6.2. Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE)

Η προσαρμοστική εξισορρόπηση έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως στις εφαρμογές επικοινωνιών όπως μόντεμ φωνητικής ζώνης, ασύρματα δίκτυα, ψηφιακές γραμμές συνδρομητών και ISDN, ακόμα και σε τιμές κοντά στο 1Gbps σε δίσκους. Ωστόσο, η εφαρμογή της εξισορρόπησης σε ταχύτητες άνω των 10Gbps για οπτικές εφαρμογές δεν είναι τόσο απλή. Η κύρια πρόκληση στην εφαρμογή της ψηφιακής εξισορρόπησης υψηλής ταχύτητας είναι στο σχεδιασμό μετατροπέα αναλογικού προς ψηφιακό (A/D) 10GSa/s. Επομένως, η καθαρά αναλογική εξισορρόπηση μπορεί να είναι πιο πρακτική εναλλακτική λύση από την ψηφιακή.

Η απόδοση μπορεί να βελτιωθεί περαιτέρω χρησιμοποιώντας τη μέγιστη πιθανότητα εκτίμηση αλληλουχίας (MLSE). Ο MLSE χρησιμοποιείται συνήθως σε μονάδες δίσκου. Ωστόσο, σε αντίθεση με τις εφαρμογές δίσκου-δίσκου όπου το κανάλι εγγραφής μπορεί να χαρακτηριστεί εκ των προτέρων, τα οπτικά κανάλια (ανάλογα με τον τύπο και το μήκος των ινών) δεν είναι γνωστά εκ των προτέρων. Αυτό απαιτεί εκτίμηση καναλιών και ευελιξία (ή προσαρμοστική αποκωδικοποίηση Viterbi), όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.22.

Στο Σχήμα 2.22, η εκτίμηση του καναλιού παρέχει τη διακριτή ώθηση απόκρισης του καναλιού. Αυτό χρησιμοποιείται για την κατασκευή της αντίστοιχης πτέρυγας στο κανάλι ISI, καθώς και για τη δημιουργία ενός χρονοδιαγράμματος λειτουργίας για την ανάκτηση χρονικού ρυθμού baud-rate.



Σχήμα 2.22 – Οπτικός δέκτης MLSE

2.6.3. Αλγόριθμοι

Με τους προσαρμοστικούς αλγορίθμους LMS και RLS, ο ισοσταθμιστής αρχίζει να λειτουργεί με τρόπο κατάρτισης με taps weights και μπορεί να λειτουργήσει προσαρμοστικά σε λειτουργία καθοδηγούμενη από την απόφαση ή χωρίς περαιτέρω ρύθμιση των taps μετά την ολοκλήρωση της εκπαίδευσης. Αντίθετα, με τον προσαρμοστικό αλγόριθμο CMA, ο ισοσταθμιστής δεν έχει λειτουργία κατάρτισης και μπορεί να λειτουργήσει προσαρμοστικά σε λειτουργία καθοδηγούμενη από αποφάσεις ή σε μη προσαρμοσμένη λειτουργία.

2.6.3.1. Least Mean Squares (LMS)

Για τον αλγόριθμο LMS, έστω ότι το w είναι ένας φορέας όλων των βαρών w_i και u είναι ένας φορέας όλων των εισροών u_i . Με βάση το τρέχον σύνολο βαρών, ο αλγόριθμος LMS δημιουργεί το νέο σύνολο βαρών ως:

$$w_{\text{new}} = w_{\text{current}} + (\text{StepSize}) * u * e$$

Το μέγεθος βήματος που χρησιμοποιείται από τον προσαρμοστικό αλγόριθμο καθορίζεται ως θετικό βαθμωτό. Η αύξηση του μεγέθους του βήματος μειώνει το χρόνο σύγκλισης του ισοσταθμιστή, αλλά προκαλεί μικρότερη σταθερότητα του εξισωμένου σήματος εξόδου.

Ο υπολογισμός σφαλμάτων γίνεται από τον τύπο:

$$e = d - y$$

Ο αλγόριθμος των ελαχίστων τετραγώνων (LMS) είναι προσαρμοστικό φίλτρο που χρησιμοποιείται για να δημιουργηθεί ένα επιθυμητό φίλτρο με την εύρεση των συνιστωσών του φίλτρου που σχετίζονται με την παραγωγή του ελαχίστου μέσου όρου τετραγώνων του σήματος σφάλματος (διαφορά μεταξύ του επιθυμητού και πραγματικού σήματος). Πρόκειται για μια στοχαστική μέθοδο, όπου το φίλτρο προσαρμόζεται μόνο με βάση το σφάλμα κατά την τρέχουσα στιγμή.

Η βασική ιδέα πίσω από το φίλτρο LMS είναι να προσεγγίσει τα βέλτιστα βάρη φίλτρου ($R^{-1}P$), ενημερώνοντας τα βάρη φίλτρου κατά τρόπο ώστε να συγκλίνουν στο βέλτιστο βάρος φίλτρου. Ο αλγόριθμος αρχίζει με την παραδοχή ενός μικρού βάρους (μηδέν στις περισσότερες περιπτώσεις) και σε κάθε βήμα, με την εύρεση της κλίσης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος, τα βάρη ενημερώνονται. Δηλαδή, αν η κλίση MSE είναι θετική, αυτό σημαίνει ότι το σφάλμα θα συνεχίσει να αυξάνεται θετικά, αν το ίδιο

βάρος χρησιμοποιείται για περαιτέρω επαναλήψεις, πράγμα που σημαίνει ότι πρέπει να μειώσουμε τα βάρη. Με τον ίδιο τρόπο, αν η κλίση είναι αρνητική, πρέπει να αυξήσουμε τα βάρη. Έτσι, η βασική εξίσωση ενημέρωσης βάρους είναι:

$$w_{n+1} = w_n - \mu * \Delta e[n],$$

όπου το ϵ αντιπροσωπεύει το μέσο τετραγωνικό σφάλμα. Το αρνητικό πρόσημο δείχνει ότι, πρέπει να αλλάζουμε τα βάρη προς την αντίθετη κατεύθυνση από εκείνη της κλίσης.

Ο αλγόριθμος LMS $p^{\text{ης}}$ τάξης συνοψίζεται ως εξής:

<u>Παράμετροι:</u>	<u>Αρχικοποίηση:</u>	<u>Υπολογισμός:</u>
<ul style="list-style-type: none"> ▪ $P = \text{filter order}$ ▪ $\mu = \text{step size}$ 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ $\hat{h}(0) = 0$ 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ For $n = 0, 1, 2, \dots$ ▪ $X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-p+1)]^T$ ▪ $e(n) = d(n) - \hat{h} h(n) X(n)$ ▪ $\hat{h}(n+1) = \hat{h}(n) + \mu e^*(n) X(n)$

Σύγκλιση και σταθερότητα στο μέσο όρο του LMS:

Καθώς ο αλγόριθμος LMS δε χρησιμοποιεί τις ακριβείς τιμές, τα βάρη δε θα φτάσουν ποτέ στο βέλτιστο, αλλά συγκλίνουν προς αυτό. Ωστόσο, αν η διακύμανση, με την οποία τα βάρη αλλάζουν, είναι μεγάλη, η σύγκλιση στο μέσο θα ήταν αποπλανητική. Αυτό το ζήτημα ενδέχεται να παρουσιαστεί, αν η τιμή του βήματος μ δεν έχει επιλεγεί σωστά.

Έτσι, απαιτείται ένα ανώτερο όριο στο μ που δίνεται ως

$$0 < \mu < 2/\lambda_{\max},$$

όπου λ_{\max} είναι ένας πίνακας αυτοσυσχέτισης, του οποίου οι ιδιοτιμές είναι μη αρνητικές. Αν δεν πληρείται αυτή η προϋπόθεση, ο αλγόριθμος καθίσταται ασταθής. Η σύγκλιση του αλγορίθμου είναι αντιστρόφως ανάλογη προς την ιδιοτιμή του πίνακα συσχετισμού R . Όταν οι ιδιοτιμές του R είναι ευρέως διαδεδομένες, η σύγκλιση μπορεί να είναι αργή. Οι ιδιοτιμές του πίνακα συσχετίσης υπολογίζονται από το λόγο της μεγαλύτερης ιδιοτιμής προς το μικρότερη ιδιοτιμή της μήτρας. Αν το μ επιλέγεται να είναι πολύ μικρό, τότε ο αλγόριθμος συγκλίνει πολύ αργά. Μία μεγάλη τιμή του μ μπορεί να οδηγήσει σε ταχύτερη σύγκλιση, αλλά μπορεί να είναι λιγότερο σταθερή γύρω από την ελάχιστη τιμή.

Η μέγιστη ταχύτητα σύγκλισης επιτυγχάνεται όταν:

$$\mu = 2/(\lambda_{\max} + \lambda_{\min}),$$

όπου λ_{\min} είναι η μικρότερη ιδιοτιμή του R . Δεδομένου ότι το μ είναι μικρότερο ή ίσο με το βέλτιστο, η ταχύτητα σύγκλισης καθορίζεται από το λ_{\min} , με μεγαλύτερη τιμή να οδηγεί σε ταχύτερη σύγκλιση. Αυτό σημαίνει ότι μπορεί να επιτευχθεί ταχύτερη σύγκλιση όταν το λ_{\max} πλησιάζει το λ_{\min} , δηλαδή η μέγιστη εφικτή ταχύτητα σύγκλισης εξαρτάται από την εξάπλωση της πραγματικής τιμής του R .

2.6.3.2. Recursive Least Squares (RLS)

Για τον αλγόριθμο RLS, έστω ότι το w είναι ο φορέας όλων των βαρών w_i και u είναι ο φορέας όλων των εισροών u_i . Βάσει του τρέχοντος συνόλου εισόδων, u , και της μήτρας αντίστροφης συσχέτισης, P , ο αλγόριθμος RLS υπολογίζει πρώτα τον φορέα κέρδους Kalman, K , ως εξής:

$$K = P * u / [(ForgettingFactor) + u^H * P * u]$$

Ο συντελεστής απόσπασης (forgetting factor) που χρησιμοποιείται από τον προσαρμοστικό αλγόριθμο καθορίζεται ως βαθμωτός στην κλίμακα (0, 1]. Η μείωση του παράγοντα απόσπασης μειώνει το χρόνο σύγκλισης του ισοσταθμιστή, αλλά προκαλεί τη μικρότερη σταθερότητα του ισοσταθμισμένου σήματος εξόδου. Το H υποδηλώνει τη μεταφορά του Hermitian. Βασισμένος στην παρούσα αντίστροφη μήτρα συσχέτισης, ο νέος πίνακας αντίστροφης συσχέτισης είναι:

$$P_{new} = P_{current} * (1 - K * u^H) / ForgettingFactor$$

Με βάση το τρέχον σύνολο βαρών, ο αλγόριθμος RLS δημιουργεί το νέο σύνολο βαρών ως:

$$w_{new} = w_{current} + K * e$$

Ο υπολογισμός σφαλμάτων γίνεται από τον τύπο:

$$e = d - y$$

Το προσαρμοστικό φίλτρο RLS είναι ένας αλγόριθμος που βρίσκει αναδρομικά τους συντελεστές φίλτρου που ελαχιστοποιούν ένα σταθμισμένο κόστος γραμμικών ελαχίστων τετραγώνων συναρτήσεων των σημάτων εισόδου. Οι αλγόριθμοι RLS είναι γνωστοί για την εξαιρετική τους απόδοση, όταν εργάζονται σε χρονικά μεταβλητό περιβάλλον αλλά με κόστος μιας αυξημένης υπολογιστικής πολυπλοκότητας και κάποια προβλήματα σταθερότητας. Σε αυτόν τον αλγόριθμο το διάνυσμα των tap weights του φίλτρου ενημερώνεται χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις:

$$w(n) = w^T(n-1) + k(n) e_{n-1}(n) \quad (1)$$

$$k(n) = u(n) / (\lambda + X^T(n) u(n)) \quad (2)$$

$$u(n) = w_{\lambda}^{-1}(n-1) X(n) \quad (3)$$

όπου λ είναι μια μικρή θετική σταθερά πολύ κοντά αλλά μικρότερη του 1.

Οι εξισώσεις (2) και (3) χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των tap weights. Η έξοδος του φίλτρου υπολογίζεται χρησιμοποιώντας τα tap weights του φίλτρου της παραπάνω επανάληψης και το διάνυσμα της τρέχουσας εισόδου, όπως στην εξίσωση (4).

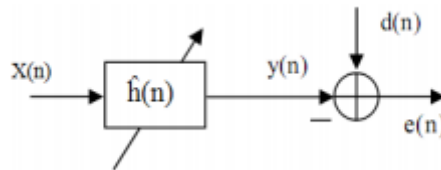
$$y_{n-1}(n) = w^T(n-1) X(n) \quad (4)$$

$$e_{n-1}(n) = d(n) - y_{n-1}(n) \quad (5)$$

Στον αλγόριθμο RLS απαιτείται η εκτίμηση των προηγούμενων δειγμάτων του σήματος εξόδου, του σήματος σφάλματος και των βαρών του φίλτρου για να οδηγήσει σε υψηλότερες απαιτήσεις μνήμης.

Algorithms	MSE	Complexity	Stability
LMS	$1.5 \cdot 10^{-2}$	$2N+1$	Less Stable
NLMS	$9.0 \cdot 10^{-3}$	$3N+1$	Stable
RLS	$6.2 \cdot 10^{-3}$	$4N^2$	High Stable

Από τον παραπάνω πίνακα φαίνεται ότι η απόδοση του RLS προσαρμοστικού αλγορίθμου είναι υψηλή σε σύγκριση με τον LMS λόγω του μικρότερου μέσου τετραγώνου σφάλματος (MSE).



Σχήμα 2.23 – Προσαρμοστικό φίλτρο

Το Σχήμα 2.23 δείχνει τη ρύθμιση προσαρμοστικού φίλτρου, όπου $X(n)$, $d(n)$ και $e(n)$ είναι η είσοδος, το επιθυμητό και το σήμα σφάλματος εξόδου, αντίστοιχα. Ο φορέας $h(n)$ είναι ο φορέας στήλης ($p \times 1$) της συνιστώσας φίλτρου στο χρόνο n , με τέτοιο τρόπο ώστε η έξοδος του σήματος, $y(n)$, είναι καλή εκτίμηση του επιθυμητού σήματος, $d(n)$.

Η εξίσωση ενημέρωσης διανυσματικού φίλτρου στον αλγόριθμο RLS είναι:

$$\hat{h}(n+1) = \hat{h}(n) + C^{-1}(n) e^*(n) X(n),$$

όπου $C(n)$ είναι η εκτίμηση της μήτρας αυτοσυσχέτισης. Αυτός ο πίνακας δίνεται από τη σχέση:

$$C(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} X(i) X^T(i)$$

Η παράμετρος λ είναι ο παράγων καθυστέρησης και $0 \ll \lambda < 1$.

2.6.3.3. Constant Modulus Algorithm (CMA)

Για τον αλγόριθμο προσαρμογής CMA, έστω ότι το w είναι ο φορέας όλων των βαρών w_i και u είναι ο φορέας όλων των εισροών u_i . Με βάση το τρέχον σύνολο βαρών, ο αλγόριθμος προσαρμογής CMA δημιουργεί το νέο σύνολο βαρών ως:

$$w_{\text{new}} = w_{\text{current}} + (\text{StepSize}) * u * e$$

Το μέγεθος βήματος που χρησιμοποιείται από τον προσαρμοστικό αλγόριθμο καθορίζεται ως θετικό βαθμωτό. Η αύξηση του μεγέθους του βήματος μειώνει το χρόνο σύγκλισης του ισοσταθμιστή αλλά προκαλεί μικρότερη σταθερότητα του εξισωμένου σήματος εξόδου.

Ο υπολογισμός σφαλμάτων γίνεται από τον τύπο:

$$e = y^*(R - |y|^2),$$

όπου R είναι μια σταθερά που σχετίζεται με τον ασταρισμό του σήματος.

2.7. Διαμόρφωση PAM στις οπτικές διασυνδέσεις

Μέχρι πρόσφατα, η μορφή διαμόρφωσης NRZ-OOK, σε συνδυασμό με την άμεση ανίχνευση, είχε επικρατήσει στα δίκτυα πρόσβασης, αλλά η συνεχής ανάγκη για αυξημένο εύρος ζώνης οδήγησε σε εναλλακτικές και πιο προηγμένες μορφές διαμόρφωσης που μπορούν να υποστηρίξουν τις τρέχουσες απαιτήσεις σε δίκτυα μικρής εμβέλειας. Για να αντιμετωπίσουν τις αυξήσεις της κίνησης τα κέντρα δεδομένων χρησιμοποιούν 100G πομποδέκτες. Επιπλέον, το IEEE 400GbE Task Force εργάζεται προς την κατεύθυνση ενός προτύπου για διασυνδέσεις 400Gbps. Κλιμάκωση από 100G σε 400G έχει δρομολογηθεί εξετάζοντας την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων ανά κανάλι και τον αριθμό των καναλιών. Για να αυξηθεί αποτελεσματικά ο ρυθμός μετάδοσης ανά κανάλι πέραν των 25Gbps χωρίς να απαιτείται αναλογική αύξηση του εύρους ζώνης, είναι απαραίτητη η χρήση υψηλότερων μορφών διαμόρφωσης. Οι πιθανές μορφές διαμόρφωσης που μπορούν να εφαρμοστούν προκειμένου να επιτευχθούν μέχρι 400GbE εσωτερικά των κέντρων δεδομένων είναι η PAM και η DMT.

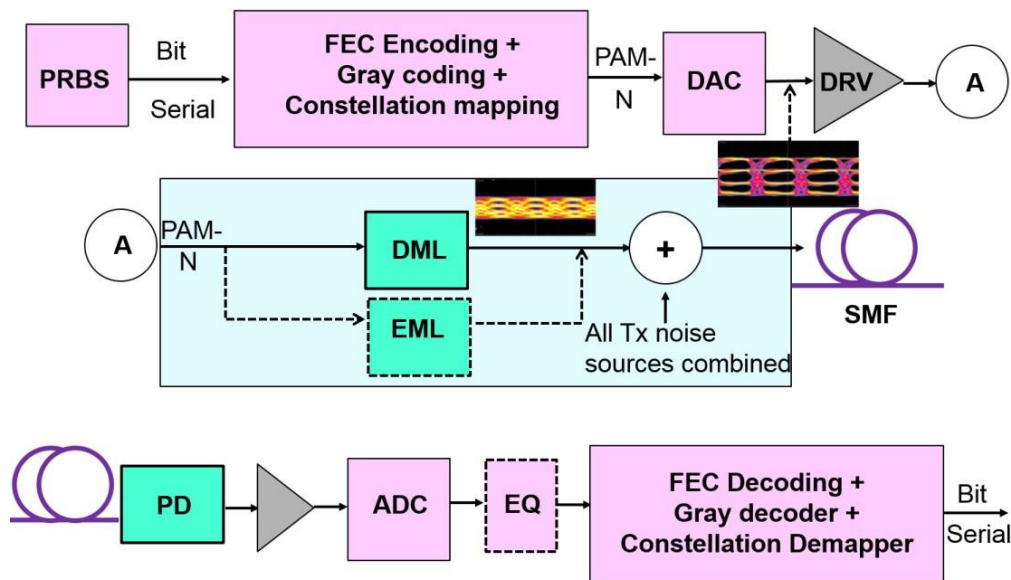
Η μορφή PAM ενδείκνυται, όταν πρόκειται για εφαρμογές μικρής εμβέλειας με σχετική απλότητα συστήματος. Στη μορφή PAM, τα δυαδικά ψηφία πληροφοριών κωδικοποιούνται στο εύρος μιας σειράς παλμών σήματος. Στο Σχήμα 2.24 απεικονίζεται το διάγραμμα συνιστωσών ενός συστήματος PAM-N, όπου το N υποδεικνύει το επίπεδο διαμόρφωσης. Μετά την παραγωγή του σήματος, το σήμα PAM-N τροφοδοτείται σε μετατροπέα ψηφιακού προς αναλογικό (DAC). Στη συνέχεια, ενισχύεται από έναν γραμμικό οδηγό (DRV). Προηγούμενες πειραματικές μελέτες έχουν δείξει ότι το στάδιο διαμόρφωσης μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε με άμεσα διαμορφωμένο λέιζερ (DML) είτε με εξωτερικά διαμορφωμένο λέιζερ (EML). Από την πλευρά του δέκτη το σήμα PAM-N ανιχνεύεται με φωτοδίοδο (PD). Ένας ισοσταθμιστής μπορεί να εφαρμοστεί αμέσως μετά το μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό (ADC). Τέλος, μετά τον ADC, ακολουθεί η ανάκαμψη του σήματος η οποία είναι ουσιαστικά η αντίστροφη διαδικασία εκείνης στον πομπό. Η βέλτιστη επιλογή του N σε PAM-N εξαρτάται από τον επιτεύξιμο λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR) και το εύρος ζώνης λαμβάνοντας παράλληλα υπόψη ότι η πολυπλοκότητα του HOM αυξάνεται ταχέως για υψηλότερες εντολές. Προηγούμενες μελέτες είναι υπέρ της μορφής PAM-4, η οποία φαίνεται να είναι η καλύτερη επιλογή για 400GbE και μετάδοση μέχρι τα 10km, καθώς εξισορροπεί την πολυπλοκότητα, τις επιδόσεις και το κόστος. Πιο συγκεκριμένα, βάσει πειραματικής μελέτης έχει προταθεί για 400GbE, ένα WDM τεσσάρων λωρίδων, όπου κάθε λωρίδα μεταδίδει και λαμβάνει δεδομένα 100Gbps χρησιμοποιώντας Nyquist PAM-4.

Το κύριο πλεονέκτημα είναι ότι η PAM-4 παρουσιάζει καλή ανοχή στις διαταραχές του καναλιού, αλλά απαιτεί υψηλό ρυθμό δειγματοληψίας (δηλαδή $> 100\text{Gsa/s}$). Ωστόσο, η Nyquist PAM-4 μειώνει το πλάτος φάσματος του σήματος καθιστώντας έτσι δυνατή τη χρήση χαμηλότερου ρυθμού δειγματοληψίας στην πλευρά του δέκτη. Επιπλέον, η ευαισθησία του δέκτη μπορεί να βελτιωθεί περαιτέρω με την εφαρμογή τεχνικών επεξεργασίας ψηφιακού σήματος (DSP) και εξισορρόπησης, αλλά στην περίπτωση αυτή θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η αύξηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Όσον αφορά το κόστος, 400GbE που μπορούν να υλοποιηθούν με Nyquist PAM-4 είναι εφικτό να επιτυγχανθούν με τα υπάρχοντα στοιχεία. Λαμβάνοντας υπόψη τις υψηλότερης τάξης PAM, διεξήχθη μια μελέτη σύγκρισης μεταξύ των μορφών PAM-4 και PAM-8 και αποκάλυψε ότι η PAM-4 μπορεί να λειτουργήσει με πιο χαλαρές παραμέτρους σύνδεσης (δηλαδή λιγότερη ισχύ και μικρότερο σχετικό θόρυβο έντασης

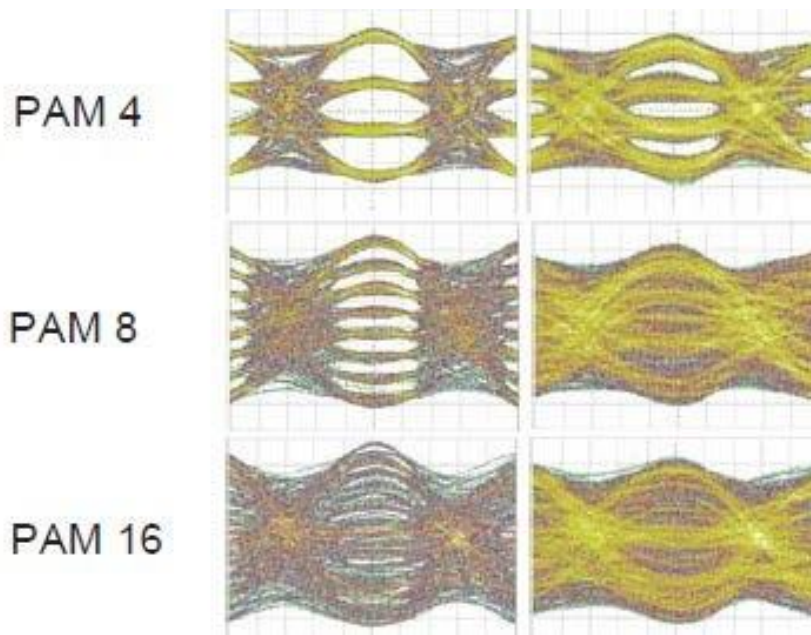
RIN)). Ωστόσο, η PAM-4 απαιτεί ταχύτητα ηλεκτρονικά, αλλά σχετικά χαμηλό αποτελεσματικό αριθμό bits (ENOB). Από την άλλη πλευρά, μια σύνδεση PAM-8 λειτουργεί με υψηλότερη ισχύ και RIN, σε σύγκριση με την πρώτη, ενώ η μέτρια ηλεκτρονική από την άποψη της ταχύτητας φαίνεται να είναι επαρκής, αλλά το υψηλότερο ENOB είναι αναπόφευκτο. Το Σχήμα 2.25 δείχνει τις κυματομορφές PAM-4, PAM-8 και PAM-16 που παράγονται από DAC 64GSa/s, 8-bit, και τις αντίστοιχες κυματομορφές που λήφθηκαν μετά από απόσταση 2km. Τέλος, ένα σύστημα PAM-4 για 8×50Gbps, δηλαδή 400Gbps οπτική διασύνδεση έως 10km έχει δοκιμαστεί πειραματικά χρησιμοποιώντας EML. Δείχνεται ότι έως και 10km το σύστημα παρουσιάζει επαρκή ευαισθησία με αρκετά χαμηλή πολυπλοκότητα στην υλοποίηση. Παρ' όλα αυτά, η PAM-4 δεν είναι η μοναδική λύση για δίκτυα μικρής εμβέλειας, όπως αυτά εσωτερικά των κέντρων δεδομένων. Η DMT αποτελεί εναλλακτική λύση για τη μετάδοση 400GbE σε διασυνδέσεις δεδομένων.

Η επιλεγμένη λύση είναι 50Gbaud PAM4 x 4 parallel single mode (PSM) fibers για την εμβέλεια των 500m, και 25Gbaud PAM4 x 8 κανάλια πολυπλεξίας με διαίρεση μήκους κύματος (WDM) για να φτάνουν 2 και 10km.

Σύμφωνα με προβλέψεις, οι ταχύτητες στο μελλοντικό Ethernet θεωρούνται 800Gbps και 1,6Tbps. Υποθέτοντας ποσοστά 100Gbps για ένα κανάλι, 8x100Gbps και 16x100Gbps απαιτούνται διαμορφώσεις χρησιμοποιώντας είτε PSM ίνες ή WDM για να ενεργοποιήσει 800Gbps και 1,6Tbps, αντίστοιχα. Αυτές οι διαμορφώσεις δημιουργούν σημαντικές προκλήσεις όσον αφορά το κόστος, τη σταθερότητα και το πακετάρισμα των οπτικών πομποδεκτών. Ως εκ τούτου, οι ρυθμοί ενός καναλιού πέραν των 100Gbps είναι επιθυμητοί για οπτικές διασυνδέσεις επόμενης γενιάς.

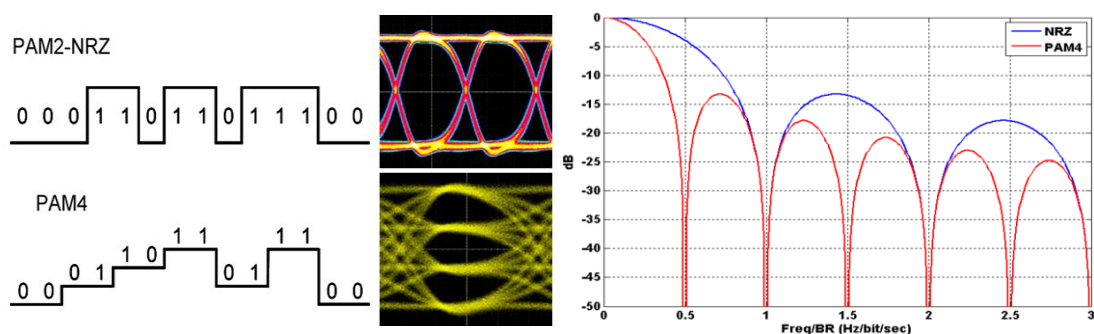


Σχήμα 2.24 – PAM-N block diagram. Symbols: Pseudo-Random-Bit-Sequence (PRBS), Forward Error Correction (FEC), Digital-to-Analog Converter (DAC), Driver (DRV), Directly Modulated Laser (DML), Externally Modulated Laser (EML), Single Mode Fiber (SMF), Photo-Detector (PD), Analog-to-Digital Converter (ADC), Equalizer (EQ)



Σχήμα 2.25 – Κυματομορφές PAM στην έξοδο DAC (αριστερά) και στην είσοδο ADC (δεξιά) μετά από μετάδοση 2km

Μέχρι στιγμής, η διαμόρφωση πλάτους παλμού 4 επιπέδων (PAM4) έχει υιοθετηθεί ως ένα σχήμα οπτικής διαμόρφωσης για πρώτη φορά στο πρότυπο του Ethernet, καθώς παρέχει αυξημένο ρυθμό μετάδοσης με το ίδιο εύρος ζώνης, δηλαδή διπλάσια πληροφορία με το ίδιο φάσμα σε σχέση με τη NRZ (Σχήμα 2.26). Επομένως μπορούν να υλοποιηθούν οι οπτικές διεπαφές δύο φορές υψηλότερης ταχύτητας με το ίδιο εύρος ζώνης καναλιού. Παρ' όλα αυτά, υπάρχουν μερικά εμπόδια για την πραγματοποίηση οπτικής πολυεπίπεδης διαμόρφωσης με επαρκή προϋπολογισμό ισχύος. Ένας EAM είναι κατάλληλος για παραγωγή σήματος PAM υψηλής ταχύτητας και συζητείται η χρήση του για εκπομπή 2km και 10km σύμφωνα με το πρότυπο IEEE P802.3bs. Ωστόσο το χαρακτηριστικό της διαμόρφωσης δείχνει ισχυρή μη γραμμικότητα και επίσης ασυμμετρία στην εφαρμοζόμενη τάση και η περιοχή γραμμικής διαμόρφωσης περιορίζεται σε περίπου 50% γύρω από το σημείο εξαφάνισης. Αντίθετα, ακόμα κι αν το εύρος αυξάνεται πέρα από την περιοχή γραμμικής διαμόρφωσης, η ευαισθησία του δέκτη υποβαθμίζεται λόγω του διαστρεβλωμένου ανοίγματος των ματιών. Επομένως, προκειμένου να αυξηθεί ο προϋπολογισμός ισχύος της σηματοδότησης PAM με βάση τον EAM, το εύρος οπτικής διαμόρφωσης (OMA) θα πρέπει να είναι αυξημένο με τη χρήση προσεκτικής αντιστάθμισης μη γραμμικότητας ενός χαρακτηριστικού διαμορφωτή EAM σε συνδυασμό με το σημείο προκατάληψης βελτιστοποίησης.

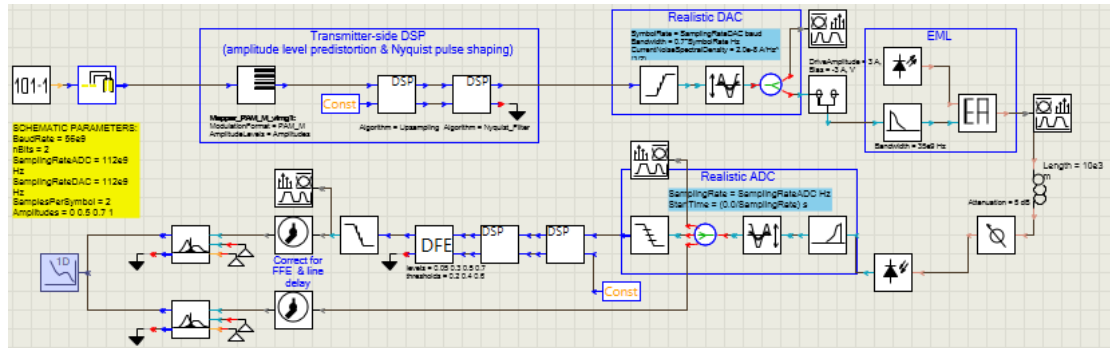


Σχήμα 2.26 – Διαμόρφωση PAM4

3. VPI

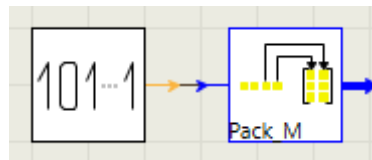
3.1. Σύστημα μετάδοσης με 1 κανάλι (100 Gbps)

Έγινε προσομοίωση στο VPI ενός συστήματος μετάδοσης 400Gbps, όπως φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 3.1 – Σύστημα μετάδοσης PAM4 με ένα κανάλι στο VPI

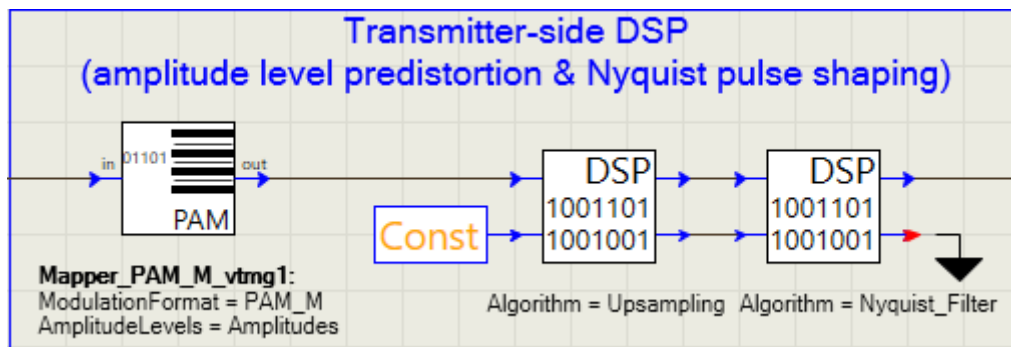
PRBS



Σχήμα 3.2 – Ψευδοτυχαία δυαδική ακολουθία (PRBS)

Αρχικά γεννάται μία ψευδοτυχαία παλμοσειρά δυαδικών συμβόλων (PRBS), στην οποία ρυθμίζεται η τάξη (11^{n^e}).

Tx DSP

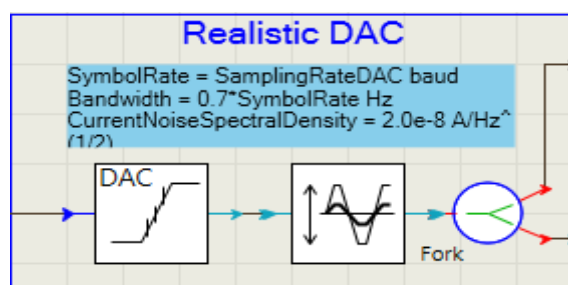


Σχήμα 3.3 – Ψηφιακή επεξεργασία σήματος στον πομπό

Στη συνέχεια γίνεται το mapping της παλμοσειράς με ένα διαμορφωτή, στον οποίο μπορεί να επιλεγεί οποιοδήποτε είδος διαμόρφωσης (π.χ. Gray coding, PAM-N). Στη περίπτωση αυτή επιλέγεται διαμόρφωση PAM4, έτσι ώστε 2 bits να αντιστοιχούν σε ένα σύμβολο, οπότε προκύπτουν 4 στάθμες.

Έπειτα γίνεται η ψηφιακή επεξεργασία στον πομπό με δύο φίλτρα στη σειρά. Αρχικά γίνεται το upsampling με FFT και μετά χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος Nyquist, που ουσιαστικά παράγει ένα FIR φίλτρο, το οποίο προσπαθεί να προσεγγίσει το ιδανικό RRC φίλτρο (ή RC).

DAC

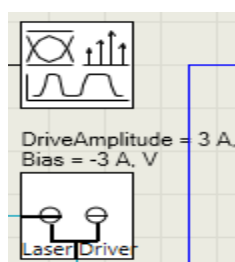


Σχήμα 3.4 – Μετατροπέας ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC)

Μετά την ψηφιακή επεξεργασία το σήμα μετατρέπεται από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC – Digital to Analog Converter).

Ύστερα μεταβάλλονται τα πλάτη σύμφωνα με κάποιο παράγοντα που επιλέγεται. Στο κομμάτι αυτό είναι δυνατόν επίσης να αφαιρεθεί και η DC συνιστώσα. Έτσι το σήμα με τα καινούργια πλάτη θα μπορεί πλέον να πολωθεί.

Analyzer / Driver

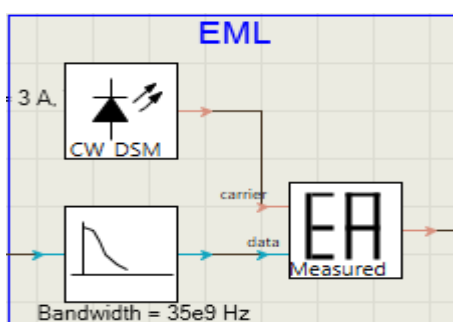


Σχήμα 3.5 – Ενισχυτής (Driver)

Το σήμα στη συνέχεια εμφανίζεται σε έναν analyzer, ο οποίος δείχνει το φάσμα, την κρουστική απόκριση και το διάγραμμα οφθαλμού.

Επιπλέον περνάει από τον driver, ο οποίος χρησιμοποιείται για την οδήγηση TML λέιζερ και διαμορφωτών που απαιτούν αυθαίρετη εναλλαγή ρεύματος ή τάσης. Είναι επίσης χρήσιμος για εξασθένιση, πολλαπλασιασμό και αντιστάθμιση ηλεκτρικών σημάτων. Στον ενισχυτή τίθεται το σημείο πόλωσης γύρω από το οποίο θα πολωθεί το σήμα καθώς και το πλάτος οδήγησης, που δείχνει το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του EAM από το οποίο θα περάσει το σήμα.

EML



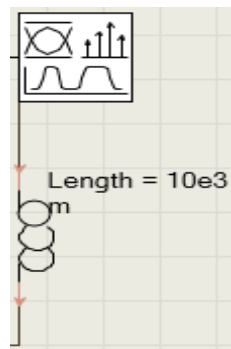
Σχήμα 3.6 – Εξωτερικά διαμορφωμένο λέιζερ (EML)

Το σήμα μετά τον ενισχυτή περνάει από ένα φίλτρο, το οποίο μπορεί να είναι βαθυπερατό, υψιπερατό, ζωνοπερατό ή ζωνοφρακτικό. Στη μελέτη αυτή χρησιμοποιείται βαθυπερατό φίλτρο 2^{ης} τάξης (Bessel) με συχνότητα αποκοπής 36,25GHz.

Πριν περάσει το σήμα από τον ΕΑΜ προστίθεται θερμότητα με ένα λέιζερ, το οποίο αυξάνει τη θερμοκρασία.

Μετά το σήμα περνάει από ένα διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης (ΕΑΜ) με λειτουργία μετάδοσης εξαρτώμενη από την τάση και τη μετατόπιση φάσης.

Fiber

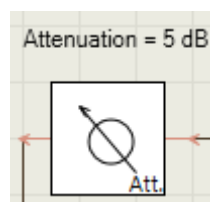


Σχήμα 3.7 – Οπτική ίνα

Το σήμα μετά τον ΕΑΜ εμφανίζεται σε έναν analyzer.

Υστερα προσομοιώνεται η γραμμή μετάδοσης με μία μη γραμμική οπτική ίνα, η οποία επιλύει τη μη γραμμική εξίσωση Schroedinger που περιγράφει τη διάδοση των γραμμικά πολωμένων οπτικών κυμάτων στις ίνες χρησιμοποιώντας τη μέθοδο Fourier διαχωριζομένου βήματος.

Attenuation



Σχήμα 3.8 – Εξασθένιση

Στη συνέχεια προστίθεται μια εξασθένιση στο σήμα, η οποία μπορεί να ρυθμιστεί σε οποιαδήποτε τιμή, αλλά στο παραδειγμα αυτό απενεργοποιείται.

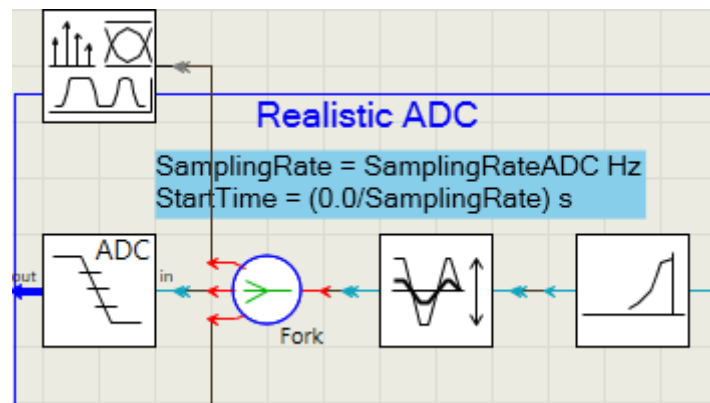
Photodiode



Σχήμα 3.9 – Φωτοδίοδος

Η φωτοδίοδος αυτή υποστηρίζει μοντέλα PIN και APD. Αυτά μπορούν να προσομοιωθούν με βάση προκαθορισμένη απόκριση και θόρυβο. Εναλλακτικά, η εξάρτηση τάσης και θερμοκρασίας θεωρείται χρησιμοποιώντας ένα ισοδύναμο κύκλωμα RC. Η απόκριση ηλεκτρικής συχνότητας δεν περιλαμβάνεται και μπορεί να διαμορφωθεί με εξωτερικό φίλτρο. Μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για προσομοίωση συστημάτων CWDM. Στη μελέτη αυτή χρησιμοποιείται μια PIN φωτοδίοδος.

ADC



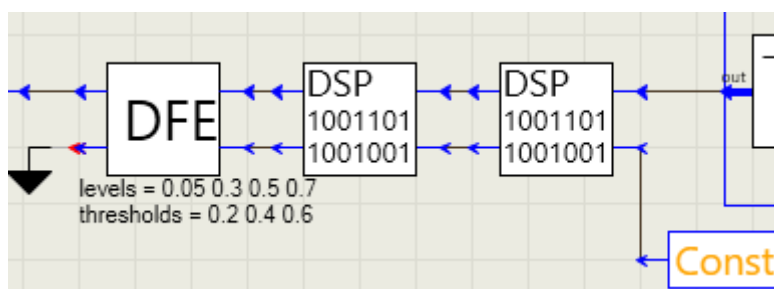
Σχήμα 3.10 – Μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC)

Το σήμα μετά τη φωτοδίοδο περνάει από ένα βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής 45GHz.

Στη συνέχεια περνάει πάλι από έναν πολλαπλασιαστικό παράγοντα για τα πλάτη και εμφανίζεται σε έναν analyzer.

Έπειτα το σήμα χωρίζεται σε δύο σκέλη, ώστε στο πάνω μέρος να περνάει από ένα μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό (ADC – Analog to Digital Converter) και κάτω να μένει αμετάβλητο.

Rx DSP



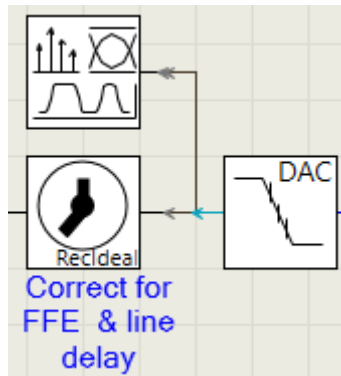
Σχήμα 3.11 – Ψηφιακή επεξεργασία σήματος στο δέκτη

Στο πάνω μέρος, όπου διέρχεται το ψηφιακό σήμα, γίνεται η ψηφιακή επεξεργασία με δύο φίλτρα σε σειρά.

Πρώτα γίνεται το Resample με έναν FFT αλγόριθμο και στη συνέχεια χρησιμοποιείται πάλι ο αλγόριθμος Nyquist, προσεγγίζοντας το RRC.

Έπειτα χρησιμοποιείται ο DFE. Το προσαρμοστικό φίλτρο χρησιμοποιεί τον αλγόριθμο LMS για να ελαχιστοποιήσει το μέσο τετραγωνικό σφάλμα μεταξύ του επιθυμητού (ιδανικού) σήματος εκπαίδευσης και του φιλτραρισμένου παραμορφωμένου λαμβανόμενου σήματος στην έξοδό του.

Time Recovery

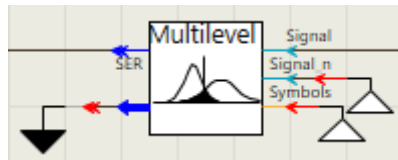


Σχήμα 3.12 – Ανάκτηση χρονισμού

Μετά χρησιμοποιείται ένας DAC, ώστε να μετατραπεί το σήμα σε αναλογικό και εμφανίζεται το σήμα σε έναν analyzer.

Ύστερα καθορίζεται η χρονική καθυστέρηση μεταξύ του εισερχόμενου σήματος και του αρχικού σήματος, το οποίο αναδημιουργείται αυτόματα από τις καθορισμένες λογικές πληροφορίες που αντιστοιχούν στο εισερχόμενο σήμα χωρίς την ανάγκη εισόδου αναφοράς. Έτσι, αυτό το κομμάτι λειτουργεί ως ιδανική ανάκτηση ρολογιού.

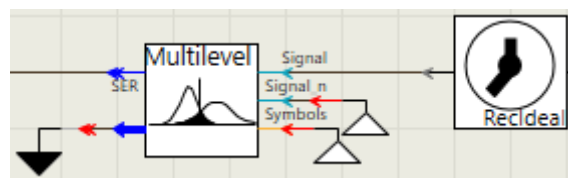
BER



Σχήμα 3.13 – Εκτίμηση πιθανότητας σφάλματος συμβόλων (BER)

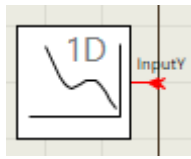
Εδώ εκτιμάται η πιθανότητα σφάλματος συμβόλων σε συστήματα μετάδοσης που χρησιμοποιούν διαμόρφωση πολλαπλών επιπέδων με συμβατικούς ή ισορροπημένους δέκτες άμεσης ανίχνευσης.

Time Recovery & BER



Σχήμα 3.14 – Ανάκτηση χρονισμού και BER

Analyzer



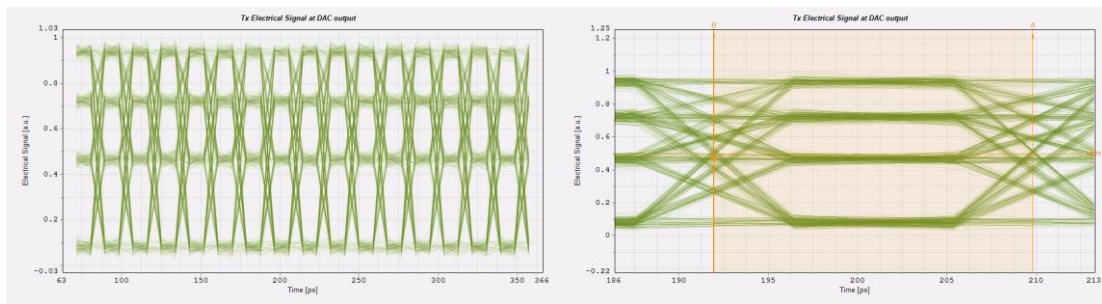
Σχήμα 3.15 – Analyzer

Τέλος εμφανίζεται ο ρυθμός λαθών συμβόλων (SER) που προκύπτει με DSP και χωρίς DSP.

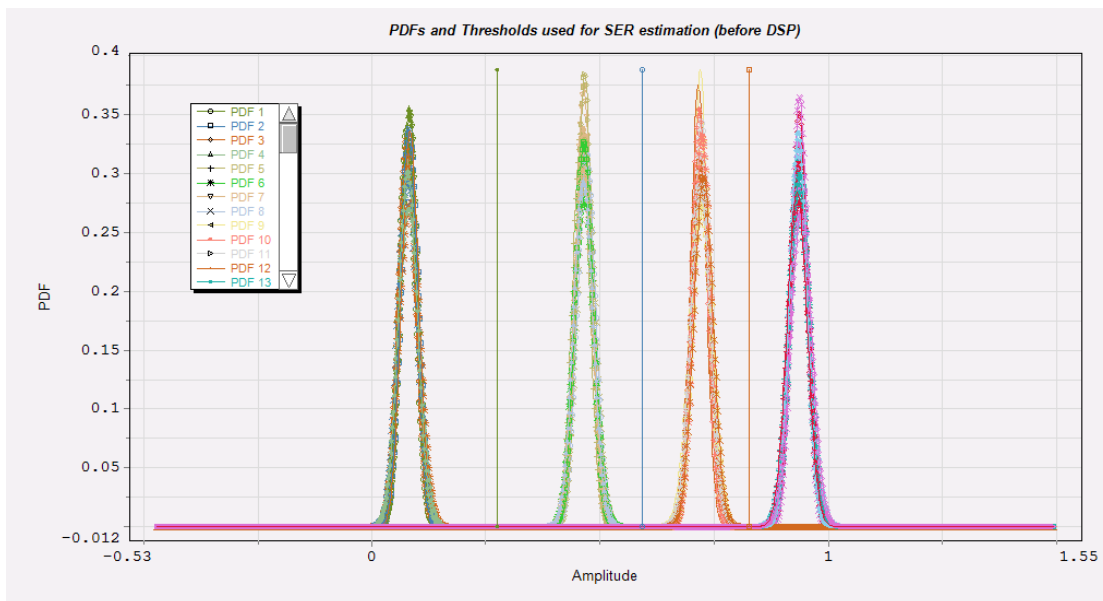
3.1.1. Ιδανικό σήμα PAM4

Παρακάτω φαίνονται το διάγραμμα οφθαλμού και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας ενός ιδανικού PAM4 σήματος, δηλαδή χωρίς να υπάρχει περιορισμός εύρους ζώνης στον πομπό και στο δέκτη.

Το διάγραμμα της πυκνότητας πιθανότητας δείχνει πόσο ομοιόμορφα είναι καταναμημένα τα σημεία γύρω από κάθε στάθμη. Οι στάθμες έχουν όλες το ίδιο ύψος και οι συναρτήσεις πέφτουν σχεδόν η μία πάνω στην άλλη σε κάθε στάθμη, δηλαδή δεν υπάρχουν μεγάλες αποκλίσεις.



Σχήμα 3.16 – Διάγραμμα οφθαλμού ιδανικού σήματος PAM4



Σχήμα 3.17 – Συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας ιδανικού σήματος PAM4

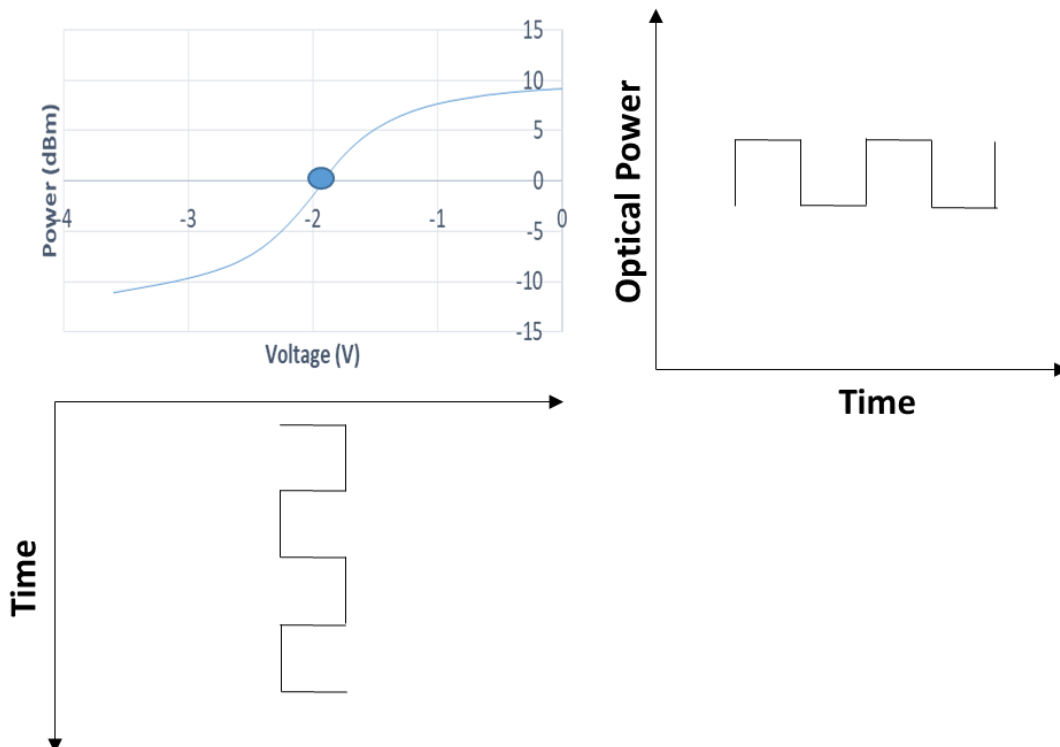
3.1.2. Σημείο πόλωσης

Η πόλωση (biasing) σε ηλεκτρονικά μέσα σημαίνει την καθιέρωση προκαθορισμένων τάσεων ή ρευμάτων σε διάφορα σημεία ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος για τον καθορισμό των κατάλληλων συνθηκών λειτουργίας σε ηλεκτρονικά εξαρτήματα.

Πολλές ηλεκτρονικές συσκευές, όπως οι δίοδοι και τα τρανζίστορ, των οποίων η λειτουργία είναι να επεξεργάζονται σήματα εναλλασσόμενου χρόνου (AC), απαιτούν επίσης ένα σταθερό (DC) ρεύμα ή τάση για να λειτουργούν σωστά, δηλαδή μία πόλωση (bias). Το σήμα AC που εφαρμόζεται σε αυτά υπερτίθεται σε αυτό το ρεύμα ή την τάση πόλωσης (DC bias).

Το σημείο λειτουργίας μιας συσκευής, δηλαδή, είναι η τάση ή το ρεύμα DC σε συγκεκριμένο ακροδέκτη μιας ενεργής συσκευής χωρίς σήμα εισόδου. Ένα κύκλωμα πόλωσης είναι ένα τμήμα του κυκλώματος της συσκευής που παρέχει αυτό το σταθερό ρεύμα ή τάση.

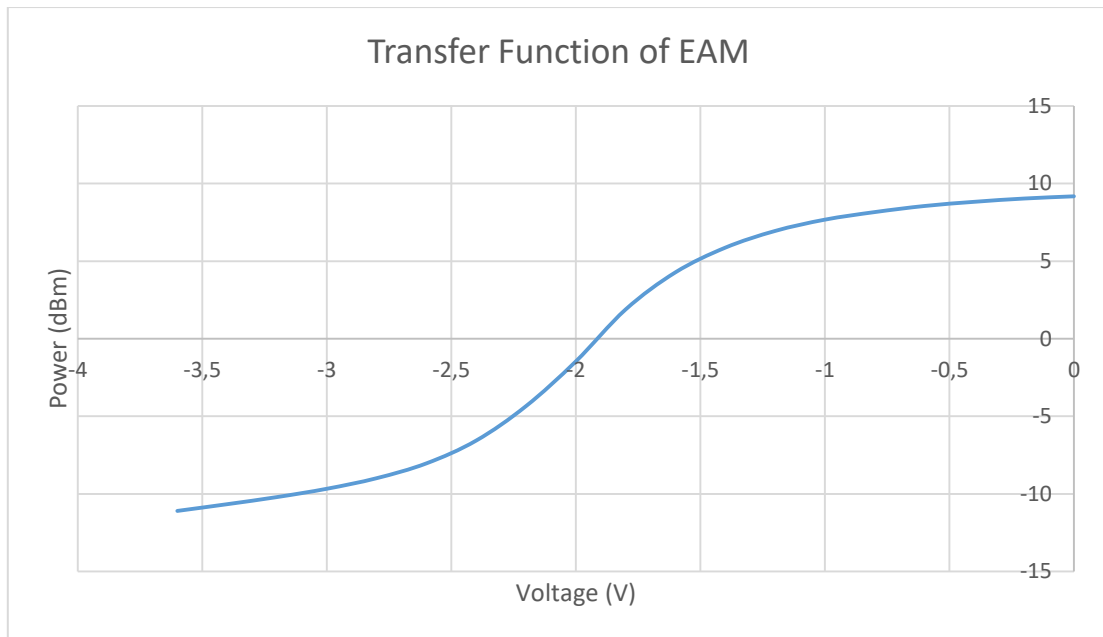
Όπως φαίνεται παρακάτω, το ηλεκτρικό σήμα εφαρμόζεται στη συνάρτηση μεταφοράς στο σημείο πόλωσης με το κατάλληλο πλάτος, ώστε στην έξοδο να βγει το διαμορφωμένο οπτικό σήμα.



Σχήμα 3.18 – Πόλωση

Έγινε μελέτη πάνω στο σημείο πόλωσης (bias point) της συνάρτησης μεταφοράς του EAM και στο κατάλληλο αντίστοιχο πλάτος οδήγησης που πρέπει να έχει ο ενισχυτής (drive amplitude).

Στο Σχήμα 3.19 φαίνεται μία πραγματική συνάρτηση μεταφοράς ενός διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης (EAM) που χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη αυτή.

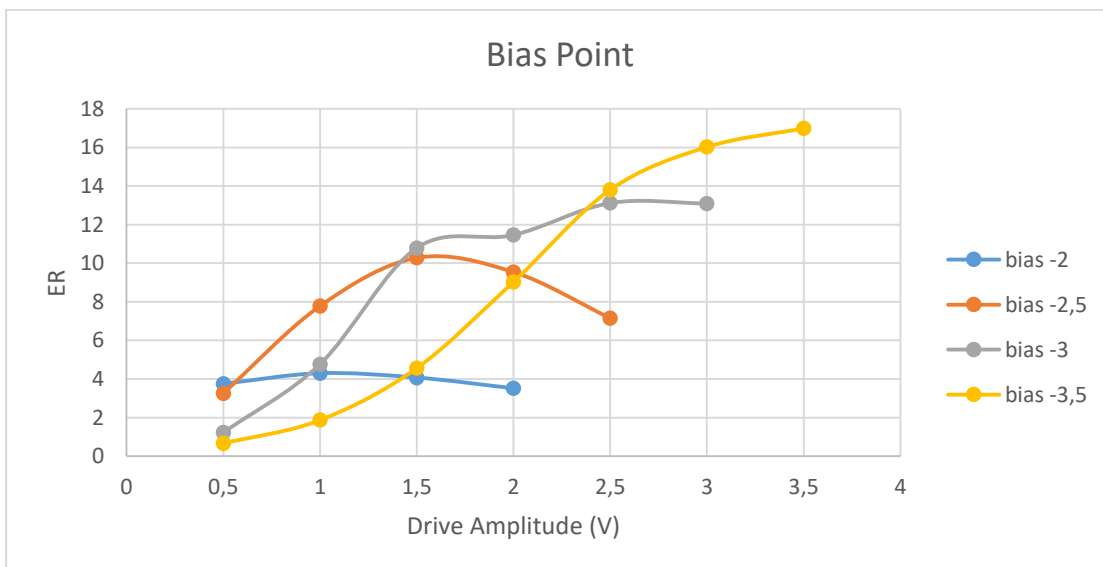


Σχήμα 3.19 – Συνάρτηση μεταφοράς του EAM

Στη συνέχεια φαίνονται τα διαγράμματα για διάφορα σημεία πόλωσης (-2, -2,5, -3, -3,5) με αυξανόμενο πλάτος οδήγησης κατά 0,5V συναρτήσει του λόγου σβέσης (Extinction Ratio). Σημειώνεται ότι ο λόγος σβέσης υπολογίζεται από τον τύπο:

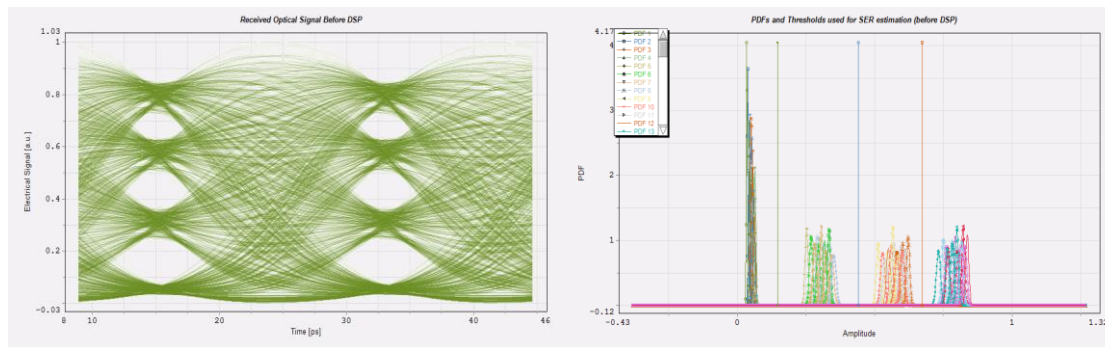
$$ER = 10 \cdot \log(P_{high}/P_{low})$$

Παρατηρείται ότι για κάθε σημείο πόλωσης υπάρχει ένα πλάτος οδήγησης, το οποίο δίνει το μεγαλύτερο λόγο σβέσης. Θα πρέπει να επιλέγεται για κάθε πλάτος οδήγησης εκείνο το σημείο πόλωσης που δίνει τον καλύτερο λόγο. Από έρευνες έχει προκύψει ότι ο SiGe EAM λειτουργεί μέχρι 2V ενώ ο InP DHBT μέχρι 3V (drive amplitude). Από το διάγραμμα φαίνεται ότι για πλάτος οδήγησης 2V το καλύτερο σημείο πόλωσης είναι το -3, ενώ για πλάτος οδήγησης 3V το καλύτερο σημείο πόλωσης είναι το -3,5.

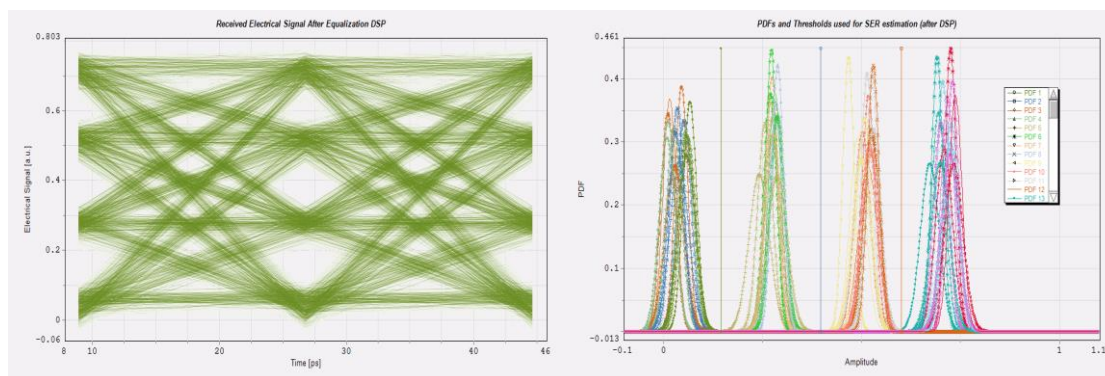


Σχήμα 3.20 – Λόγος σβέσης για διαφορετικούς συνδυασμούς πλατών οδήγησης και σημείων πόλωσης

Στη συνέχεια παρατίθενται τα διαγράμματα για σημείο πόλωσης $-2,5V$ και πλάτος οδήγησης $1,5V$. Στο πρώτο σχήμα φαίνεται το διάγραμμα οφθαλμού πριν την ψηφιακή επεξεργασία σήματος και στο δεύτερο η αντίστοιχη πυκνότητα πιθανότητας, ενώ τα επόμενα δύο σχήματα δείχνουν τη βελτίωση του σήματος μετά την επεξεργασία που υφίσταται. Παρατηρείται ότι μετά την DSP το διάγραμμα οφθαλμού έχει ανοίξει και οι παλμοί κατανέμονται ομοιόμορφα γύρω από τις 4 στάθμες, ενώ αρχικά επικρατούσε η στάθμη 0.



Σχήμα 3.21 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας πριν την ψηφιακή επεξεργασία σήματος

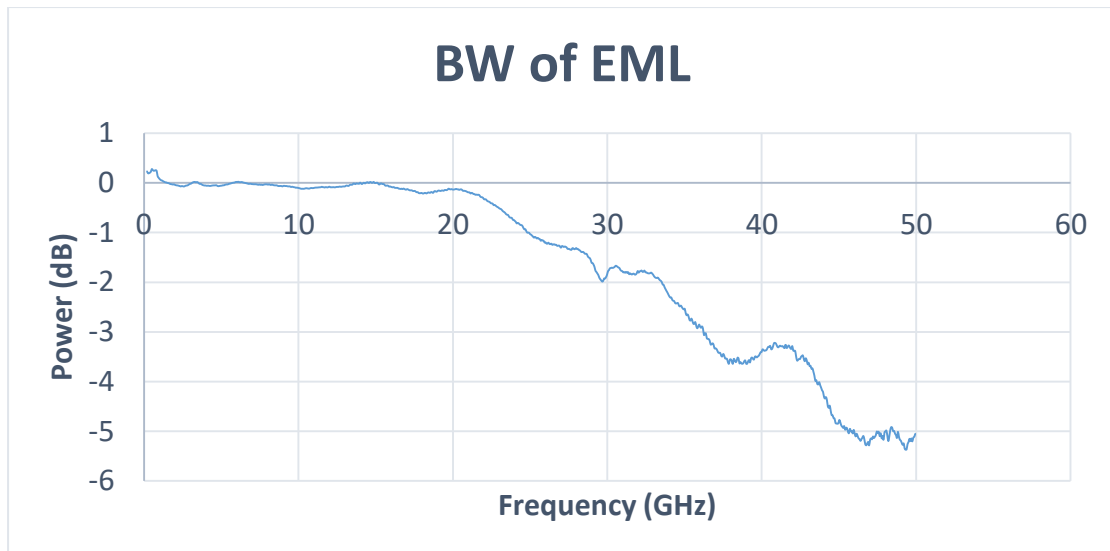


Σχήμα 3.22 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος

3.1.3. Περιορισμός εύρους ζώνης

Επιπλέον έγινε μελέτη στον περιορισμό εύρους ζώνης στον πομπό και στο δέκτη. Μελετήθηκε αρχικά η επίδραση του βαθυπερατού φίλτρου του πομπού στο σήμα διατηρώντας το φίλτρο του δέκτη στα $45GHz$. Αυξήθηκε το εύρος ζώνης από $20GHz$ μέχρι $80GHz$ και παρατηρήθηκε ότι όσο μεγαλώνει το εύρος ζώνης του φίλτρου, τόσο λογότερο επηρεάζει το σήμα έως ότου δεν υπάρχει καμία επιρροή. Το ίδιο διαπιστώθηκε και στο δέκτη, όπου αυξήθηκε το εύρος ζώνης του φίλτρου της φωτοδιόδου από $20GHz$ μέχρι $100GHz$ διατηρώντας το φίλτρο του πομπού στα $36,25GHz$.

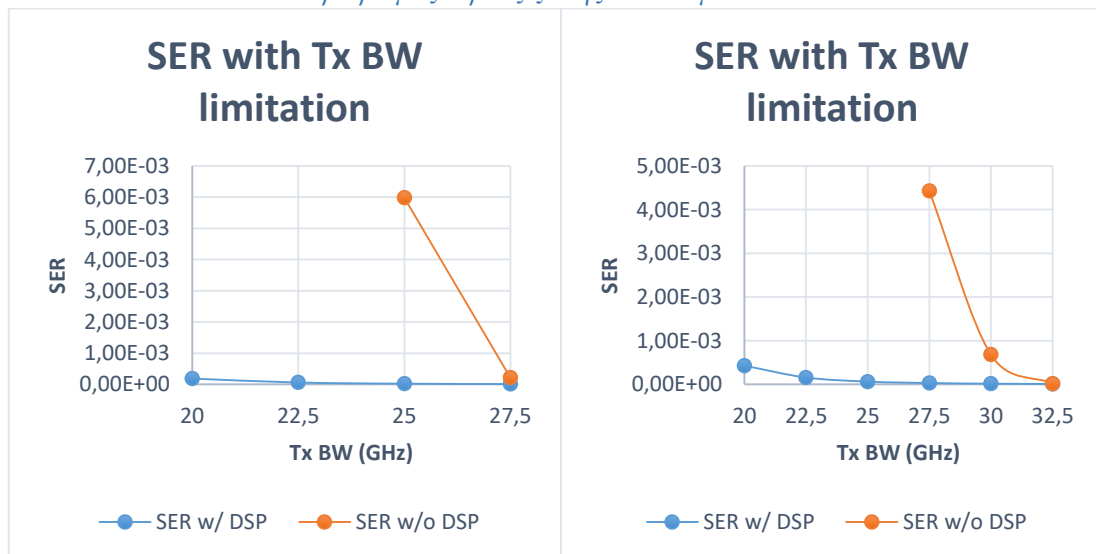
Στο Σχήμα 3.23 φαίνεται η πραγματική συνάρτηση του βαθυπερατού φίλτρου του EML που χρησιμοποιήθηκε, το οποίο κόβει γύρω στα $35GHz$.



Σχήμα 3.23 – Εύρος ζώνης του EML

Στα παρακάτω διαγράμματα φαίνεται ο ρυθμός λαθών συμβόλων (SER) πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία σήματος, καθώς αυξάνεται το εύρος ζώνης στον πομπό και στη συνέχεια καθώς αυξάνεται το εύρος ζώνης στο δέκτη. Τα διαγράμματα δείχνουν το SER για δύο διαφορετικές περιπτώσεις. Στην πρώτη ο DAC λειτουργεί με 1 δείγμα ανά σύμβολο ενώ στη δεύτερη με 2 δείγματα ανά σύμβολο.

3.1.3.1. Περιορισμός εύρους ζώνης στον πομπό

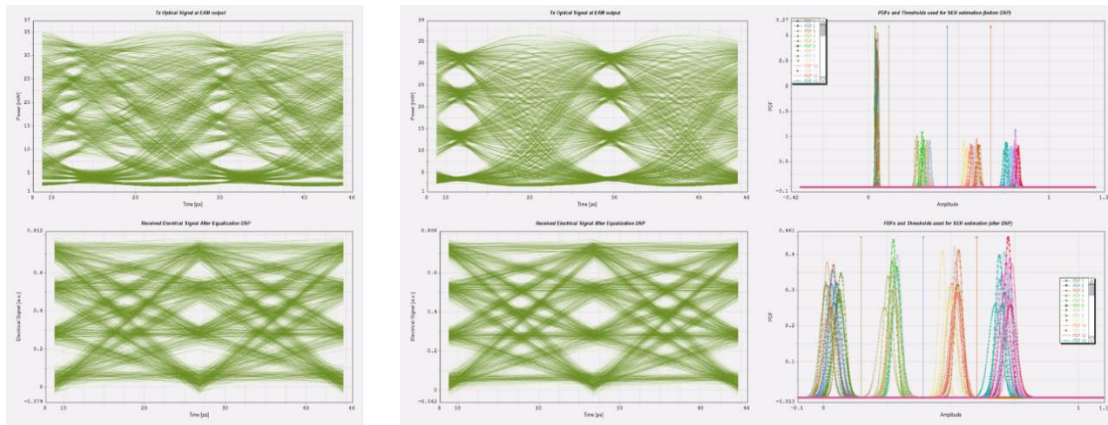


Σχήμα 3.24 – Ρυθμός λαθών συμβόλων για περιορισμό εύρους ζώνης στον πομπό

Παρατηρείται ότι ο ρυθμός λαθών συμβόλων μειώνεται αρκετά με την ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Καθώς αυξάνεται όμως το εύρος ζώνης δεν υπάρχει περιορισμός και το SER είναι σχεδόν το ίδιο πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία.

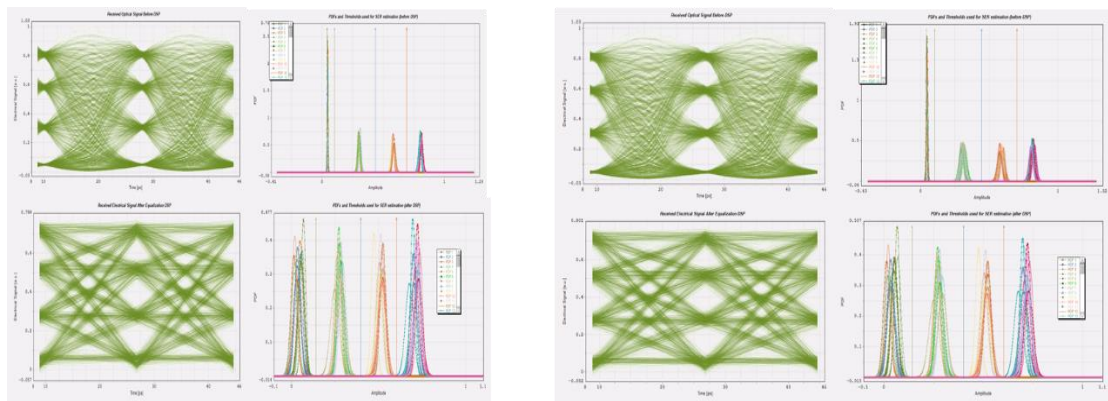
Παρακάτω φαίνονται κάποια χαρακτηριστικά παραδείγματα από τον περιορισμό του εύρους ζώνης στον πομπό και τη βελτίωση του σήματος μετά την ψηφιακή επεξεργασία, παρατηρώντας τα διαγράμματα οφθαλμού και τις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας.

20GHz & 30GHz



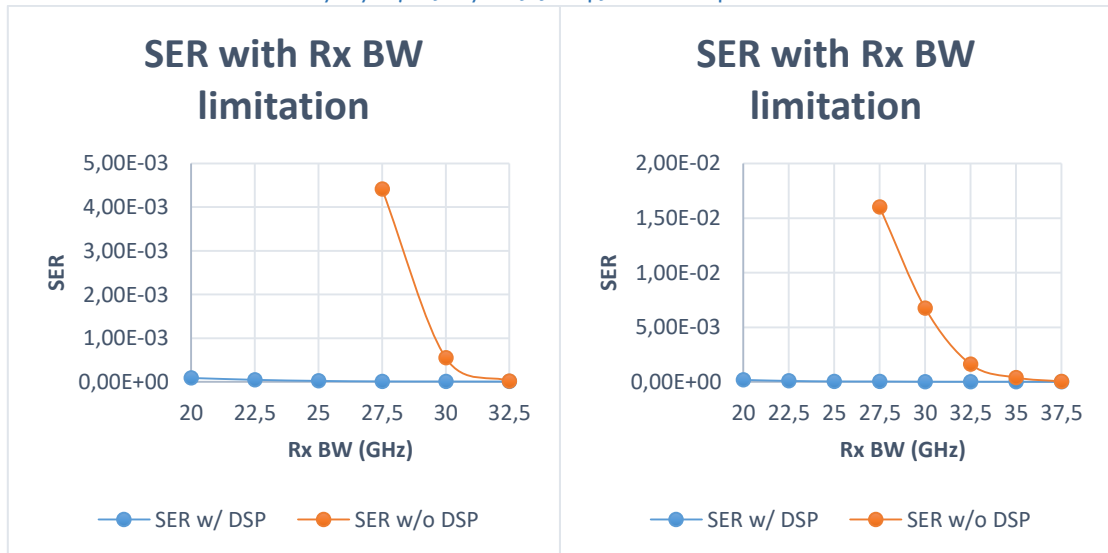
Σχήμα 3.25 – Το σήμα πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία για εύρος ζώνης πομπού 20GHz και 30GHz

40GHz & 50 GHz



Σχήμα 3.26 – Το σήμα πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία για εύρος ζώνης πομπού 40GHz και 50GHz

3.1.3.2. Περιορισμός εύρους ζώνης στο δέκτη

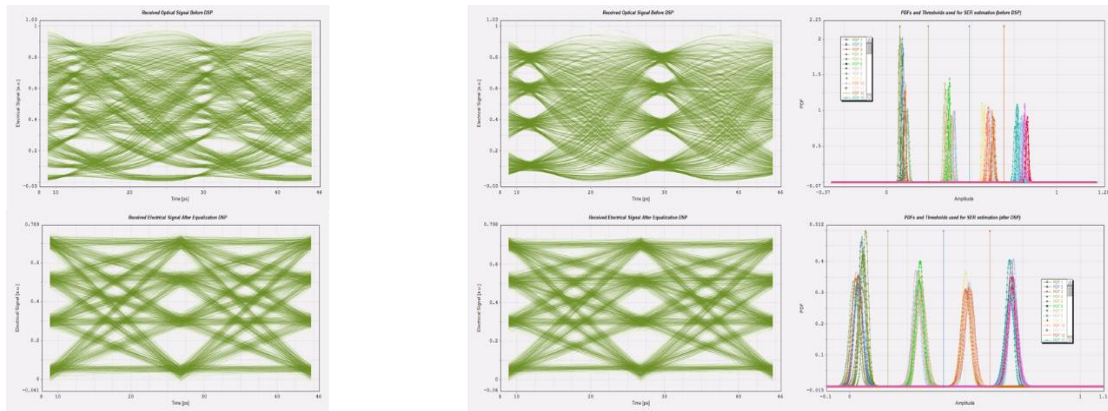


Σχήμα 3.27 – Ρυθμός λαθών συμβόλων για περιορισμό εύρους ζώνης στο δέκτη

Παρατηρείται και σε αυτή την περίπτωση ότι ο ρυθμός λαθών συμβόλων μειώνεται με την ψηφιακή επεξεργασία σήματος.

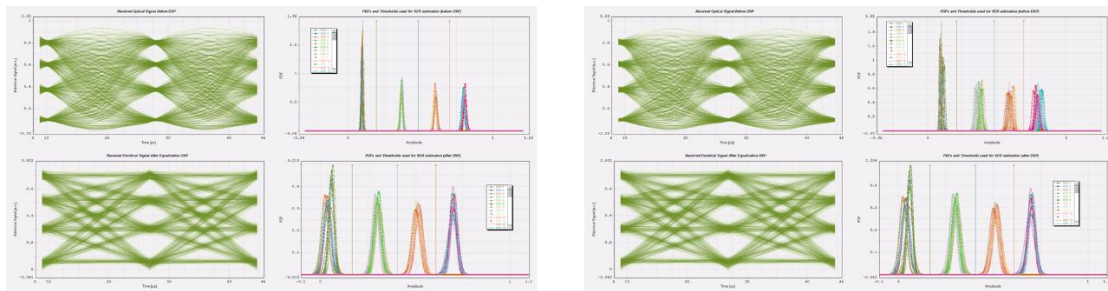
Παρακάτω φαίνονται κάποια χαρακτηριστικά παραδείγματα από τον περιορισμό του εύρους ζώνης στο δέκτη και τη βελτίωση του σήματος μετά την ψηφιακή επεξεργασία.

20GHz & 30GHz



Σχήμα 3.28 – Το σήμα πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία για εύρος ζώνης δέκτη 20GHz και 30GHz

40GHz & 50GHz

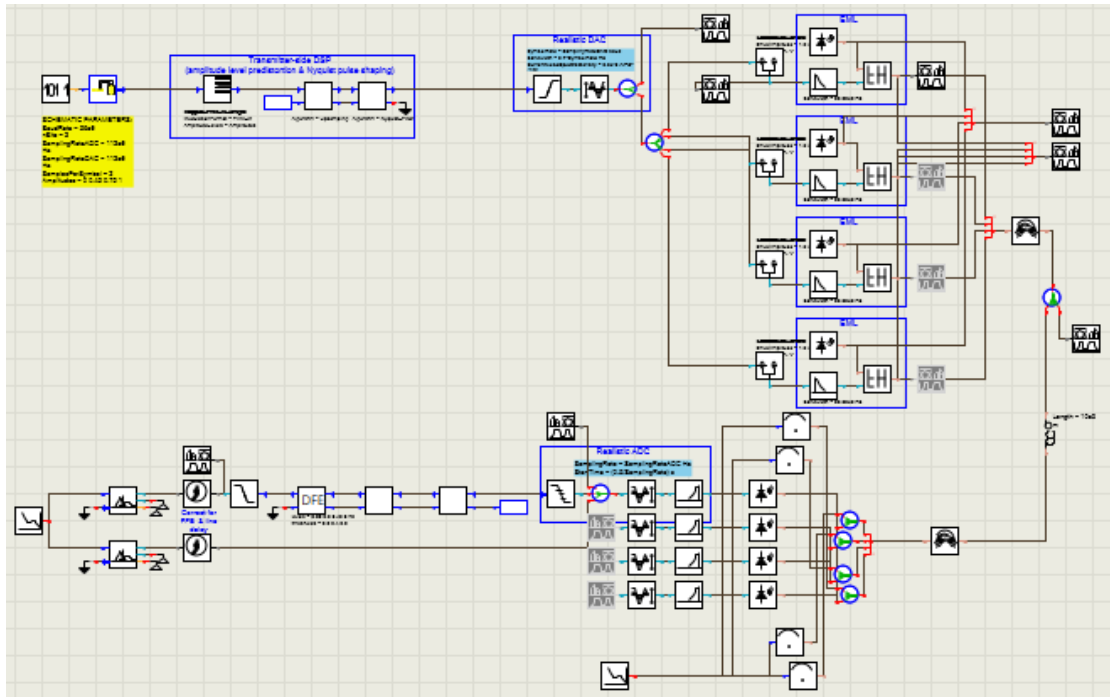


Σχήμα 3.29 – Το σήμα πριν και μετά την ψηφιακή επεξεργασία για εύρος ζώνης πομπού 40GHz και 50GHz

Σημειώνεται ότι τα συμπεράσματα που προέκυψαν από τις μελέτες που έγιναν για ένα κανάλι, ισχύουν και για περισσότερα κανάλια, οπότε δεν αναφέρονται ξανά στα επόμενα.

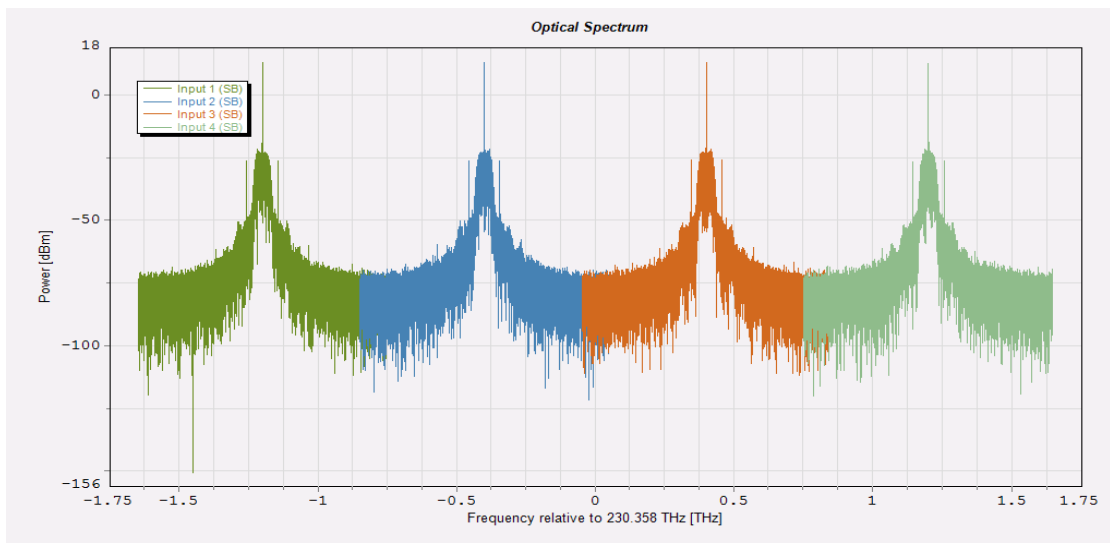
3.2. Σύστημα μετάδοσης με 4 κανάλια (400 Gbps)

Μοντελοποιήθηκε μία οπτική διασύνδεση, όπως προηγουμένως, αλλά υπάρχουν 4 κανάλια αντί για ένα, τα οποία πολυπλέκονται σε ένα κανάλι για να περάσουν από την ίνα και στη συνέχεια αποπολυπλέκονται πάλι σε 4, ώστε να επιτευχθεί ρυθμός μετάδοσης 400Gbps.

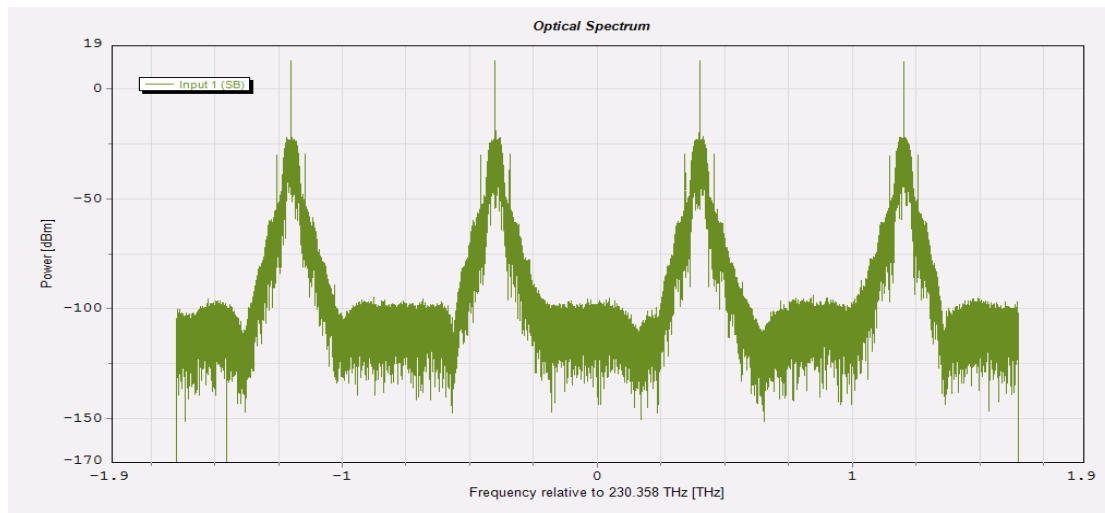


Σχήμα 3.30 – Σύστημα μετάδοσης με 4 κανάλια στο VPI

Παρακάτω φαίνονται τα κανάλια μετά τον ΕΑΜ και τον ΑΩΓ αντίστοιχα.



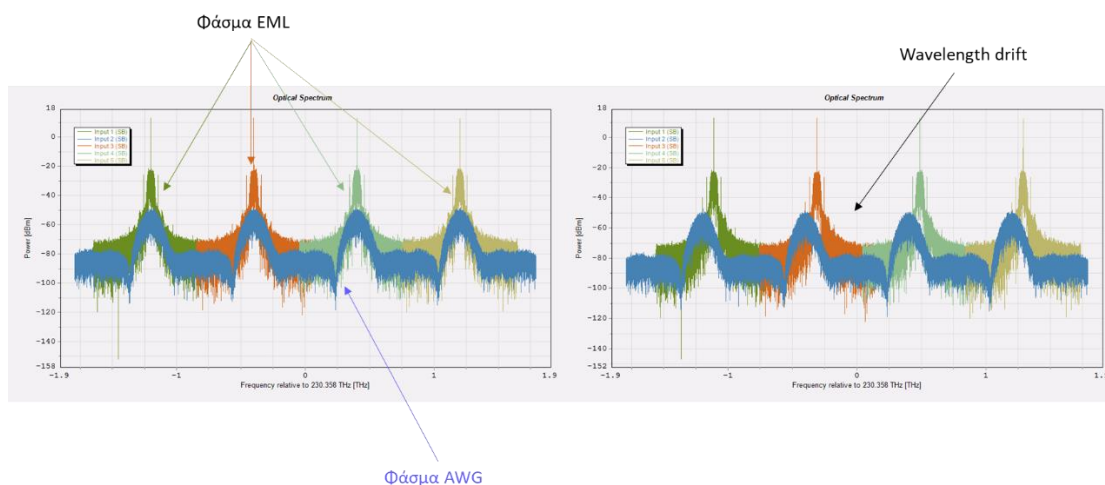
Σχήμα 3.31 – Φάσμα EML πριν τον ΑΩΓ



Σχήμα 3.32 – Φάσμα EML μετά τον AWG

Έγινε μελέτη πάνω στη θερμοκρασία των λέιζερ στον πομπό και στο πως αυτή επηρεάζει την οπτική ισχύ του κάθε καναλιού στο δέκτη. Για το σκοπό αυτό μεταβλήθηκε η θερμοκρασία κρατώντας μια σταθερή θερμοκρασία αναφοράς και επιλέγοντας την κατάλληλη ολίσθηση συχνότητας που αντιστοιχεί σε κάθε μεταβολή θερμοκρασίας κατά μία μονάδα.

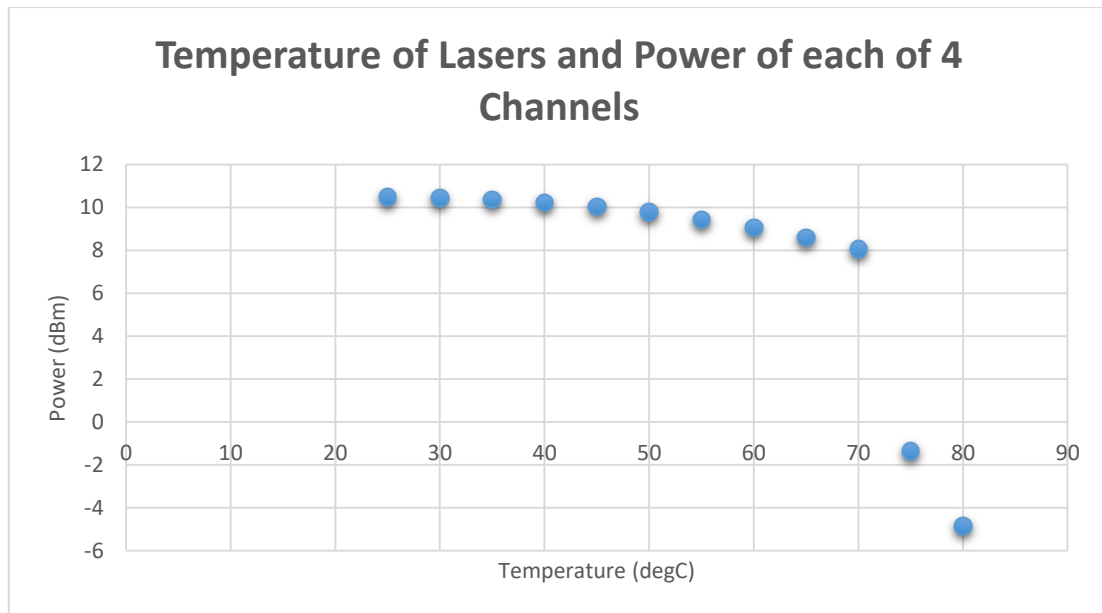
Παρακάτω φαίνεται το φάσμα των EML και του AWG πριν και μετά την ολίσθηση του μήκους κύματος εκπομπής.



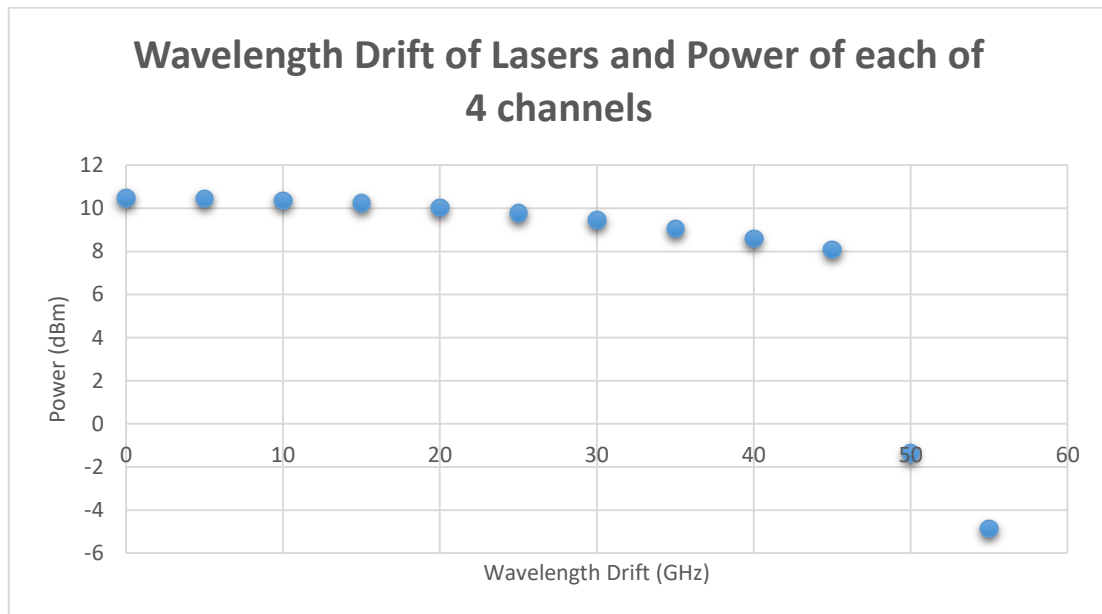
Σχήμα 3.33 – Φάσμα EML και AWG πριν και μετά την ολίσθηση συχνότητας εκπομπής

Reference Temperature = 25°C, Emmission Frequency Drift = 1GHz/°C

Στην πρώτη μελέτη η θερμοκρασία αναφοράς τέθηκε 25°C και αυξήθηκε η θερμοκρασία από 25°C μέχρι 80°C με βήμα 5°C και παρατηρήθηκε η επίπτωσή της στο δέκτη. Η ολίσθηση συχνότητας εκπομπής τέθηκε 1GHz/°C. Η ολίσθηση μήκους κύματος υπολογίζεται ως η διαφορά της θερμοκρασίας από τη σταθερή τιμή αναφοράς της (25°C) πολλαπλασιασμένη επί την ολίσθηση συχνότητας (1GHz/°C).



Σχήμα 3.34 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασία αναφοράς 25°C



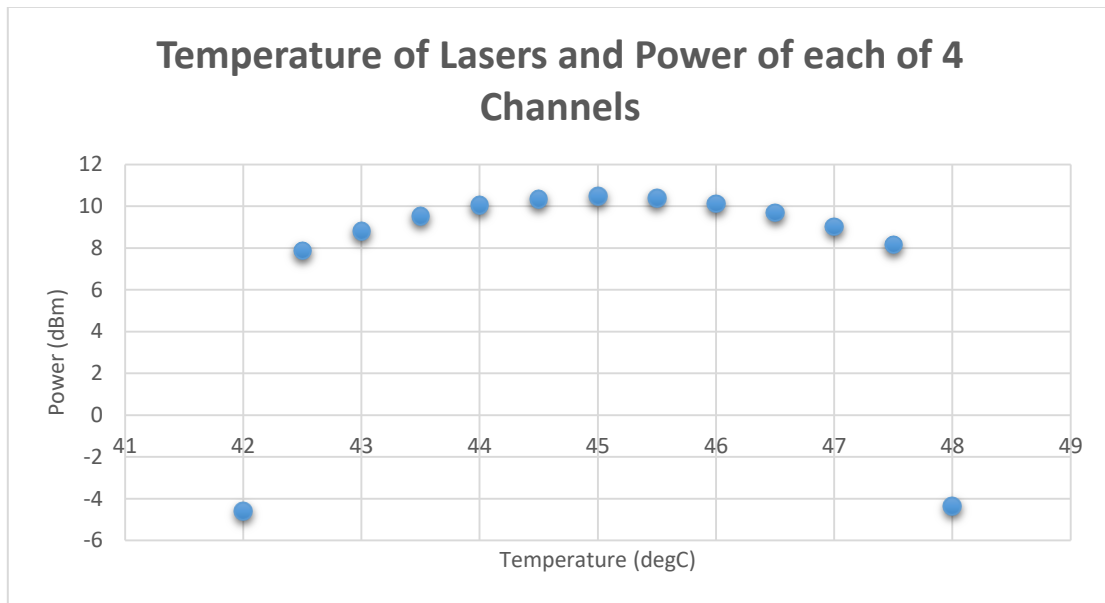
Σχήμα 3.35 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές ολίσθησης συχνότητας εκπομπής με θερμοκρασία αναφοράς 25°C

Παρατηρείται ότι όσο αυξάνει η θερμοκρασία των λείζερ και απομακρύνεται από αυτή του περιβάλλοντος, τόσο η ισχύς των καναλιών μειώνεται και χαλάει η ποιότητα του σήματος. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι αλλάζουν τα μήκη κύματος των λείζερ και δε συμπίπτουν με τα μήκη κύματος των καναλιών που πολυπλέκει ο AWG.

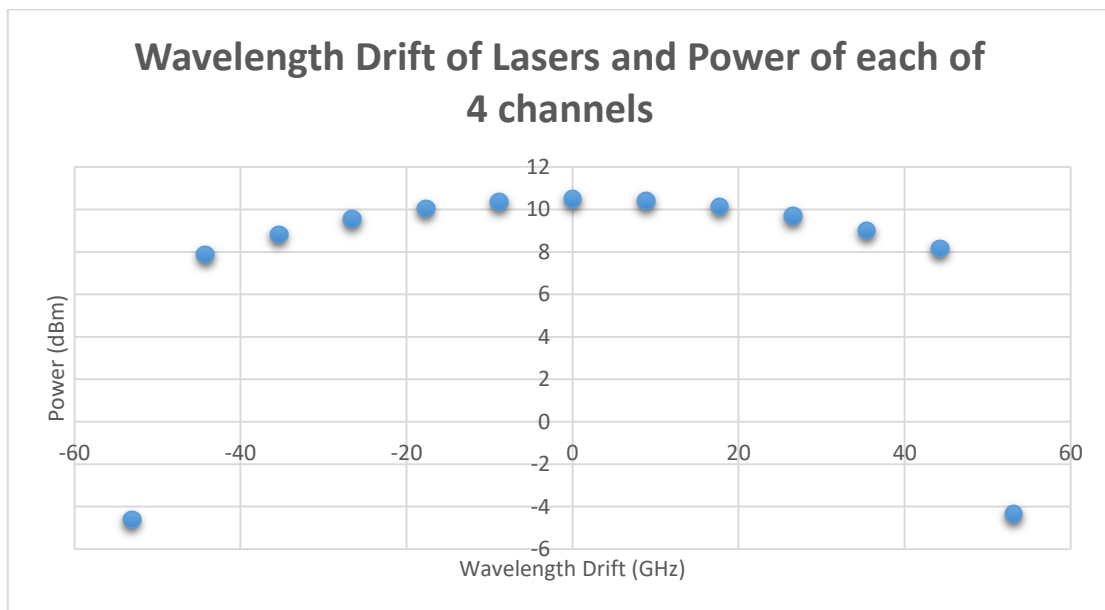
Reference Temperature = 45°C, Emmission Frequency Drift = 17,7GHz/°C

Στην δεύτερη μελέτη η θερμοκρασία αναφοράς τέθηκε 45°C και αυξήθηκε η θερμοκρασία από 42°C μέχρι 48°C με βήμα 0,5°C και παρατηρήθηκε η επίπτωσή της στο δέκτη. Η ολίσθηση συχνότητας εκπομπής τέθηκε 17,7GHz/°C. Η ολίσθηση μήκους

κύματος υπολογίζεται ως η διαφορά της θερμοκρασίας από τη σταθερή τιμή αναφοράς της (45°C) πολλαπλασιασμένη επί την ολίσθηση συχνότητας (17,7GHz/°C).



Σχήμα 3.36 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασία αναφοράς 45°C



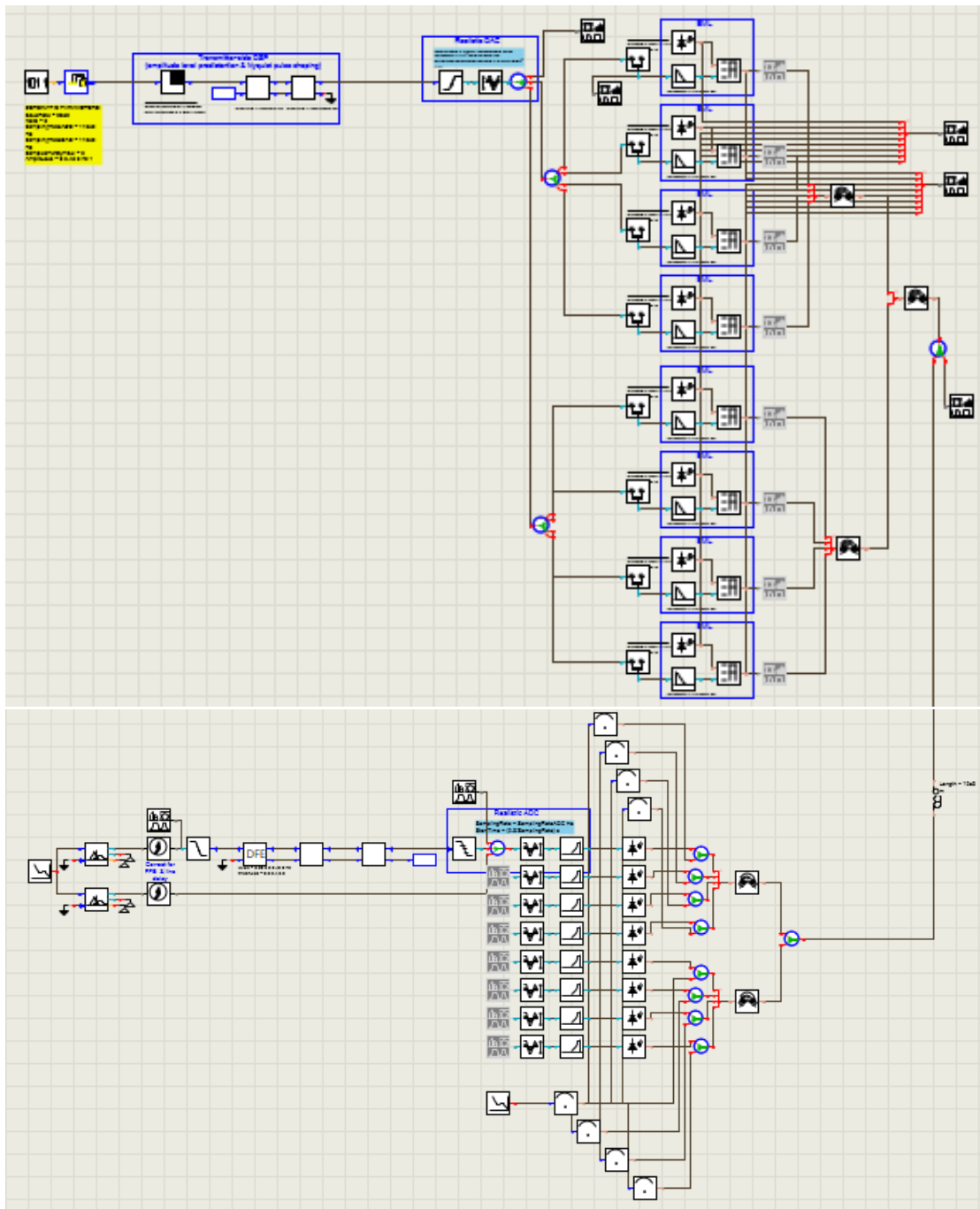
Σχήμα 3.37 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές ολίσθησης συχνότητας εκπομπής με θερμοκρασία αναφοράς 45°C

Παρατηρείται και εδώ ότι η ισχύς μειώνεται όσο η θερμοκρασία απομακρύνεται από αυτή του περιβάλλοντος, δηλαδή του υλικού μέσα στο οποίο βρίσκονται τα λείζερ.

Το σύστημα φαίνεται να έχει καλή ανοχή για $\pm 2,5^{\circ}\text{C}/44,25\text{GHz}$.

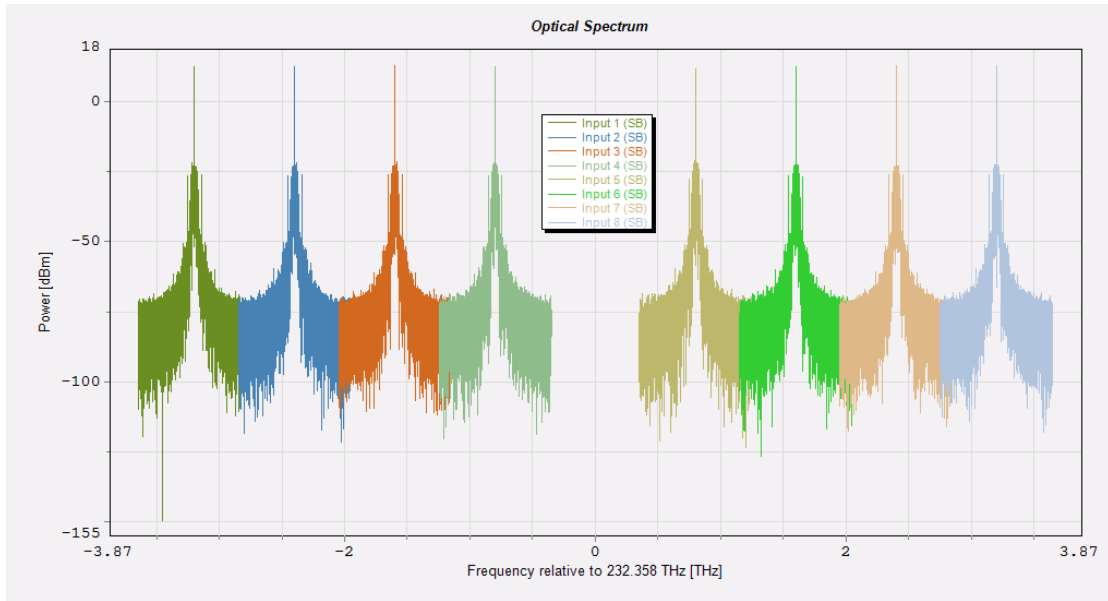
3.3. Σύστημα μετάδοσης με 8 κανάλια (800 Gbps)

Μοντελοποιήθηκε επίσης μία οπτική διασύνδεση με 8 κανάλια, ώστε να επιτευχθεί ρυθμός μετάδοσης 800Gbps.

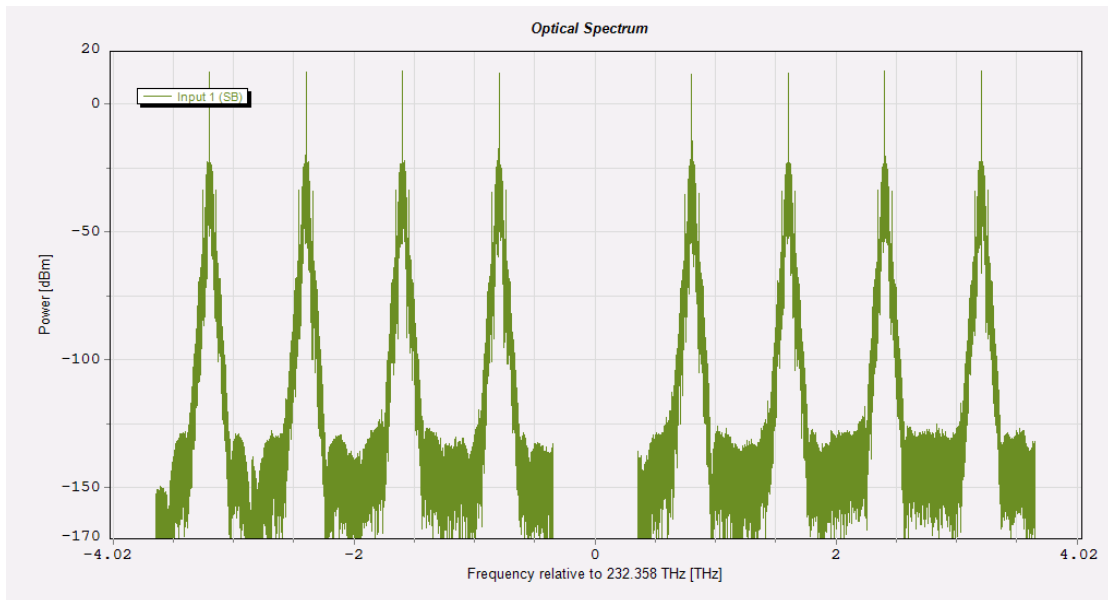


Σχήμα 3.38 – Σύστημα μετάδοσης με 8 κανάλια στο VPI

Παρακάτω φαίνονται τα κανάλια μετά τον EAM και τον AWG αντίστοιχα.



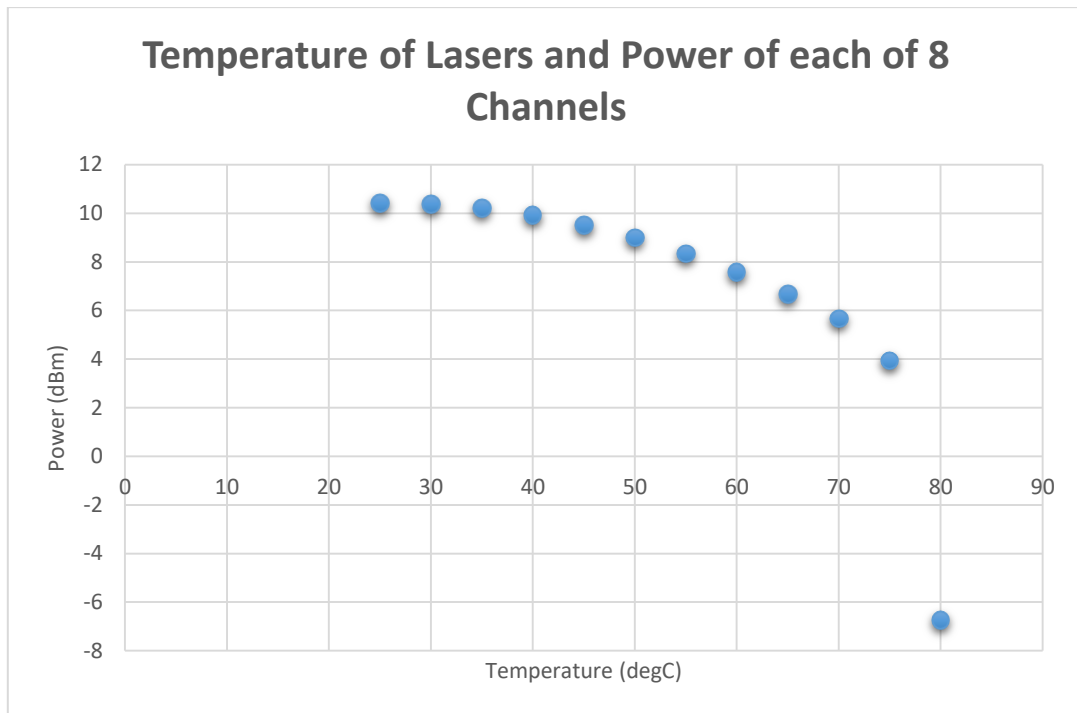
Σχήμα 3.39 – Φάσμα EML πριν τον AWG



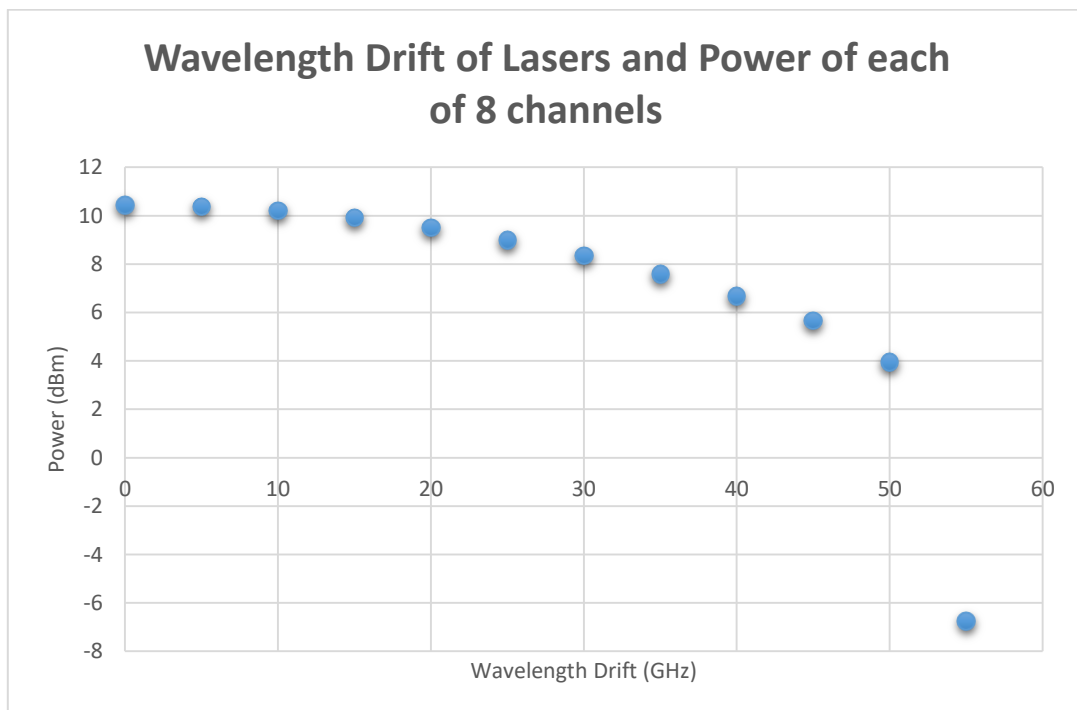
Σχήμα 3.40 – Φάσμα EML μετά τον AWG

Έγινε και σε αυτή την περίπτωση μελέτη στη θερμοκρασία. Παρακάτω παρατίθενται τα διαγράμματα της ισχύος κάθε καναλιού μετά το διαχωρισμό τους σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία και την ολίσθηση μήκους κύματος.

Reference Temperature = 25°C, Emission Frequency Drift = 1GHz/°C

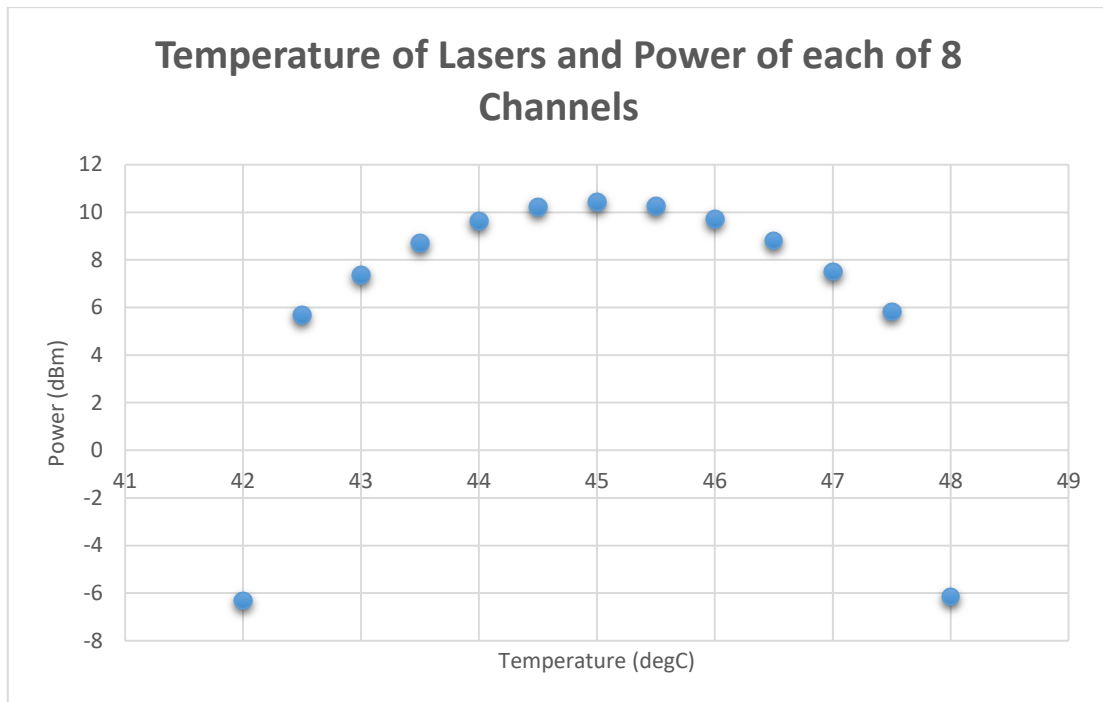


Σχήμα 3.41 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασία αναφοράς 25°C

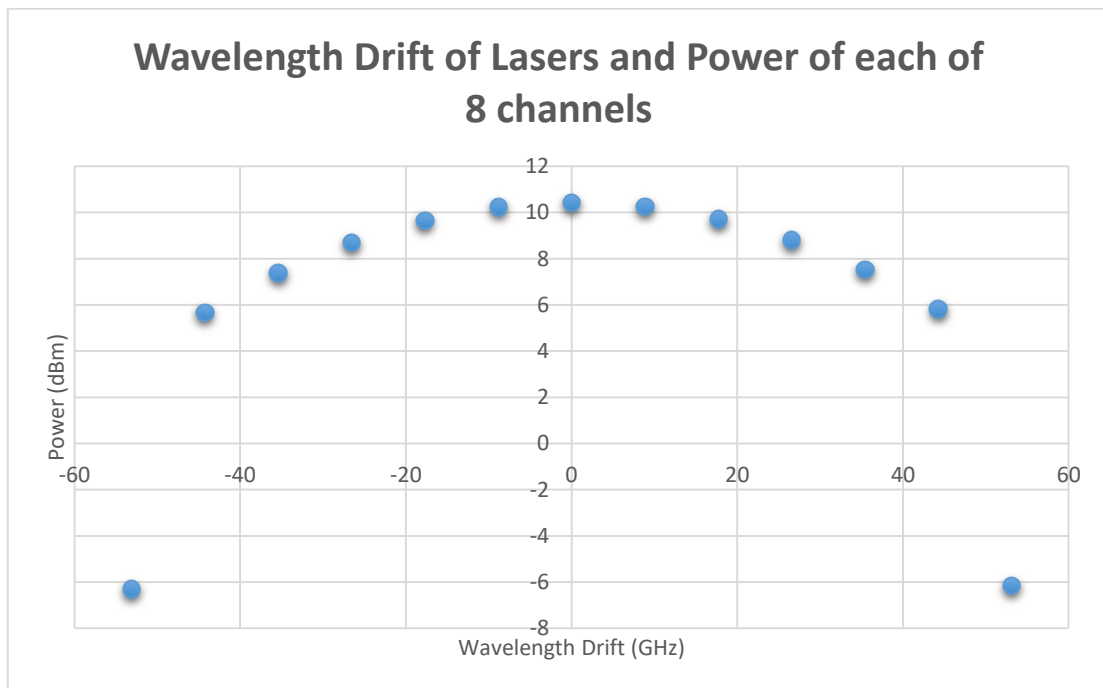


Σχήμα 3.42 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές ολίσθησης συχνότητας εκπομπής με θερμοκρασία αναφοράς 25°C

Reference Temperature = 45°C, Emission Frequency Drift = 17,7GHz/°C



Σχήμα 3.43 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασίας αναφοράς 45°C



Σχήμα 3.44 – Ισχύ λείζερ για μεταβολές θερμοκρασίας με θερμοκρασίας αναφοράς 45°C

Το σύστημα φαίνεται να έχει καλή ανοχή για $\pm 2^\circ\text{C}/35,4\text{GHz}$.

Παρατηρείται και στις παραπάνω επιπτώσεις η μείωση της ισχύος των καναλιών με την αλλαγή της θερμοκρασίας.

4. Υλοποίηση ψηφιακών φίλτρων σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB

4.1. Περιγραφή φίλτρων

4.1.1. Raised Cosine Filter (RC)

Το φίλτρο συνημιτόνου (RC) χρησιμοποιείται στην ψηφιακή διαμόρφωση για να μειώσει τη διασυμβολική παρεμβολή. Είναι ουσιαστικά μια εφαρμογή ενός βαθυπερατού φίλτρου Nyquist που παρουσιάζει άρτια συμμετρία στο σημείο $1/2T$, όπου T είναι η περίοδος συμβόλου.

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου RC είναι:

$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq \frac{1-\beta}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\beta} \left[|f| - \frac{1-\beta}{2T} \right]\right) \right], & \frac{1-\beta}{2T} < |f| \leq \frac{1+\beta}{2T} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

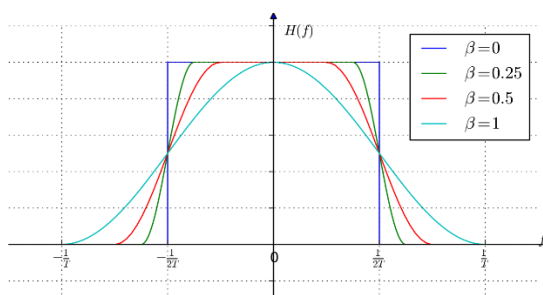
Όπου:

$$0 \leq \beta \leq 1$$

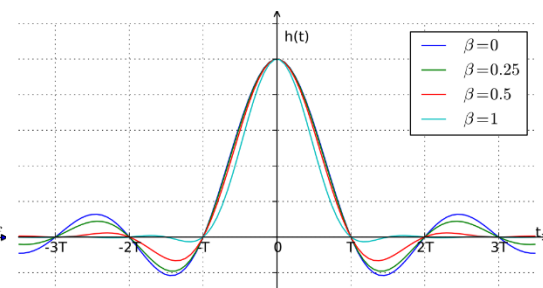
$$\beta = \frac{\Delta f}{1/(2 * T)} = \frac{\Delta f}{R_s/2} = 2 * T * \Delta f$$

$$R_s = 1/T$$

$$BW = R_s * (\beta + 1), (0 < \beta < 1)$$

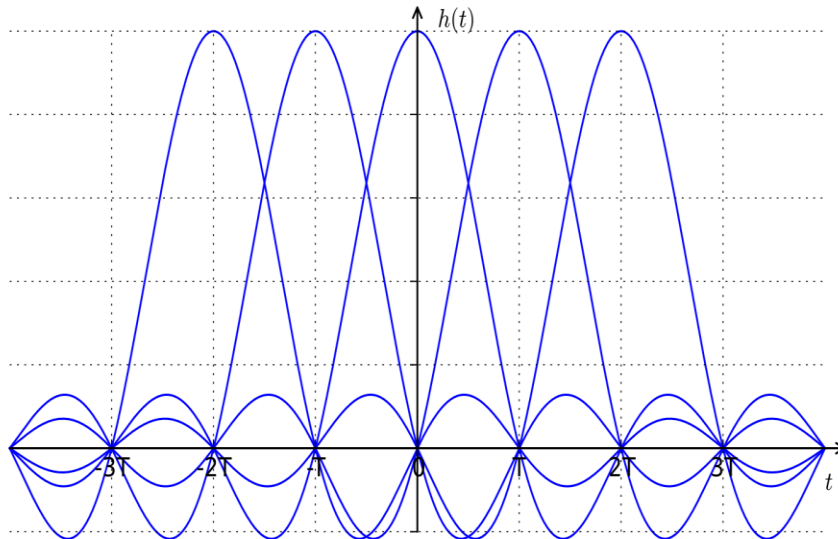


Σχήμα 4.1 – Απόκριση συχνότητας RC



Σχήμα 4.2 – Κρουστική απόκριση RC

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.1, όσο πιο μικρός είναι ο παράγοντας rolloff, τόσο ο παλμός πλησιάζει τον ιδανικό. Από το Σχήμα 4.2 όμως διαπιστώνεται ότι, όσο μικραίνει αυτός ο παράγοντας, τόσο πιο πολύ εκτείνεται η κρουστική απόκριση στο χρόνο, οπότε χρειάζονται όλο και περισσότερα δείγματα (taps) για το σχεδιασμό του φίλτρου. Έτσι λοιπόν στην πράξη χρησιμοποιείται μια ενδιάμεση τιμή που να ικανοποιεί αυτές τις απαιτήσεις με τον καλύτερο τρόπο.



Σχήμα 4.3 – Κρουστική απόκριση παλμού μετά το φίλτρο συνημιτόνου

Μετά το φίλτρο συνημιτόνου, όπως φαίνεται από το Σχήμα 4.3, μειώνεται η διασυμβολική παρεμβολή και έτσι στο κέντρο κάθε παλμού, όπου γίνεται η δειγματοληψία, παρατηρείται μέγιστο του παλμού αυτού ενώ οι υπόλοιποι παλμοί έχουν μηδενική ισχύ.

4.1.2. (Square) Root Raised Cosine Filter (RRC)

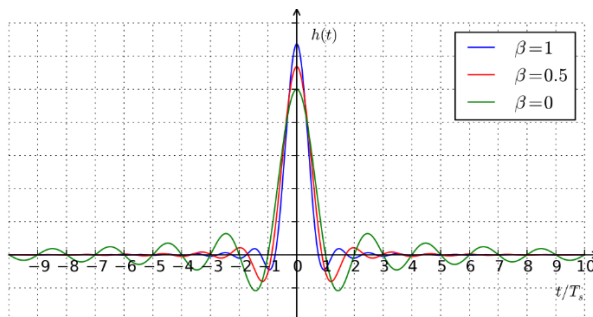
Το τετραγωνικό φίλτρο συνημιτόνου (RRC) χρησιμοποιείται και αυτό για να μειώσει τη διασυμβολική παρεμβολή στην ψηφιακή μετάδοση. Η διαφορά με το παραπάνω φίλτρο είναι ότι εδώ γίνεται η μισή διαδικασία στον πομπό και η άλλη μισή στο δέκτη, οπότε το φίλτρο αυτό πρέπει να χρησιμοποιηθεί και στις δύο πλευρές της μετάδοσης.

Η συνάρτηση μεταφοράς του RRC φίλτρου είναι:

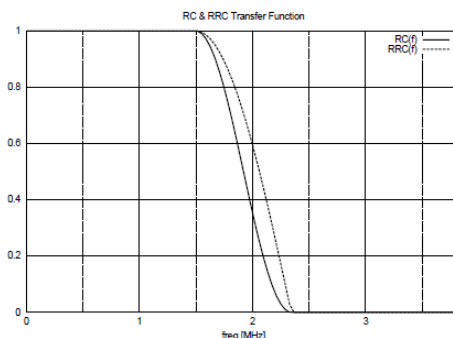
$$H_{rc}(f) = H_{rcc}(f) * H_{rcc}(f)$$

ή

$$|H_{rcc}(f)| = \sqrt{|H_{rc}(f)|}$$



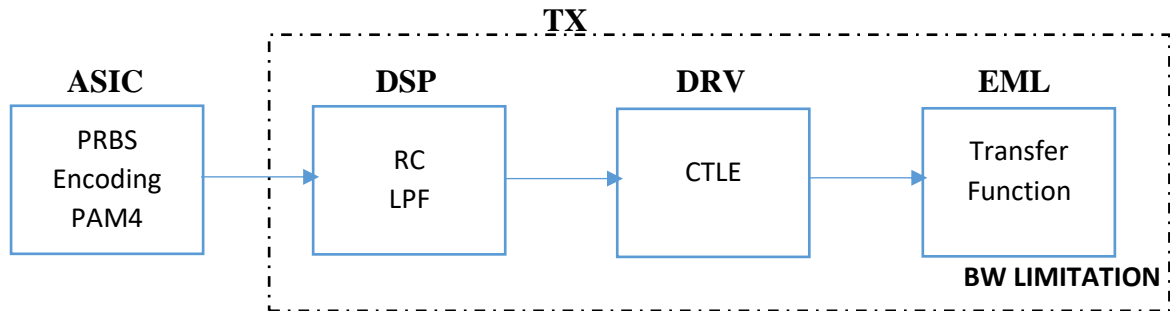
Σχήμα 4.4 – Κρουστική απόκριση RRC



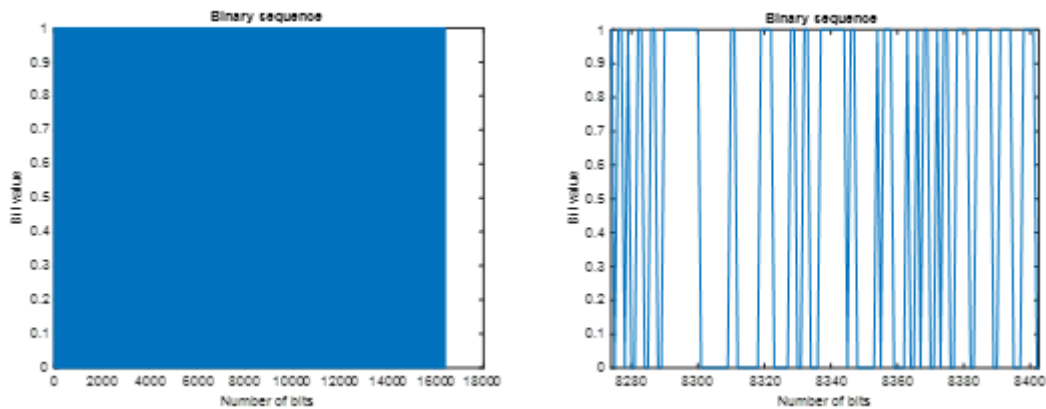
Σχήμα 4.5 – Κανονικοποιημένο φάσμα

4.2. Περιγραφή της μεθοδολογίας για την υλοποίηση ψηφιακών φίλτρων στο Matlab και αποτελέσματα

4.2.1. Πομπός

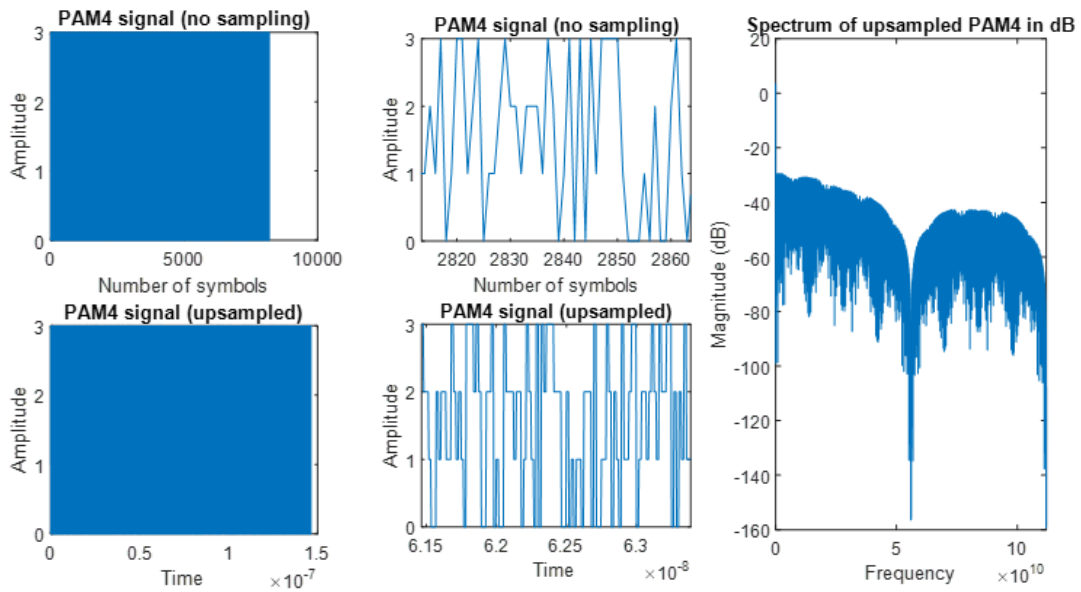


Καλούμαστε να μοντελοποιήσουμε στο Matlab μία οπτική διασύνδεση με έναν πομποδέκτη σε συχνότητα 56 Gbaud με 4 δείγματα ανά σύμβολο και μεταβλητό αριθμό bits. Αρχικά παράγεται μία ψευδοτυχαία ακολουθία δυαδικών ψηφίων 0 και 1 (PRBS 11^{ης} τάξης) με μήκος 16.384 bits.



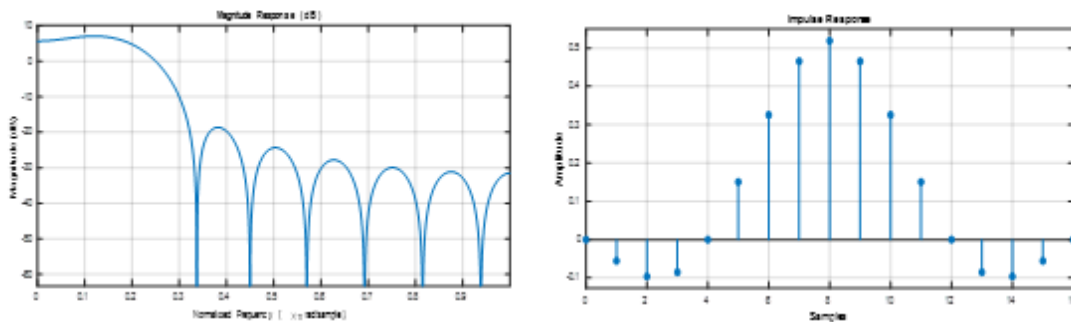
Σχήμα 4.6 – PRBS 11^{ης} τάξης

Η ακολουθία αυτή μετατρέπεται από δυαδική σε δεκαδική μορφή αντιστοιχίζοντας δύο ψηφία σε ένα σύμβολο, έτσι ώστε να δημιουργηθεί ένα PAM4 σήμα με 4 στάθμες. Έχει ρυθμιστεί η μέγιστη στάθμη να είναι το 3, οπότε οι υπόλοιπες είναι οι 0, 1 και 2. Για παράδειγμα αν προκύψει η ακολουθία 01101100, αυτή θα μετασχηματιστεί σε 1,2,3,0. Αυτή η διαδικασία λέγεται encoding. Στη συνέχεια το σήμα PAM4 δειγματοληπτείται, δηλαδή για κάθε σύμβολο παίρνουμε 4 δείγματα, και έτσι γίνεται το upsampling.



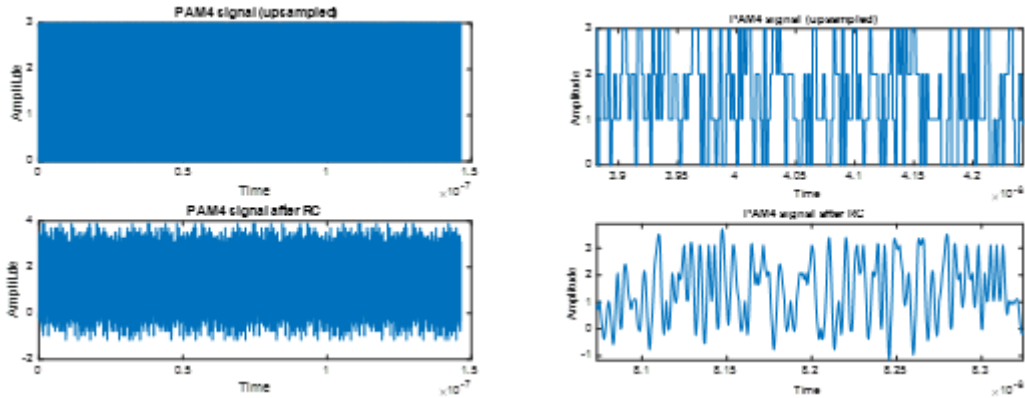
Σχήμα 4.7 – Κωδικοποίηση (encoding), δειγματοληψία (upsampling) και φάσμα του σήματος

Το δειγματοληπτημένο πλέον σήμα PAM4 περνάει από τη διαδικασία της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP). Εφαρμόζεται ένα φίλτρο συνημιτόνου (RC) για να μειωθεί η διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Το φίλτρο αυτό έχει τις εξής παραμέτρους: rolloff=0,25, span=4 και 4 σύμβολα ανά δείγμα.

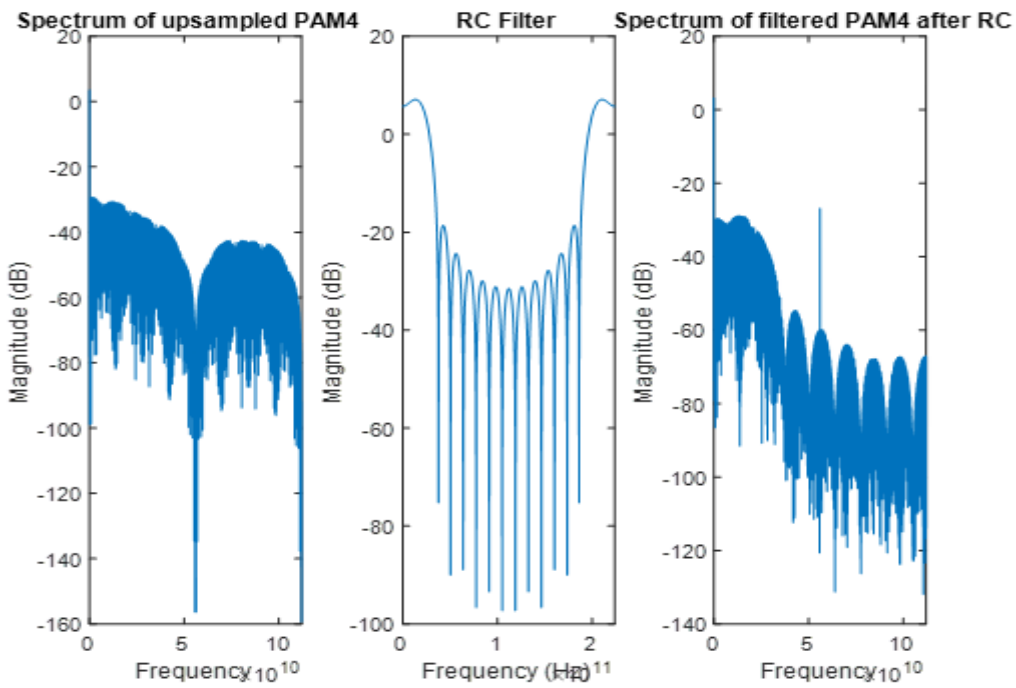


Σχήμα 4.8 – Φίλτρο συνημιτόνου (RC)

Φιλτράρεται το σήμα με τη συνάρτηση `upfirdn`, η οποία κάνει και upsampling. Παρακάτω φαίνεται το φάσμα του σήματος πριν και μετά το φίλτρο στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας.

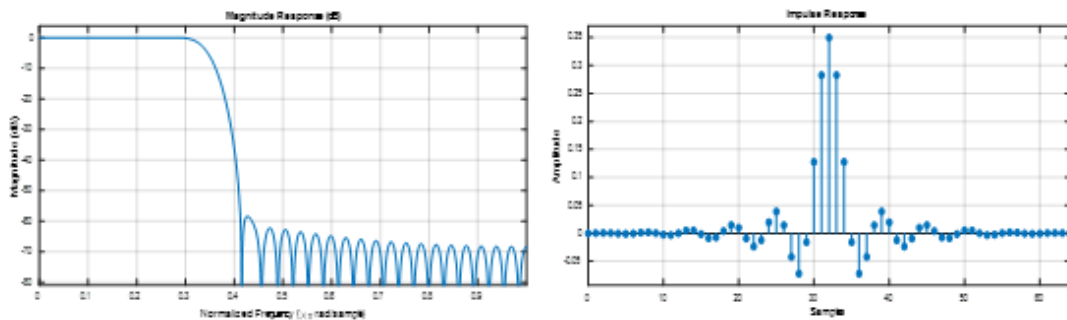


Σχήμα 4.9 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά την εφαρμογή του φίλτρου συνημιτόνου



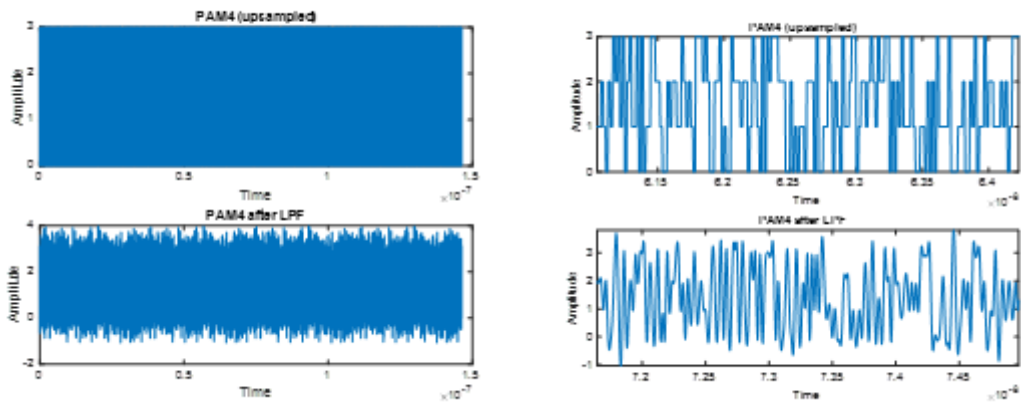
Σχήμα 4.10 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στη συχνότητα μετά την εφαρμογή του φίλτρου συνημιτόνου

Μετά το RC το σήμα περνάει από ένα βαθυπερατό φίλτρο (LPF) με συχνότητα αποκοπής $f_c = 35\text{GHz}$. Ουσιαστικά το φίλτρο αυτό προσομοιάζει το κανάλι (γραμμή μεταφοράς) από το οποίο διέρχεται κανονικά το σήμα.

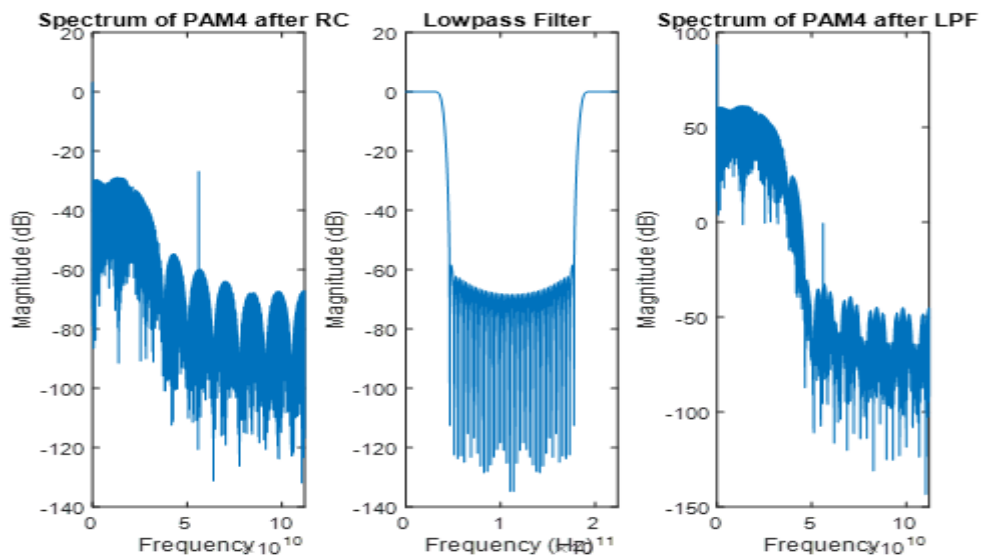


Σχήμα 4.11 – Βαθυπερατό φίλτρο (LPF)

Παρακάτω παρατίθεται το φάσμα του σήματος μετά το φίλτρο στο πεδίο της συχνότητας και του χρόνου.

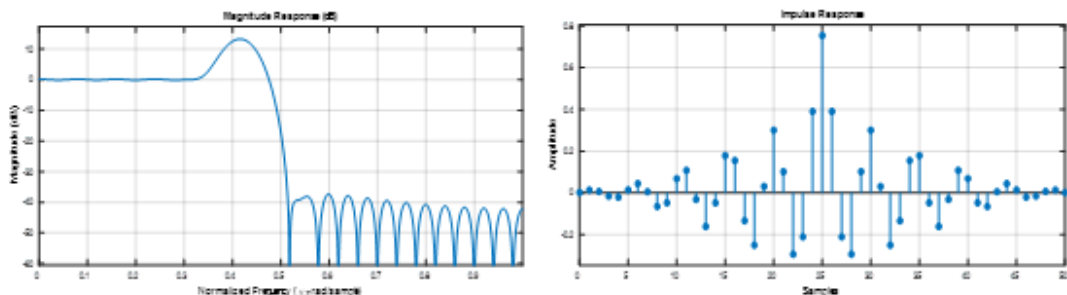


Σχήμα 4.12 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου

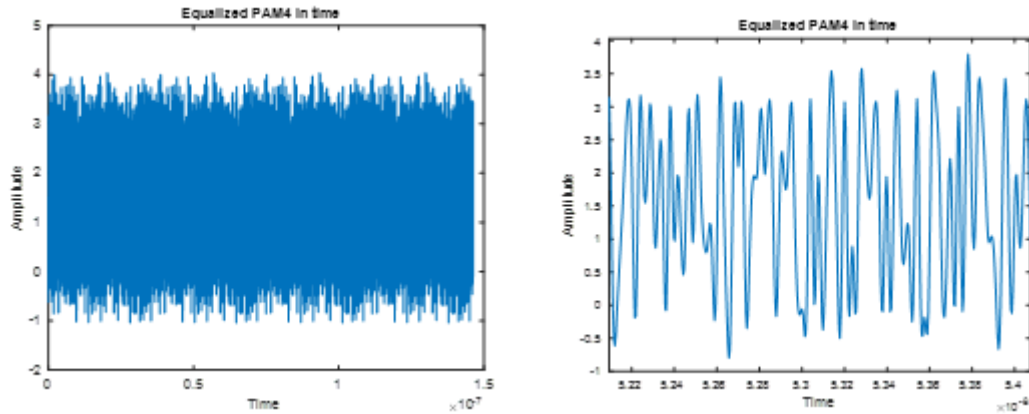


Σχήμα 4.13 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στη συχνότητα μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου

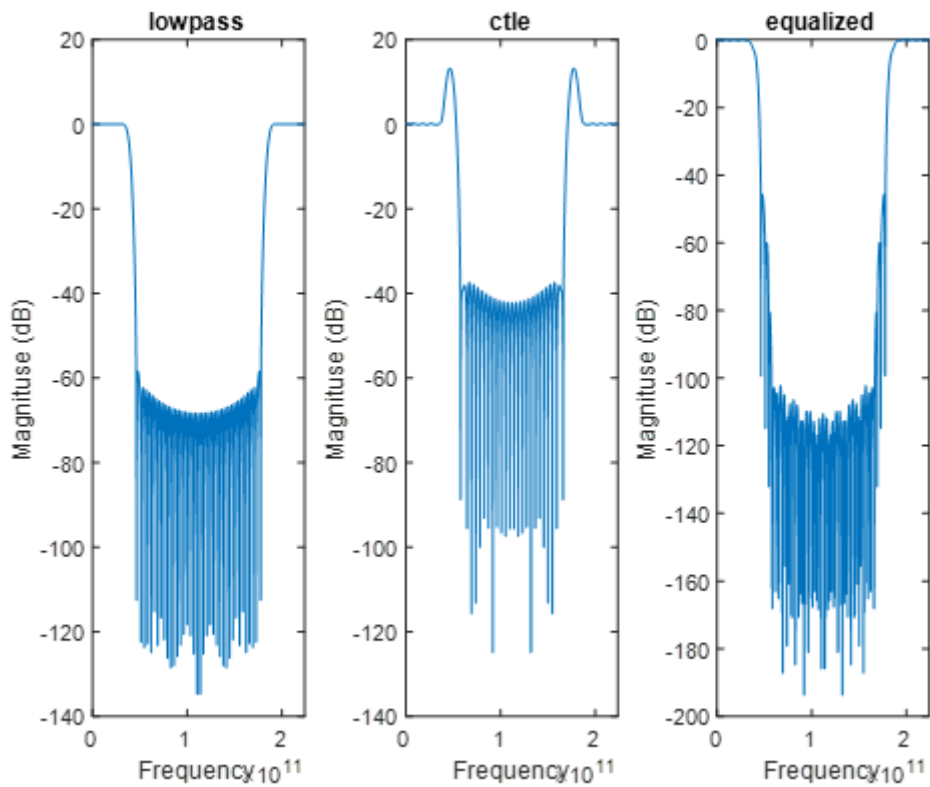
Στη συνέχεια το σήμα περνάει από τον ενισχυτή (driver), ο οποίος προσομοιάζεται με έναν ισοσταθμιστή CTLE. Ο ισοσταθμιστής έχει υλοποιηθεί με ένα FIR φίλτρο με κατάλληλα taps, ώστε να υψώσει τις κατάλληλες συχνότητες.



Σχήμα 4.14 – Ισοσταθμιστής CTLE

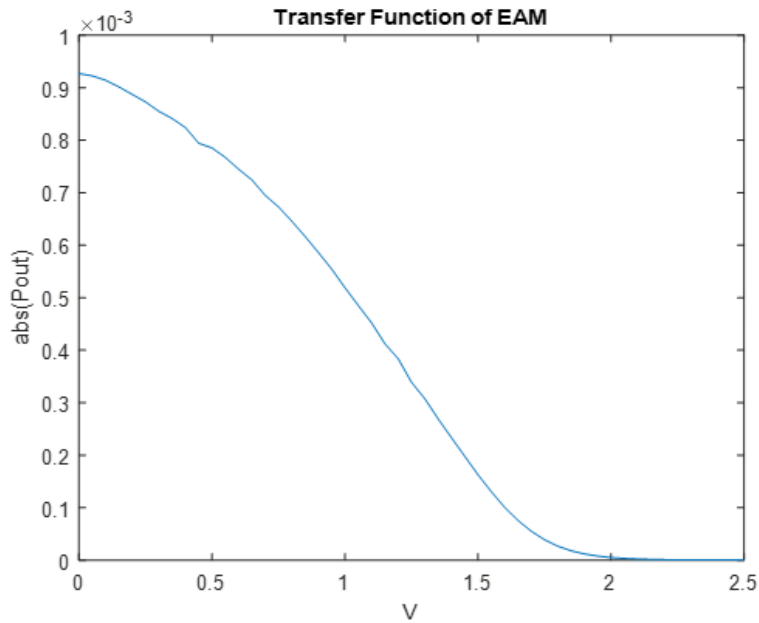


Σχήμα 4.15 – Ισοσταθμισμένο σήμα στο χρόνο



Σχήμα 4.16 – Βαθυπερατό φίλτρο, ισοσταθμιστής και ισοσταθμισμένο σήμα στη συχνότητα

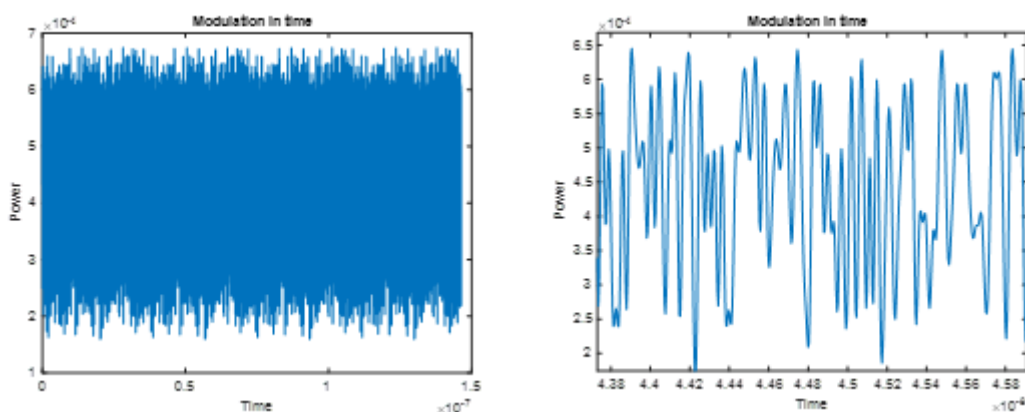
Τέλος ακολουθεί ο EML που είναι μια συνάρτηση μεταφοράς. Εξετάζεται η γραμμική περιοχή της συνάρτησης μεταφοράς και φιλτράρεται το σήμα με το κομμάτι αυτό. Μετά το φιλτράρισμα παρατηρείται ότι οι στάθμες του σήματος δεν έχουν πλέον ίδιο πλάτος αλλά αυξανόμενο. Αυτό είναι λογικό καθώς η συνάρτηση μεταφοράς δεν είναι τελείως γραμμική.



Σχήμα 4.17 – Συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή (EAM)

Για το λόγο αυτό πριν τον EAM πρέπει να γίνει η προπαραμόρφωση (predistortion) που ουσιαστικά έχει τα αντίστροφα χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς του EAM, ώστε να αναιρείται η παραμόρφωση, όταν περάσει από το διαμορφωτή. Δηλαδή μετά το predistortion οι στάθμες θα πρέπει να έχουν άνισο πλάτος.

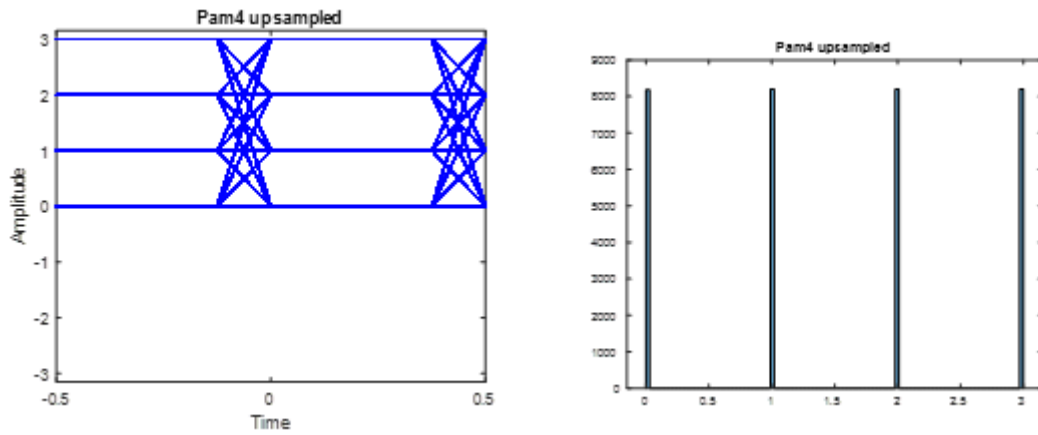
Σε αυτή την περίπτωση δε χρησιμοποιήθηκε η αντίστροφη συνάρτηση μεταφοράς, αλλά αποφεύχθηκε η παραμόρφωση με άλλο τρόπο. Ουσιαστικά μειώθηκε το πλάτος τόσο ώστε το σήμα να περνάει μόνο από το τελείως γραμμικό κομμάτι της συνάρτησης μεταφοράς του EAM, δηλαδή από 0,9V μέχρι 1,5V, και στη συνέχεια επανήλθε στο κανονικό του πλάτος. Επομένως μετατράπηκε το πλάτος από 3V σε 0,6V και μετά ξανά στο αρχικό.



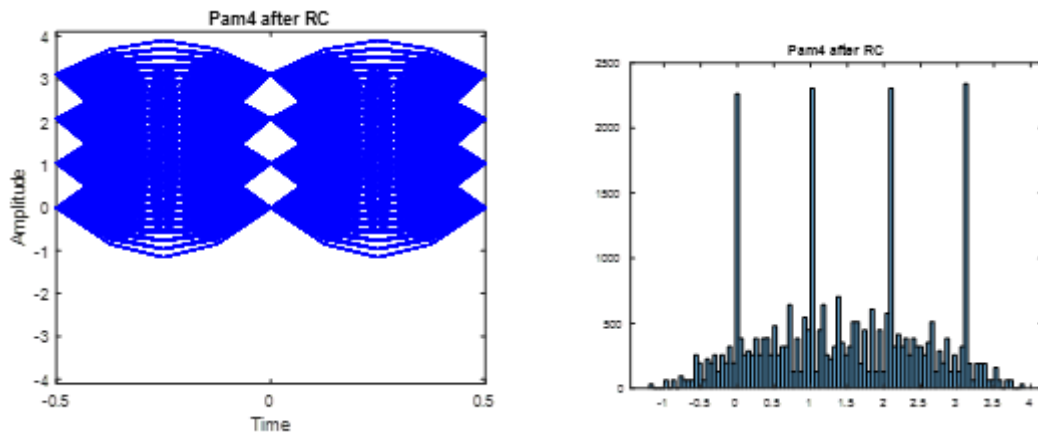
Σχήμα 4.18 – Διαμορφωμένο σήμα στο χρόνο

Στη συνέχεια φαίνεται η επίδραση κάθε φίλτρου στο σήμα με τα διαγράμματα οφθαλμού. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας δίπλα από κάθε διάγραμμα οφθαλμού δείχνει πόσο ομοιόμορφα κατανέμονται τα σύμβολα γύρω από κάθε στάθμη. Παρατηρείται ότι, όταν το σήμα περνάει από τα φίλτρα RC και LPF, χαλάνε λίγο τα

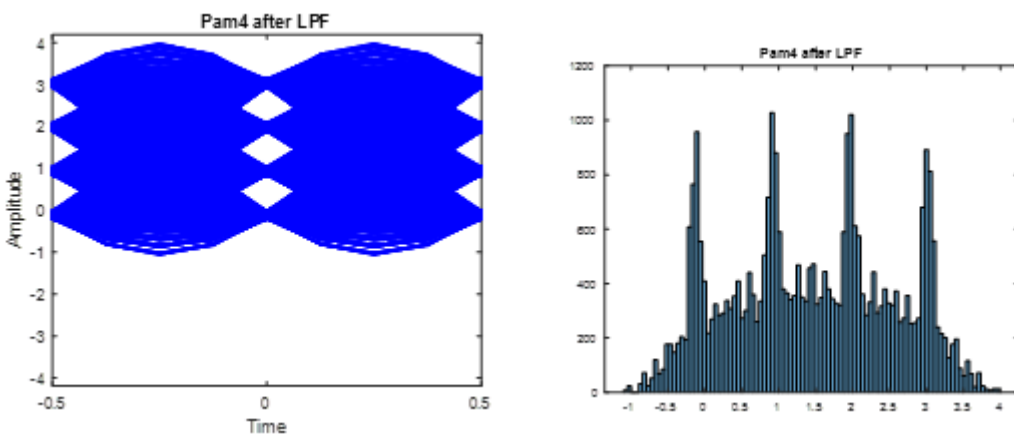
διαγράμματα οφθαλμού αλλά αυτό διορθώνεται με τους ισοσταθμιστές. Επίσης ο CTLE εισάγει μία καθυστέρηση, η οποία εξαλείφεται όταν γίνει η ανάκτηση χρονισμού.



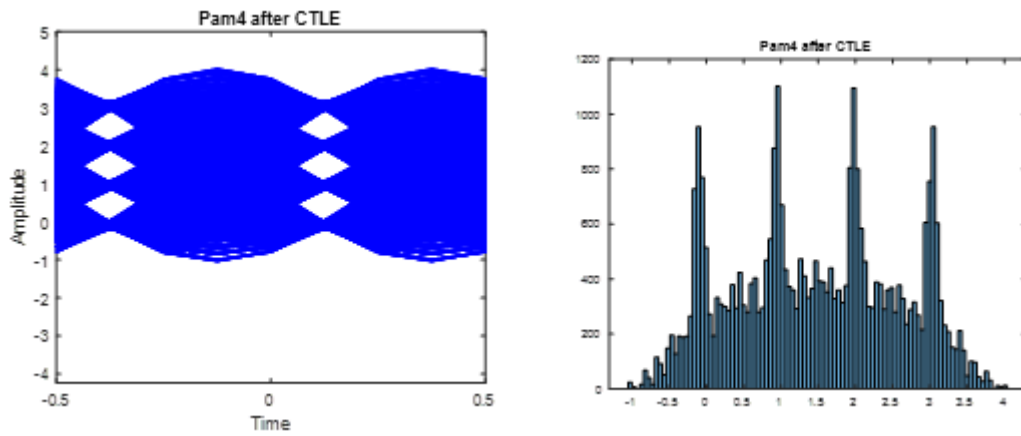
Σχήμα 4.19 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά τη δειγματοληγία



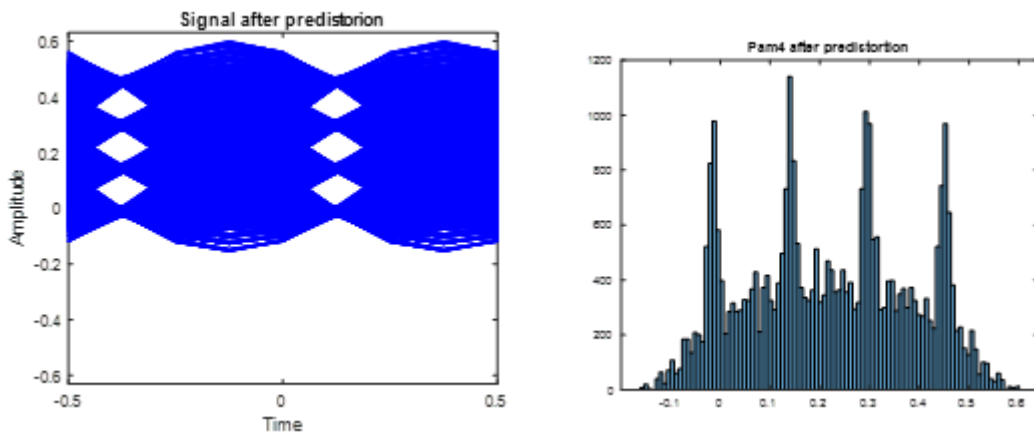
Σχήμα 4.20 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του φίλτρου συνημιτόνου



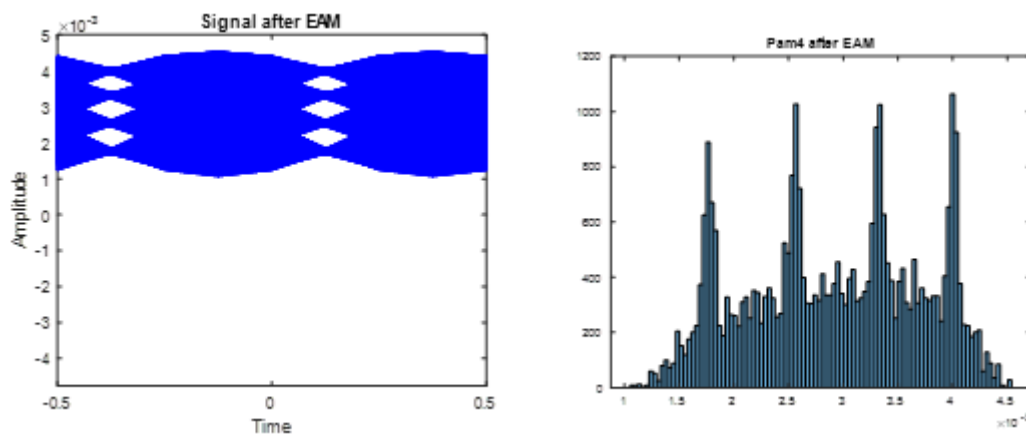
Σχήμα 4.21 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου



Σχήμα 4.22 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του ισοσταθμιστή

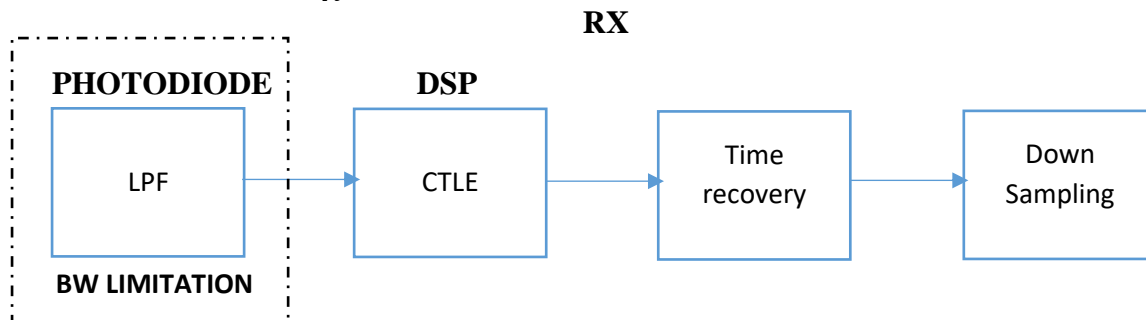


Σχήμα 4.23 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την προπαραμόρφωση

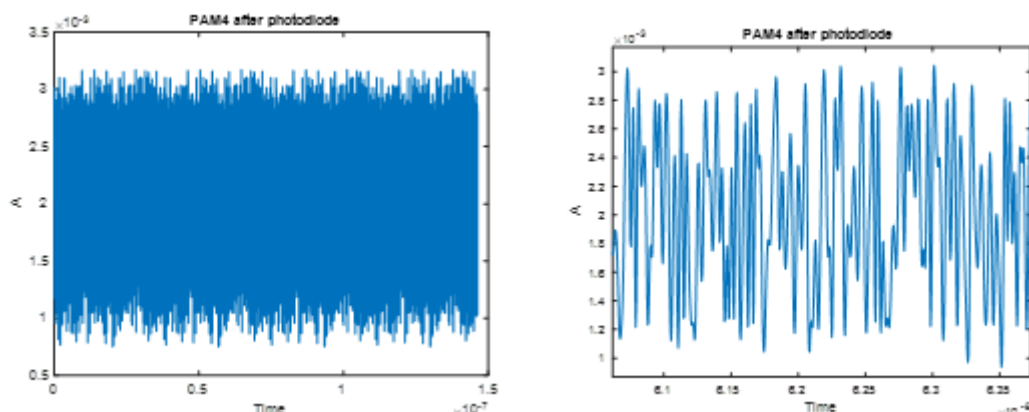


Σχήμα 4.24 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά τη διαμορφωτή

4.2.2. Δέκτης

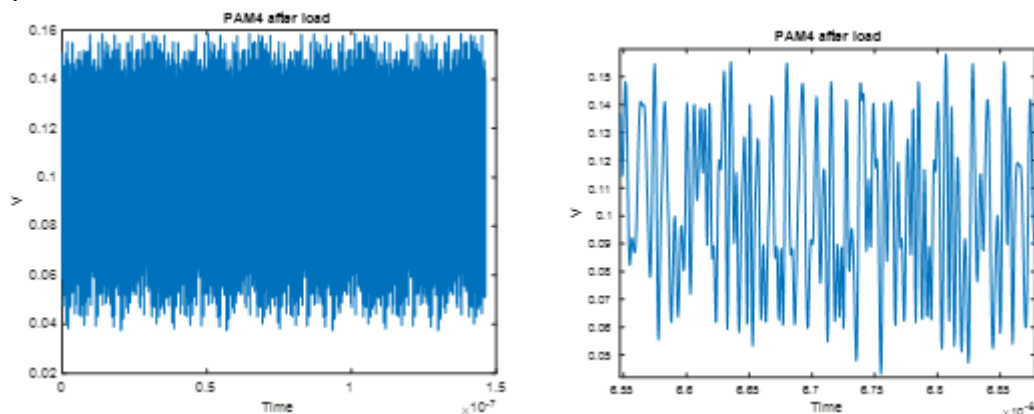


Το σήμα μετά τη μετάδοση στην οπτική ίνα, που δε μοντελοποιήθηκε στο matlab, εισέρχεται στη φωτοδίοδο, η οποία έχει απόκριση 0,7A και μετατρέπει την ισχύ του σήματος από W σε A.



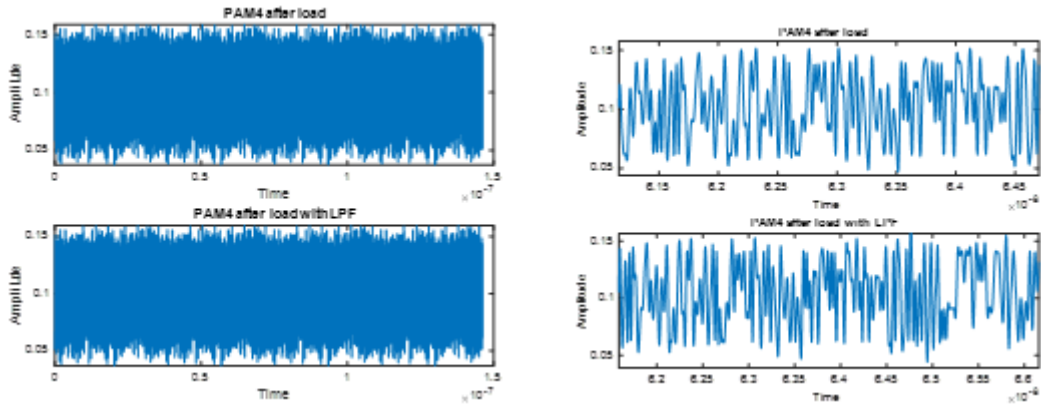
Σχήμα 4.25 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά τη φωτοδίοδο

Έπειτα, για να μετατραπεί το ρεύμα σε τάση, το σήμα πολλαπλασιάζεται με ένα φορτίο 50Ω.

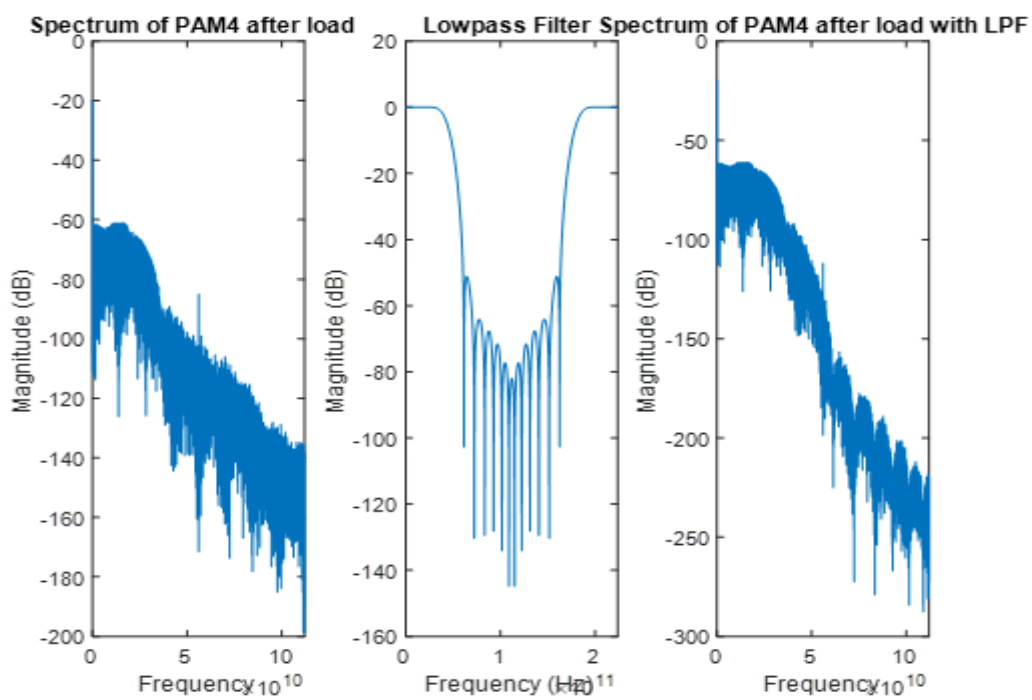


Σχήμα 4.26 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά το φορτίο

Το σήμα μετά περνάει από ένα βαθυπερατό φίλτρο, καθώς η φωτοδίοδος εισάγει έναν περιορισμό εύρους ζώνης. Ορίστηκε ως συχνότητα αποκοπής του φίλτρου $f_c = 45\text{GHz}$.

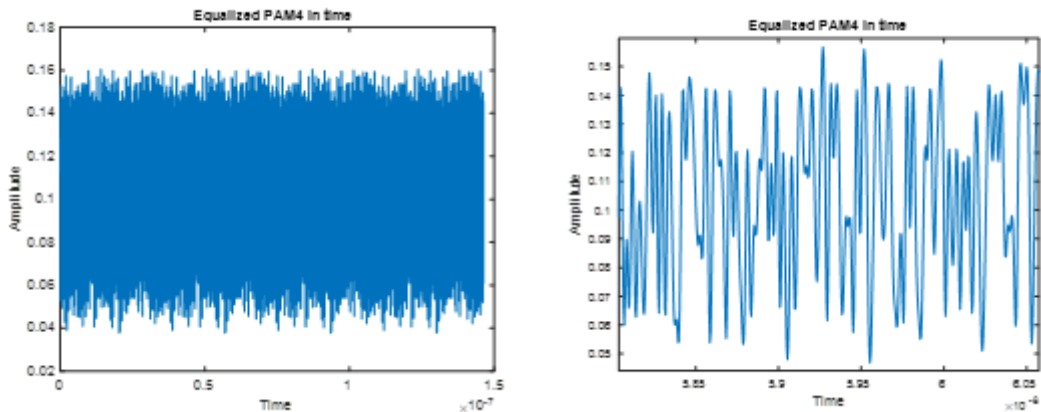


Σχήμα 4.27 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου



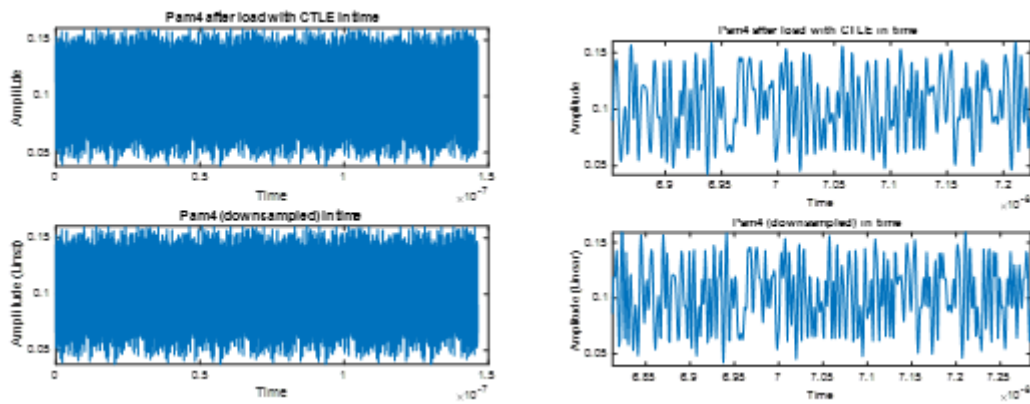
Σχήμα 4.28 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στη συχνότητα μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου

Στη συνέχεια το φίλτρο περνάει από έναν ισοσταθμιστή CTLE, όπως στον πομπό.

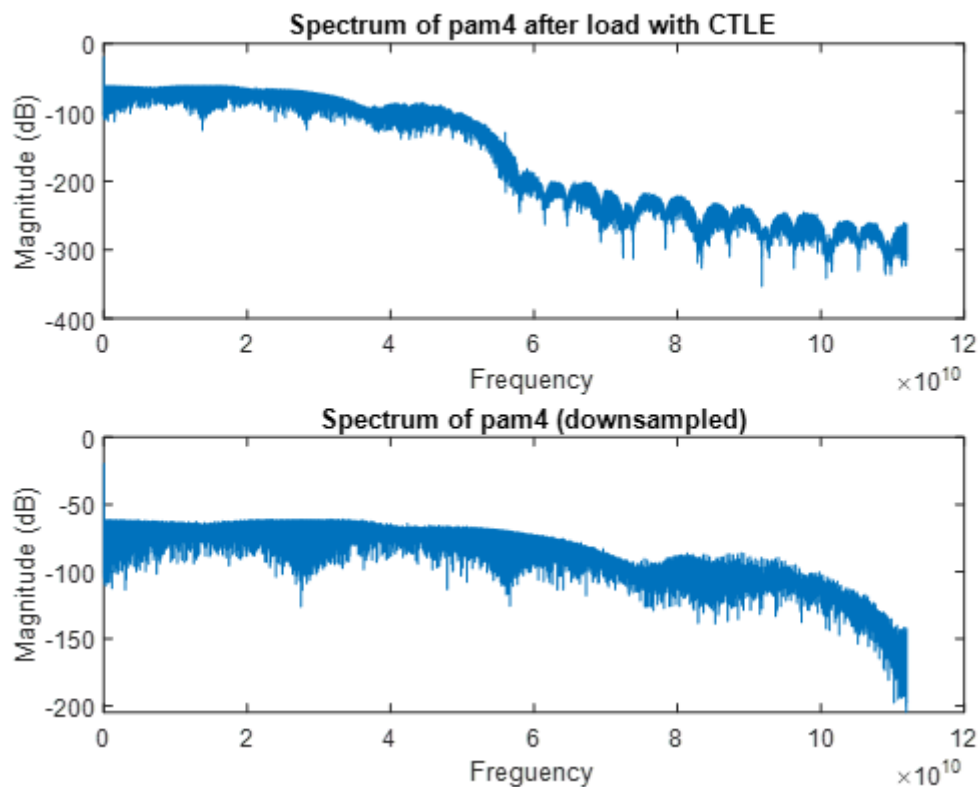


Σχήμα 4.29 – Αναπαράσταση ισοσταθμισμένου σήματος PAM4 στο χρόνο

Τέλος γίνεται το downsampling του σήματος με 2 δείγματα, ώστε να μειωθεί ο ρυθμός δειγματοληψίας στο μισό και να ανταποκρίνεται στον πραγματικό μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό (ADC).

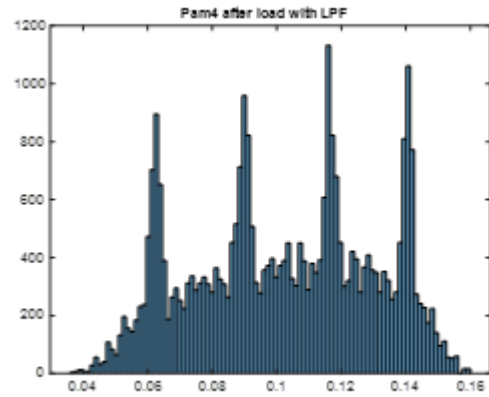
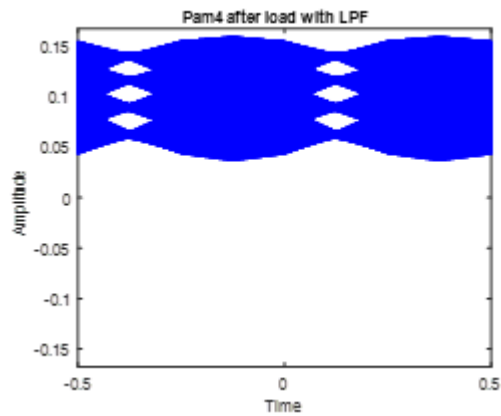


Σχήμα 4.30 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στο χρόνο μετά το downsampling

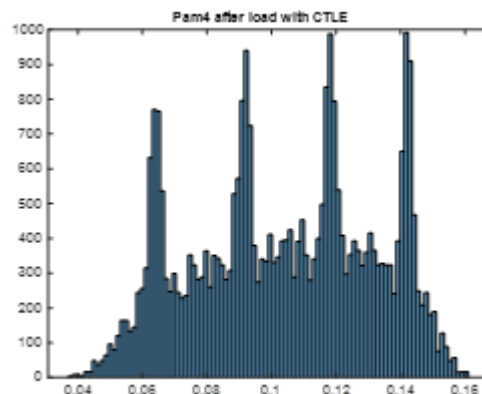
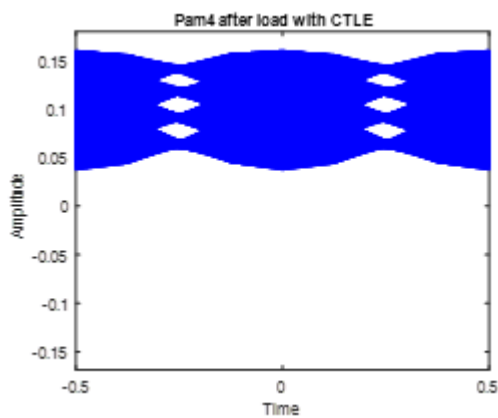


Σχήμα 4.31 – Αναπαράσταση σήματος PAM4 στη συχνότητα μετά το downsampling

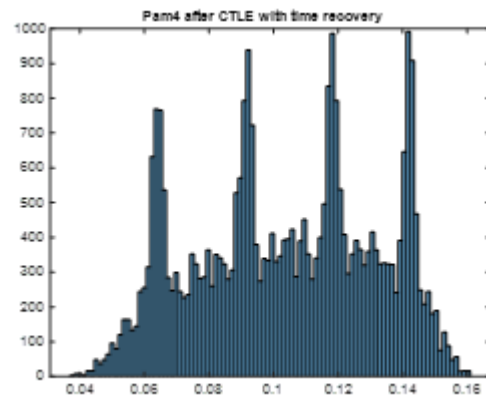
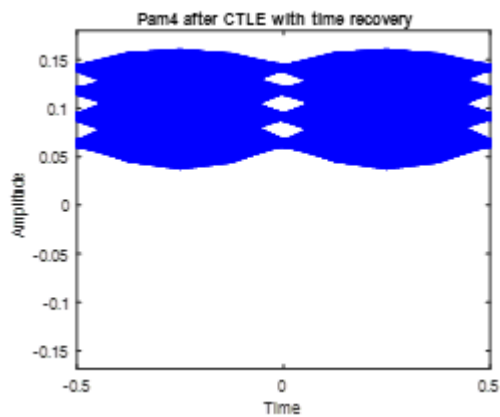
Παρακάτω εμφανίζονται τα διαγράμματα οφθαλμού με τις αντίστοιχες συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας. Παρατηρείται ότι μετά τον ισοσταθμιστή και το συγχρονισμό του δέκτη το σήμα ανακτάται αρκετά ικανοποιητικά.



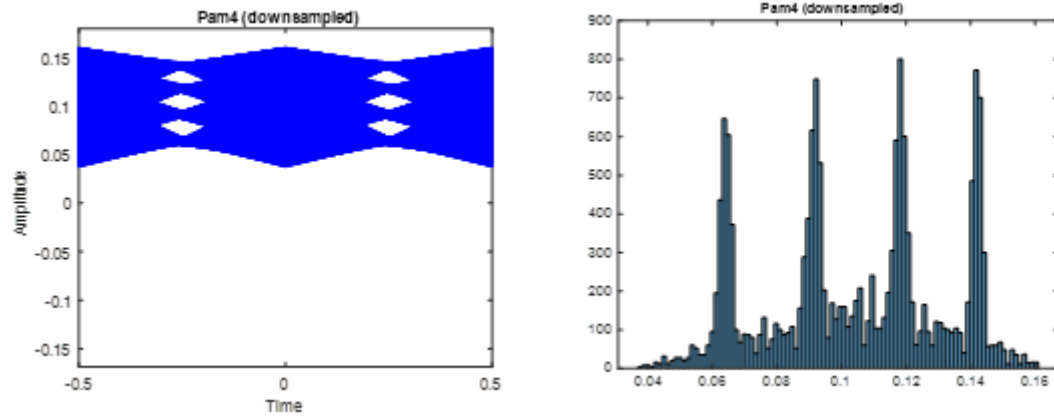
Σχήμα 4.32 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου



Σχήμα 4.33 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την εφαρμογή του ισοσταθμιστή



Σχήμα 4.34 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά την ανάκτηση χρονισμού



Σχήμα 4.35 – Διάγραμμα οφθαλμού και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας σήματος PAM4 μετά το downsampling

5. Συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική έρευνα

5.1. Σύνοψη και συμπεράσματα

Η αύξηση της ζήτησης για εύρος ζώνης και η ανάγκη για χωρητικότητες άνω των 100GbE θα αποτελέσει τροχοπέδη στη δημιουργία νέων μεθόδων και τεχνικών επεξεργασίας σήματος που συντελούν σε μεγαλύτερη διακίνηση δεδομένων IP. Ο ρυθμός μετάδοσης, η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης και η πολυπλεξία στο μήκος κύματος μπορούν να συμβάλλουν στην επίτευξη ταχυτήτων 400Gb/s και 800Gb/s. Προς την κατεύθυνση αυτή, στην παρούσα διπλωματική εργασία έγινε περιγραφή των οπτικών διασυνδέσεων εντός υπολογιστικών κέντρων για αποστάσεις από 2km μέχρι 10km. Υλοποιήθηκε μία οπτική διασύνδεση στα 56GBaud PAM4 χρησιμοποιώντας τεχνικές επεξεργασίας σήματος. Η απόδοση του συστήματος μελετήθηκε ως προς την ανοχή για τον περιορισμό εύρους ζώνης τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη με βάση το ρυθμό λαθών συμβόλων και για το σωστό σημείο πόλωσης του σήματος στη συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης με βάση το λόγο σβέσης. Επιπλέον υλοποιήθηκε πολυπλεξία στο μήκος κύματος μεταβάλλοντας τη θερμοκρασία των λέιζερ και αξιολογήθηκε η ανοχή που έχει το σύστημα στην ολίσθηση του μήκους κύματος εκπομπής με βάση την ισχύ του σήματος και την απόσταση μετάδοσης.

Από τις παραπάνω μελέτες διαπιστώθηκε ότι το σύστημα έχει μεγάλη ανοχή ως προς τον περιορισμό του εύρους ζώνης και με τη βοήθεια της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος το σήμα μπορεί να ανακτηθεί ακόμα και για εύρος ζώνης 30GHz στον πομπό και στο δέκτη. Επιπλέον ως προς το σημείο πόλωσης παρατηρήθηκε ότι ανάλογα με το διαθέσιμο πλάτος οδήγησης του ενισχυτή, το κατάλληλο σημείο πόλωσης μπορεί να διαφέρει. Δηλαδή για πλάτος οδήγησης 2V το καλύτερο σημείο πόλωσης είναι το -3, ενώ για πλάτος οδήγησης 3V το καλύτερο σημείο πόλωσης είναι το -3,5. Τέλος όσον αφορά την ολίσθηση του μήκους κύματος εκπομπής των λέιζερ διαπιστώθηκε ότι με την αλλαγή της θερμοκρασίας των λέιζερ σε σχέση με αυτή του περιβάλλοντος το σύστημα με τα 4 κανάλια παρουσιάζει ανοχή για $\pm 2,5^{\circ}\text{C}/44,5\text{GHz}$, ενώ το σύστημα με τα 8 κανάλια παρουσιάζει ανοχή για $\pm 2^{\circ}\text{C}/34,5\text{GHz}$.

5.2. Μελλοντική έρευνα

Το επόμενο βήμα είναι η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης σε 1600Gbit, το οποίο μπορεί να επιτευχθεί με δύο τρόπους:

- PAM4: 16 x 100Gbit/50Gbaud ή 8 x 200Gbit/100Gbaud
- PAM8: 8 x 200Gbit/66Gbaud

Ο πρώτος τρόπος απαιτεί αύξηση του αριθμού των γραμμών, καθώς επίσης χρειάζονται μεγαλύτεροι πομποδέκτες. Αυτό μπορεί να εφαρμοστεί άμεσα, αφού επιτυγχάνεται με ήδη υπάρχουσα τεχνολογία και είναι το επόμενο λογικό βήμα που μπορεί να συμβεί.

Ο δεύτερος τρόπος αποτελεί αντικείμενο απασχόλησης για την ερευνητική κοινότητα αλλά φαίνεται να είναι μία κλιμακώσιμη λύση, καθώς αυξάνεται το σχήμα διαμόρφωσης οπότε αυξάνεται και η ταχύτητα των ηλεκτρονικών.

Έτσι προτείνεται περαιτέρω έρευνα πάνω στον τρόπο αύξησης της χωρητικότητας σε 1600GbE με ανώτερο σχήμα διαμόρφωσης PAM8, με πολυπλεξία στο μήκος κύματος και με τις

κατάλληλες τεχνικές επεξεργασίας σήματος, ώστε να μπορούν να επιτευχθούν και ρυθμοί άνω των 800Gb/s και 1600Gb/s.

Παράρτημα

Στο παρόν παράρτημα παρατίθεται ο κώδικας matlab που μοντελοποιεί την οπτική δισύνδεση που περιγράψαμε στο Κεφάλαιο 4.

PRBS_cz_new:

```
%-----  
% MATLAB code for PRBS using linear feedback shift register  
% Inputs -> seed : array of length order, initial value of shift register  
%       n : number of bits to generate  
%       order: PRBS order (available orders 7,9,11,15,20)  
% Outputs -> seq : generated PRBS  
% Author : Christina Zacharaki  
%  
% Date : 21/12/2018  
%  
%-----
```

```
function seq = PRBS_cz_new(order, n)  
  
    if order == 7  
        power1 = order; power2 = order-1;  
    elseif order == 9  
        power1 = order; power2 = order-4;  
    elseif order == 10  
        power1 = order; power2 = order-3;  
    elseif order == 11  
        power1 = order; power2 = order-2;  
    elseif order == 15  
        power1 = order; power2 = order-1;  
    elseif order == 20  
        power1 = order; power2 = order-3;  
    else  
        sprintf('Supported PRBS orders: 7, 9, 10, 11, 15, 20')  
    end  
  
    seed = randi([0 1], 1, order);  
  
    for i=1:n  
        tmp_out = seed(order);  
        xored = bitxor(seed(power2), seed(power1));  
        seed = circshift(seed,[0,1]);  
        seed(1) = xored;  
        seq(i) = tmp_out;  
    end  
  
end
```

Main:

```
clc;  
clear all;  
close all;
```



```

n = 3; % max pam4
nr_samples = 4; % Number of samples per baud for PAM4 signal
nr_bits = 16384; % Number of generated bits by PRBS
baudrate = 56e9; % Bitrate of transmitted signal in b/s
baud_duration = 1/baudrate;
sample_duration = baud_duration/nr_samples; % it defines sample step in time vector
sample_rate = 1/sample_duration;
t_v = 0:sample_duration:(nr_bits*nr_samples-1)/2*sample_duration; % time vector used for
plotting PAM4 signal

%-----%
%-----TRANSMITTER SECTION-----%
%-----%

% Binary sequence generation
seq = PRBS_cz_new(11,nr_bits);

% Binary sequence plot
figure()
plot(seq);
title('Binary sequence');
xlabel('Number of bits');
ylabel('Bit value');

% PRBS to PAM4 decimal coding
j = 1;
for i = 1:(nr_bits/2)
    pam4(i) = bi2de([seq(j+1) seq(j)]);
    j = j+2;
    pam4(i) = pam4(i)/(3/n);
end

% PAM4 upsampling
z = 1;
for i = 1:length(pam4)
    for j = 1:nr_samples
        pam4sm(z) = pam4(i);
        z = z+1;
    end
end

% Spectrum of upsampled PAM4 (FFT)
nfft2 = 2.^nextpow2(length(pam4sm));
X = fft(pam4sm,nfft2);
magX = abs(X);
magX = magX/nfft2;
N = length(magX);
fn = [0:sample_rate/N:(nr_bits*nr_samples-1)/2*sample_rate/N];

% Spectrum of upsampled PAM4 in dB
spec_pam = 20*log10(magX);

% plotting PAM4 no sampling, sampling and spectrum in dB
figure()

```

```

subplot(2,2,1);
plot(pam4);
title('PAM4 signal (no sampling)');
xlabel('Number of symbols');
ylabel('Amplitude');
subplot(2,2,3);
plot(t_v,pam4sm);
title('PAM4 signal (upsampled)');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
subplot(2,2,[2 4]);
plot(fn(1:length(fn)/2),spec_pam(1:length(magX)/2));
title('Spectrum of upsampled PAM4 in dB');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');

%-----RC FILTER SECTION-----%
sps = 4;
span = 4;
rolloff = 0.25;
num = rcosdesign(rolloff, span, sps, 'normal');
H = fft(num,nfft2);
fvtool(num);

% PAM4 with RC
pam4_rc_td = upfirdn(pam4,num,sps);
pam4_rc_td = 2*pam4_rc_td;

% plotting signal in time domain before and after filtering
figure()
subplot(2,1,1);
plot(t_v,pam4sm);
title('PAM4 signal (upsampled)');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
subplot(2,1,2);
plot(t_v(1:length(pam4sm)),pam4_rc_td(1:length(pam4sm)));
title('PAM4 signal after RC');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');

% Spectrum of PAM4 with RC
pam4_rc_fd = fft(pam4_rc_td,nfft2);
magRC = abs(pam4_rc_fd);
magRC = magRC/nfft2;

% plotting pam4 upsampled spectrum, filter RC transfer function and filtered pam4 in freq
domain
figure()
subplot(1,3,1);
plot(fn(1:length(fn)/2),20*log10(magX(1:length(magX)/2)));
title('Spectrum of upsampled PAM4');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');
subplot(1,3,2);

```

```

plot(fn(1:length(fn)),20*log10(abs(H)));
title('RC Filter');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude (dB)');
subplot(1,3,3);
plot(fn(1:length(fn)/2),20*log10(magRC(1:length(magRC)/2)));
title('Spectrum of filtered PAM4 after RC');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');
%-----END OF RC FILTER SECTION-----%

%-----ADDING GAUSSIAN NOISE SECTION-----%
% % Gaussian noise to signal
% pam4gm=awgn(pam4sm,10,'measured');
% % pam4gm=pam4sm+randn(size(pam4sm));
% SNR=snr(pam4sm,pam4gm-pam4sm)
%
% % Spectrum of upsampled PAM4 with AWGN (FFT)
% Y=fft(pam4gm);
% magY=abs(Y);
% magY=magY/length(pam4sm);
% M=length(Y);
% fm=[0:sample_rate/M:(nr_bits*nr_samples-1)/2*sample_rate/M];
% % fm=[0:sample_rate/M:sample_rate-sample_rate/M];
%
% % Spectrum of upsampled PAM4 with AWGN in dB
% spec_awgn=20*log10(magY);
%
% figure()
% subplot(1,2,1);
% plot(t_v,pam4gm);
% title('Pam4 signal (upsampled) with AWGN');
% xlabel('Time');
% ylabel('Amplitude');
% subplot(1,2,2);
% plot(fm(1:length(fm)/2),spec_awgn(1:length(magY)/2));
% title('Spectrum of upsampled PAM4 with AWGN in dB');
% xlabel('Frequency');
% ylabel('Magnitude (dB)');
%-----END OF GAUSSIAN NOISE SECTION-----%

%-----LOWPASS FILTER SECTION-----%
% Lowpass filter
flt_coeff_nr = 64;
fs = sample_rate;
fc = 0.35*(fs/nr_samples); %fs/nr_samples = baudrate
f = [0 fc fc fs/nr_samples]/(fs/nr_samples);
m = [1 1 0 0];
lpf = fir2(flt_coeff_nr,f,m);
fvtool(lpf);
fh = fft(lpf,nfft2);

% multiplying pam4 (linear) spectrum with filter response to filter signal in frequency domain
pam4_lpf_fd = pam4_rc_fd.*fh;

```

```

% plotting pam4 after RC spectrum, LPF transfer function and filtered pam4 in freq domain
figure()
subplot(1,3,1);
plot(fn(1:length(fn)/2),20*log10(magRC(1:length(magRC)/2)));
title('Spectrum of PAM4 after RC');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');
subplot(1,3,2);
plot(fn(1:length(fn)),20*log10(fh(1:length(fh))));
title('Lowpass Filter');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude (dB)');
subplot(1,3,3);
plot(fn(1:length(fn)/2),20*log10(pam4_lpf_fd(1:length(pam4_lpf_fd)/2)));
title('Spectrum of PAM4 after LPF');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');

% applying inverse FFT to get signal in time domain
pam4_lpf_td = ifft(pam4_lpf_fd,nfft2);

% plotting signal in time domain before and after filtering
figure()
subplot(2,1,1);
plot(t_v,pam4sm);
title('PAM4 (upsampled)');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
subplot(2,1,2);
plot(t_v,pam4_lpf_td);
title('PAM4 after LPF');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
%-----END OF LOWPASS FILTER SECTION-----%

%-----CTLE SECTION-----%
fo = 0.4*fs/nr_samples;
fp = 0.45*fs/nr_samples;
f = [0 fo fo fo fp fp fs/nr_samples]/(fs/nr_samples);
mhi = [1 1 8 8 6 0 0 0];
bhi = fir2(50,f,mhi);
fvtool(bhi);
HH = fft(bhi,nfft2);

% multiplying pam4 with lpf (linear) spectrum with filter response to filter signal in
frequency domain
pam4_ctle_fd = pam4_lpf_fd.*HH;

% applying inverse FFT to get signal in time domain
pam4_ctle_td = ifft(pam4_ctle_fd,nfft2);

% plotting equalized PAM4 in time
figure()
plot(t_v,pam4_ctle_td);
title('Equalized PAM4 in time');

```

```

xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
%-----END OF CTLE SECTION-----%

% plotting lpf and ctle tranfer functions in freq domain
figure()
plot(fn(1:length(fn)),20*log10(fh(1:length(fh))), 'b',fn(1:length(fn)),20*log10(HH(1:length(H
H))), 'r');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');
title('Lowpass & CTLE');

% Spectrum of equalized signal
eq = fh.*HH;

% plotting spectrum of lpf, ctle and equalized signal
figure()
subplot(1,3,1); plot(fn(1:length(fn)),20*log10(fh(1:length(fh)))); title('lowpass');
xlabel('Frequency'); ylabel('Magnituse (dB)');
subplot(1,3,2); plot(fn(1:length(fn)),20*log10(HH(1:length(HH)))); title('ctle');
xlabel('Frequency'); ylabel('Magnituse (dB)');
subplot(1,3,3); plot(fn(1:length(fn)),20*log10(eq(1:length(eq)))); title('equalized');
xlabel('Frequency'); ylabel('Magnituse (dB)');

%-----PREDISTORTION SECTION-----%
% max amplitude 0.6 for linearity from 0.9 to 1.5
pam4_pre_td = pam4_ctle_td/max(pam4_ctle_td)*0.6;
%-----END OF PREDISTORTION SECTION-----%

%-----TRANSFER FUNCTION SECTION-----%
% Transfer Function
V = [0, 0.05, 0.1, 0.15, 0.2, 0.25, 0.3, 0.35, 0.4, 0.45, 0.5, 0.55, 0.6, 0.65, 0.7, 0.75, 0.8, 0.85,
0.9, 0.95, 1, 1.05, 1.1, 1.15, 1.2, 1.25, 1.3, 1.35, 1.4, 1.45, 1.5, 1.55, 1.6, 1.65, 1.7, 1.75, 1.8,
1.85, 1.9, 1.95, 2, 2.05, 2.1, 2.15, 2.2, 2.25, 2.3, 2.35, 2.4, 2.45, 2.5];
Pout = [0.00092683, 0.000922571, 0.000914113, 0.000901571, 0.000887156, 0.000872971,
0.000855067, 0.000841395, 0.000824138, 0.000794328, 0.000785236, 0.000767361,
0.000744732, 0.000724436, 0.000695024, 0.000672977, 0.000645654, 0.000616595,
0.000586138, 0.000554626, 0.0005188, 0.000485289, 0.000451856, 0.000412098,
0.000383707, 0.000338844, 0.00030761, 0.000269153, 0.000233346, 0.000198153,
0.000162555, 0.000130317, 0.000100693, 7.56833e-05, 5.50808e-05, 3.89942e-05,
2.66686e-05, 1.79473e-05, 1.1885e-05, 7.76247e-06, 5.04661e-06, 3.27341e-06, 2.15774e-
06, 1.44877e-06, 1.00462e-06, 7.60326e-07, 6.223e-07, 5.62341e-07, 5.49541e-07, 5.59758e-
07, 5.99791e-07];

figure()
plot(V,Pout);
title('Transfer Function of EAM');
xlabel('V');
ylabel('abs(Pout)');

x = pam4_pre_td;

% Modulation
x = x+0.9;

```

```
t_f = 2.631e-05*x.^9 - 0.0002346*x.^8 + 0.0008673*x.^7 - 0.001875*x.^6 + 0.0029*x.^5 -
0.003246*x.^4 + 0.002253*x.^3 - 0.001036*x.^2 - 6.027e-05*x + 0.0009275
pam4_eam_td = t_f;
```

```
% Modulation in time
figure()
plot(t_v,t_f);
title('Modulation in time');
xlabel('Time');
ylabel('Power');
%-----END OF TRANSFER FUNCTION SECTION-----%
```

```
% returning to normal amplitude
pam4_eam_td = pam4_eam_td*max(pam4_ctle_td)/0.6;
```

```
%-----EYEDIAGRAM SECTION-----%
```

```
eyediagram(pam4sm,2*nr_samples);
title('Pam4 upsampled');
figure()
histogram(pam4sm,100,'normalization','count');
title('Pam4 upsampled');
```

```
eyediagram(pam4_rc_td,2*nr_samples);
title('Pam4 after RC');
figure()
histogram(pam4_rc_td,100,'normalization','count');
title('Pam4 after RC');
```

```
eyediagram(pam4_lpf_td,2*nr_samples);
title('Pam4 after LPF');
figure()
histogram(pam4_lpf_td,100,'normalization','count');
title('Pam4 after LPF');
```

```
eyediagram(pam4_ctle_td,2*nr_samples);
title('Pam4 after CTLE');
figure()
histogram(pam4_ctle_td,100,'normalization','count');
title('Pam4 after CTLE');
```

```
eyediagram(pam4_pre_td,2*nr_samples);
title('Signal after predistortion');
figure()
histogram(pam4_pre_td,100,'normalization','count');
title('Pam4 after predistortion');
```

```
eyediagram(pam4_eam_td,2*nr_samples);
title('Signal after EAM');
figure()
histogram(pam4_eam_td,100,'normalization','count');
title('Pam4 after EAM');
```

```
%-----END OF EYEDIAGRAM SECTION-----%
```

```
%-----%
```

```
%-----RECEIVER SECTION-----%
```

```

%-----%

% Photodiode
responsivity = 0.7; % A
pam4_phot_td = pam4_eam_td*responsivity;
figure()
plot(t_v,pam4_phot_td);
title('PAM4 after photodiode');
xlabel('Time');
ylabel('A');

% Load
R = 50; %  $\Omega$ 
pam4_load_td = pam4_phot_td*R;
figure()
plot(t_v,pam4_load_td);
title('PAM4 after load');
xlabel('Time');
ylabel('V');

% Spectrum of PAM4 after load
pam4_load_fd = fft(pam4_load_td,nfft2);
magL = abs(pam4_load_fd)/nfft2;

%-----LOWPASS FILTER SECTION-----%
flt_coeff_nr = 50;
fs = sample_rate;
fc = 0.4*(fs/nr_samples); %fs/nr_samples = baudrate
f = [0 fc fc fs/nr_samples]/(fs/nr_samples);
m = [1 1 0 0];
lpf = fir2(24,f,m);
fvtool(lpf);
fh = fft(lpf,nfft2);

% multiplying pam4 after load (linear) spectrum with filter response to filter signal in
frequency domain
pam4flt_fd = pam4_load_fd.*fh;
magLFPF = abs(pam4flt_fd)/nfft2;

% plotting pam4 after load spectrum, filter transfer function in freq domain and filtered pam4
in freq domain
figure()
subplot(1,3,1);
plot(fn(1:length(fn)/2),20*log10(magL(1:length(magL)/2)));
title('Spectrum of PAM4 after load');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');
subplot(1,3,2);
plot(fn(1:length(fn)),20*log10(fh(1:length(fh))));
title('Lowpass Filter');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude (dB)');
subplot(1,3,3);
plot(fn(1:length(fn)/2),20*log10(magLFPF(1:length(magLFPF)/2)));
title('Spectrum of PAM4 after load with LPF');

```

```

xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');

% applying inverse FFT to get signal in time domain
pam4_flt_td = ifft(pam4_flt_fd,nfft2);

% plotting pam4 in time domain before and after filtering
figure()
subplot(2,1,1);
plot(t_v,pam4_load_td);
title('PAM4 after load');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
subplot(2,1,2);
plot(t_v,pam4_flt_td);
title('PAM4 after load with LPF');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
%-----END OF LOWPASS FILTER SECTION-----%

%-----CTLE SECTION-----%
fo = 0.4*fs/nr_samples;
fp = 0.45*fs/nr_samples;
f = [0 fo fo fo fp fp fp fs/nr_samples]/(fs/nr_samples);
mhi = [1 1 8 8 6 0 0 0];
bhi = fir2(50,f,mhi);
fvtool(bhi);
HH = fft(bhi,nfft2);

% applying inverse FFT to get signal in time domain
pam4_eq_fd = pam4_flt_fd.*HH;
magE = abs(pam4_eq_fd)/nfft2;
pam4_eq_td = ifft(pam4_eq_fd,nfft2);

% plotting equalized PAM4 in time
figure()
plot(t_v,pam4_eq_td);
title('Equalized PAM4 in time');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
%-----END OF CTLE SECTION-----%

% Delay
delay = 50;
t_delay = t_v(1:end-delay);
pam_delay = pam4_flt_td(1:end-delay);
pam_eq_delay = pam4_eq_td;
pam_eq_delay(1:delay) = [];

% Downsample
samples = 2;
ds_td = downsample(pam4_eq_td,samples);
t_v_ds = 0:sample_duration*nr_samples/samples:(nr_bits*nr_samples-1)/2*sample_duration;

nfft = nfft2/samples;

```



```

ds_fd = fft(ds_td,nfft);
magD = abs(ds_fd)/nfft;
L = length(magD);
fn_ds = [0:sample_rate/L:(nr_bits*nr_samples-1)/2*sample_rate/N];

figure()
subplot(2,1,1);
plot(t_v,pam4_eq_td);
title('Pam4 after load with CTLE in time');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude');
subplot(2,1,2);
plot(t_v_ds,ds_td);
title('Pam4 (downsampled) in time');
xlabel('Time');
ylabel('Amplitude (Linear)');

figure()
subplot(2,1,1);
plot(fn(1:length(fn)/2),20*log10(magE(1:length(magE)/2)));
title('Spectrum of pam4 after load with CTLE');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');
subplot(2,1,2);
plot(fn_ds(1:length(fn_ds)/2),20*log10(magD(1:length(magD)/2)));
title('Spectrum of pam4 (downsampled)');
xlabel('Frequency');
ylabel('Magnitude (dB)');

%-----EYEDIAGRAM SECTION-----%
eyediagram(pam4flt_td,2*nr_samples);
title('Pam4 after load with LPF');
figure()
histogram(pam4flt_td,100,'normalization','count');
title('Pam4 after load with LPF');

eyediagram(pam4_eq_td,2*nr_samples);
title('Pam4 after load with CTLE');
figure()
histogram(pam4_eq_td,100,'normalization','count');
title('Pam4 after load with CTLE');

eyediagram(pam_eq_delay,2*nr_samples);
title('Pam4 after CTLE with time recovery');
figure()
histogram(pam_eq_delay,100,'normalization','count');
title('Pam4 after CTLE with time recovery');

eyediagram(ds_td,2*nr_samples/samples);
title('Pam4 (downsampled)');
figure()
histogram(ds_td,100,'normalization','count');
title('Pam4 (downsampled)');
%-----END OF EYEDIAGRAM SECTION-----%

```

Βιβλιογραφία

Κεφάλαιο 1:

- [1] C. Kachris and I. Tomkos, "A Survey on Optical Interconnects for Data Centers," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 14, no. 4, pp. 1021-1036, Fourth Quarter 2012. doi: 10.1109/SURV.2011.122111.00069
- [2] Cisco Global Cloud Index: Forecast and Methodology, 2016–2021 White Paper
- [3] Agale, Poonam Vinayak, "Low-voltage continuous-time linear equalizer for digital video applications" (2014).*Master's Theses*. 4448
- [4] Yang Liu, Jogesh K. Muppala, Senior Member, IEEE, Malathi Veeraraghavan, Senior Member, IEEE, "A Survey of Data Center Network Architectures"
- [5] Brian Lebednik, Aman Mangal, Niharika Tiwari, "A Survey and Evaluation of Data Center Network Topologies"
- [6] Samee U. Khan, Limin Zhang, Hongxiang Li, Khizar Hayat, Sajjad A. Madani, Nasro Min-Allah, Lizhe Wang, Dan Chen, Majid Iqbal, Cheng-Zhong Xu, Albert Y. Zomaya, "Quantitative comparisons of the state-of-the-art data center architectures", in *Concurrency & Computation: Practice & Experience*, December 2012 doi: 10.1002/cpe.2963, Kashif Bilal
- [7] Kashif Bilal, Samee Ullah Khan, Joanna Kolodziej, Limin Zhang, Khizar Hayat, Sajjad Ahmad Madani, Nasro Min-Allah, Lizhe Wang, Dan Chen, "A Comparative Study Of Data Center Network Architectures." in ECMS (2012) doi:10.7148/2012-0526-0532
- [8] Χρήστος Β. Τσώκος, "Ψηφιακή επεξεργασία σήματος για τη λήψη οπτικών σημάτων με διαμόρφωση QPSK και 16-QAM και εφαρμογή σε μητροπολιτικά δίκτυα με ευέλικτους πομποδέκτες πολλαπλών οπτικών ροών", Αθήνα, Ιούλιος 2015
- [9] Ιωάννης Σ. Παληογιάννης, "Σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης σε υπολογιστικά κέντρα", Αθήνα, Δεκέμβριος 2014
- [10] Κωνσταντίνος Μ. Τόκας, "Πειραματική Αξιολόγηση κυκλωμάτων πομπού και δέκτη για οπτικές διασυνδέσεις κέντρων δεδομένων", Αθήνα, Ιούλιος 2015
- [11] Σπυρίδων Ν. Κουρσάρης, "Πειραματική αξιολόγηση ταχύρυθμων LASER κάθετης κοιλότητας με χρήση τεχνικών διαμόρφωσης παλμού για την υλοποίηση οπτικών διασυνδέσεων σε κέντρα υπολογιστικών συστημάτων", Αθήνα, Ιούλιος 2016
- [12] <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/oversubscription>
- [13] <https://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/switches/nexus-7000-series-switches/white-paper-c11-737022.html>
- [14] <https://searchdatacenter.techtarget.com/feature/Data-center-network-design-moves-from-tree-to-leaf>
- [15] Panos Groumas et al. "Multi-100 GbE and 400 GbE Interfaces for Intra-Data Center Networks Based on Arrayed Transceivers With Serial 100 Gb/s Operation," *J. Lightwave Technol.* 33, 943-954 (2015)
- [16] P. Groumas et al., "Tunable 100 Gbaud Transmitter Based on Hybrid Polymer-to-Polymer Integration for Flexible Optical Interconnects," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 2, pp. 407-418, 15 Jan.15, 2016. doi: 10.1109/JLT.2015.2463730

Κεφάλαιο 2:

- [17] IEEE 802.3, Call For Interest, *100 Gb/s Per Lane Optical, PHYs for 2 km and 10 km for, 100 GbE and 400 GbE*, Consensus Presentation
- [18] Steve Jones, "Ethernet 100G and Beyond"
- [19] D. Sadot, G. Dorman, A. Gorshtein, E. Sonkin and O. Vidal, "Single channel 112Gbit/sec PAM4 at 56Gbaud with digital signal processing for data centers applications," *2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, Los Angeles, CA, 2015, pp. 1-3
- [20] E. El-Fiky, M. Chagnon, M. Sowailam, A. Samani, M. Morsy-Osman and D. V. Plant, "168-Gb/s Single Carrier PAM4 Transmission for Intra-Data Center Optical Interconnects," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 29, no. 3, pp. 314-317, 1 Feb.1, 2017
doi: 10.1109/LPT.2016.2647232
- [21] P. J. Winzer, "Beyond 100G Ethernet," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 7, pp. 26-30, July 2010
doi: 10.1109/MCOM.2010.5496875
- [22] JYOTI DHIMAN, SHADAB AHMAD, KULDEEP GULIA, "Comparison between Adaptive filter Algorithms (LMS, NLMS and RLS)", ISSN: 2278 – 7798, International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR), Volume 2, Issue 5, May 2013
- [23] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt and J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006.
doi: 10.1109/TSP.2006.879264
- [24] F. M. Ghannouchi and O. Hammi, "Behavioral modeling and predistortion," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 7, pp. 52-64, Dec. 2009.
doi: 10.1109/MMM.2009.934516
- [25] "Directly Modulated Lasers on Silicon", Deliverable Report D 2.1, Report on system specifications, Research and Innovation action (RIA), H2020-ICT-27-2015 Photonics KET, 31 July 2016 – Version 1.0, Project co-funded by the European Commission within the Horizon 2020 Programme and under the Photonics Public Private Partnership (PPP) initiative
- [26] W. T. Beyene, "The design of continuous-time linear equalizers using model order reduction techniques," *2008 IEEE-EPEP Electrical Performance of Electronic Packaging*, San Jose, CA, 2008, pp. 187-190
doi: 10.1109/EPEP.2008.4675910
- [27] S. Aleksic, "The future of optical interconnects for data centers: A review of technology trends," *2017 14th International Conference on Telecommunications (ConTEL)*, Zagreb, 2017, pp. 41-46
doi: 10.23919/ConTEL.2017.8000037
- [28] C. Kachris and I. Tomkos, "A roadmap on optical interconnects in data centre networks," *2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Budapest, 2015, pp. 1-3
doi: 10.1109/ICTON.2015.7193535
- [29] C. Kachris, K. Kanonakis and I. Tomkos, "Optical interconnection networks in data centers: recent trends and future challenges," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 9, pp. 39-45, September 2013

- doi: 10.1109/MCOM.2013.6588648
- [30] J. Huo, X. Zhou, K. Zhong, J. Tu, J. Yuan, C. Guo, K. Long, C. Yu, A. Lau, and C. Lu, "Transmitter and receiver DSP for 112 Gbit/s PAM-4 amplifier-less transmissions using 25G-class EML and APD," *Opt. Express* 26, 22673-22686 (2018)
- [31] S. Lange *et al.*, "100 GBd Intensity Modulation and Direct Detection With an InP-Based Monolithic DFB Laser Mach-Zehnder Modulator," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 1, pp. 97-102, 1 Jan.1, 2018
doi: 10.1109/JLT.2017.2743211
- [32] H. Mardoyan *et al.*, "84-, 100-, and 107-GBd PAM-4 Intensity-Modulation Direct-Detection Transceiver for Datacenter Interconnects," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 6, pp. 1253-1259, 15 March15, 2017
doi: 10.1109/JLT.2016.2646327
- [33] O. Ozolins *et al.*, "100 Gbaud 4PAM Link for High Speed Optical Interconnects," *2017 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Gothenburg, 2017, pp. 1-3
doi: 10.1109/ECOC.2017.8345960
- [34] R. Hirai, N. Kikuchi and T. Fukui, "Study on optical modulation amplitude of 4-level pulse amplitude modulation with electroabsorption modulator," *2016 21st OptoElectronics and Communications Conference (OECC) held jointly with 2016 International Conference on Photonics in Switching (PS)*, Niigata, 2016, pp. 1-3
- [35] K. Azadet *et al.*, "Equalization and FEC techniques for optical transceivers," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 3, pp. 317-327, March 2002
doi: 10.1109/4.987083
- [36] K. Zhong, X. Zhou, J. Huo, C. Yu, C. Lu and A. P. T. Lau, "Digital Signal Processing for Short-Reach Optical Communications: A Review of Current Technologies and Future Trends," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 2, pp. 377-400, 15 Jan.15, 2018
doi: 10.1109/JLT.2018.2793881
- [37] "PAM4 Signaling in High Speed Serial Technology: Test, Analysis, and Debug"
- [38] Michael Joost, "Theory of Root-Raised Cosine Filter"
- [39] <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/adaptive-equalizers.html#d117e9238>
- [40] <https://www.edn.com/electronics-blogs/eye-on-standards/4440609/Optimize-equalization-for-FFE--CTLE--DFE--and-crosstalk>
- [41] <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/adaptive-equalizers.html>
- [42] <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/equalization.html>

Κεφάλαιο 3:

- [43] A. Konczykowska, J. -. Dupuy, F. Jorge, M. Riet, J. Moulu and J. Godin, "InP DHBT selector-driver with 2 X 2.7 V swing for 100 Gbit/s operation," in *Electronics Letters*, vol. 45, no. 24, pp. 1235-1236, 19 November 2009.
doi: 10.1049/el.2009.2578
- [44] H. Ramon *et al.*, "70 Gb/s 0.87 pJ/bit GeSi EAM Driver in 55 nm SiGe BiCMOS," *2018 European Conference on Optical Communication (ECOC)*, Rome, 2018, pp. 1-3.
doi: 10.1109/ECOC.2018.8535467
- [45] <https://en.wikipedia.org/wiki/Biasing>
- [46] MOSFET: Transfer Function & Biasing
- [47] <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/bias-point>

Κεφάλαιο 4:

[48] https://en.wikipedia.org/wiki/Raised-cosine_filter

[49] https://en.wikipedia.org/wiki/Root-raised-cosine_filter