



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΙΓΑΙΟΥ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΚΩΝ ΚΑΙ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

*«Μελέτη συστημάτων ισοστάθμισης διασποράς με
χρήση νευρομορφικών τεχνικών για οπτικές ζεύξεις
υψηλού ρυθμού»*

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Κωνσταντίνου Πάγκαλου

Επιβλέπων : Μεσαριτάκης Χάρης

Μέλη εξεταστικής επιτροπής: Μεσαριτάκης Χάρης

Σάμος, Μάιος 2024

Η σελίδα αυτή είναι σκόπιμα λευκή.

Πρόλογος και ευχαριστίες

Ένα μεγάλο ταξίδι και μια μεγάλη πορεία, έφθασε σιγά σιγά στο τέλος της. Για το λόγο αυτό, βρίσκομαι στην ευχάριστη θέση να παρουσιάσω αυτή τη διπλωματική εργασία, το αποτέλεσμα μιας μακροπερίοδου έρευνας και προσπάθειας. Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε κατά το ακαδημαϊκό έτος 2023-2024 στο πλαίσιο του Προπτυχιακού Προγράμματος Σπουδών του τμήματος "Μηχανικών Πληροφοριακών και Επικοινωνιακών Συστημάτων" το οποίο ανήκει στο κομμάτι της Πολυτεχνικής Σχολής του Πανεπιστημίου Αιγαίου. Το θέμα αυτής, βασίζεται στην μελέτη συστημάτων ισοστάθμισης για οπτικές ζεύξεις μεταξύ data-centers, η οποία αποτελεί κρίσιμο κομμάτι των οπτικών επικοινωνιών.

Σε αυτό το σημείο, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους στάθηκαν δίπλα μου σε όλη αυτή την ακαδημαϊκή μου πορεία. Καταρχάς, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Χάρη Μεσαριτάκη, τον επιβλέποντα καθηγητή του Τμήματος Μηχανικών Πληροφορικών και Επικοινωνιακών Συστημάτων, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου αυτήν την εργασία. Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Γιώργο Σαράντογλου, βοηθό του κ. Μεσαριτάκη, για την υπομονή του και την πολύτιμη καθοδήγησή του καθ' όλη την διάρκεια της διαδικασίας έως την ολοκλήρωσή της υλοποίησης της.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, τους συμφοιτητές και φίλους μου καθώς και τη Κυριακή, που μου στάθηκαν με ποικίλους τρόπους καθ' όλη τη διάρκεια της ακαδημαϊκής μου πορείας.

© 2024

του

Πάγκαλου Κωνσταντίνου

Τμήμα Μηχανικών Πληροφοριακών και Επικοινωνιακών Συστημάτων

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΙΓΑΙΟΥ

Πίνακας Περιεχομένων

1	Εισαγωγή στις Οπτικές Επικοινωνίες	9
1.1	Ιστορική αναδρομή	9
1.2	Συστήματα Οπτικών Επικοινωνιών	10
1.2.1	Ζεύξη μέσω Οπτικών Ινών	10
1.2.2	Οπτικό Καλώδιο	11
1.2.3	Οπτικοί Ενισχυτές	11
1.2.4	Πομποί	12
1.2.5	Δέκτες	12
1.2.6	Οπτικά Επικοινωνιακά συστήματα vs ενσύρματα συστήματα επικοινωνίας	12
1.3	Μέθοδοι ανίχνευσης για Οπτικά Επικοινωνιακά Συστήματα	13
1.3.1	Σκοπός των μεθόδων ανίχνευσης	13
1.3.2	Άμεση Ανίχνευση	13
1.3.3	Συνεκτική Ανίχνευση	16
1.3.4	Πλεονεκτήματα Άμεσης Ανίχνευσης	17
1.3.5	Πλεονεκτήματα Συνεκτικής Ανίχνευσης	18
1.3.6	Άμεση vs Συνεκτική ανίχνευση	18
1.3.7	Άμεση vs Συνεκτική ανίχνευση σε 100G Metro DCI	18
1.4	Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας	20
1.5	Δομή της Διπλωματικής Εργασίας	20
2	Διασπορά Οπτικών Ινών	21
2.1	Περιγραφή Διασποράς	21
2.1.1	Διασπορά ταχύτητας ομάδας	22
2.1.2	Διασπορά Υλικού	23
2.1.3	Διασπορά Κυματοδήγησης	24
2.1.4	Διασπορά Ανώτερης-Τάξης	25
2.1.5	Διασπορά πόλωσης-Τρόπου Διάδοσης	26
2.1.6	Επίδραση της Διασποράς στο Ρυθμό bit	27
2.1.7	Οπτικές Απώλειες και συντελεστής εξασθένισης Ισχύος	28
2.2	Εξασθένιση ισχύος σε συστήματα άμεσης ανίχνευσης	28
2.3	Επίλυση εξασθένισης ισχύος σε συστήματα συνεκτικής ανίχνευσης	30
3	Συστήματα Ισοστάθμισης Διασποράς	33
3.1	Περιγραφή Ισοσταθμιστή	33
3.2	FFE(FeedForwardEqualizer)&DFE(decisionfeedbackequalizer)	33

3.3	Μη γραμμικοί ισοσταθμιστές Volterra	34
3.4	Νευρωνικά Δίκτυα	37
3.4.1	Τεχνητό νευρωνικό δίκτυο (ANN)	37
3.4.2	Αναδρομικά νευρωνικά δίκτυα (RNN).....	38
3.4.3	Δίκτυο Μακροπρόθεσμης βραχυπρόθεσμης μνήμης (LSTM)	39
3.4.4	GRU και Vanilla RNN	40
3.4.5	Σύγκριση διάφορων μοντέλων ισοστάθμισης σε οπτικά συστήματα επικοινωνιών	42
3.5	Reservoir Computing	43
3.5.1	Ισοστάθμιση μέσω Reservoir Computing.....	46
4	Προσομοίωση	47
4.1	Περιγραφή Προσομοίωσης Οπτικής Ζεύξης σε Matlab	47
4.2	Περιγραφή Προσομοίωσης Ισοστάθμισης Διασποράς μέσω FFE	49
4.3	Περιγραφή Προσομοίωσης Ισοστάθμισης Διασποράς μέσω ESN	51
4.4	Σύγκριση πειραματικών Αποτελεσμάτων FFE , ESN σχετικά με BER.....	53
	Βιβλιογραφία	61
	Παράρτημα	62

Λίστα Σχημάτων

Σχήμα 1: Απεικόνιση της οπτικής ίνας και της ολικής εσωτερικής ανάκλασης.	11
Σχήμα 2: Σχηματική δομή ενός τυπικού πομποδέκτη που χρησιμοποιείται σε ένα Οπτικό σύστημα με Direct Detection.....	13
Σχήμα 3: Direct Detection σύστημα με clock recovery	14
Σχήμα 4: Σχηματική δομή ενός συστήματος λέιζερ άμεσης διαμόρφωσης (DML) με βάση τη διαμόρφωση έντασης και την άμεση ανίχνευση (IM-DD)	14
Σχήμα 5: Σχηματική δομή ενός συστήματος διαμόρφωσης έντασης και άμεσης ανίχνευσης (IM-DD) με βάση τον διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης (EAM).	15
Σχήμα 6: Σχηματική δομή ενός συστήματος διαμόρφωσης έντασης και άμεσης ανίχνευσης (IM-DD) με διαμορφωτή MachZehnder.	15
Σχήμα 7: Σχηματική δομή ενός συστήματος οπτικής επικοινωνίας με Coherent detection.....	16
Σχήμα 8: Μεταβολή του δείκτη διάθλασης n και του δείκτη ομάδας n_g με το μήκος κύματος για τηγμένο πυρίτιο.	24
Σχήμα 9: Συνολική διασπορά D και σχετικές συνεισφορές της διασποράς υλικού DM και της διασποράς κυματοδηγού DW για μια συμβατική μονότροπη ίνα. Το μήκος κύματος μηδενικής διασποράς μετατοπίζεται σε υψηλότερη τιμή λόγω της συνεισφοράς του κυματοδηγού.	25
Σχήμα 10: Μπλοκ διάγραμμα συνεκτικής ανίχνευσης σε δέκτη φωτεινών κυμάτων. PC: πόλωση, PD: φωτοδίοδος, LO: τοπικός ταλαντωτής	30
Σχήμα 11: (α) Σύγκριση μεταξύ άμεσης ανίχνευσης και συνεκτικής ανίχνευσης όταν η PLO είναι 20 dBm και (β) επίδραση της ισχύος LO όταν το P_s είναι σταθερό στα -35 dBm.	32
Σχήμα 12: Ο FFE δημιουργεί μια σειρά από καθυστερημένες εκδόσεις του σήματος εισόδου που στη συνέχεια προστίθενται στο σήμα με κατάλληλα βάρη.....	34
Σχήμα 13: Απεικόνιση ενός τυπικού Τεχνητού Νευρωνικού Δικτύου ANN.....	38
Σχήμα 14: Εννοιολογική απεικόνιση της μονάδας LSTM.	39
Σχήμα 15: Απεικόνιση GRU μονάδας.....	40
Σχήμα 16: Απεικόνιση μονάδας vanilla RNN.....	41
Σχήμα 17: Γενική αρχιτεκτονική ενός δικτύου RC	43
Σχήμα 18: Απεικόνιση του οπτικού συστήματος άμεσης ανίχνευσης της προσομοίωσης	47
Σχήμα 19: Heatmap ρυθμού συμβόλων και μήκους ίνας συναρτήση του BER(BitErrorRate).....	49
Σχήμα 20: Χρωματική Απεικόνιση του heatmap	49
Σχήμα 21: Απεικόνιση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος με χρήση του FFE.....	49
Σχήμα 22: Heatmap ρυθμού Συμβόλων και μήκους ίνας από τον FFE.....	50
Σχήμα 23: Χρωματική απεικόνιση του heatmap	50
Σχήμα 24: Απεικόνιση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος με τη προσθήκη του ESN reservoir	51
Σχήμα 25: Heatmap φασματικής ακτίνας και εσωτερικών κόμβων σε σχέση με το BER για το ESN.	52
Σχήμα 26: Χρωματική απεικόνιση φασματικής ακτίνας και εσωτερικών κόμβων σε σχέση με το BER για το ESN.....	52
Σχήμα 27: Heatmap των taps και εσωτερικών κόμβων σε σχέση με το BER για το ESN.	53
Σχήμα 28: Χρωματική απεικόνιση των taps και εσωτερικών κόμβων σε σχέση με το BER για το ESN.	53
Σχήμα 29: Heatmap του BER συναρτήση του Taps & μήκος ίνας για τον FFE	54
Σχήμα 30: Heatmap του BER συναρτήση του Taps & μήκος ίνας για το ESN	54

Σχήμα 31: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για τον FFE	54
Σχήμα 32: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για το ESN	54
Σχήμα 33: Heatmap του BER συναρτήσει του ρυθμού συμβόλων & μήκος ίνας για τον FFE	55
Σχήμα 34: Heatmap του BER συναρτήσει του ρυθμού συμβόλων & μήκος ίνας για το ESN.....	55
Σχήμα 35: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για τον FFE	55
Σχήμα 36: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για το ESN	55
Σχήμα 37: Heatmap του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & μήκος ίνας για τον FFE.....	56
Σχήμα 38: Heatmap του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & μήκος ίνας για το ESN.....	56
Σχήμα 39: Χρωματική Απεικόνιση του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & μήκος ίνας για τον FFE.....	57
Σχήμα 40: Χρωματική Απεικόνιση του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & μήκος ίνας για το ESN.....	57
Σχήμα 41: Heatmap του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & ρυθμού συμβόλων για τον FFE	58
Σχήμα 42: Heatmap του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & ρυθμού συμβόλων για τον ESN	58
Σχήμα 43 : Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & ρυθμού συμβόλων για το FFE	58
Σχήμα 44: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & ρυθμού συμβόλων για το ESN	58
Σχήμα 45: Heatmap του BER συναρτήσει των Taps & ρυθμού συμβόλων για το FFE	59
Σχήμα 46: Heatmap του BER συναρτήσει των Taps & ρυθμού συμβόλων για τον ESN.....	59
Σχήμα 47: Χρωματική Απεικόνιση του BER συναρτήσει των Taps & ρυθμού συμβόλων για το FFE.....	59
Σχήμα 48: Χρωματική Απεικόνιση του BER συναρτήσει των Taps & ρυθμού συμβόλων για τον ESN....	59

Ακρωνύμια

Ακρωνύμιο	Σημασία
ADC	Analog-to-Digital Converter
AF	Activation Function
AM	Amplitude Modulation
ANN	Artificial Neural Network
APSK	Amplitude and Phase-Shift Keying
BER	Bit Error Rate
BICM	Bit-Interleaved Coded Modulation
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CD	Coherent Detection
CD	Chromatic Dispersion
CM	Coded Modulation
CWDM IM/DD	Coarse Wavelength Division Multiplexing Intensity Modulated Direct Detection
DC	Data Centers
DCI	Data Center Interconnect
DD	Direct Detection
DD	Decision Directed
DFE	Decision Feedback Equalizer
DML	Directly Shaped Laser
DP-QPSK	Dual Polarization Quadrature Phase Shift Keying
DSP	Digital Signal Processing
EDC	Electronic Dispersion Compensation
EDFA	Erbium-Coated Fiber Optic Amplifier
EAM	Electroabsorption Modulation
EML	Laser Electroabsorption Modulator
ESN	Echo State Network
FEC	Forward Error Correction
FFE	Feed Forward Equalizer
FFE-DFE	Feed Forward-Decision Feedback Equalizer
FNN	Feedforward Neural Network
GRU	Gated Recurrent Units
GVD	Group Velocity Dispersion
IM/DD	Intensity Modulated Direct Detection
ISI	Intersymbol Interference
LED	Light-Emitting Diodes
LMS	Least Mean Squares
LO	Local Oscillator
LSTM	Long-term Short-term Memory network
MLP	Multi-Layer Perceptron
MZM	Mach-Zehnder
NL-FFE-DFE	Non-Linear- Feed Forward-Decision Feedback Equalizer
OEO	Optical-Electrical-Optical repeaters
ODB	Optical Distribution Box

OOK	On/Off Key
OSNR	Optical Signal-to-Noise Ratio
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PD	Photodiode
PM	Pulse Modulation
PMD	Polarization Mode Dispersion
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RC	Reservoir Computing
RF	Remote Frequency
RMS	Root Mean Square
RNN	Recursive Neural Network
SDM	Space Division Multiplexing
SE	Spectral Efficiency
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SSBI	Signal-to-Signal Beat Interference
UI	Unit Interval
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
VNLE	Volterra Non-linear Equalizer
WDM	Wavelength Division Multiplexing
ADC	Analog-to-Digital Converter
AF	Activation Function

Περίληψη

Η ενσωμάτωση οπτικών τεχνολογιών στη διασύνδεση data-centers αποτελεί ένα σημαντικό βήμα προόδου στον τομέα των επικοινωνιών λόγω των πολλαπλών πλεονεκτημάτων που προσφέρουν. Οι οπτικές τεχνολογίες είναι γνωστές για την υψηλή τους απόδοση και την ικανότητά τους να μεταφέρουν μεγάλους όγκους δεδομένων με χαμηλό ρυθμό σφαλμάτων. Ωστόσο, υπάρχουν προκλήσεις που πρέπει να αντιμετωπιστούν για να εξασφαλιστεί η ακρίβεια και η αξιοπιστία της μετάδοσης δεδομένων.

Μία από τις κύριες προκλήσεις είναι η χρωματική διασπορά, η οποία προκαλεί τη διάδοση του σήματος σε διαφορετικά χρωματικά επίπεδα, με αποτέλεσμα να παραμορφώνεται και να χάνει την ακρίβειά του. Επίσης, η μη-γραμμικότητα είναι μια άλλη πρόκληση, καθώς οι μη γραμμικές παραμορφώσεις μπορούν να προκαλέσουν σημαντική παραμόρφωση του σήματος και να επηρεάσουν την ακρίβειά της μετάδοσης.

Για την αντιμετώπιση αυτών των προκλήσεων, χρησιμοποιούνται διάφορες τεχνικές ισοστάθμισης σήματος. Οι Feed-Forward Equalizers (FFE) αποτελούν μια βασική τεχνική, η οποία επιτρέπει την προσαρμογή του σήματος κατά τη διαδρομή του στο κανάλι επικοινωνίας. Ωστόσο, για πιο προηγμένη αντιμετώπιση μη-γραμμικών παραμορφώσεων, χρησιμοποιούνται οι μη-γραμμικοί ισοσταθμιστές, όπως οι Volterra, οι οποίοι επεκτείνουν την έννοια της ισοστάθμισης σε μη-γραμμικά συστήματα, προσφέροντας πιο προηγμένες λύσεις για τη διόρθωση παραμορφώσεων.

Μια εναλλακτική προσέγγιση είναι η χρήση νευρωνικών δικτύων, όπως τα recursive neural networks (RNN) στα οποία ανήκουν τα LSTM και GRU και τα Echo State Networks (ESNs). Αυτά τα δίκτυα μπορούν να μοντελοποιήσουν πολύπλοκες μη-γραμμικές δυναμικές, επιτρέποντας την αποδοτική αντιμετώπιση προβλημάτων όπως η χρωματική διασπορά και η μη-γραμμικότητα.

Συνολικά, οι προαναφερθείσες τεχνικές προσφέρουν αποδοτικές λύσεις για τη μείωση των σφαλμάτων και τη βελτίωση της ακρίβειας των σημάτων σε οπτικά δίκτυα επικοινωνιών, ενισχύοντας έτσι την αξιοπιστία και την απόδοσή τους. Η εξέλιξη και η εφαρμογή αυτών των τεχνικών αποτελεί σημαντικό μέρος της σύγχρονης έρευνας στον τομέα των επικοινωνιών και των δικτύων.

Λέξεις Κλειδιά: FFE, ESN, Volterra, LSTM, GRU, χρωματική διασπορά, νευρωνικά δίκτυα

Abstract

The integration of optical technologies in the interconnection of data-centres is a major step forward in the field of communications because of the multiple advantages they offer. Optical technologies are known for their high performance and their ability to carry large volumes of data at low error rates. However, there are challenges that need to be addressed to ensure the accuracy and reliability of data transmission.

One of the main challenges is chromatic dispersion, which causes the signal to propagate in different color planes, resulting in distortion and loss of accuracy. Also, non-linearity is another challenge, as non-linear distortions can cause significant signal distortion and affect the accuracy of the transmission.

To overcome these challenges, various signal equalization techniques are used to address these challenges. Feed-Forward Equalizers (FFE) are a basic technique, which allows the signal to be adjusted during its path in the communication channel. However, for more advanced treatment of non-linear distortions, non-linear equalizers, such as Volterra, are used, which extend the concept of equalization to non-linear systems, offering more advanced solutions for distortion correction.

An alternative approach is the use of neural networks, such as recursive neural networks (RNN) LSTMs, GRUs and Echo State Networks (ESNs). These networks can model complex non-linear dynamics, allowing efficient treatment of problems such as chromatic dispersion and non-linearity.

Overall, the aforementioned techniques offer efficient solutions to reduce errors and improve signal accuracy in optical communication networks, thus enhancing their reliability and performance. The development and application of these techniques is an important part of modern research in the field of communications and networks.

Keywords: FFE, ESN, Volterra, LSTM , GRU chromatic dispersion, neural networks

1

Εισαγωγή στις Οπτικές Επικοινωνίες

1.1 Ιστορική αναδρομή^[1]

Η ιστορία της επικοινωνίας μέσω του φωτός ανάγεται στην αρχαιότητα, με τους πολιτισμούς να χρησιμοποιούν διάφορες μεθόδους όπως καθρέφτες, φωτεινούς σηματοδότες και σήματα καπνού για να μεταφέρουν μηνύματα. Οι τεχνικές αυτές, ωστόσο, είχαν περιορισμένη πληροφοριακή ικανότητα και αντικαταστάθηκαν από πιο εξελιγμένα συστήματα.

Μια σημαντική πρόοδος ήταν ο οπτικός τηλεγράφος που αναπτύχθηκε από τον Claude Chappe το 1792. Χρησιμοποιούσε μηχανικά κωδικοποιημένα μηνύματα που μεταδίδονταν σε μεγάλες αποστάσεις μέσω ενδιάμεσων σταθμών αναμετάδοσης. Μέχρι το 1830, το δίκτυο είχε επεκταθεί σε όλη την Ευρώπη, επιτρέποντας τη μετάδοση ολόκληρων προτάσεων.

Η έλευση του ηλεκτρικού τηλεγράφου τη δεκαετία του 1830 σηματοδότησε τη μετάβαση από την επικοινωνία με βάση το φως στην επικοινωνία με βάση τον ηλεκτρισμό, επιτρέποντας υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης μέσω τεχνικών κωδικοποίησης όπως ο κώδικας Μορς. Αυτό οδήγησε στο πρώτο επιτυχημένο υπερατλαντικό τηλεγραφικό καλώδιο το 1866.

Η εφεύρεση του τηλεφώνου το 1876 εισήγαγε την αναλογική μετάδοση ηλεκτρικών σημάτων, κυριαρχώντας στην επικοινωνία μέχρι τα μέσα του 20ού αιώνα. Εμφανίστηκαν τα ομοαξονικά καλώδια και τα συστήματα μικροκυμάτων, αυξάνοντας τη χωρητικότητα μετάδοσης, αλλά με περιορισμούς όπως η μικρή απόσταση μεταξύ των αναμεταδοτών.

Στα τέλη του 20ού αιώνα, η οπτική επικοινωνία ανέκτησε την προσοχή με την εφεύρεση του λέιζερ το 1960, ακολουθούμενη από την ανάπτυξη οπτικών ινών ικανών να καθοδηγούν το φως σε μεγάλες αποστάσεις. Η πρωτοποριακή εργασία του Charles Kao για τις ίνες χαμηλών απωλειών το 1970 άνοιξε το δρόμο για πρακτικά συστήματα οπτικής επικοινωνίας.

Μέχρι το 1979, οι Ιάπωνες επιστήμονες πέτυχαν σημαντική μείωση των απωλειών των οπτικών ινών, κοντά στο θεμελιώδες όριο που έθετε η σκέδαση Rayleigh. Τα λέιζερ ημιαγωγών και οι ίνες χαμηλών απωλειών οδήγησαν στην ανάπτυξη συστημάτων επικοινωνίας με οπτικές ίνες, που λειτουργούν με ρυθμούς μετάδοσης bit που ξεπερνούν τις προηγούμενες τεχνολογίες.

Τα πρώτης γενιάς συστήματα οπτικών ινών λειτουργούσαν με 45 Mbit/s στην περιοχή του εγγύς υπέρυθρου, με την αναγέννηση του σήματος να απαιτείται κάθε 10 km. Οι δοκιμές πεδίου στα τέλη της δεκαετίας του 1970 κατέδειξαν τη δυνατότητα οπτικής επικοινωνίας για ζωντανή τηλεφωνική κίνηση.

Η πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (WDM) εμφανίστηκε μετά το 1992, επιτρέποντας τη μετάδοση πολλαπλών καναλιών σε διαφορετικά μήκη κύματος μέσω της ίδιας ίνας, αυξάνοντας δραματικά τη χωρητικότητα του συστήματος. Μέχρι το 1996, είχε επιτευχθεί μετάδοση δεδομένων με ταχύτητα 1 Tbit/s.

Η πολυπλεξία διαίρεσης χώρου (SDM) έγινε εμφανής μετά το 2010, ενισχύοντας περαιτέρω τη χωρητικότητα των συστημάτων οπτικών ινών ως απάντηση στην αυξανόμενη κίνηση δεδομένων στο διαδίκτυο και στους περιορισμούς των μονότροπων ινών.

1.2 Συστήματα Οπτικών Επικοινωνιών^[2]

Η εξέλιξη της τεχνολογίας των επικοινωνιών έχει σημειώσει μια αξιοσημείωτη στροφή προς τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας, που χρησιμοποιούν το φως ως φορέα για τη μετάδοση δεδομένων. Αυτή η μέθοδος, που επικρατούσε σε όλη την ιστορία, έχει υποστεί σημαντικές εξελίξεις, επιτρέποντας την ευρεία υιοθέτησή της για τα σύγχρονα παγκόσμια δίκτυα επικοινωνίας. Οι οπτικές ίνες, το μέσο μέσω του οποίου διακινούνται τα σήματα φωτός, προσφέρουν πολλά πλεονεκτήματα, όπως ταχύτητα, ανοσία σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, οικονομική αποδοτικότητα, αντοχή, ευελιξία και ελάχιστη παραμόρφωση. Τα χαρακτηριστικά αυτά καθιστούν τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας ιδιαίτερα ανταγωνιστικά σε σχέση με τις παραδοσιακές ενσύρματες μεθόδους επικοινωνίας. Σήμερα, τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας αποτελούν τη ραχοκοκαλιά του διαδικτύου, συνδέοντας ηπείρους και μεταμορφώνοντας τον τρόπο με τον οποίο οι άνθρωποι αλληλοεπιδρούν παγκοσμίως. Ο κομβικός ρόλος των οπτικών επικοινωνιών δικαιολογεί περαιτέρω έρευνα και ανάπτυξη για την ενίσχυση των δυνατοτήτων τους και τη συνέχιση της διαμόρφωσης του διασυνδεδεμένου κόσμου μας.

1.2.1 Ζεύξη μέσω Οπτικών Ινών

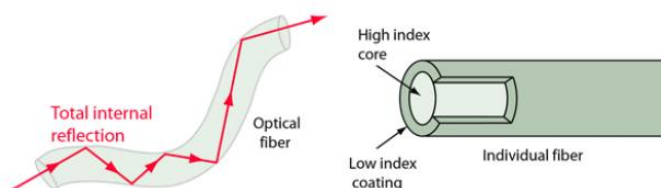
Η ζεύξη επικοινωνίας οπτικών ινών μοιράζεται ομοιότητες με άλλες ζεύξεις συμβατικών συστημάτων επικοινωνίας. Η πιο βασική μορφή της αποτελείται από έναν πομπό, έναν δέκτη και μια οπτική ίνα γυαλιού ή πυριτίου ως μέσο μετάδοσης. Ο πομπός μετατρέπει οποιοδήποτε ψηφιακό ή αναλογικό σήμα σε διακριτό φωτεινό παλμό PM (Pulse Modulation) ή σε φωτεινό σήμα με βάση την ένταση δηλαδή μέσω διαμόρφωσης πλάτους AM (Amplitude Modulation) αντίστοιχα. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται συνήθως μια δίοδος παραγωγής φωτός, καθώς εκπέμπει μήκη κύματος που είναι ίδια με την περιοχή μήκους κύματος της εξασθένησης για την ίνα χαμηλών απωλειών. Συνήθως χρησιμοποιείται μια δίοδος παραγωγής φωτός με λείζερ, καθώς είναι πιο αποδοτική από μια δίοδο εκπομπής φωτός χωρίς λείζερ, όπως τα LED. Αφού το σήμα κάνει το ταξίδι του μέσω της οπτικής ίνας, λαμβάνεται από έναν δέκτη στο τέλος, όπου ενισχύεται και αποδιαμορφώνεται για να επιστρέψει ως ηλεκτρικό σήμα που μπορεί να ερμηνευτεί από τον ηλεκτρονικό εξοπλισμό και να αποκωδικοποιηθεί. Ενώ είναι σημαντικό να έχουμε οπτικές ίνες με υψηλή χωρητικότητα, είναι επίσης σημαντικό να έχουμε γρήγορους οπτικούς πομπούς και δέκτες για να συμβαδίζουν με την ταχύτητά τους.

1.2.2 Οπτικό Καλώδιο

Μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του 1970, οι εκτεταμένες προσπάθειες έρευνας και ανάπτυξης είχαν οδηγήσει σε ίνες πυριτίου με πρωτοφανή χαμηλό ρυθμό απωλειών 0,2dB/km, που αποτελούσε το θεωρητικό όριο για τις ίνες πυριτίου. Αυτή η ανακάλυψη έκανε την ίνα πυριτίου να υπερτερεί έναντι οποιουδήποτε άλλου μέσου με βάση το μέταλλο που ήταν διαθέσιμο εκείνη την εποχή, παρά το γεγονός ότι ήταν τόσο λεπτή όσο μια ανθρώπινη τρίχα.

Η έλευση της ίνας πυριτίου με χαμηλές απώλειες άνοιξε το δρόμο για την ανάπτυξη των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας, προκαλώντας με την πάροδο του χρόνου εκθετικό ενδιαφέρον για τις πιθανές εφαρμογές τους. Στην καρδιά των οπτικών ινών βρίσκεται η αρχή της ολικής εσωτερικής ανάκλασης. Η αρχή αυτή υπαγορεύει ότι όταν μια ακτίνα φωτός μεταβαίνει από ένα μέσο σε ένα άλλο, εάν η γωνία μεταξύ της ακτίνας φωτός και του ορίου του δεύτερου μέσου είναι αρκετά ρηχή, η ακτίνα φωτός θα ανακλαστεί πλήρως πίσω στο πρώτο μέσο αντί να περάσει από αυτό.

Η τεχνολογία οπτικών ινών εκμεταλλεύεται αυτό το φαινόμενο για την αποτελεσματική και αξιόπιστη μετάδοση δεδομένων. Περιορίζοντας το φως εντός της ίνας πυριτίου μέσω διαδοχικών ολικών εσωτερικών ανακλάσεων, οι οπτικές ίνες επιτρέπουν την επικοινωνία σε υψηλές ταχύτητες και μεγάλες αποστάσεις με ελάχιστη απώλεια σήματος. Αυτή η θεμελιώδης αρχή υπογραμμίζει την αποτελεσματικότητα και την ευρεία υιοθέτηση των συστημάτων οπτικών ινών σε διάφορες εφαρμογές επικοινωνίας και δικτύωσης.



Σχήμα 1: Απεικόνιση της οπτικής ίνας και της ολικής εσωτερικής ανάκλασης.

Όπως απεικονίζεται στο σχήμα 1 από το [2], ένα καλώδιο οπτικών ινών περιλαμβάνει έναν πυρήνα, συνήθως τοποθετημένο στο κέντρο, που χαρακτηρίζεται από υψηλό δείκτη διάθλασης και περιβάλλεται από ένα περίβλημα με χαμηλότερο δείκτη διάθλασης. Η διαμόρφωση αυτή εξασφαλίζει πλήρη εσωτερική ανάκλαση εντός του καλωδίου. Επιπλέον, το καλώδιο οπτικών ινών περιβάλλεται από μια άλλη προστατευτική επικάλυψη, η οποία χρησιμεύει ως ρυθμιστικό στοιχείο έναντι εξωτερικών παραγόντων, αποτρέποντας τη διαρροή σήματος και ελαχιστοποιώντας την εισχώρηση θορύβου.

1.2.3 Οπτικοί Ενισχυτές

Η οπτική ενίσχυση ενισχύει τα εξασθενημένα σήματα στην οπτική επικοινωνία μεγάλων αποστάσεων, επεκτείνοντας την εμβέλεια μετάδοσης δεδομένων μέσω καλωδίων οπτικών ινών. Απαραίτητοι σε παγκόσμια δίκτυα όπως το διαδίκτυο, οι οπτικοί ενισχυτές αντικαθιστούν τους δαπανηρούς οπτικούς-ηλεκτρικούς-οπτικούς επαναλήπτες (OEO) με απλούστερη, άμεση ενίσχυση του σήματος. Σε αντίθεση με τους επαναλήπτες OEO, δεν απαιτούν οπτικο-ηλεκτρική μετατροπή, προσφέροντας ευελιξία στην προσαρμογή διαφόρων διαμορφώσεων σήματος και εύρους ζώνης. Τεχνικές όπως οι ενισχυτές κυματοδηγών με επικάλυψη έρβιου, οι οπτικοί ενισχυτές ημιαγωγών και οι ενισχυτές Raman αποτελούν βασικές μεθόδους. Κάθε μία από αυτές προσφέρει μοναδικά πλεονεκτήματα, συμβάλλοντας σε αποδοτικά και αξιόπιστα συστήματα οπτικών επικοινωνιών μεγάλων αποστάσεων.

1.2.4 Πομποί

Οι οπτικοί πομποί χρησιμοποιούν διατάξεις ημιαγωγών για τη μετατροπή ηλεκτρικών σημάτων σε οπτικά με τη δημιουργία κυμάτων φωτός. Μεταξύ αυτών των διατάξεων, οι δίοδοι λείζερ ξεχωρίζουν για την οπτική μετάδοση λόγω της ικανότητάς τους να παράγουν συνεκτικό φως, σε αντίθεση με τις διόδους εκπομπής φωτός (LED) που εκπέμπουν ασυνεχές φως. Παρά το γεγονός ότι τα LED προτιμώνται για την οικονομική τους αποδοτικότητα, η έλευση των λείζερ επιφανειακής εκπομπής κάθετης κοιλότητας (VCSEL) έφερε επανάσταση στην τεχνολογία των οπτικών πομπών. Τα VCSEL συνδυάζουν την αποδοτικότητα των διόδων λείζερ με την οικονομική προσιτότητα των LED, ξεπερνώντας έτσι τα LED σε εφαρμογές οπτικών πομπών.

1.2.5 Δέκτες

Οι δέκτες είναι όργανα σχεδιασμένα να μετατρέπουν τα οπτικά σήματα σε ηλεκτρικά, επαναφέροντάς τα ουσιαστικά στην αρχική τους ηλεκτρική μορφή. Οι συσκευές αυτές χρησιμοποιούν εξαρτήματα γνωστά ως φωτοανιχνευτές (photodetectors) ή φωτοαισθητήρες (photosensors). Σε διατάξεις οπτικών επικοινωνιών, παρόμοια με τους οπτικούς πομπούς, οι δέκτες ενσωματώνουν επίσης στοιχεία ημιαγωγών στη λειτουργία τους. Ωστόσο, αυτοί οι ημιαγωγοί συνδυάζονται με έναν ενισχυτή διαμπερούς αντίστασης και έναν ενισχυτή περιορισμού, ώστε να εξασφαλίζεται η παραγωγή ενός κατάλληλου μετατρεπόμενου ηλεκτρικού σήματος. Στα οπτικά συστήματα που βασίζονται σε συνεκτικό φωτεινό σήμα, μπορεί να συμπεριληφθεί ένα πρόσθετο στοιχείο που ονομάζεται λείζερ τοπικού ταλαντωτή για να βοηθήσει στη διαδικασία μετατροπής.

1.2.6 Οπτικά Επικοινωνιακά συστήματα vs ενσύρματα συστήματα επικοινωνίας

Τα πλεονεκτήματα των συστημάτων επικοινωνίας οπτικών ινών έναντι των ενσύρματων είναι πολλά:

1. Δυνατότητα μετάδοσης τόσο ηλεκτρικής ισχύος όσο και σημάτων, εάν απαιτείται.
2. Εύκολη λειτουργία των μετατροπέων σε γραμμική λειτουργία.
3. Ανοχή στις ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, αποτρέποντας την παραμόρφωση.
4. Υψηλή ηλεκτρική αντίσταση για ασφάλεια κοντά σε εξοπλισμό υψηλής τάσης.
5. Μικρότερο βάρος και αυξημένη ευελιξία σε σύγκριση με τα ενσύρματα συστήματα.
6. Εξάλειψη πιθανότητας σπινθήρων, ζωτικής σημασίας για την ασφάλεια σε επικίνδυνα περιβάλλοντα.
7. Μικρότερο μέγεθος καλωδίου, ιδανικό για περιορισμένες διαδρομές.
8. Αντοχή στη διάβρωση λόγω του μη μεταλλικού μέσου μετάδοσης.

Αυτά τα πλεονεκτήματα καταδεικνύουν γιατί τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας έχουν απλοποιήσει και βελτιώσει σημαντικά την επικοινωνία τόσο σε τοπική όσο και σε παγκόσμια κλίμακα.

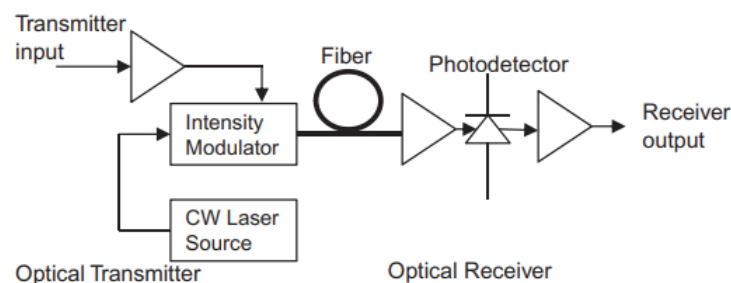
1.3 Μέθοδοι ανίχνευσης για Οπτικά Επικοινωνιακά Συστήματα^[3]

1.3.1 Σκοπός των μεθόδων ανίχνευσης

Οι μέθοδοι ανίχνευσης (Detect methods) στα οπτικά συστήματα επικοινωνίας έχουν ως στόχο την ανάκτηση σήματος, την αποδιαμόρφωση δεδομένων και την απόρριψη του θορύβου, βελτιώνοντας την ποιότητα του σήματος. Η ευαισθησία στην ισχύ εισόδου επηρεάζει την ικανότητα ανίχνευσης και την απόδοση του συστήματος. Η συμβατότητα με μορφές διαμόρφωσης είναι ζωτικής σημασίας για την αποτελεσματική λειτουργία. Αυτές οι μέθοδοι επηρεάζουν σημαντικά τον ρυθμό δεδομένων, την απόσταση μετάδοσης και τα ποσοστά σφαλμάτων, διαδραματίζοντας ζωτικό ρόλο στη διασφάλιση της αποτελεσματικής επεξεργασίας σήματος και της συνολικής απόδοσης του συστήματος στα οπτικά δίκτυα επικοινωνίας. Δύο από τις πιο βασικές μεθόδους ανίχνευσης που χρησιμοποιούνται στα οπτικά επικοινωνιακά συστήματα είναι η άμεση ανίχνευση και η συνεκτική ανίχνευση.

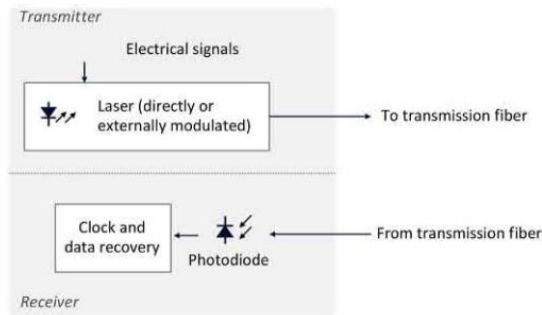
1.3.2 Άμεση Ανίχνευση

Ένα σύστημα άμεσης ανίχνευσης (Direct Detection) είναι ένα σύστημα επικοινωνίας που βασίζεται στην ανίχνευση διαμορφωμένης οπτικής ισχύος (που αναφέρεται επίσης ως ένταση οπτικού πεδίου ή απλώς ως οπτική ένταση). Στα συμβατικά συστήματα Direct Detection ο δέκτης αποτελείται από μία μόνο φωτοδίοδο (PD) και, αντίστοιχα, ο πομπός διαμορφώνει την οπτική ισχύ. Ως εκ τούτου, τα συστήματα αυτά αναφέρονται συχνά ως συστήματα διαμόρφωσης έντασης και άμεσης ανίχνευσης (Intensity Modulated Direct Detection).



Σχήμα 2: Σχηματική δομή ενός τυπικού πομποδέκτη που χρησιμοποιείται σε ένα Οπτικό σύστημα με Direct Detection

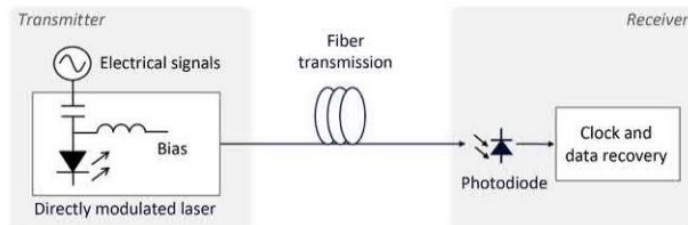
Η αρχιτεκτονική ενός τυπικού πομποδέκτη IM-DD απεικονίζεται στο σχήμα 2 από το [3]. Ο πομπός διαθέτει ένα λέιζερ ως πηγή φωτός. Το φως μπορεί να διαμορφωθεί άμεσα στο εσωτερικό του λέιζερ ή μπορεί να διαμορφωθεί εξωτερικά με τη χρήση ξεχωριστού διαμορφωτή. Ο δέκτης αποτελείται από μια φωτοδίοδο. Την εποχή που οι απαιτούμενοι ρυθμοί ανά διεπαφή πομποδέκτη ήταν 10 και 40 Gb/s, τα συστήματα Direct Detection αναπτύχθηκαν ευρέως για διάφορα είδη συστημάτων επικοινωνίας οπτικών ινών που κυμαίνονταν από συνδέσεις μικρής εμβέλειας έως συνδέσεις μεγάλης εμβέλειας σε κεντρικά δίκτυα. Οι εφαρμογές των DD συστημάτων περιορίζονται σε κόστος εφαρμογές μικρής εμβέλειας, όπως οι διασυνδέσεις εντός και μεταξύ Data Centers και παθητικά οπτικά δίκτυα. Σήμερα, οι τυπικές αποστάσεις μετάδοσης για συστήματα DD κυμαίνονται από λίγα μέτρα έως περίπου 100 km.



Σχήμα 3: Direct Detection σύστημα με clock recovery

Στην αρχιτεκτονική του Δέκτη σε Direct Detection υπάρχει επίσης μια μονάδα ανάκτησης ρολογιού όπως φαίνεται στο σχήμα 3 από το [3] και μια μονάδα απόφασης συμβόλου. Αυτό το ηλεκτρονικό κύκλωμα αναφέρεται συνήθως ως μονάδα ανάκτησης ρολογιού και δεδομένων.

Την εποχή που οι απαιτούμενοι ρυθμοί ανά διεπαφή πομποδέκτη ήταν 10 και 40 Gb/s, τα συστήματα DD αναπτύχθηκαν ευρέως για διάφορα είδη συστημάτων επικοινωνίας οπτικών ινών, από συνδέσεις μετρό μικρής εμβέλειας έως συνδέσεις μεγάλης εμβέλειας σε δίκτυα πυρήνα. Αργότερα, τα δίκτυα πυρήνα μεταπήδησαν σε συνεκτικά συστήματα, καθώς προσφέρουν υψηλότερη ευαισθησία δέκτη και καλύτερη φασματική απόδοση και, ως εκ τούτου, είναι πιο κατάλληλα για μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις με ρυθμούς διασύνδεσης 100 Gb/s και άνω. Οι εφαρμογές των συστημάτων DD περιορίστηκαν στη συνέχεια σε ευαίσθητες στο κόστος εφαρμογές μικρής εμβέλειας, όπως οι μεταφορές μετρό, οι διασυνδέσεις εντός και μεταξύ κέντρων δεδομένων και τα παθητικά οπτικά δίκτυα. Σήμερα, οι τυπικές αποστάσεις μετάδοσης για συστήματα DD κυμαίνονται από λίγα μέτρα έως περίπου 100 χιλιόμετρα.

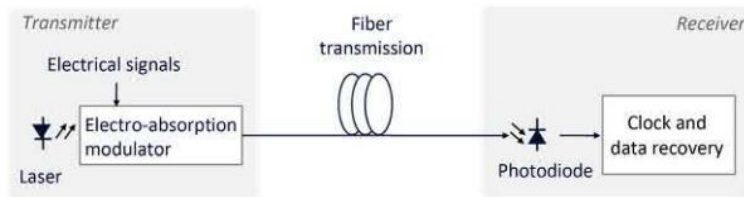


Σχήμα 4: Σχηματική δομή ενός συστήματος λέιζερ άμεσης διαμόρφωσης (DML) με βάση τη διαμόρφωση έντασης και την άμεση ανίχνευση (IM-DD)

Για τη διαμόρφωση της οπτικής ισχύος μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα άμεσα διαμορφωμένο λέιζερ (DML). Σε ένα DML, η ισχύς εξόδου του λέιζερ μπορεί να μεταβληθεί μεταβάλλοντας το ρεύμα αντλίας στο μέσο ενίσχυσης του λέιζερ. Όπως φαίνεται στο σχήμα 4 από [3], το ρεύμα αντλίας ελέγχεται από το ηλεκτρικό σήμα οδήγησης. Η μορφή διαμόρφωσης για τέτοια συστήματα DD είναι τυπικά on-off keying. Με άλλα λόγια, εφαρμόζονται δυαδικά σήματα για την αλλαγή του ρεύματος αντλίας του DML.

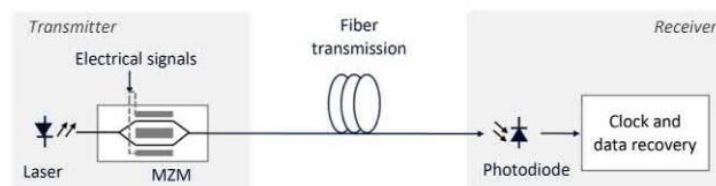
Μετά τη μετάδοση της ίνας και τη φωτοανίχνευση, ο δέκτης πραγματοποιεί ανάκτηση ρολογιού και στη συνέχεια θέτει ένα κατάλληλο κατώφλι για να αποφασίσει αν το λαμβανόμενο σύμβολο είναι λογικό 0 ή 1. Σε μια τυπική περίπτωση, δεν χρησιμοποιείται προσαρμοστικό ψηφιακό φίλτράρισμα και η διασυμβολική παρεμβολή, εάν υπάρχει, δεν μετριάζεται πριν από την απόφαση για το σύμβολο. Επιπλέον, για σκοπούς μικρής εμβέλειας, δεν χρησιμοποιείται κωδικοποίηση διόρθωσης σφαλμάτων προς τα εμπρός (FEC).

Το πλεονέκτημα των DML είναι ότι η διαμόρφωση υλοποιείται μέσα στην πηγή λέιζερ και δεν χρειάζεται να συνδεθεί φως μεταξύ ενός λέιζερ και ενός διαμορφωτή. Με αυτόν τον τρόπο, το κόστος κατασκευής και συσκευασίας ελαχιστοποιείται. Τα συστήματα DD που βασίζονται σε DML χρησιμοποιούνται για συστήματα 10 Gb/s. Η έρευνα και οι εργαστηριακές επιδείξεις έχουν δείξει ότι τα DML μπορούν να έχουν εύρος ζώνης πέραν των 50 GHz και είναι ικανά να διαμορφώνουν δεδομένα με ταχύτητα 100 Gb/s. Ωστόσο, οι εφαρμογές για τα συστήματα DD που βασίζονται σε DML είναι περιορισμένες κυρίως λόγω του περιορισμένου λόγου απόσβεσης των DML και άλλων περιορισμών, όπως το chirp του λέιζερ, όπου η διαμόρφωση αλλάζει τη συχνότητα του λέιζερ άμεσα.



Σχήμα 5: Σχηματική δομή ενός συστήματος διαμόρφωσης έντασης και άμεσης ανίχνευσης (IM-DD) με βάση τον διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης (EAM).

Υψηλότερη ακεραιότητα σήματος μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση εξωτερικών διαμορφωτών, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 5 από [3]. Ένας δημοφιλής τύπος εξωτερικών διαμορφωτών για συστήματα DD αναφέρεται ως διαμορφωτής ηλεκτροαπορρόφησης (EAM). Ένας EAM κατασκευάζεται συχνά με τη μορφή ημιαγωγού κυματοδηγού με ηλεκτρόδια για την εφαρμογή ηλεκτρικού πεδίου σε κατεύθυνση κάθετη προς τη διεύθυνση διάδοσης της δέσμης φωτός. Το οπτικό φάσμα απορρόφησης του ημιαγωγού (άρα και η ισχύς εξόδου του διαμορφωτή) μεταβάλλεται από το εφαρμοζόμενο ηλεκτρικό πεδίο, ιδιότητα γνωστή ως φαινόμενο Franz-Keldysh. Οι EAM μπορούν να λειτουργήσουν με χαμηλές τάσεις οδήγησης (της τάξης των 2 V) και μπορούν να παρέχουν εύρος ζώνης άνω των 100 GHz. Μπορούν να ενσωματωθούν με λέιζερ κατανεμημένης ανάδρασης στο ίδιο τσιπ και το συνδυασμένο λέιζερ και EAM αναφέρεται ως λέιζερ διαμορφωτή ηλεκτροαπορρόφησης (EML).



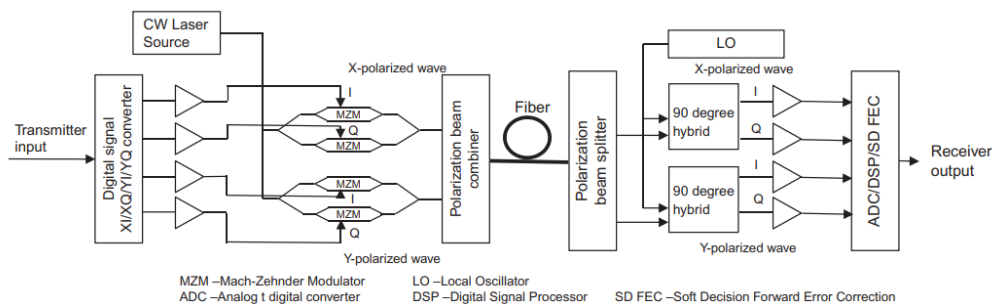
Σχήμα 6: Σχηματική δομή ενός συστήματος διαμόρφωσης έντασης και άμεσης ανίχνευσης (IM-DD) με διαμορφωτή MachZehnder.

Αν και τα EML έχουν καλύτερο λόγο από τα DML, εξακολουθούν να παράγουν chirp διαμόρφωσης. Για να αποφευχθεί αυτό, μπορούν να χρησιμοποιηθούν διαμορφωτές Mach-Zehnder (MZM). Ένας MZM είναι ένας διαφορετικός τύπος εξωτερικών διαμορφωτών που επιτυγχάνει διαμόρφωση έντασης συνδυάζοντας δύο διαμορφωτές φάσης σε ένα σχήμα συμβολόμετρου Mach-Zehnder. Χρησιμοποιώντας διαφορική οδήγηση ή διαμόρφωση push-pull, ο MZM μπορεί να είναι χωρίς chirp. Ένα σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος IM-DD που βασίζεται σε MZM παρουσιάζεται στο σχήμα 6 από το [3].

Τα αρχικά συστήματα επικοινωνίας με οπτικές ίνες χρησιμοποιούσαν την τεχνολογία διαμόρφωσης έντασης-άμεσης ανίχνευσης (IM-DD) (σχήμα 2), με μορφή NRZ, επίσης γνωστή ως δυαδική διαμόρφωση πλάτους. Η ανάπτυξη της τεχνολογίας IM-DD προχώρησε καλά από μερικά Mb/s σε 100 Gb/s και σήμερα κλιμακώνεται σε 400 Gb/s με διαμόρφωση PAM4. Μια πηγή λέιζερ (όπως στα VCSEL) διαμορφώνεται άμεσα ή διαμορφώνεται με ένταση, όπως με τους διαμορφωτές Mach-Zehnder (MZM), και ανιχνεύεται άμεσα από έναν φωτοανιχνευτή. Η τεχνολογία IM-DD παραμένει σήμερα η βάση των περισσότερων οπτικών διεπαφών από την πλευρά του πελάτη (συνδέσιμοι πομποδέκτες ή ενεργά οπτικά καλώδια).

1.3.3 Συνεκτική Ανίχνευση

Η πιο προηγμένη μέθοδος ανίχνευσης είναι η συνεκτική ανίχνευση, όπου ο δέκτης υπολογίζει τις μεταβλητές απόφασης με βάση την ανάκτηση του πλήρους ηλεκτρικού πεδίου, το οποίο περιέχει πληροφορίες τόσο για το πλάτος όσο και για τη φάση. Η συνεκτική ανίχνευση επιτρέπει έτσι τη μεγαλύτερη ευελιξία στις μορφές διαμόρφωσης, καθώς η πληροφορία μπορεί να κωδικοποιηθεί στο πλάτος και τη φάση ή εναλλακτικά τόσο στις ενδοφασικές (I) όσο και στις τετραγωνικές (Q) συνιστώσες ενός φέροντος.



Σχήμα 7: Σχηματική δομή ενός συστήματος οπτικής επικοινωνίας με Coherent detection

Η συνεκτική οπτική ψηφιακή μετάδοση επιτυγχάνει λειτουργία χωρίς σφάλματα σε συνδέσεις με χαμηλότερο OSNR (μεγαλύτερες αποστάσεις) σε συστήματα WDM υψηλής χωρητικότητας, αξιοποιώντας αποτελεσματικά τη φάση και την πόλωση του οπτικού σήματος. Στο σχήμα 7 από το [3] παρουσιάζεται το μπλοκ διάγραμμα ενός coherent οπτικού αναμεταδότη, στον οποίο ένα ψηφιακό σήμα μετατρέπεται στις ενδοφασικές (I) και τετραγωνικές (Q) συνιστώσες των πολωμένων κυμάτων X και Y, αντίστοιχα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τέσσερα σήματα. Τα ηλεκτρικά σήματα XI και XQ οδηγούν τα MZMs για το X-πολωμένο κύμα και τα ηλεκτρικά σήματα YI και YQ οδηγούν τα MZMs για το Y-πολωμένο κύμα. Στη συνέχεια, τα κύματα με πόλωση X και Y συνδυάζονται για τη δημιουργία του οπτικού σήματος με κλειδί μετατόπισης φάσης και διπλή πόλωση, το οποίο δημιουργεί ένα οπτικό σήμα διπλής πόλωσης με τετραγωνική κλειδί μετατόπισης φάσης (DP-QPSK). Στον οπτικό δέκτη, το οπτικό σήμα DP-QPSK διαχωρίζεται σε κάθε μία από τις δύο πολώσεις και στη συνέχεια παρεμβάλλεται με μια πηγή φωτός λέιζερ που χρησιμοποιείται ως τοπικός ταλαντωτής (LO) προκειμένου να ανιχνευθούν οι συνιστώσες φάσης I και οι συνιστώσες φάσης Q τετραγωνισμού των πολωμένων κυμάτων X και Y. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται συνεκτική ανίχνευση επειδή ανιχνεύει σήματα προκαλώντας παρεμβολή μεταξύ του σήματος και του LO. Η συνεκτική ανίχνευση διατηρεί πλήρως τις πληροφορίες του λαμβανόμενου οπτικού σήματος, δηλαδή το πλάτος, τη φάση, τη συχνότητα και την πόλωση, επιτρέποντας έτσι υψηλότερη φασματική απόδοση. Οι ανιχνευόμενες συνιστώσες I και Q των πολωμένων κυμάτων X και Y μετατρέπονται σε ηλεκτρικά σήματα από τους φωτοανιχνευτές και στη συνέχεια μετατρέπονται σε ψηφιακά δεδομένα από έναν αναλογικό-ψηφιακό μετατροπέα (ADC).

Η ψηφιακή συνεκτική ανίχνευση ανοίγει πόρτες στην οπτικές επικοινωνίες για τη χρήση αστερισμών υψηλότερης τάξης για την προσέγγιση της χωρητικότητας Shannon. Οι ευρέως μελετημένοι τύποι διαμόρφωσης για υποθαλάσσια συστήματα είναι οι τύποι τετραγωνικής διαμόρφωσης πλάτους (QAM) και οι τύποι κλειδώματος μετατόπισης φάσης πλάτους (APSK) με 16, 32 και 64 σημεία αστερισμού. Ωστόσο, η αύξηση του μεγέθους αστερισμού για τη δημιουργία μορφών διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της ευαισθησίας του δέκτη, έτσι ώστε η επιτεύξιμη απόσταση για το ίδιο οπτικό SNR και τους ίδιους αλγορίθμους FEC να μειώνεται ραγδαία με την αύξηση του SE. Μέχρι πρόσφατα, οι περισσότερες από τις βελτιώσεις στα πρακτικά οπτικά συνεκτικά συστήματα επικεντρώνονταν στη μείωση της ποινής εφαρμογής των μορφών QAM με τη χρήση των εξελίξεων σε υψηλής ταχύτητας DSP και υλικού, συμπεριλαμβανομένων των ψηφιο-αναλογικών μετατροπών και των αναλογικο-ψηφιακών μετατροπών. Οι ερευνητές έχουν μελετήσει πολλές τεχνικές διαμόρφωσης και κωδικοποίησης για την αύξηση της ευαισθησίας του δέκτη. Τέτοιες τεχνικές ήταν η trellis-CM, η πολυεπίπεδη κωδικοποίηση, η διαμόρφωση αστερισμού, οι δυαδικοί και μη δυαδικοί κώδικες FEC που επιτυγχάνουν χωρητικότητα, η κωδικοποιημένη διαμόρφωση με παρεμβολή bit (BICM) και η πολυδιάστατη CM. Περαιτέρω μειώσεις της απόστασης από το όριο Shannon εξαρτώνται τώρα από τη βελτίωση της μορφής διαμόρφωσης και της τεχνικής κωδικοποίησης.

Επομένως η συνεκτική ανίχνευση (Coherent detection) επιτρέπει την κωδικοποίηση της πληροφορίας με δύο βαθμούς ελευθερίας, γεγονός που αυξάνει την ποσότητα της πληροφορίας ανά κανάλι. Επιτρέπει επίσης την ενσωμάτωση της λειτουργίας ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) σε έναν συνεκτικό δέκτη. Με τις τεχνικές συνεκτικής ανίχνευσης, έχουν προταθεί προηγμένες μορφές διαμόρφωσης, όπως BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, και υψηλότερα επίπεδα μορφών διαμόρφωσης, οι οποίες έχουν ωθήσει τη χωρητικότητα του καναλιού στα 100 Gb/δευτερόλεπτο και πέρα.

Η χρήση του DSP επιτρέπει επίσης την υποστήριξη διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης, όπως η τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους με 8-αριαία QAM, 16-αριαία QAM ή 64-αριαία QAM. Για παράδειγμα, ένα σύστημα 16-ary QAM αναπαριστά 16 τιμές bit και μπορεί έτσι να μεταδώσει διπλάσια ποσότητα πληροφοριών σε σύγκριση με το σύστημα QPSK. Σημειώστε, ωστόσο, ότι όσο υψηλότερη είναι η τάξη διαμόρφωσης, τόσο λιγότερα είναι τα φωτόνια ανά bit και τόσο πιο προηγμένες είναι οι απαιτήσεις επεξεργασίας σήματος. Ο DSP μπορεί επίσης να εκτελέσει διαμόρφωση παλμού, FEC, μη γραμμική αντιστάθμιση και ADC υψηλής ταχύτητας στο δέκτη, ενισχύοντας τη λειτουργία στη διαμόρφωση πλάτους/φάσης υψηλότερης τάξης με τις αντίστοιχες υψηλότερες φασματικές αποδόσεις (bits/sec/Hz). Ο ρυθμός συμβόλων λαμβάνει υπόψη την επιβάρυνση πλαισίωσης, την επιβάρυνση FEC, τον ρυθμό δεδομένων και τον αριθμό των bits ανά σύμβολο. Για παράδειγμα, με διαμόρφωση QPSK 2 bits/σύμβολο, 2 καταστάσεις πόλωσης, με απαίτηση ρυθμού μετάδοσης 100 Gbit/s, επιβάρυνση πλαισίωσης 9%, επιβάρυνση FEC 27%, καταλήγουμε σε 33 Gbaud.

1.3.4 Πλεονεκτήματα Άμεσης Ανίχνευσης^[4]

1. Κόστος. Μεταξύ όλων των οπτοηλεκτρονικών εξαρτημάτων που το απαρτίζουν, αναγνωρίζουμε το λέιζερ ως σημαντικό παράγοντα διαφοροποίησης του "παιχνιδιού". Τα λέιζερ για εφαρμογές CD πρέπει να είναι στενού εύρους γραμμής και σταθεροποιημένα ως προς τη θερμοκρασία και, ως εκ τούτου, τείνουν να είναι ογκώδη και ακριβά. Αντίθετα, τα λέιζερ για DD μπορούν να είναι μη ψυχόμενα και επομένως φθηνά. Αν δεν υπάρξει κάποια ανακάλυψη στα φωτονικά ολοκληρωμένα κυκλώματα, τα λέιζερ υψηλής απόδοσης αποτελούν το θεμελιώδες εμπόδιο κόστους για τα συστήματα CD.

2. Ενεργειακή απόδοση. Καθώς τόσο ο ρυθμός συμβόλων όσο και η χωρητικότητα συνεχίζουν να αυξάνονται, η κατανάλωση ενέργειας καθίσταται κρίσιμο ζήτημα. Τα συστήματα CD βασίζονται σε ενεργοβόρο DSP για την παραγωγή και τη λήψη σήματος, κάτι που δεν είναι επιθυμητό για εφαρμογές μεγάλης χωρητικότητας και υψηλής πυκνότητας.

1.3.5 Πλεονεκτήματα Συνεκτικής Ανίχνευσης^[5]

1. Καλύτερη ευαισθησία, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μείωση της απαιτούμενης ισχύος του λέιζερ, για την ανταλλαγή με μια μορφή διαμόρφωσης υψηλότερου επιπέδου για τη μείωση της απαίτησης εύρους ζώνης του στοιχείου, ή ένα περιθώριο υψηλής ισχύος για μεγαλύτερης διάρκειας σύνδεση.

2. Μεγαλύτερη ανοχή σε οπτικές βλάβες όπως η χρωματική διασπορά. Για έναν πομποδέκτη IM-DD πέραν των 100 Gbaud, η χρωματική διασπορά μπορεί να προκαλέσει σοβαρή εξασθένηση για μια σύνδεση μερικών χιλιομέτρων.

3. Υψηλότερη φασματική απόδοση, η οποία μπορεί να αποτελέσει ζήτημα στο μέλλον. Με τις συνεχείς βελτιώσεις της τεχνολογίας CMOS, υπάρχει η δυνατότητα να χρησιμοποιηθεί η τεχνολογία συνεκτικής ανίχνευσης για διασυνδέσεις εντός του κέντρου δεδομένων.

1.3.6 Άμεση vs Συνεκτική ανίχνευση^[4]

Τα συστήματα DD υψηλής χωρητικότητας αντιμετωπίζουν τώρα έναν άνευ προηγουμένου ανταγωνισμό από τις τεχνολογίες συνεκτικής ανίχνευσης (CD). Από την πρώτη ανάπτυξη των αναμεταδοτών CD 40 Gb/s, τα συστήματα CD έχουν αντικαταστήσει τα DD ως "άλογα εργασίας" από τα υπερ-μακροπρόθεσμα έως τα μητροπολιτικά δίκτυα, ή για οποιαδήποτε δίκτυα πέραν της εμβέλειας των εκατοντάδων χιλιομέτρων και σε ρυθμούς πέραν των 100 Gb/s. Σήμερα, το 400ZR τυποποιείται για να μεταφέρει συνεκτική διαμόρφωση 400 Gb/s 16 QAM στοχεύοντας σε εφαρμογές εντός του κέντρου δεδομένων με εμβέλεια έως και 100 km. Κατά συνέπεια, τα συστήματα CD εισβάλλουν σταδιακά και με ταχείς ρυθμούς στην παραδοσιακή σφαίρα εφαρμογών DD. Το σχετικό ερώτημα που τίθεται είναι ποιο είναι το μέλλον των συστημάτων DD υψηλής απόδοσης.

1.3.7 Άμεση vs Συνεκτική ανίχνευση σε 100G Metro DCI^[6]

Η Direct Detection είναι βελτιστοποιημένη για μικρές αποστάσεις και συνδέσεις σημείο-προς-σημείο σε δίκτυα μετρό. Με την αξιοποίηση του PAM4, η άμεση ανίχνευση μπορεί να μεταφέρει σήματα άμεσης ανίχνευσης 100G έως και 80 χιλιόμετρα, ενώ συμμορφώνεται με τις απαιτήσεις για τον λόγο οπτικού σήματος προς θόρυβο. Με το πλεονέκτημα του μικρού μεγέθους, της απλοποιημένης δομής και της χαμηλής κατανάλωσης, το σύστημα επικοινωνίας άμεσης ανίχνευσης διαμόρφωσης έντασης (IM/DD) γίνεται η ιδανική επιλογή για οπτικές επικοινωνίες μικρών αποστάσεων. Εκτός αυτού, οι τεχνολογικές εξελίξεις, όπως το PAM4, έχουν οδηγήσει στην άμεση ανίχνευση ως μια επιτακτική επιλογή για τα δίκτυα DCI μετρό.

Η Coherent detection είναι μια έννοια που προέρχεται από τα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας και έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως στις επικοινωνίες οπτικών ινών, φέρνοντας κατά συνέπεια μεγάλα οφέλη στα οπτικά δίκτυα μεγάλων αποστάσεων. Για το DCI μετρό 100G, η συνεκτική ανίχνευση βελτιώνει την απόδοση και τη φασματική αποδοτικότητα, αλλά το αυξημένο κόστος και η κατανάλωση ισχύος των συνεκτικών λύσεων αποτελούν ανησυχητικά προβλήματα.

Και οι δύο μέθοδοι ανίχνευσης χρησιμοποιούνται για τη διασύνδεση κέντρων δεδομένων 100G. Παρακάτω δίνεται ένας πίνακας στον οποίο συγκρίνουμε τις δύο μεθόδους όσον αφορά τους εξής τομείς :

χωρητικότητα ίνας, απλότητα, κόστος, κατανάλωση ενέργειας και απόσταση.

Τομέας	Σύγκριση
Χωρητικότητα ίνας	Σε σύγκριση με την άμεση ανίχνευση, η συνεκτική ανίχνευση μπορεί να εξάγει πληροφορίες πλάτους, συχνότητας και φάσης από έναν οπτικό φορέα και, επομένως, μπορεί να επιτύχει πολύ μεγαλύτερη χωρητικότητα ίνας στο ίδιο εύρος ζώνης.
Απλότητα	Η συνεκτική ανίχνευση χρησιμοποιεί έναν ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP) που μπορεί να αντισταθμίσει τη μεγάλη χρωματική διασπορά και τη διασπορά τρόπου πόλωσης χωρίς την ανάγκη οπτικών ενισχυτών και αντισταθμιστών οπτικής διασποράς. Ωστόσο, η άμεση ανίχνευση απαιτεί πόρους υλικού ή ένα έξυπνο σύστημα οπτικών γραμμών για την αντιστάθμιση της διασποράς τρόπου λειτουργίας. Ως εκ τούτου, η συνεκτική ανίχνευση είναι πολύ απλούστερη από την άμεση ανίχνευση.
Κόστος	Τα δίκτυα συνεκτικής ανίχνευσης απαιτούν ειδικά για την εφαρμογή ολοκληρωμένα κυκλώματα και ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος, τα οποία δεν χρειάζονται τα δίκτυα άμεσης ανίχνευσης. Αυτό σημαίνει ότι η άμεση ανίχνευση εξαλείφει το σημαντικό κόστος των πομποδεκτών 100G, καθιστώντας την πιο ελκυστική από άποψη κόστους σε σύγκριση με τη συνεκτική ανίχνευση.
Κατανάλωση ενέργειας	Η ανάγκη για πρόσθετα οπτικά εξαρτήματα καθώς και για DSP στη συνεκτική ανίχνευση DCI έχει ως αποτέλεσμα όχι μόνο υψηλότερο κόστος αλλά και υψηλότερη κατανάλωση ενέργειας. Αντίθετα, η άμεση ανίχνευση αφαιρεί τον ενεργοβόρο DSP, καταναλώνοντας έτσι λιγότερη ισχύ από τα συστήματα συνεκτικής ανίχνευσης.
Απόσταση	Καθώς η ανάπτυξη της τεχνολογίας επιταχύνεται, η άμεση ανίχνευση μπορεί να μεταφέρει σήματα 100G με μέγιστη απόσταση έως και 80 χιλιόμετρα. Η συνεκτική ανίχνευση μπορεί να αναπτυχθεί σε όλο τον κόσμο και η απόσταση μετάδοσης μπορεί να είναι χιλιάδες χιλιόμετρα.

Δεν υπάρχει αμφιβολία ότι η Coherent Detection έχει μεγάλη ζήτηση στις εφαρμογές DCI metro , αλλά δεν μπορούμε να αρνηθούμε ότι η Direct Detection αναδύεται γρήγορα ως μια οικονομικά βιώσιμη μέθοδος στο DCI metro και η Direct Detection 100G αμφισβητεί την κυριαρχία της Coherent Detection για τις εφαρμογές DCI metro.

1.4 Σκοπός Διπλωματικής Εργασίας

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως στόχο τη μελέτη οπτικών επικοινωνιακών συστημάτων που χρησιμοποιούνται στη ζεύξη μεταξύ των κέντρων δεδομένων (data centers) και ισοσταθμιστών για την επίλυση του προβλήματος της Διασποράς που εμφανίζεται σε τέτοιου είδους τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις.

Εκτός από το θεωρητικό μέρος που αναφέρεται στα οπτικά επικοινωνιακά συστήματα, στη Διασπορά και τις επιδράσεις σε αυτά, υπάρχει και πειραματικό μέρος στο οποίο εμπεριέχεται μία προσομοίωση ενός direct detection οπτικού επικοινωνιακού συστήματος. Η προσομοίωση περιέχει επίσης και δύο είδη συστημάτων ισοστάθμισης της διασποράς έναν FFE και ESN που χρησιμοποιούν διάφορους τύπους νευρωνικών δικτύων. Όλη η προσομοίωση είναι υλοποιημένα σε περιβάλλον MatLab και μέσω διάφορων διαγραμμάτων μας δείχνει τη συμπεριφορά του συστήματος.

1.5 Δομή της Διπλωματικής Εργασίας

Στο Κεφάλαιο 1 έχουμε την εισαγωγή στις Οπτικές Επικοινωνίες. Στο κεφάλαιο αυτό έχουμε την ιστορική αναδρομή των οπτικών επικοινωνιών, περιγραφή οπτικού επικοινωνιακού συστήματος και περιγραφή των detect methods που χρησιμοποιούνται στα συστήματα αυτά.

Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται περιγραφή του φαινομένου της Διασποράς καθώς και τις επιπτώσεις που έχει στις οπτικές επικοινωνίες. Επίσης γίνεται ανάλυση της εξασθένισης ισχύος τόσο για τα direct όσο και για τα coherent detection συστήματα.

Στο Κεφάλαιο 3 έχουμε τα συστήματα ισοστάθμισης της Διασποράς. Εδώ γίνεται ανάλυση των FFE, Volterra, RNN και Reservoir Computing.

Στο Κεφάλαιο 4 βρίσκεται η προσομοίωση του συστήματος καθώς και απεικόνιση των αποτελεσμάτων του με τη μορφή Heatmaps.

2

Διασπορά Οπτικών Ινών

2.1 Περιγραφή Διασποράς^[7]

Η Διασπορά είναι ο κύριος παράγοντας περιορισμού της απόδοσης στην επικοινωνία με οπτικές ίνες. Η διασπορά παρεμποδίζει σημαντικά την απόδοση της επικοινωνίας οπτικών ινών. Πιο Συγκεκριμένα η διασπορά ορίζεται ως η διάχυση του παλμού σε μια οπτική ίνα. Καθώς ένας παλμός φωτός διαδίδεται μέσω μιας ίνας, στοιχεία όπως το αριθμητικό άνοιγμα, η διάμετρος του πυρήνα, το προφίλ του δείκτη διάθλασης, το μήκος κύματος και το πλάτος της γραμμής λείζερ προκαλούν διεύρυνση του παλμού. Η διασπορά αυξάνεται κατά μήκος του μήκους της ίνας. Η συνολική επίδραση της διασποράς στην απόδοση ενός συστήματος οπτικών ινών είναι γνωστή ως διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Η διασυμβολική παρεμβολή εμφανίζεται όταν η διεύρυνση των παλμών που προκαλείται από τη διασπορά προκαλεί την επικάλυψη των παλμών εξόδου ενός συστήματος, καθιστώντας τους μη ανιχνεύσιμους. Η διασπορά χωρίζεται γενικά στις εξής κατηγορίες: διασπορά τρόπου λειτουργίας, χρωματική διασπορά και διασπορά τρόπου πόλωσης.

Η διασπορά τρόπου λειτουργίας ορίζεται ως η διασπορά του παλμού που προκαλείται από τη χρονική καθυστέρηση μεταξύ των τρόπων χαμηλότερης τάξης και των τρόπων υψηλότερης τάξης. Η διαμορφική διασπορά είναι προβληματική στις πολύτροπες ίνες, προκαλώντας περιορισμό του εύρους ζώνης.

Η χρωματική διασπορά (CD) είναι η διασπορά παλμών που οφείλεται στο γεγονός ότι τα διαφορετικά μήκη κύματος του φωτός διαδίδονται με ελαφρώς διαφορετικές ταχύτητες μέσα στην ίνα, επειδή ο δείκτης διάθλασης της γυάλινης ίνας είναι μια ποσότητα που εξαρτάται από το μήκος κύματος- τα διαφορετικά μήκη κύματος διαδίδονται με διαφορετικές ταχύτητες.

Η διασπορά τρόπου πόλωσης (PMD) εμφανίζεται λόγω της διπλοθλαστικότητας κατά μήκος της ίνας που προκαλεί την κίνηση διαφορετικών τρόπων πόλωσης με διαφορετικές ταχύτητες, γεγονός που θα οδηγήσει σε περιστροφή του προσανατολισμού της πόλωσης κατά μήκος της ίνας.

2.1.1 Διασπορά ταχύτητας ομάδας

Η ταχύτητα ομάδας (GVD) εξαρτάται από τη συχνότητα εξαιτίας της χρωματικής Διασποράς. Σαν αποτέλεσμα οι διαφορετικές φασματικές συνιστώσες του παλμού μεταδίδονται με ελαφρώς διαφορετικές ομάδας φαινόμενο που ονομάζεται διασπορά ταχύτητας ομάδας (GVD), ενδοτροπολογική διασπορά ή απλώς διασπορά στην ίνα. Η ενδοτροπολογική διασπορά έχει δύο συνιστώσες την διασπορά υλικού και τη διασπορά κυματοδηγησης.

Ας πάρουμε μία μονότροπη ίνα μήκους L . Στην έξοδο της ίνας θα φθάσει συγκεκριμένη φασματική συνιστώσα με συχνότητα ω μετά από χρονική καθυστέρηση $T = L/v_g$ όπου v_g η ταχύτητα ομάδας που ορίζεται ως :

$$v_g = (d\beta/d\omega)^{-1} \quad (2.1.1)$$

όπου το β έχει τη φυσική σημασία της σταθεράς διάδοσης. Η σταθερά αυτή χρησιμοποιείται για να ορίσουμε τον δείκτη τρόπου ή πραγματικό δείκτη και έχει τη φυσική σημασία ότι κάθε τρόπος διάδοσης της ίνας διαδίδεται με έναν πραγματικό δείκτη διάθλασης $\bar{n}$ του οποίου η τιμή βρίσκεται στο εύρος $n_1 < \bar{n} < n_2$

Ένας τρόπος παύει να είναι κυματοδηγούμενος όταν $n \leq n_2$.

Ισχύει ότι $\bar{n} = \beta/k_0$ όπου k_0 είναι κυματάρημος ελεύθερου χώρου για τον οποίο ισχύει ότι $k_0 = \omega / c = 2\pi/\lambda$ με λ να είναι το μήκος κύματος κενού του οπτικού πεδίου που ταλαντώνεται σε συχνότητα ω και c η σταθερά της ταχύτητας του φωτός.

Αν αντικαταστήσουμε $\beta = \bar{n}k_0 = \bar{n} \frac{\omega}{c}$ στην εξίσωση (2.1.1) μπορούμε να καταλήξουμε στο τύπο $v_g = c/n_g$ όπου n_g είναι ο δείκτης ομάδας που δίνεται από την εξίσωση :

$$n_g = \bar{n} + \omega(d\bar{n}/d\omega) \quad (2.1.2)$$

Η εξάρτηση της ταχύτητας ομάδας από τη συχνότητα οδηγεί σε διεύρυνση του παλμού απλώς επειδή οι διάφορες φασματικές συνιστώσες του παλμού διασπείρονται κατά τη διάδοση και δεν φθάνουν ταυτόχρονα στην έξοδο της ίνας. Εάν $\Delta\omega$ είναι το φασματικό πλάτος του παλμού, η έκταση της διεύρυνσης του παλμού για μια ίνα μήκους L διέπεται από τη σχέση:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} = L\beta_2 \Delta\omega \quad (2.1.3)$$

όπου χρησιμοποιήθηκε η εξίσωση (2.1.1). Η παράμετρος $\beta_2 = d^2\beta/d\omega^2$ είναι γνωστή ως παράμετρος GVD. Καθορίζει πόσο θα διευρυνθεί ένας οπτικός παλμός κατά τη διάδοση στο εσωτερικό της ίνας. Σε ορισμένα οπτικά συστήματα επικοινωνίας, η διασπορά συχνότητας $\Delta\omega$ καθορίζεται από το εύρος των μηκών κύματος $\Delta\lambda$ που εκπέμπει η οπτική πηγή. Συνηθίζεται η χρήση του $\Delta\lambda$ αντί του $\Delta\omega$. Χρησιμοποιώντας $\omega = 2\pi c / \lambda$ και $\Delta\omega = (-2\pi c / \lambda^2) \Delta\lambda$, η εξίσωση (2.1.3) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\lambda = DL\Delta\lambda \quad (2.1.4)$$

όπου

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = - \frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.1.5)$$

Το D ονομάζεται παράμετρος διασποράς και εκφράζεται σε μονάδες $ps/(km \cdot nm)$.

Η επίδραση της διασποράς στο ρυθμό μετάδοσης B μπορεί να εκτιμηθεί με τη χρήση του κριτηρίου $B\Delta T < 1$. Με τη χρήση του ΔT από την εξίσωση (2.1.4) η συνθήκη αυτή γίνεται

$$BL|D|\Delta\lambda < 1 \quad (2.1.6)$$

Η εξίσωση (2.1.6) παρέχει μια εκτίμηση της τάξης μεγέθους του γινομένου BL που προσφέρουν οι μονότροπες ίνες. Για τις τυπικές ίνες πυριτίου, το D είναι σχετικά μικρό στην περιοχή μήκους κύματος κοντά στα 1,3 μm [$D \sim 1 \text{ ps}/(\text{km}\cdot\text{nm})$]. Για ένα λέιζερ ημιαγωγών, το φασματικό πλάτος $\Delta\lambda$ είναι 2-4 nm ακόμη και όταν το λέιζερ λειτουργεί σε πολλούς διαμήκεις τρόπους. Το γινόμενο BL τέτοιων συστημάτων φωτοκυμάτων μπορεί να υπερβαίνει τα 100 (Gb/s)-km. Πράγματι, τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα 1,3 μm λειτουργούν συνήθως με ρυθμό μετάδοσης 2 Gb/s με απόσταση αναμεταδοτών 40-50 km. Το γινόμενο BL των μονότροπων ινών μπορεί να υπερβεί το 1 (Tb/s)-km όταν χρησιμοποιούνται μονότροπα λέιζερ ημιαγωγών για τη μείωση του $\Delta\lambda$ κάτω από 1 nm.

Η παράμετρος διασποράς D μπορεί να μεταβάλλεται σημαντικά όταν το μήκος κύματος λειτουργίας μετατοπίζεται από τα 1,3 μm . Η εξάρτηση του D από το μήκος κύματος διέπεται από την εξάρτηση της συχνότητας του δείκτη $\bar{n}$. Από την εξίσωση (2.1.5), η D μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{d}{d\omega} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi}{\lambda^2} \left(2 \frac{d\bar{n}}{d\omega} + \omega \frac{d^2\bar{n}}{d\omega^2} \right) \quad (2.1.7)$$

χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.1.2).

Χρησιμοποιώντας μία άλλη σχέση του δείκτη τρόπου διάδοσης $\bar{n}$ στο μήκος κύματος λειτουργίας $\bar{n} = n_2 + b(n_1 - n_2) \approx n_2 + 1b\Delta$ (όπου b είναι μία σταθερά κανονικοποιημένης διάδοσης που ορίζεται

$b = \frac{\frac{\beta}{k_0} - n_2}{n_1 - n_2} = \frac{\bar{n} - n_2}{n_1 - n_2}$) και την εξίσωση που ορίζει την κανονικοποιημένη συχνότητα V που παίζει σημαντικό ρόλο στον προσδιορισμό της συνθήκης αποκοπής $V = k_0 a (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} = (2\pi/\lambda) a n_1 \sqrt{2\Delta}$ μπορούμε να γράψουμε τη διασπορά σαν άθροισμα δύο όρων:

$$D = D_M + D_W \quad (2.1.8)$$

όπου η διασπορά υλικού D_M και η διασπορά κυματοδότησης D_W δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$D_M = -\frac{2\pi}{\lambda^2} \frac{dn_{2g}}{d\omega} = \frac{1}{c} \frac{dn_{2g}}{d\lambda} \quad (2.1.9)$$

$$D_W = -\frac{2\pi\Delta}{\lambda^2} \left[\frac{n_{2g}^2}{n_2\omega} \frac{V d^2(Vb)}{dV^2} + \frac{dn_{2g}}{d\omega} \frac{d(Vb)}{dV} \right] \quad (2.1.10)$$

εδώ το n_{2g} είναι ο δείκτης διάθλασης ομάδας του υλικού του περιβλήματος. Για να ισχύουν οι εξισώσεις (2.1.8) και (2.1.10) η παράμετρος Δ θεωρήσαμε ότι εξαρτάται από τη συχνότητα. Ένας τρίτος όρος, γνωστός ως διαφορική διασπορά υλικού, θα πρέπει να προστεθεί στην εξίσωση (2.1.8) όταν $d\Delta/d\omega \neq 0$. Ωστόσο, η συμβολή του είναι αμελητέα στην πράξη.

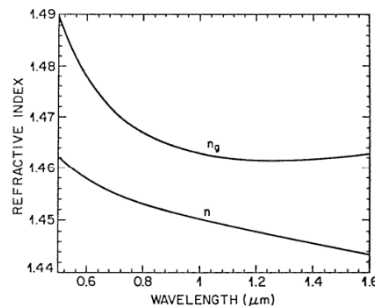
2.1.2 Διασπορά Υλικού

Η διασπορά υλικού εμφανίζεται επειδή ο δείκτης διάθλασης του διοξειδίου του πυριτίου, του υλικού που χρησιμοποιείται για την κατασκευή των ινών, αλλάζει με την οπτική συχνότητα ω . Σε θεμελιώδες επίπεδο, η προέλευση της διασποράς υλικού σχετίζεται με τις χαρακτηριστικές συχνότητες συντονισμού στις οποίες το υλικό απορροφά την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία. Μακριά από τους συντονισμούς του μέσου, ο δείκτης διάθλασης $n(\omega)$ προσεγγίζεται καλά από την εξίσωση Sellmeier:

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^M \frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \quad (2.1.2.1)$$

όπου ω_j είναι η συχνότητα συντονισμού και B_j είναι η ισχύς του ταλαντωτή. Εδώ το n σημαίνει n_1 ή n_2 , ανάλογα με το αν λαμβάνονται υπόψη οι ιδιότητες διασποράς του πυρήνα ή του περιβλήματος. Το άθροισμα στην εξίσωση (2.1.2.1) εκτείνεται σε όλους τους συντονισμούς υλικών που συμβάλλουν στην περιοχή

συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Στην περίπτωση των οπτικών ινών, οι παράμετροι B_j και ω_j λαμβάνονται εμπειρικά με προσαρμογή των μετρούμενων καμπυλών διασποράς στην εξίσωση (2.1.2.1) με $M = 3$. Εξαρτώνται από την ποσότητα των προσμίξεων και έχουν καταγραφεί σε πίνακες για διάφορα είδη ινών. Για το καθαρό διοξείδιο του πυριτίου οι παράμετροι αυτές βρέθηκαν να είναι $B_1 = 0,6961663$, $B_2 = 0,4079426$, $B_3 = 0,8974794$, $\lambda_1 = 0,0684043 \mu\text{m}$, $\lambda_2 = 0,1162414 \mu\text{m}$ και $\lambda_3 = 9,896161 \mu\text{m}$, όπου $\lambda_j = 2\pi c/\omega_j$ με $j = 1-3$. Ο δείκτης ομάδας $n_g = n + \omega(dn/d\omega)$ μπορεί να προκύψει χρησιμοποιώντας αυτές τις τιμές των παραμέτρων.



Σχήμα 8: Μεταβολή του δείκτη διάθλασης n και του δείκτη ομάδας n_g με το μήκος κύματος για τη γυαλίνο πυρίτιο.

Στο Σχήμα 8 από [7] παρουσιάζεται η εξάρτηση του n και του n_g από το μήκος κύματος στην περιοχή 0,5-1,6 μm για το λιωμένο διοξείδιο του πυριτίου. Η διασπορά υλικού DM σχετίζεται με την κλίση του n_g μέσω της σχέσης $D_M = c^{-1}(dn_g/d\lambda)$ [Εξ. (2.1.9)]. Αποδεικνύεται ότι $dn_g/d\lambda = 0$ σε $\lambda = 1,276 \mu\text{m}$. Αυτό το μήκος κύματος αναφέρεται ως μήκος κύματος μηδενικής διασποράς λ_{ZD} , αφού $D_M = 0$ σε $\lambda = \lambda_{ZD}$. Η παράμετρος διασποράς D_M είναι αρνητική κάτω από το λ_{ZD} και γίνεται θετική πάνω από αυτό. Στην περιοχή μηκών κύματος 1,25-1,66 μm μπορεί να προσεγγιστεί από μια εμπειρική σχέση

$$D_M \approx 122(1 - \lambda_{ZD}/\lambda) \quad (2.1.2.2)$$

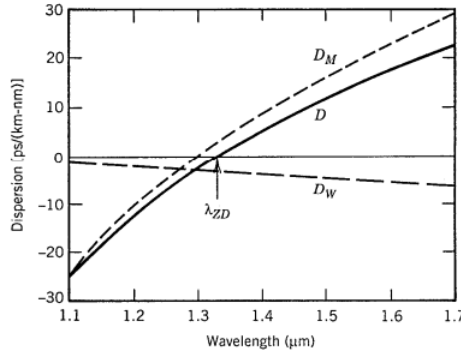
Πρέπει να τονιστεί ότι $\lambda_{ZD} = 1,276 \mu\text{m}$ μόνο για καθαρό διοξείδιο του πυριτίου. Μπορεί να κυμαίνεται στην περιοχή 1,27-1,29 μm για οπτικές ίνες των οποίων ο πυρήνας και το περίβλημα είναι προσμίξεις για να μεταβάλλεται ο δείκτης διάθλασης. Το μήκος κύματος μηδενικής διασποράς των οπτικών ινών εξαρτάται επίσης από την ακτίνα a του πυρήνα και το βήμα του δείκτη Δ μέσω της συνεισφοράς του κυματοδηγού στη συνολική διασπορά.

2.1.3 Διασπορά Κυματοδηγησης

Η συμβολή της διασποράς D_W του κυματοδηγού στην παράμετρο διασποράς D δίνεται από την εξίσωση (2.1.8) και εξαρτάται από την παράμετρο V της ίνας. Αποδεικνύεται ότι η D_W είναι αρνητική σε ολόκληρη την περιοχή μηκών κύματος 0-1,6 μm . Από την άλλη πλευρά, το D_M είναι αρνητικό για μήκη κύματος κάτω από λ_{ZD} και γίνεται θετικό πάνω από αυτό. Στο σχήμα 8 παρουσιάζονται τα D_M , D_W και το άθροισμά τους $D = D_M + D_W$, για μια τυπική μονότροπη ίνα. Η κύρια επίδραση της διασποράς του κυματοδηγού είναι να μετατοπίζει το λ_{ZD} κατά ένα ποσό 30-40 nm, έτσι ώστε η συνολική διασπορά να είναι μηδενική κοντά στα 1,31 μm . Μειώνει επίσης το D από την υλική του τιμή D_M στην περιοχή μηκών κύματος 1,3-1,6 μm που ενδιαφέρει τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας. Οι τυπικές τιμές του D είναι στην περιοχή 15-18 ps/(km-nm) κοντά στα 1,55 μm . Αυτή η περιοχή μήκους κύματος παρουσιάζει σημαντικό ενδιαφέρον για τα συστήματα φωτεινών κυμάτων, οι απώλειες της ίνας είναι ελάχιστες κοντά στα 1,55 μm . Οι υψηλές τιμές του D περιορίζουν την απόδοση των συστημάτων φωτεινών κυμάτων 1,55 μm .

Δεδομένου ότι η συνεισφορά D_W του κυματοδηγού εξαρτάται από τις παραμέτρους της ίνας, όπως η ακτίνα a του πυρήνα και η διαφορά δείκτη Δ , είναι δυνατόν να σχεδιαστεί η ίνα έτσι ώστε το λ_{ZD} να μετατοπίζεται στην περιοχή του 1,55 μm . Τέτοιες ίνες ονομάζονται ίνες μετατοπισμένης διασποράς. Είναι

επίσης δυνατό να προσαρμόσουμε τη συνεισφορά του κυματοδηγού έτσι ώστε η συνολική διασπορά D να είναι σχετικά μικρή σε ένα ευρύ φάσμα μηκών κύματος που εκτείνεται από 1,3 έως 1,6 μm . Τέτοιες ίνες ονομάζονται ίνες με πεπλατυσμένη διασπορά. Στο Σχήμα 9 από [7] παρουσιάζονται τυπικά παραδείγματα της εξάρτησης του D από το μήκος κύματος για τυπικές (συμβατικές), μετατοπισμένες ως προς τη διασπορά και πεπλατυσμένες ως προς τη διασπορά ίνες. Ο σχεδιασμός των ινών διασποράς-διασποράς τροποποιημένων ως προς τη διασπορά περιλαμβάνει τη χρήση πολλαπλών στρωμάτων επικάλυψης και την προσαρμογή του προφίλ του δείκτη διάθλασης.



Σχήμα 9: Συνολική διασπορά D και σχετικές συνεισφορές της διασποράς υλικού D_M και της διασποράς κυματοδηγού D_W για μια συμβατική μονότροπη ίνα. Το μήκος κύματος μηδενικής διασποράς μετατοπίζεται σε υψηλότερη τιμή λόγω της συνεισφοράς του κυματοδηγού.

Η διασπορά κυματοδηγού μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την παραγωγή ινών με μειωμένη διασπορά, στις οποίες η GVD μειώνεται κατά μήκος της ίνας λόγω αξονικών μεταβολών στην ακτίνα του πυρήνα. Σε ένα άλλο είδος ινών, γνωστό ως ίνες αντιστάθμισης της διασποράς, η GVD γίνεται κανονική και έχει σχετικά μεγάλο μέγεθος.

2.1.4 Διασπορά Ανώτερης-Τάξης

Από την εξίσωση (2.1.6) προκύπτει ότι το γινόμενο BL μιας μονότροπης ίνας μπορεί να αυξηθεί απεριόριστα με τη λειτουργία στο μήκος κύματος μηδενικής διασποράς λ_{ZD} , όπου $D = 0$. Τα φαινόμενα διασποράς, ωστόσο, δεν εξαφανίζονται εντελώς στο $\lambda = \lambda_{ZD}$. Οι οπτικοί παλμοί εξακολουθούν να παρουσιάζουν διεύρυνση λόγω των φαινομένων διασποράς υψηλότερης τάξης. Αυτό το χαρακτηριστικό μπορεί να γίνει κατανοητό σημειώνοντας ότι το D δεν μπορεί να μηδενιστεί σε όλα τα μήκη κύματος που περιέχονται στο φάσμα του παλμού με κέντρο το λ_{ZD} . Είναι σαφές ότι η εξάρτηση του D από το μήκος κύματος θα διαδραματίσει ρόλο στη διεύρυνση του παλμού. Τα φαινόμενα διασποράς ανώτερης τάξης διέπονται από την κλίση διασποράς $S = dD/d\lambda$. Η παράμετρος S ονομάζεται επίσης παράμετρος διαφορικής διασποράς. Χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.1.5) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$S = (2\pi c/\lambda^2)^2 \beta_3 + (4\pi c/\lambda^3) \beta_2 \quad (2.1.4.1)$$

όπου $\beta_3 = d\beta_2/d\omega \equiv d^3\beta/d\omega^3$ είναι η παράμετρος διασποράς τρίτης τάξης. Σε $\lambda = \lambda_{ZD}$, $\beta_2 = 0$ και το S είναι ανάλογο του β_3 . Η αριθμητική τιμή της κλίσης διασποράς S παίζει σημαντικό ρόλο στο σχεδιασμό των σύγχρονων συστημάτων WDM. Δεδομένου ότι $S > 0$ για τις περισσότερες ίνες, τα διάφορα κανάλια έχουν ελαφρώς διαφορετικές τιμές GVD. Αυτό το χαρακτηριστικό καθιστά δύσκολη την αντιστάθμιση της διασποράς για όλα τα κανάλια ταυτόχρονα. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, έχουν αναπτυχθεί νέου

είδους ίνες για τις οποίες το S είναι είτε μικρό (ίνες μειωμένης κλίσης) είτε αρνητικό (ίνες αντίστροφης διασποράς). Από την εξίσωση (2.1.6) φαίνεται ότι ο περιοριστικός ρυθμός μετάδοσης ενός καναλιού που λειτουργεί σε $\lambda = \lambda_{\text{ZD}}$ θα είναι απείρως μεγάλος. Ωστόσο, αυτό δεν ισχύει, καθώς το S ή το β_3 γίνεται ο περιοριστικός παράγοντας σε αυτή την περίπτωση. Μπορούμε να εκτιμήσουμε τον οριακό ρυθμό μετάδοσης bit σημειώνοντας ότι για μια πηγή φασματικού πλάτους $\Delta\lambda$, η πραγματική τιμή της παραμέτρου διασποράς γίνεται $D = S\Delta\lambda$. Το γινόμενο οριακού ρυθμού μετάδοσης-απόστασης μπορεί τώρα να ληφθεί χρησιμοποιώντας την εξίσωση (2.1.6) με αυτή την τιμή του D . Η προκύπτουσα συνθήκη γίνεται:

$$BL|S|(\Delta\lambda)^2 < 1 \quad (2.1.4.2)$$

Για ένα πολυτροπικό λέιζερ ημιαγωγών με $\Delta\lambda = 2 \text{ nm}$ και μια ίνα με μετατόπιση διασποράς με $S = 0,05 \text{ ps/(km-nm}^2\text{)}$ σε $\lambda = 1,55 \text{ }\mu\text{m}$, το προϊόν BL πλησιάζει τα 5 (Tb/s)-km . Περαιτέρω βελτίωση είναι δυνατή με τη χρήση μονότροπων λέιζερ ημιαγωγών.

2.1.5 Διασπορά πόλωσης-Τρόπου Διάδοσης

Μια πιθανή πηγή διεύρυνσης του παλμού σχετίζεται με τη διπλοθλαστικότητα της ίνας. Μικρές αποκλίσεις από την τέλεια κυλινδρική συμμετρία οδηγούν σε διπλοθλαστικότητα λόγω των διαφορετικών δεικτών λειτουργίας που σχετίζονται με τις ορθογώνια πολωμένες συνιστώσες της θεμελιώδους λειτουργίας της ίνας. Εάν ο παλμός εισόδου διεγείρει και τις δύο συνιστώσες πόλωσης, γίνεται ευρύτερος καθώς οι δύο συνιστώσες διασπείρονται κατά μήκος της ίνας λόγω των διαφορετικών ταχυτήτων ομάδας τους. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται PMD και έχει μελετηθεί εκτενώς επειδή περιορίζει την απόδοση των σύγχρονων συστημάτων φωτοκυμάτων. Σε ίνες με σταθερή διπλοθλαστικότητα (π.χ. ίνες που διατηρούν την πόλωση), η διεύρυνση του παλμού μπορεί να εκτιμηθεί από τη χρονική καθυστέρηση ΔT μεταξύ των δύο συνιστωσών πόλωσης κατά τη διάδοση του παλμού. Για μια ίνα μήκους L , το ΔT δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta T = \left| \frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} \right| = L|\beta_{1x} - \beta_{1y}| = L(\Delta\beta_1) \quad (2.1.5.1)$$

όπου οι δείκτες x και y προσδιορίζουν τους δύο ορθογώνια πολωμένους τρόπους και το $\Delta\beta_1$ σχετίζεται με τη διαφορά στις ταχύτητες ομάδας κατά μήκος των δύο κύριων καταστάσεων πόλωσης. Η ποσότητα $\Delta T/L$ αποτελεί μέτρο της PMD. Για ίνες που διατηρούν την πόλωση, το $\Delta T/L$ είναι αρκετά μεγάλο ($\sim 1 \text{ ns/km}$) όταν οι δύο συνιστώσες διεγείρονται εξίσου στην είσοδο της ίνας, αλλά μπορεί να μειωθεί στο μηδέν με την εκτόξευση του φωτός κατά μήκος ενός από τους κύριους άξονες.

Αρκετοί άλλοι παράγοντες πρέπει να ληφθούν υπόψη στην πράξη. Η παρουσία απωλειών που εξαρτώνται από την πόλωση μπορεί να προκαλέσει πρόσθετη διεύρυνση. Επίσης, οι επιδράσεις της PMD δεύτερης και υψηλότερης τάξης γίνονται σημαντικές σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης (40 Gb/s ή περισσότερο) ή για συστήματα στα οποία οι επιδράσεις πρώτης τάξης εξαλείφονται με τη χρήση αντισταθμιστή PMD.

2.1.6 Επίδραση της Διασποράς στο Ρυθμό bit

Ο περιορισμός που επιβάλλεται στο ρυθμό μετάδοσης bit από τη διασπορά της ίνας μπορεί να είναι αρκετά διαφορετικός ανάλογα με το φασματικό πλάτος της πηγής.

Για να λάβουμε υπόψη το φασματικό πλάτος της πηγής, πρέπει να αντιμετωπίσουμε το οπτικό πεδίο ως στοχαστική διαδικασία και να λάβουμε υπόψη τις ιδιότητες συνοχής της πηγής μέσω της συνάρτησης αμοιβαίας συνοχής. Το παράρτημα C δείχνει πώς μπορεί να υπολογιστεί ο παράγοντας διεύρυνσης σε αυτή την περίπτωση. Όταν το φάσμα της πηγής είναι γκαουσιανό με το RMS φασματικό πλάτος σ_ω , ο παράγοντας διεύρυνσης προκύπτει από

$$\frac{\sigma^2}{\sigma_0^2} = \left(1 + \frac{C\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1 + V_\omega^2) \left(\frac{\beta_2 L}{2\sigma_0^2}\right)^2 + (1 + C^2 + V_\omega^2)^2 \left(\frac{\beta_3 L}{4\sqrt{2}\sigma_0^3}\right)^2 \quad (2.1.6.1)$$

όπου V_ω ορίζεται ως $V_\omega = 2\sigma_\omega\sigma_0$. Η εξίσωση (2.1.6.1) παρέχει μια έκφραση για την επαγόμενη από τη διασπορά διεύρυνση των παλμών εισόδου Gauss υπό αρκετά γενικές συνθήκες.

Στις Οπτικές πηγές με μεγάλο φασματικό εύρος ισχύει για την εξίσωση (2.1.6.1) ότι ο $V_\omega \gg 1$. Θεωρήστε πρώτα την περίπτωση ενός συστήματος φωτεινών κυμάτων που λειτουργεί μακριά από το μήκος κύματος μηδενικής διασποράς, έτσι ώστε ο όρος β_3 να μπορεί να αμεληθεί. Οι επιδράσεις του chirp συχνότητας είναι αμελητέες για πηγές με μεγάλο φασματικό πλάτος. Θέτοντας $C = 0$ στην εξίσωση (2.1.6.1), λαμβάνουμε

$$\sigma^2 = \sigma_0^2 + (\beta_2 L \sigma_\omega)^2 \equiv \sigma_0^2 + (DL\sigma_\lambda)^2 \quad (2.1.6.2)$$

όπου σ_λ είναι το RMS φασματικό πλάτος της πηγής σε μονάδες μήκους κύματος. Το πλάτος του παλμού εξόδου δίνεται συνεπώς από τη σχέση

$$\sigma = (\sigma_0^2 + \sigma_D^2)^{1/2} \quad (2.1.6.3)$$

όπου $\sigma_D \equiv |D|L\sigma_\lambda$ παρέχει ένα μέτρο της διεύρυνσης που προκαλείται από τη διασπορά. Μπορούμε να συσχετίσουμε το σ με το ρυθμό μετάδοσης bit χρησιμοποιώντας το κριτήριο ότι ο διευρυμένος παλμός πρέπει να παραμείνει εντός της διατιθέμενης σχισμής bit, $T_B = 1/B$, όπου B είναι ο ρυθμός μετάδοσης bit. Ένα ευρέως χρησιμοποιούμενο κριτήριο είναι $\sigma \leq T_B/4$. Για τους γκαουσιανούς παλμούς τουλάχιστον το 95% της ενέργειας του παλμού παραμένει εντός της σχισμής bit. Ο περιοριστικός ρυθμός bit δίνεται από $4B\sigma \leq 1$. Στο όριο $\sigma_D \gg \sigma_0$, $\sigma \approx \sigma_D = |D|L\sigma_\lambda$ και η συνθήκη γίνεται

$$BL|D|\sigma_\lambda \leq 1/4 \quad (2.1.6.4)$$

Στις Οπτικές πηγές με μικρό φασματικό εύρος ισχύει ότι $V_\omega \ll 1$ στην εξίσωση (2.1.6.1). Όπως και προηγουμένως, αν αμελήσουμε τον όρο β_3 και θέσουμε $C = 0$, η Εξ. (2.1.6.1) μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής

$$\sigma^2 = \sigma_0^2 + (\beta_2 L/2\sigma_0)^2 \equiv \sigma_0^2 + \sigma_D^2 \quad (2.1.6.5)$$

Η σύγκριση με την εξίσωση (2.1.6.3) αποκαλύπτει μια σημαντική διαφορά μεταξύ των δύο περιπτώσεων. Στην περίπτωση στενού φάσματος της πηγής, η διεύρυνση λόγω διασποράς εξαρτάται από το αρχικό πλάτος σ_0 , ενώ είναι ανεξάρτητη από το σ_0 όταν κυριαρχεί το φασματικό πλάτος της οπτικής πηγής. Στην πραγματικότητα, το σ μπορεί να ελαχιστοποιηθεί επιλέγοντας μια βέλτιστη τιμή του σ_0 . Η ελάχιστη τιμή του σ βρέθηκε ότι εμφανίζεται για $\sigma_0 = \sigma_D = (|\beta_2|L/2)^{1/2}$ και δίνεται από τη σχέση $\sigma = (|\beta_2|L)^{1/2}$. Ο οριακός ρυθμός μετάδοσης λαμβάνεται με τη χρήση $4B\sigma \leq 1$ και οδηγεί στη συνθήκη

$$B\sqrt{|\beta_2|L} \leq \frac{1}{4} \quad (2.1.6.6)$$

Η κύρια διαφορά από την εξίσωση (2.1.6.4) είναι ότι το B κλιμακώνεται ως $L^{-1/2}$ αντί για L^{-1} .

2.1.7 Οπτικές Απώλειες και συντελεστής εξασθένησης Ισχύος

Οι απώλειες των ινών αποτελούν έναν άλλο περιοριστικό παράγοντα, επειδή μειώνουν την ισχύ του σήματος που φτάνει στον δέκτη. Καθώς οι οπτικοί δέκτες χρειάζονται ένα ορισμένο ελάχιστο ποσό ισχύος για την ακριβή ανάκτηση του σήματος, η απόσταση μετάδοσης περιορίζεται εγγενώς από τις απώλειες της ίνας. Στην πραγματικότητα, η χρήση ινών πυριτίου για οπτικές επικοινωνίες έγινε πρακτική μόνο όταν οι απώλειες μειώθηκαν σε αποδεκτό επίπεδο κατά τη δεκαετία του 1970. Με την έλευση των οπτικών ενισχυτών στη δεκαετία του 1990, οι αποστάσεις μετάδοσης μπορούν να υπερβούν αρκετές χιλιάδες χιλιόμετρα με την περιοδική αντιστάθμιση των συσσωρευμένων απωλειών. Ωστόσο, εξακολουθούν να απαιτούνται ίνες με χαμηλές απώλειες, δεδομένου ότι η απόσταση μεταξύ των ενισχυτών καθορίζεται από τις απώλειες της ίνας.

Υπό αρκετά γενικές συνθήκες, οι μεταβολές στη μέση οπτική ισχύ P μιας ροής bit που διαδίδεται μέσα σε μια οπτική ίνα διέπονται από το νόμο του Beer:

$$\frac{dP}{dz} = -aP \quad (2.1.7.1)$$

όπου a είναι ο συντελεστής εξασθένησης, a στην Εξ. (2.1.7.1) περιλαμβάνει όχι μόνο την απορρόφηση υλικού αλλά και άλλες πηγές εξασθένησης ισχύος. Εάν P_{in} είναι η ισχύς που εκπέμπεται στο άκρο εισόδου μιας ίνας μήκους L , η ισχύς εξόδου P_{out} από την Εξ. (2.1.7.1) δίνεται από τη σχέση

$$P_{out} = P_{in} \exp(-aL) \quad (2.1.7.2)$$

Συνηθίζεται να εκφράζεται το a σε μονάδες dB/km χρησιμοποιώντας τη σχέση

$$a \left(\frac{dB}{km} \right) = \frac{10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \approx 4.343a \quad (2.1.7.3)$$

και την αναφέρουμε ως παράμετρο απώλειας ίνας. Οι απώλειες των ινών εξαρτώνται από το μήκος κύματος του μεταδιδόμενου φωτός.

2.2 Εξασθένηση ισχύος σε συστήματα άμεσης ανίχνευσης^[8]

Σε αυτή την υποενότητα εξετάζουμε την επίδραση της χρωματικής διασποράς (CD) στα συστήματα επικοινωνίας που βασίζονται σε IMDD και στο πώς επηρεάζεται η ισχύς. Η συνάρτηση μεταφοράς της CD στο συνεχές πεδίο της συχνότητας για διάδοση σε απόσταση L είναι

$$H_{CD}(\omega) = e^{j1/2\beta_2\omega^2L} \quad (2.2.1)$$

όπου β_2 είναι ο συντελεστής CD στη συχνότητα λειτουργίας του λέιζερ $f_o = \omega_o/2\pi$ και ω είναι η απόκλιση της γωνιακής συχνότητας από εκείνη του λέιζερ. Περίπου στο $f_o = 193,4$ THz (1550 nm), το β_2 είναι περίπου -21,5 ps²/km. Αν και η έκφραση κλειστού τύπου $H_{CD}(\omega)$ είναι ένας γνωστός τύπος, το αντίστοιχο της στο πεδίο του χρόνου για επεξεργασία σήματος διακριτού χρόνου, $h_{CD}(nT)$, σπάνια αναφέρεται. Η χρωματική διασπορά μπορεί να μειώσει σοβαρά τη λαμβανόμενη ισχύ. Ένα πεδίο εκπομπής της μορφής $E_{Tx}(t) = \sqrt{P_{Tx}(t)}e^{j\phi_{Tx}(t)}$ επηρεασμένο από χρωματική διασπορά γίνεται

$$\begin{aligned} E_{Rx}(t) &= E_{Tx}(t) \otimes h_{CD}(t) \\ &= \left(\begin{bmatrix} \sqrt{P_{Tx}(t)} \cos(\phi_{Tx}(t)) \\ \sqrt{P_{Tx}(t)} \sin(\phi_{Tx}(t)) \end{bmatrix} \otimes h_R(t) - \right. \\ &\quad \left. j \begin{bmatrix} \sqrt{P_{Tx}(t)} \cos(\phi_{Tx}(t)) \\ \sqrt{P_{Tx}(t)} \sin(\phi_{Tx}(t)) \end{bmatrix} \otimes h_I(t) \right) \end{aligned} \quad (2.2.2)$$

όπου $\otimes$ αντιπροσωπεύει τη συνέλιξη. Το οπτικό πεδίο $E_{Rx}(t)$ μετά τη διάδοση εξαρτάται από πολλαπλές παραμέτρους. Φυσικά εξαρτάται από το $E_{Tx}(t)$ και από το φασματικό πλάτος και σχήμα του, τα οποία εξαρτώνται τόσο από το $\sqrt{P_{Tx}(t)}$ όσο και από το $e^{j\phi_{Tx}(t)}$, αλλά και από τη διασπορά μέσω των L και β_2 . Η ανεπιθύμητη και ανεξέλεγκτη διαμόρφωση του $\Phi_{Tx}(t)$ μέσω της διαμόρφωσης του $P_{Tx}(t)$, ένα φαινόμενο που ονομάζεται "chirping συχνότητας", έχει σημαντικό αντίκτυπο στο λαμβανόμενο $E_{Rx}(t)$ και, συνεπώς, στην ανακτώμενη ισχύ. Εάν αμελήσουμε τυχόν μεταβολές φάσης και υποθέσουμε ότι το $\Phi_{Tx}(t)$ είναι σταθερό, μπορούμε να εξάγουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του ανιχνευόμενου φωτορεύματος $I_{Rx}(t)$ ως συνάρτηση του εφαρμοζόμενου ρεύματος οδήγησης $I_{Tx}(t)$. Μπορούμε να εκφράσουμε το $P_{Tx}(t)$ ως $P_o + \eta I_{Tx}(t)$ με το $I_{Tx}(t)$ να είναι μηδενικού μέσου και πραγματικής αξίας και το P_o αρκετά μεγάλο ώστε $P_{Tx}(t) > 0$. Εκφράζοντας το οπτικό πεδίο εκπομπής ως $E_{Tx}(t) = \sqrt{P_{Tx}(t)}$ και χρησιμοποιώντας $I_{Rx}(t) = R P_{Rx}(t)$, μπορούμε να αναπαράστησουμε το $E_{Tx}(t)$ ως εξής

$$E_{Tx}(t) = \sqrt{P_o} \sqrt{1 + \eta I_{Tx}(t)/P_o} = \sqrt{P_o} \sqrt{1 + x(t)} \quad (2.2.3)$$

όπου $x(t) = \eta I_{Tx}(t)/P_o$ με $|x(t)| < 1$ ανά πάσα στιγμή. Χρησιμοποιώντας ένα ανάπτυγμα σειράς Taylor, μπορούμε στη συνέχεια να εκφράσουμε το $\sqrt{1 + x(t)}$ ως $\sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n$ όπου a_n είναι οι μονοτονικά φθίνουσες συντελεστές της σειράς Taylor που αφορούν το $\sqrt{1 + x(t)}$ και ορίζονται ως εξής $a_n = (-1)^{n-1} (2n-3)! / (2^{2n-2} (n-2)! n!)$ για $n = 2, 3, 4, \dots$, όπου $a_1 = 1/2$. Μπορούμε τότε να εκφράσουμε το λαμβανόμενο πεδίο ως εξής

$$E_{Rx}(t) = \sqrt{P_o} (1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n) \otimes h_R(t) + j \sqrt{P_o} (1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n) \otimes h_I(t) \quad (2.2.4)$$

όπου $h_R(t) + j h_I(t) = h_{CD}(t)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς της χρωματικής διασποράς στο πεδίο του χρόνου που διαχωρίζεται στο πραγματικό και στο φανταστικό μέρος της. Μπορεί κανείς εύκολα να δείξει ότι $1 \otimes h_R(t) = 1$ και $1 \otimes h_I(t) = 0$. Η λαμβανόμενη οπτική ισχύς γίνεται

$$P_{Rx}(t) = P_o [(1 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n \otimes h_R(t))^2 + (\sum_{n=1}^{\infty} a_n x(t)^n \otimes h_I(t))^2] \quad (2.2.5)$$

από την οποία προκύπτει η συνάρτηση $I_{Rx}(t)$ του $I_{Tx}(t)$ ως εξής

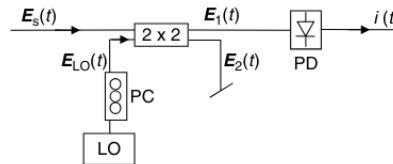
$$\begin{aligned} I_{Rx}(t) = & R P_o + R \eta I_{Tx}(t) \otimes h_R(t) + \\ & 2 R P_o \sum_{n=2}^{\infty} a_n \left(\frac{\eta I_{Tx}(t)}{P_o} \right)^n \otimes h_R(t) + \\ & R P_o \left[\left(\sum_{n=1}^{\infty} a_n \left(\frac{\eta I_{Tx}(t)}{P_o} \right)^n \otimes h_R(t) \right)^2 + \right. \\ & \left. \left(\sum_{n=1}^{\infty} a_n \left(\frac{\eta I_{Tx}(t)}{P_o} \right)^n \otimes h_I(t) \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

Κάθε όρος της εξίσωσης (2.2.6), εκτός από τον πρώτο, προσθέτει παρεμβολές μεταξύ συμβόλων (ISI) στο ανακτημένο φωτορεύμα $I_{Rx}(t)$. Ο πρώτος όρος είναι ένα σταθερό DC offset. Ο δεύτερος όρος είναι το εφαρμοζόμενο ρεύμα διαμόρφωσης ισχύος στον πομπό $I_{Tx}(t)$, το οποίο συνελίσσεται με το $h_R(t)$. Αυτή η συνέλιξη έχει ως αποτέλεσμα ένα φαινόμενο γνωστό ως "φαινόμενο εξασθένισης ισχύος", το όνομα του οποίου προέρχεται από τη συμπεριφορά του στο πεδίο της συχνότητας: ο μετασχηματισμός Fourier του $I_{Tx}(t)$ πολλαπλασιάζεται με $\cos(\frac{1}{2} \beta_2 L \omega^2)$, το οποίο διαμορφώνει ή "εξασθενίζει" τη φασματική πυκνότητα

ισχύος του και επιβάλλει ακόμη και μηδενισμούς στις γωνιακές συχνότητες $\omega_o = \pm \sqrt{\pi(1 + 2m)/(\beta_2 L)}$, $\forall m = 0, 1, 2, 3, \dots$. Η ισχύς της ISI που προστίθεται από αυτόν τον όρο εξαρτάται επομένως από τη φασματική έκταση του $I_{Tx}(t)$ και από το μήκος διάδοσης μέσω $\beta_2 L$. Αυτό το φαινόμενο εξασθένησης ισχύος, είναι αναπόφευκτο για τα συστήματα IM-DD, είναι ανεξάρτητο από τη μέση ισχύ P_o . Για συμβατικούς πομποδέκτες IM-DD, η φασματική διαμόρφωση του $I_{Tx}(t)$ στο δέκτη πρέπει να διατηρείται μικρή και χωρίς μηδενισμό. Η διατήρηση μικρής εξασθένησης ισχύος είναι αυτό που περιορίζει το ρυθμό μετάδοσης bit και την εμβέλεια των συμβατικών συστημάτων IM-DD. Ο τρίτος όρος στην εξίσωση (2.2.6) είναι η εξασθένηση ισχύος της σειράς ισχύος του εφαρμοζόμενου ρεύματος και ο τέταρτος όρος σε παρένθεση είναι γνωστός ως παρεμβολές κτυπήματος σήματος-σήματος (SSBI). Αξίζει να αναφερθεί ότι ο τρίτος και ο τέταρτος όρος αποδίδουν παρεμβολές δεύτερης ή υψηλότερης τάξης του εφαρμοζόμενου ρεύματος $I_{Tx}(t)$.

2.3 Επίλυση εξασθένησης ισχύος σε συστήματα συνεκτικής ανίχνευσης^[9]

Στα οπτικά συστήματα που χρησιμοποιούν συνεκτική ανίχνευση (Coherent detection) καθίσταται δυνατή η αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς στο δέκτη ως γραμμική εξασθένηση, με παράλληλο θετικό αποτέλεσμα να καθίστανται παρωχημένες οι μονάδες αντιστάθμισης CD με απώλειες. Στο σχήμα 10 από το [9] απεικονίζεται διάγραμμα συνεκτικής ανίχνευσης σε οπτικό δέκτη. Επιπλέον, επιλύουν το φαινόμενο της εξασθένησης ισχύος που προέρχεται από την ανίχνευση ισχύος. Επίσης, οι παρεμβολές SSBI απομακρύνθηκαν αναλογικά χάρη στην ισορροπημένη φωτοανίχνευση που χρησιμοποιείται στη συνεκτική δέκτης, η οποία από μόνη της βελτιώνει την ευαισθησία του δέκτη, που ορίζεται ως η ελάχιστη απαιτούμενη μέση οπτική ισχύς που παρουσιάζεται σε έναν δέκτη για την επίτευξη ενός συγκεκριμένου BER. Ευαισθησία δέκτη βελτιώθηκε επίσης με τη συνεκτική ανίχνευση χάρη στον τοπικό ταλαντωτή (LO) υψηλής ισχύος που χτυπά το σήμα και δρα ως ενισχυτής. Θα δούμε αναλυτικά τη διαδικασία του τοπικού ταλαντωτή παρακάτω στο δέκτη συνεκτικής ανίχνευσης.



Σχήμα 10: Μπλοκ διάγραμμα συνεκτικής ανίχνευσης σε δέκτη φωτεινών κυμάτων.

PC: πόλωση, PD: φωτοδιόδος, LO: τοπικός ταλαντωτής

Θεωρούμε το διάνυσμα πεδίου του εισερχόμενου οπτικού σήματος ως εξής:

$$\vec{E}_s(t) = \vec{A}_s(t) \exp(j\omega_s t + j\phi_s(t)) \quad (2.3.1)$$

και το διάνυσμα του πεδίου του τοπικού ταλαντωτή:

$$\vec{E}_{LO}(t) = \vec{A}_{LO} \exp(j\omega_{LO} t + j\phi_{LO}) \quad (2.3.2)$$

όπου $\vec{A}_s(t)$ και $\vec{A}_{LO}(t)$ είναι τα πραγματικά πλάτη του εισερχόμενου σήματος και του LO, αντίστοιχα, ω_{LO} και ω_s LO είναι οι οπτικές τους συχνότητες και ϕ_s και ϕ_{LO} είναι οι οπτικές τους φάσεις. Σύμφωνα με την οπτική συνάρτηση μεταφοράς του δύο επί δύο οπτικού ζεύκτη:

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_1 \\ \vec{E}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\varepsilon} & j\sqrt{\varepsilon} \\ j\sqrt{\varepsilon} & \sqrt{1-\varepsilon} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_s \\ \vec{E}_{LO} \end{bmatrix} \quad (2.3.3)$$

όπου ε είναι ο συντελεστής σύζευξης ισχύος του οπτικού ζεύκτη. Σε αυτή την απλή διάταξη συνεκτικού δέκτη, χρησιμοποιείται μόνο μία από τις δύο εξόδους του συζεύκτη δύο επί δύο και η άλλη έξοδος τερματίζεται. Το σύνθετο οπτικό σήμα στην έξοδο του ζεύκτη είναι

$$\vec{E}_1(t) = \sqrt{1-\varepsilon}\vec{E}_s(t) + j\sqrt{\varepsilon}\vec{E}_{LO}(t) \quad (2.3.4)$$

Η φωτοδίοδος έχει χαρακτηριστική ανίχνευσης τετραγωνικού νόμου και το φωτορεύμα είναι ανάλογο του τετραγώνου του οπτικού σήματος εισόδου, δηλαδή

$$\begin{aligned} i(t) &= \Re|\vec{E}_1(t)|^2 \\ &= \Re\{(1-\varepsilon)|A_s(t)|^2 + \varepsilon|A_{LO}|^2 + 2\sqrt{\varepsilon(1-\varepsilon)}\vec{A}_s(t) \cdot \vec{A}_{LO} \cos(\omega_{IF}t + \Delta\phi(t))\} \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

όπου R είναι η απόκριση της φωτοδίοδου, $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO}$ είναι η διαφορά συχνότητας μεταξύ του σήματος και του LO, η οποία αναφέρεται ως ενδιάμεση συχνότητα (IF), και $\Delta\Phi = \Phi_s(t) - \Phi_{LO}$ είναι η σχετική διαφορά φάσης τους. Εμείς παραμελήσαμε τον όρο αθροιστικής συχνότητας στην εξίσωση (2.3.5) επειδή το $\omega_s + \omega_{LO}$ θα εξακολουθεί να βρίσκεται στο οπτικό πεδίο και θα εξαλειφθεί από το κύκλωμα RF που ακολουθεί τη φωτοδίοδο. Ο πρώτος και ο δεύτερος όρος στη δεξιά πλευρά της εξίσωσης 2.3.5 είναι οι συνιστώσες άμεσης ανίχνευσης του οπτικού σήματος και του LO. Ο τελευταίος όρος είναι ο όρος συνεκτικής ανίχνευσης, ο οποίος είναι αποτέλεσμα της ανάμιξης μεταξύ του οπτικού σήματος και του LO. Τυπικά, το LO είναι ένα ένα λείζερ που λειτουργεί σε συνεχή κύματα. Ας υποθέσουμε ότι το LO δεν έχει ένταση θορύβου και $A_{LO} = \sqrt{P_{LO}}$ είναι σταθερό όπου P_{LO} είναι η οπτική ισχύς του LO. Γενικά, η οπτική ισχύς του LO είναι πολύ ισχυρότερη από του οπτικού σήματος, έτσι ώστε $|A_s(t)|^2 \ll |\vec{A}_s(t) \cdot \vec{A}_{LO}|$. Επομένως, η μόνη σημαντική συνιστώσα στην εξίσωση (2.3.5) είναι ο τελευταίος όρος και συνεπώς

$$i(t) \approx 2\Re\sqrt{\varepsilon(1-\varepsilon)}\cos\theta\sqrt{P_s(t) \cdot P_{LO}}\cos(\omega_{IF}t + \Delta\phi(t)) \quad (2.3.6)$$

όπου το $\cos\theta$ προκύπτει από το τετραγωνικό γινόμενο του $\vec{A}_s(t) \cdot \vec{A}_{LO}$, το οποίο είναι η γωνία αναντιστοιχίας κατάστασης πόλωσης μεταξύ του οπτικού σήματος και του LO. $P_s(t) = |A_s(t)|^2$ είναι η οπτική ισχύς του σήματος. Η εξίσωση (2.3.6) δείχνει ότι το επίπεδο του ανιχνευόμενου ηλεκτρικού σήματος εξαρτάται επίσης από τον συντελεστή του οπτικού ζεύκτη ε . Δεδομένου ότι $2\sqrt{\varepsilon(1-\varepsilon)}$ φτάνει τη μέγιστη τιμή 1 όταν $\varepsilon=1/2$, οι συζεύκτες 3-dB χρησιμοποιούνται συνήθως στον δέκτη συνεκτικής ανίχνευσης. Επιπλέον, στην ιδανική περίπτωση, εάν η κατάσταση πόλωσης του LO ταιριάζει με το εισερχόμενο οπτικό σήμα, $\cos\theta = 1$, τότε το φωτόρεύμα της συνεκτικής ανίχνευσης απλοποιείται ως εξής

$$i(t) \approx \Re\sqrt{P_s(t) \cdot P_{LO}}\cos(\omega_{IF}t + \Delta\phi) \quad (2.3.7)$$

Η εξίσωση (2.3.7) δείχνει ότι η συνεκτική ανίχνευση μετατοπίζει το φάσμα του οπτικού σήματος από την οπτική φέρουσα συχνότητα ω_s σε μια ενδιάμεση συχνότητα ω_{IF} την οποία μπορεί να χειριστεί ένα κύκλωμα RF. Γενικά, η συνεκτική ανίχνευση μπορεί να κατηγοριοποιηθεί ως ομόδυνη ανίχνευση εάν $\omega_{IF} = 0$ ή ετερόδυνη ανίχνευση εάν $\omega_{IF} \neq 0$.

Σε έναν οπτικό δέκτη με συνεκτική ανίχνευση, η ισχύς του LO είναι συνήθως πολύ ισχυρότερη από το λαμβανόμενο οπτικό σήμα- επομένως το SNR είναι κυρίως καθορίζεται κυρίως από τον θόρυβο που προκαλεί το LO. Εάν λάβουμε υπόψη μόνο τον θερμικό θόρυβο και τον θόρυβο βολής, το SNR του δέκτη είναι

$$SNR = \frac{\langle i^2(t) \rangle}{\langle i_{th}^2 \rangle + \langle i_{sh}^2 \rangle} \quad (2.3.8)$$

όπου $\langle i^2(t) \rangle = \frac{\Re^2 P_s(t) \cdot P_{LO}}{2}$ είναι RF ισχύς του σήματος και $\langle i_{th}^2 \rangle = \frac{4kTB}{R_L}$ είναι η ισχύς θερμικού θορύβου

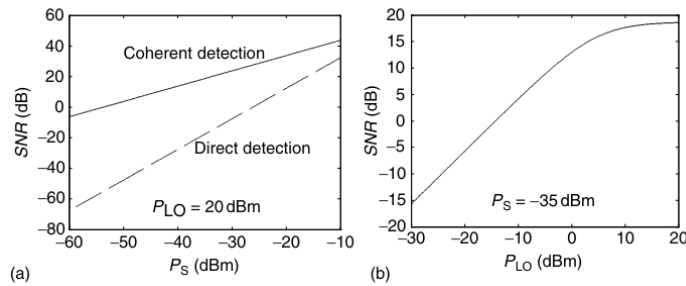
και $\langle i_{sh}^2 \rangle = q\Re[P_s(t) + P_{LO}]B$ είναι η ισχύς του βραχυχρόνιου θορύβου, όπου B είναι το ηλεκτρικό εύρος ζώνης του δέκτη, R_L είναι η αντίσταση φορτίου και q το φορτίο ηλεκτρονίων. Τότε το SNR μπορεί να εκφραστεί ως εξής

$$SNR = \frac{1}{2B} \cdot \frac{\Re^2 P_s(t) P_{LO}}{4kT/R_L + q\Re[P_s(t) + P_{LO}]} \quad (2.3.9)$$

Στο σχήμα 11(α) από [10] παρουσιάζεται η σύγκριση του SNR μεταξύ της άμεσης ανίχνευσης και της συνεκτικής ανίχνευσης, όπου υποθέτουμε ότι το εύρος ζώνης του δέκτη είναι

$B = 10$ GHz, η αντίσταση φορτίου είναι $R_L = 50\Omega$, η απόκριση της φωτοδιόδου είναι $\Re = 0,75A/W$, η θερμοκρασία είναι $T = 300K$ και η ισχύς του LO είναι $P_{LO} = 20$ dBm. Προφανώς, η συνεκτική ανίχνευση βελτιώνει σημαντικά το SNR σε σύγκριση με την άμεση ανίχνευση, ειδικά όταν το επίπεδο οπτικής ισχύος του σήματος είναι χαμηλό. Στην πραγματικότητα, εάν η ισχύς LO είναι αρκετά ισχυρή, το επίπεδο ισχύος του θορύβου βολής είναι χαμηλό. Στην πραγματικότητα, εάν η ισχύς του LO είναι αρκετά ισχυρή, ο θόρυβος βολής που προκαλείται από το LO μπορεί να είναι σημαντικά υψηλότερος από τον θερμικό θόρυβο-επομένως, η εξίσωση (2.3.9) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής

$$SNR_{coh} \approx \frac{\Re}{2Bq} P_s(t) \quad (2.3.10)$$



Σχήμα 11: (α) Σύγκριση μεταξύ άμεσης ανίχνευσης και συνεκτικής ανίχνευσης όταν η P_{LO} είναι 20 dBm και (β) επίδραση της ισχύος LO όταν το P_s είναι σταθερό στα -35 dBm.^[10]

Σε αυτή την προσέγγιση, υποθέσαμε επίσης ότι το $P_{LO} \gg P_s$, το οποίο είναι συνήθως αληθές. Επομένως, το SNR σε έναν δέκτη συνεκτικής ανίχνευσης είναι γραμμικά ανάλογο της ισχύος του οπτικού σήματος εισόδου P_s . Αντίθετα, σε έναν δέκτη άμεσης ανίχνευσης, $SNR \propto P_s^2$. Το σχήμα 11(β) από [10] δείχνει ότι το SNR στη συνεκτική ανίχνευση εξαρτάται επίσης από την ισχύ του LO. Εάν η ισχύς του LO δεν είναι αρκετά ισχυρή, το πλήρες όφελος της συνεκτικής ανίχνευσης δεν επιτυγχάνεται και το SNR είναι συνάρτηση της ισχύος του LO. Όταν η ισχύς του LO είναι αρκετά ισχυρή, το SNR δεν εξαρτάται πλέον από το LO, επειδή ισχύει η προσέγγιση ισχυρού LO και το SNR μπορεί να αναπαρασταθεί με ακρίβεια από τη σχέση.

3

Συστήματα Ισοστάθμισης Διασποράς

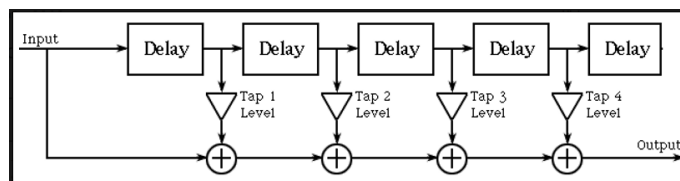
3.1 Περιγραφή Ισοσταθμιστή

Ένας τρόπος επίλυσης των προβλημάτων της Διασποράς στα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα είναι η χρήση ηλεκτρικού ίσοσταθμιστή (equalizer). Αυτοί οι ηλεκτρικοί ίσοσταθμιστές θεωρήθηκαν αρχικά ως απλώς βοηθητικές διατάξεις, υποστηρίζοντας ισχυρές οπτικές τεχνικές αντιστάθμισης, όπως π.χ. η ίνα αντιστάθμισης διασποράς (DCF) για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς (CD). Ωστόσο, καθώς οι ηλεκτρονικές λύσεις έχουν τη δυνατότητα να ενσωματωθούν τελικά σε τσιπ, θεωρούνται πολύ αποδοτικές από άποψη κόστους. Έτσι, η ηλεκτρονική αντιστάθμιση διασποράς (EDC) έχει καταστεί σημαντικό ζήτημα, τόσο από οικονομική όσο και από ερευνητική άποψη. Ένας ίσοσταθμιστής προσπαθεί να ανακατασκευάσει την αρχικά μεταδιδόμενη ακολουθία δεδομένων, π.χ. ελαχιστοποιώντας την παρεμβολή μεταξύ συμβόλων ISI σε κάθε bit σχισμή ή αναζητώντας μια ακολουθία δεδομένων με μέγιστη πιθανότητα, ενώ οι διάφοροι αντισταθμιστές αντισταθμίζουν την ένα συγκεκριμένο φυσικό αποτέλεσμα. Έτσι, οι ίσοσταθμιστές προσπαθούν να αντιμετωπίσουν ταυτόχρονα παραμορφώσεις σήματος διαφόρων φυσικών προελεύσεων. Για να είναι πρακτικά αποτελεσματικός ένας αλγόριθμος προσαρμογής πρέπει να χρησιμοποιείται προκειμένου να λαμβάνονται υπόψη οι μεταβλητές συνθήκες καναλιού. Υπάρχουν διάφορα είδη ίσοσταθμιστών όπως είναι οι FFE(Feed Forward Equalizers), FFE–DFE(FeedForward-decision Feedback Equalizer) καθώς και μόντελων μηχανικής μάθησης νευρωνικών δικτύων που έχουν τον ρόλο ίσοσταθμιστών τα οποία θα δούμε αναλυτικά σε αυτό το κεφάλαιο.

3.2 FFE(FeedForwardEqualizer)&DFE(decisionfeedbackequalizer)^[11]

Ο ίσοσταθμιστής feedforward (FFE) είναι η απλούστερη δομή και η πιο οικονομικά αποδοτική λύση. Αποτελείται από ένα φίλτρο γραμμής καθυστέρησης (φίλτρο FIR) με συντελεστές φίλτρου που προσαρμόζονται στις βλάβες του καναλιού. Όπως φαίνεται στο σχήμα 12 από [12], ο FFE δημιουργεί έναν αριθμό καθυστερημένων εκδόσεων του σήματος εισόδου που προστίθενται ξανά στο σήμα με τα κατάλληλα βάρη. Τυπικά, η καθυστέρηση έχει διάρκεια 1 UI(unit interval). Οι υλοποιήσεις του FFE μπορούν να γίνουν με φίλτρα πολλαπλών taps και πολλαπλούς συντελεστές taps, με τα taps να είναι τόσο πριν όσο και μετά τον

δείκτη(pre-postcursor). Τα βάρη αυτών των taps μπορεί να είναι θετικά ή αρνητικά ανάλογα με το αν είναι pre- ή post-cursor.



Σχήμα 12: Ο FFE δημιουργεί μια σειρά από καθυστερημένες εκδόσεις του σήματος εισόδου που στη συνέχεια προστίθενται στο σήμα με κατάλληλα βάρη^[12]

Για ένα γραμμικό σύστημα μετάδοσης, είναι γνωστό ότι η ISI στη στιγμή δειγματοληψίας μπορεί να μηδενιστεί, εφόσον η απόσταση των taps είναι τουλάχιστον $T/2$ (T είναι η διάρκεια του bit) και ένα κανάλι χωρίς μηδενικά στο φάσμα του είναι δεδομένο. Έτσι, αυτός ο τύπος ισοσταθμιστή ονομάζεται συχνά ισοσταθμιστής εξαναγκασμού του μηδενός με κλασματική απόσταση. Το μήκος του φίλτρου, δηλαδή ο αριθμός των συντελεστών του φίλτρου, είναι αρκετά μεγάλος για την επίτευξη επαρκούς βελτίωσης της απόδοσης. Το φίλτρο είναι πάντα σταθερό, ανεξάρτητα από την επιλογή των συντελεστών. Μια σημαντική ιδιότητα ενός παθητικού ισοσταθμιστή, όπως ένας FFE, είναι ότι το καθαρό άθροισμα πλάτους όλων των τιμών των taps πρέπει να ισούται με 1. Αυτό ισχύει και για ένα φίλτρο προ-έμφασης. Εάν οι τιμές των taps δεν ισούνται με 1, θα καταλήξετε σε μια μη γραμμική (ή μη παθητική) ισοστάθμιση.

Με το DFE, οι προηγούμενες αποφάσεις bit (μετά το μη γραμμικό slicer) χρησιμοποιούνται για την εξάλειψη της ενδοσυμβολικής παρεμβολής ISI που προκαλείται από προηγούμενα bit στο τρέχον προς ανίχνευση bit. Η DFE συνδυάζεται συνήθως με το FFE για τον ταυτόχρονο μετριασμό της ISI πριν και μετά τον pre- και post-cursor. Με ένα FFE-DFE ο συνολικός αριθμός των συντελεστών φίλτρου είναι πολύ μικρότερος σε σύγκριση με το γραμμικό FFE για την ίδια ποσότητα μετριασμού της ISI. Ωστόσο, ένα μειονέκτημα του DFE είναι η διάδοση του σφάλματος λόγω της δομής ανατροφοδότησης.

Στην οπτική μετάδοση, και οι δύο παραπάνω ισοσταθμιστές μπορούν να πετύχουν περιορισμένη απόδοση λόγω της μη γραμμικότητας της ανίχνευσης τετραγωνικού νόμου της φωτοδίοδου στην άμεση ανίχνευση συστήματα. Οι προηγμένες μορφές διαμόρφωσης, όπως η DPSK και ODB θα ενισχύσουν περαιτέρω αυτό το είδος μη γραμμικότητας, καθώς έχει παρατηρηθεί. Επομένως, ένα μη γραμμικό FFE-DFE (NL-FFE-DFE) που βασίζεται σε μη γραμμικό Volterra για τον μετριασμό της μη γραμμικής ISI θα μελετηθεί παρακάτω για τέτοιες περιπτώσεις.

3.3 Μη γραμμικοί ισοσταθμιστές Volterra^[13]

Το μοντέλο Volterra έχει χρησιμοποιηθεί για να μοντελοποιήσει τη μη γραμμικότητα του οπτικού συστήματος επικοινωνίας, για τον μετριασμό των φαινομένων μη γραμμικότητας σε οπτικά συστήματα επικοινωνίας και για το σχεδιασμό ισοσταθμιστών για οπτικά επικοινωνιακά συστήματα με κλειδί ON-OFF, κλειδί μετατόπισης φάσης και τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους (QAM). Το μεγαλύτερο μειονέκτημα ενός μη γραμμικού αντισταθμιστή με βάση το μοντέλο Volterra είναι η πολυπλοκότητά του, η οποία περιορίζει σημαντικά την υιοθέτηση του σε πραγματικές εφαρμογές.

Το μοντέλο ισοσταθμιστή Volterra βασίζεται στις σειρές Volterra που μπορούν να θεωρηθούν σαν σειρές Taylor με μνήμη. Η σχέση εισόδου-εξόδου ενός μοντέλου Volterra διακριτού χρόνου δίνεται ως εξής:

$$\begin{aligned}
y(n) = & \sum_{i=0}^{\infty} h_1(i)x(n-i) + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} h_2(i,j)x(n-i)x(n-j) \\
& + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} h_3(i,j,k)x(n-i)x(n-j)x(n-k) + \dots
\end{aligned} \tag{3.3.1}$$

όπου $x(\cdot)$ είναι το σήμα εισόδου και $y(\cdot)$ σήμα εξόδου και $h_i(\cdot)$ είναι η i -οστή τάξη πυρήνα του μοντέλου Volterra. Λόγω του ζωνοδιαβατού χαρακτήρα της επικοινωνίας καναλιού, τα σήματα εισόδου και εξόδου της επικοινωνίας συστήματος συχνά αναπαρίστανται από σύνθετες περιβάλλουσες σημάτων.

Στις συνδέσεις μικρής εμβέλειας στις οποίες εστιάζουμε, οι μη γραμμικές βλάβες προκαλούνται κυρίως από το υλικό του πομποδέκτη και όχι από τις μη γραμμικότητες της ίνας. Μια πηγή μη γραμμικοτήτων είναι η μη γραμμική απόκριση του διαμορφωτή, π.χ. η συνιμιτονική συμπεριφορά του διαμορφωτή Mach-Zehnder (MZM). Επίσης, η ανίχνευση τετραγωνικού νόμου της φωτοδίοδου (PD) παραμορφώνει το σήμα με μη γραμμικό τρόπο. Πρόσθετες μη γραμμικότητες μπορούν να προέλθουν από ενισχυτές και λείζερ. Για να καταπολεμηθούν αυτές οι βλάβες, ο περιορισμός της VNLE στην τρίτη τάξη είναι συνηθισμένος, καθώς η πολυπλοκότητα αυξάνεται σημαντικά με τις υψηλότερες τάξεις. Για να καταπολεμηθούν αυτές οι βλάβες, ο περιορισμός της VNLE στην τρίτη τάξη είναι συνηθισμένος, καθώς η πολυπλοκότητα αυξάνεται σημαντικά με τις υψηλότερες τάξεις. Για συστήματα άμεσης ανίχνευσης IMDD η εξίσωση (3.3.1) τροποποιείται ως εξής:

$$\begin{aligned}
y(k) = & w_{dc} + \sum_{k_1=0}^{M_1-1} w_1(k_1)x(k-k_1) \\
& + \sum_{k_1=0}^{M_2-1} \sum_{k_2=k_1}^{M_2-1} w_2(k_1, k_2)x(k-k_1)x(k-k_2) \\
& + \sum_{k_1=0}^{M_3-1} \sum_{k_2=k_1}^{M_3-1} \sum_{k_3=k_2}^{M_3-1} w_3(k_1, k_2, k_3)x(k-k_1)x(k-k_2)x(k-k_3)
\end{aligned} \tag{3.3.2}$$

όπου M_1 , M_2 και M_3 είναι τα μήκη μνήμης για το γραμμικό όρους και τους μη γραμμικούς όρους δεύτερης και τρίτης τάξης. Οι πίνακες w_1 , w_2 και w_3 περιέχουν τις τιμές των taps του ισοσταθμιστή, w_{dc} είναι ο συντελεστής που είναι υπεύθυνος για τη DC συνιστώσα της ακολουθίας, και $x(k)$ είναι η ακολουθία εισόδου. Η σχέση μεταξύ των μηκών μνήμης και του αριθμού των πυρήνων ισοσταθμιστή παρουσιάζεται στον ακόλουθο πίνακα από το [13].

VNLE Order	Number of Kernels
1 st	$N_1 = M_1$
2 nd	$N_2 = M_2(M_2 + 1) / 2$
3 rd	$N_3 = M_3(M_3 + 1)(M_3 + 2) / 6$

Ο αριθμός των πολλαπλασιασμών είναι 1 ανά γραμμικό πυρήνα, 2 ανά πυρήνα δεύτερης τάξης πυρήνα και 3 ανά πυρήνα τρίτης τάξης. Προφανώς, οι τρίτης τάξης πυρήνες έχουν μεγάλη συνεισφορά στη συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα. Ως εκ τούτου, εστιάζουμε σε προσεγγίσεις για τη μείωση αυτού του αριθμού στα επόμενα. Για να βελτιστοποιήσουμε τα βάρη των taps, θα χρησιμοποιήσουμε τον αλγόριθμο των

τετραγώνων ελαχίστου μέσου όρου (LMS) για χονδροειδή σύγκλιση και τον αλγόριθμο DD (decision-directed) LMS για λεπτή προσαρμογή. Μια απλή προσέγγιση για την ελαχιστοποίηση της τρίτης τάξης πυρήνων για δεδομένο μήκος μνήμης είναι το πολυωνυμο VNLE. Αυτή η προσέγγιση χρησιμοποιεί μόνο εκείνους τους πυρήνες, οι οποίοι βασίζονται στους κυβικούς όρους ενός μόνο δείγματος. Στην περίπτωση αυτή, ο αριθμός των πυρήνων N_3 είναι ίσος με το μήκος μνήμης τρίτης τάξης M_3 . Η συμβολή των όρων τρίτης τάξης στην έξοδο VNLE δίνεται από τη σχέση

$$y_3(k) = \sum_{k_1=0}^{M_3-1} w_3(k_1)x^3(k - k_1) \quad (3.3.3)$$

Δεδομένου ότι η πολυωνυμική VNLE παραλείπει όλους τους διασταυρούμενους όρους, η απόδοση μειώνεται σημαντικά σε σύγκριση με την πλήρη VNLE. Μια προσέγγιση για την εξέταση περισσότερων όρων με σκοπό να βελτιωθεί η απόδοση σε σύγκριση με την πολυωνυμική VNLE είναι ο περιορισμός των πυρήνων σε αυτούς, που έχουν μόνο δύο διαφορετικά συμμετέχοντα δείγματα. Αυτό σημαίνει ότι μόνο οι κυβικοί όροι καθώς και οι όροι σύμφωνα με το $x^2(k - k_n)x(k - k_m)$ επιτρέπονται, ενώ οι πυρήνες με τρία διαφορετικά συμμετέχοντα δείγματα αμελούνται. Αυτή η προσέγγιση ονομάζεται 2-Sam VNLE στο υπόλοιπο. Η συνεισφορά των όρων τρίτης τάξης δίνεται από τη σχέση

$$y_3(k) = \sum_{k_1=0}^{M_3-1} \sum_{k_2=k_1}^{M_3-1} \sum_{k_3 \in \{k_1, k_2\}} w_3(k_1, k_2, k_3)x(k - k_1)x(k - k_2)x(k - k_3) \quad (3.3.4)$$

Να σημειωθεί ότι μόνο ένας πυρήνας προκύπτει για τη περίπτωση που το σύνολο $\{k_1, k_2\}$ περιέχει τα στοιχεία $k_1 = k_2$. Αυτό το σχήμα περιέχει όλους τους πυρήνες του πολυωνυμικού VNLE και προσθέτει πυρήνες με δύο διαφορετικά συμμετέχοντα δείγματα. Σε αυτή την περίπτωση, ο αριθμός των πυρήνων δίνεται από τη σχέση $N_3 = M_3^2$ με αποτέλεσμα μια υπολογιστική πολυπλοκότητα $C_3 = 3M_3^2$.

Μια τρίτη προσέγγιση για τη δομική μείωση των πυρήνων είναι βασίζεται στην υπόθεση ότι οι πυρήνες με μεγάλη απόσταση μεταξύ των συμμετεχόντων δειγμάτων είναι λιγότερο σημαντικοί από εκείνους που αποτελούνται από δείγματα με μικρή απόσταση μεταξύ τους. Για την προσέγγιση αυτή, εισάγεται μια παράμετρος d , η οποία καθορίζει τη μέγιστη απόσταση των taps μεταξύ των δειγμάτων που συμμετέχουν στον ίδιο πυρήνα. Αυτή η προσέγγιση αναφέρεται ως RI- d VNLE στη συνέχεια. Η προκύπτουσα συνεισφορά του τμήματος τρίτης τάξης δίνεται από τη σχέση

$$y_3(k) = \sum_{k_1=0}^{M_3-1} \sum_{k_2=k_1}^{M_d} \sum_{k_3=k_2}^{M_d} w_3(k_1, k_2, k_3)x(k - k_1)x(k - k_2)x(k - k_3) \quad (3.3.5)$$

όπου το ανώτερο όριο ορίζεται ως $M_d = \min\{M_3 - 1, k_1 + d - 1\}$. Ο αριθμός των πυρήνων για την προσέγγιση αυτή μπορεί να κλιμακωθεί με το d και δίνεται από τη σχέση $N_3 = (d + 1)(d + 2)(3M_3 - 2d)$. Υπάρχουν και άλλες προσεγγίσεις για ακόμη μεγαλύτερη μείωση των αριθμών των πυρήνων όπως συνδυασμός 2-Sam και RI- d VNLE αλλά δεν θα μελετηθεί εκτενέστερα.

3.4 Νευρωνικά Δίκτυα

Τεχνικές μηχανικής μάθησης και πιο συγκεκριμένα, τα βαθιά τεχνητά νευρωνικά δίκτυα (NN), βρίσκουν με ταχείς ρυθμούς το δρόμο τους στον τομέα των τηλεπικοινωνιών, ιδίως λόγω της ικανότητάς τους να μετριάζουν αποτελεσματικά τις βλάβες που υπάρχουν στη μετάδοση και στις συσκευές. Πράγματι, έχει ήδη προταθεί και δοκιμαστεί μεγάλος αριθμός τεχνικών βασισμένων σε NN για την εξισορρόπηση καναλιού σε συνεκτικής και άμεσης ανίχνευσης οπτικά συστήματα επικοινωνιών. Τα NN είναι γνωστό ότι είναι καθολικοί προσεγγιστές που μπορούν να μιμηθούν σχεδόν οποιαδήποτε σύνθετη συνάρτηση, υπό την προϋπόθεση ότι η NN δομή διαθέτει αρκετή υπολογιστική ικανότητα και εκπαιδεύεται σε ένα επαρκές σύνολο δεδομένων.

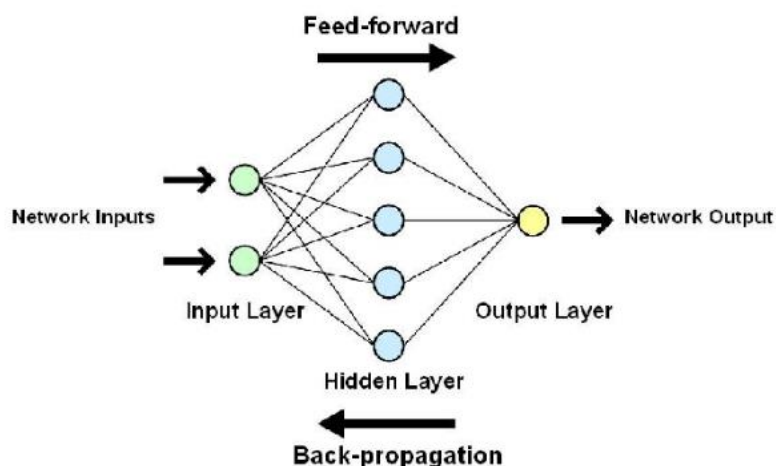
Τα NN είναι ιδιαίτερα χρήσιμα στην επίλυση σύνθετων μη γραμμικών προβλημάτων, όπου τα αποτελέσματα που αποδίδονται από πιο συμβατικές προσεγγίσεις έχουν συχνά περιορισμένη εφαρμογή. Η ικανότητα των NN να μαθαίνουν από τα δεδομένα και η εγγενής τους προσαρμοστικότητα σε ποικίλες συνθήκες λειτουργίας, τα καθιστούν ένα φυσικό εργαλείο για την εξισορρόπηση καναλιών οπτικών ινών όπου το σήμα που μεταφέρει δεδομένα υφίσταται μη γραμμικές αλληλεπιδράσεις, σήμα-θόρυβο παρεμβολές και φαινόμενα μνήμης. Η σημαντική ταχύτητα των οπτικής μετάδοσης δεδομένων έχει ως αποτέλεσμα μεγάλα σύνολα δεδομένων που λαμβάνονται σε σύντομο χρονικό διάστημα, καθιστώντας το οπτικό κανάλι κατάλληλο πεδίο δράσης για τεχνικές μηχανικής μάθησης.

Παρά τα διάφορα αναγνωρισμένα πλεονεκτήματα και οφέλη, εξακολουθούν να υπάρχουν προκλήσεις και παγίδες που παρεμποδίζουν τη χρήση της μηχανικής μάθησης και των NN, ιδίως σε εργασίες που σχετίζονται με την οπτική μετάδοση. Υπάρχουν διάφορα είδη μοντέλων νευρωνικών δικτύων όπως είναι τα ANN (τεχνητό νευρωνικό δίκτυο) και RNN(αναδρομικά νευρωνικά δίκτυα). Τα τελευταία θα μελετηθούν περαιτέρω.

3.4.1 Τεχνητό νευρωνικό δίκτυο (ANN)^[14]

Ένα Τεχνητό Νευρωνικό Δίκτυο (ANN) είναι ένα υπολογιστικό μοντέλο εμπνευσμένο από τη νευρωνική δομή του ανθρώπινου εγκεφάλου. Αποτελείται από διασυνδεδεμένους κόμβους (νευρώνες) οργανωμένους σε επίπεδα σύμφωνα με το σχήμα 13 από [14]. Η πληροφορία ρέει μέσω αυτών των κόμβων και το δίκτυο προσαρμόζει την ισχύ των συνδέσεων (βάρη) κατά τη διάρκεια της εκπαίδευσης για να μαθαίνει από τα δεδομένα, επιτρέποντάς του να αναγνωρίζει μοτίβα, να κάνει προβλέψεις και να επιλύει διάφορες εργασίες στη μηχανική μάθηση και την τεχνητή νοημοσύνη.

Υπάρχουν τρία επίπεδα στην αρχιτεκτονική του δικτύου: το επίπεδο εισόδου, το κρυφό επίπεδο (περισσότερα από ένα) και το επίπεδο εξόδου. Λόγω των πολυάριθμων στρωμάτων αναφέρονται μερικές φορές ως MLP (Multi-Layer Perceptron).



Σχήμα 13: Απεικόνιση ενός τυπικού Τεχνητού Νευρωνικού Δικτύου ANN

Είναι δυνατόν να θεωρήσουμε το κρυφό επίπεδο ως ένα "επίπεδο απόσταξης", το οποίο εξάγει μερικά από τα πιο σημαντικά μοτίβα από τις εισόδους και τα στέλνει στο επόμενο επίπεδο για περαιτέρω ανάλυση. Επιταχύνει και βελτιώνει την αποδοτικότητα του δικτύου αναγνωρίζοντας μόνο τις πιο σημαντικές πληροφορίες από τις εισόδους και απορρίπτοντας τις περιττές πληροφορίες.

Η λειτουργία ενεργοποίησης (Activation Function) είναι σημαντική στη μετατροπή της εισόδου σε μια πιο εύχρηστη έξοδο.

Η εύρεση των "βέλτιστων τιμών των W - βαρών" που ελαχιστοποιούν το σφάλμα πρόβλεψης είναι ζωτικής σημασίας για τη δημιουργία ενός επιτυχημένου μοντέλου. Ο "αλγόριθμος οπισθοδιάδοσης backpropagation" το κάνει αυτό μετατρέποντας τον ANN σε αλγόριθμο μάθησης μαθαίνοντας από τα λάθη.

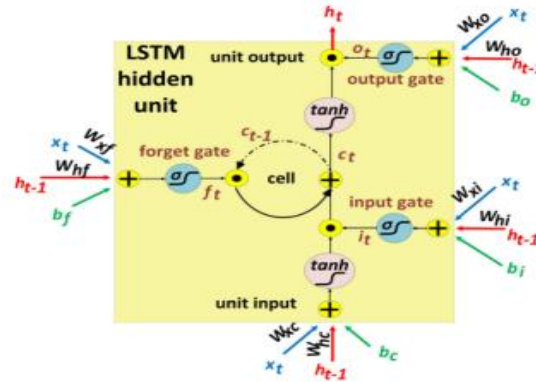
Η προσέγγιση βελτιστοποίησης χρησιμοποιεί μια τεχνική "gradient decent" για την ποσοτικοποίηση των σφαλμάτων πρόβλεψης. Για να βρεθεί η βέλτιστη τιμή για το W , δοκιμάζονται μικρές προσαρμογές στο W και εξετάζεται ο αντίκτυπος στα σφάλματα πρόβλεψης. Τελικά, αυτές οι τιμές W επιλέγονται ως ιδανικές, καθώς περαιτέρω αλλαγές στο W δεν μειώνουν τα λάθη.

3.4.2 Αναδρομικά νευρωνικά δίκτυα (RNN)^[15]

Τα RNN είναι ένας τύπος νευρωνικού δικτύου που έχει σχεδιαστεί για προβλήματα ακολουθίας και περιέχει κύκλους που τροφοδοτούν τις ενεργοποιήσεις του δικτύου από ένα προηγούμενο χρονικό βήμα ως είσοδοι στο δίκτυο για να επηρεάσουν τις προβλέψεις στο τρέχον χρονικό βήμα. Αυτές οι ενεργοποιήσεις αποθηκεύονται στις εσωτερικές καταστάσεις του δικτύου, οι οποίες μπορούν κατ' αρχήν να περιέχουν μακροπρόθεσμες πληροφορίες χρονικού πλαισίου. Αυτός ο μηχανισμός επιτρέπει στα RNN να εκμεταλλεύονται ένα δυναμικά μεταβαλλόμενο παράθυρο πλαισίου κατά τη διάρκεια του ιστορικού της ακολουθίας εισόδου. Το εύρος των πληροφοριών πλαισίου στις οποίες μπορούν να έχουν πρόσβαση τα τυπικά RNN είναι στην πράξη αρκετά περιορισμένο.. Το πρόβλημα είναι ότι η επιρροή μιας δεδομένης εισόδου στο κρυφό στρώμα, και επομένως στο δίκτυο εξόδου, είτε φθίνει είτε εκτοξεύεται εκθετικά καθώς ανακυκλώνεται γύρω από τις επαναλαμβανόμενες συνδέσεις του δικτύου, που αναφέρονται ως πρόβλημα της εξαφανιζόμενης κλίσης (vanishing gradient problem).

3.4.3 Δίκτυο Μακροπρόθεσμης βραχυπρόθεσμης μνήμης (LSTM)^[15]

Το LSTM είναι μια αρχιτεκτονική RNN ειδικά σχεδιασμένη για την αντιμετώπιση του προβλήματος της εξαφανιζόμενης κλίσης. Στο σχήμα 14 από [15] φαίνεται η αρχιτεκτονική απεικόνιση LSTM μοντέλου δείχνει τη ροή των δεδομένων του μέσω πυλών εισόδου και εξόδου σε ένα κελί μνήμης.



Σχήμα 14: Εννοιολογική απεικόνιση της μονάδας LSTM.

Η έξοδος h_t και το περιεχόμενο των κυττάρων c_t καθορίζονται τόσο από την τρέχουσα είσοδο x_t όσο και από την προηγούμενη κατάσταση h_{t-1} υπό τον έλεγχο αυτών των τριών πυλών. Οι έξοδοι των πυλών και το περιεχόμενο του κελιού και της κατάστασης υπολογίζονται σύμφωνα με

$$i_t = \sigma(W_{xi}x_t + W_{hi}h_{t-1} + b_i) \quad (3.4.3.1)$$

$$f_t = \sigma(W_{xf}x_t + W_{hf}h_{t-1} + b_f) \quad (3.4.3.2)$$

$$o_t = \sigma(W_{xo}x_t + W_{ho}h_{t-1} + b_o) \quad (3.4.3.3)$$

$$c_t = f_t * c_{t-1} + i_t * \tanh(W_{xc}x_t + W_{hc}h_{t-1} + b_c) \quad (3.4.3.4)$$

$$h_t = o_t * \tanh(c_t) \quad (3.4.3.5)$$

όπου οι πίνακες W περιέχουν τα βάρη των συνδέσεων f , i , o και c για την πύλη που καθορίζει τις πληροφορίες που πρέπει να ξεχαστούν, την είσοδο, την πύλη εξόδου και την κατάσταση του κελιού αντίστοιχα. x_t , h_t , h_{t-1} είναι η είσοδος, η κρυφή έξοδος, η προηγούμενη κρυφή έξοδος και b είναι διανύσματα προκατάληψης. Ο τελεστής $*$ δηλώνει το γινόμενο κατά στοιχείο, σ είναι η λογαριθμική σιγμοειδής συνάρτηση και $\tanh$ είναι η συνάρτηση ενεργοποίησης υπερβολικής εφαπτομένης. Το μοντέλο LSTM είναι ένας εναλλακτικός τρόπος για την αντιστάθμιση των μη γραμμικοτήτων της ίνας σε ψηφιακά συνεκτικά συστήματα.

Η είσοδος x_t είναι η παραμορφωμένη ακολουθία συμβόλων που έχει την ακόλουθη μορφή $x_{t,m} = [x_{t-k}, \dots, x_{t-1}, x_t, x_{t+1}, \dots, x_{t+k}]$, όπου m το συνολικό μήκος της λέξης που ισούται με $m = 2k + 1$. Δηλαδή για το σύμβολο τη στιγμή t εκτοξεύουμε επίσης k προηγούμενα και k επόμενα σύμβολα, ώστε να παρακολουθούμε τις εξαρτήσεις μεταξύ των συμβόλων. Εκπαιδεύουμε το δίκτυο με την προσέγγιση ένα προς ένα ($m = 1, k = 0$) ή πολλά προς πολλά ($m = 3, 5, 7, \dots, 201$), σε σχέση με μια ακολουθία εισόδου $i_{t,m} = [i_{t-k}, \dots, i_{t-1}, i_t, i_{t+1}, \dots, i_{t+k}]$ που περιέχει τα αρχικά αποσπασμένα δεδομένα και η έξοδος y έχει την ίδια μορφή $y_{t,m} = [y_{t-k}, \dots, y_{t-1}, y_t, y_{t+1}, \dots, y_{t+k}]$. Η προσέγγιση "πολλοί προς πολλούς" εγκρίθηκε για να παρέχει καλύτερα αποτελέσματα από ό,τι "πολλοί προς έναν". Κάθε σύμβολο σε κάθε παράθυρο περιέχει τέσσερις τιμές (I και Q και για τις δύο πολώσεις) ως είσοδο X_{x-pol} και X_{y-pol} που τροφοδοτούν το στρώμα

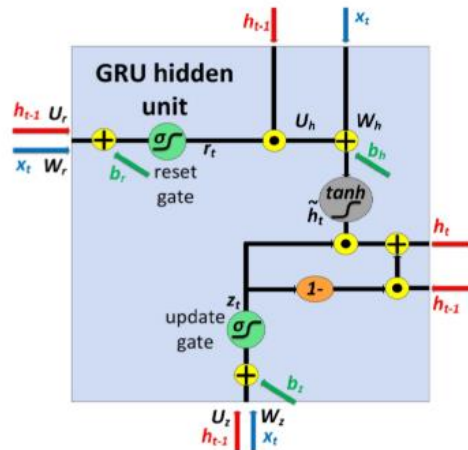
LSTM διπλής κατεύθυνσης των L κρυφών μονάδων. Η προσέγγιση πολλά προς πολλά είναι επωφελής καθώς λαμβάνει υπόψη τη μη γραμμική αλληλεπίδραση μεταξύ γειτονικών bits που προκαλείται από τη χρωματική διασπορά. Για μεγαλύτερες τιμές διασποράς (C-band), το μήκος της λέξης πρέπει να αυξηθεί προκειμένου να διακριθούν και να "μάθουν" τα πολυάριθμα μοτίβα που δημιουργούνται ως αποτέλεσμα της διασποράς και της αλληλεπίδρασης της μη γραμμικότητας.

Για τον υπολογισμό του BER των προβλεπόμενων συμβόλων οδηγούμε την έξοδο του δικτύου LSTM σε ένα Fully Connected Layer 16 μονάδων και στη συνέχεια σε ένα Softmax layer που πραγματοποιεί την ταξινόμηση μεταξύ 16 κλάσεων/συμβόλων QAM και των δύο πολώσεων για όλα τα σύμβολα στην έξοδο Yx-pol. Η έξοδος στη χρονική στιγμή t μπορεί να εκφραστεί ως εξής: $y_t = \text{Softmax}[W_{\text{Softmax}}h_t + b_{\text{Softmax}}]$ όπου $h_t = 1/2(\vec{h}_t + \overleftarrow{h}_t)$ και $\vec{h}_t$ και $\overleftarrow{h}_t$ είναι οι έξοδοι του LSTM προς τα εμπρός και προς τα /2πίσω αντίστοιχα. Η Softmax ορίζεται ως $y = \text{Softmax}(z)$ και είναι μια ενεργοποίηση συνάρτηση που αποδίδει δεκαδικές πιθανότητες σε κάθε κλάση στο ένα πρόβλημα πολλαπλών κλάσεων με $y_i = \frac{e^{z_i}}{\sum_{16} e^{z_i}}$

στη συγκεκριμένη περίπτωση. Το BER υπολογίζεται μόνο για το κεντρικό σύμβολο κάθε λέξης $y_{t,m}$ σε σχέση με το αντίστοιχο σύμβολο $i_{t,m}$, αν και οι προσομοιώσεις μας έδειξαν ότι πολλά σύμβολα εντός της λέξης $y_{t,m}$ θα μπορούσαν να ανιχνευθούν με επιτυχία στην ίδια εκτέλεση.

3.4.4 GRU και Vanilla RNN^[16]

Δύο επιπλέον μοντέλα RNN που είναι λιγότερο πολύπλοκα από το LSTM, είναι η επαναλαμβανόμενη μονάδα με πύλη (GRU) και το Vanilla RNN που χρησιμοποιούνται επίσης στην αντιστάθμιση των μη γραμμικοτήτων της ίνας σε ψηφιακά συνεκτικά οπτικά συστήματα επικοινωνίας επόμενης γενιάς με μέτρια πολυπλοκότητα. Η απεικόνιση του μοντέλου GRU φαίνεται στο σχήμα 15 από [16].



Σχήμα 15: Απεικόνιση GRU μονάδας

Οι εξισώσεις που αντιπροσωπεύουν το μοντέλο GRU παρουσιάζοντας παρόμοια λογική με αυτές του LSTM είναι οι ακόλουθες:

$$z_t = \sigma(W_z x_t + U_z h_{t-1} + b_z) \quad (3.4.4.1)$$

$$r_t = \sigma(W_r x_t + U_r h_{t-1} + b_r) \quad (3.4.4.2)$$

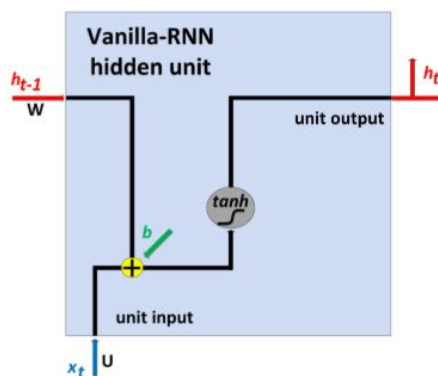
$$\tilde{h} = \tanh[W_h x_t + U_h (r_t * h_{t-1}) + b_h] \quad (3.4.4.3)$$

$$h_t = (1 - z_t) * h_{t-1} + z_t * \tilde{h} \quad (3.4.4.4)$$

Οι πίνακες W και U περιέχουν τα βάρη της σύνδεσης, z , r αντιπροσωπεύουν την ενημέρωση και την επαναφορά πύλης και $\tilde{h}$ το υπονήφιο διάνυσμα ενεργοποίησης. x_t , h_t , h_{t-1} είναι η είσοδος, η κρυφή έξοδος, η προηγούμενη κρυφή έξοδος και b είναι η τιμή bias. Ο τελεστής $*$ υποδηλώνει το γινόμενο κατά στοιχείο, σ είναι η λογιστική σιγμοειδής συνάρτηση και $\tanh$ είναι η συνάρτηση ενεργοποίησης της υπερβολικής εφαπτομένης.

Τα μοντέλα GRU χρησιμοποιούν τον μηχανισμό πύλης ενημέρωσης, προκειμένου να αποτρέψει ταυτόχρονα το πρόβλημα της εξαφανιζόμενης κλίσης και να χειρίζονται μακροπρόθεσμες ή βραχυπρόθεσμες εξαρτήσεις, δηλαδή υστερήσεις άγνωστης διάρκειας μεταξύ σημαντικών γεγονότων σε μια χρονοσειρά. Η διασυμβολική παρεμβολή που προκαλείται από τη διάδοση των ινών, ως αποτέλεσμα της συσσωρευμένης διασποράς, καθορίζει τη μνήμη του καναλιού, η οποία παραμένει σταθερή όσο οι παράμετροι διάδοσης παραμένουν αμετάβλητες. Μόλις το δίκτυο μάθει το κανάλι οπτικών ινών μνήμη, αποκτά γνώση της θέσης των συμβόλων στην ακολουθία και δεν υπάρχουν απροσδόκητες ή χρονικά μεταβαλλόμενες μακροχρόνιες ή βραχυχρόνιες εξαρτήσεις, όπως για παράδειγμα υπάρχουν σε ταχέως μεταβαλλόμενα στο χρόνο ασύρματα κανάλια επικοινωνίας. Επομένως, ο πολύπλοκος προαναφερόμενος μηχανισμός των LSTM και GRU καθίσταται περιττός.

Με βάση την προαναφερθείσα διαπίστωση, η εκπαίδευση γίνεται μια διαδικασία που μπορεί εύκολα να αναληφθεί από ένα μοντέλο bi-Vanilla-RNN, υπό την προϋπόθεση ότι το μήκος της λέξης συμβόλου είναι αρκετά μεγάλο ώστε να περιλαμβάνει μνήμη καναλιού και μη γραμμική διασυμβολική παρεμβολή. Το μοντέλο Vanilla RNN φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα 16 από το [16].



Σχήμα 16: Απεικόνιση μονάδας vanilla RNN.

Η εξίσωση που περιγράφει την κρυφή έξοδο στο Vanilla RNN με βάση τις εξισώσεις του μοντέλου LSTM (εξισώσεις (3.4.3.1) έως (3.4.3.5)) και τις εξισώσεις του μοντέλου GRU (εξισώσεις (3.4.4.1) έως (3.4.4.4)) είναι :

$$h_t = \tanh(W h_{t-1} + U x_t + b) \quad (3.4.4.5)$$

με τις μεταβλητές να αντιπροσωπεύουν τα ίδιες παραμέτρους με τα προηγούμενα δύο μοντέλα (LSTM & GRU).

Όσον αφορά την αποτελεσματικότητα της εκπαίδευσης, τα RNN συγκλίνουν λίγο πολύ στην ίδια τιμή απώλειας, αλλά το Vanilla-RNN χρειάζεται περίπου 30% περισσότερες εποχές εκπαίδευσης από τα LSTM και GRU, με το τελευταίο να παρουσιάζει την ταχύτερη εκπαίδευση. Λαμβάνοντας υπόψη ότι το οπτικό κανάλι δεν απαιτεί συχνή εκπαίδευση, η ταχύτητα εκπαίδευσης δεν είναι κρίσιμη για την υιοθέτηση

ή την απόρριψη ενός συγκεκριμένου μοντέλου RNN. Τα μοντέλα RNN είναι ανθεκτικά έναντι των διακυμάνσεων ισχύος ή ακόμη και της μορφής διαμόρφωσης των γειτονικών καναλιών. Ως εκ τούτου, η πιθανή περίοδος επανεκπαίδευσης σχετίζεται με τις χρονικές κλίμακες των φαινομένων πόλωσης, δηλαδή μερικά ms που αντιστοιχούν στη διάρκεια εκατοντάδων εκατομμυρίων συμβόλων. Δεδομένου ότι το σύστημα θα έχει αρχικά εκπαιδευτεί, η επανεκπαίδευση θα χρειαστεί λιγότερα σύμβολα (μερικές χιλιάδες) και λιγότερο χρόνο, καθώς ο σκοπός της θα είναι η λεπτή ρύθμιση και όχι η εκπαίδευση από την αρχή.

3.4.5 Σύγκριση διάφορων μοντέλων ισοστάθμισης σε οπτικά συστήματα επικοινωνιών^[16]

Σύμφωνα με έρευνες που έχουν γίνει στα άρθρα που αναφέρονται στη βιβλιογραφία, διερευνήσαμε την αποτελεσματικότητα των αμφίδρομων μοντέλων αναδρομικών νευρωνικών δικτύων (bi-RNN), συμπεριλαμβανομένων των Vanilla-RNN, της μακράς βραχυπρόθεσμης μνήμης (LSTM) και των Gated Recurrent Units (GRU), ως προηγμένων ισοσταθμιστών για ψηφιακά συνεκτικά συστήματα υψηλής χωρητικότητας. Οι αριθμητικές έρευνες αυτών αποκαλύπτουν ότι όλα τα μοντέλα bi-RNN υπερτερούν σημαντικά έναντι της παραδοσιακής γραμμικής ισοστάθμισης και της μη γραμμικής ισοστάθμισης Volterra τρίτης τάξης, επιδεικνύοντας βελτίωση του ρυθμού σφάλματος bit (BER) έως και μισή τάξη μεγέθους σε αποστάσεις 1000 χιλιομέτρων. Μεταξύ των μοντέλων, το bi-Vanilla-RNN ξεχωρίζει για τη χαμηλότερη πολυπλοκότητά του χωρίς συμβιβασμούς στην απόδοση του BER.

Περαιτέρω ανάλυση δείχνει ότι τα δίκτυα bi-LSTM αντιστοιχούν στην απόδοση της ψηφιακής διάδοσης πίσω (DBP) στον μετριάσμο των ενδοκαναλικών επιδράσεων και ξεπερνούν την DBP όταν λαμβάνονται υπόψη οι ενδοκαναλικές επιδράσεις. Τα δίκτυα LSTM διατηρούν επίσης την ευρωστία τους απέναντι στις μεταβολές ισχύος και τις αλλαγές διαμόρφωσης σε γειτονικά κανάλια, υπό την προϋπόθεση ότι εκπαιδεύονται υπό τις χειρότερες αναμενόμενες μη γραμμικές συνθήκες. Οι εκτιμήσεις πολυπλοκότητας υποδηλώνουν ότι το LSTM θα μπορούσε να ανταγωνιστεί το DBP, ιδίως σε μεγάλες αποστάσεις και σε οπτικά κανάλια με ελάχιστη συσσωρευμένη διασπορά.

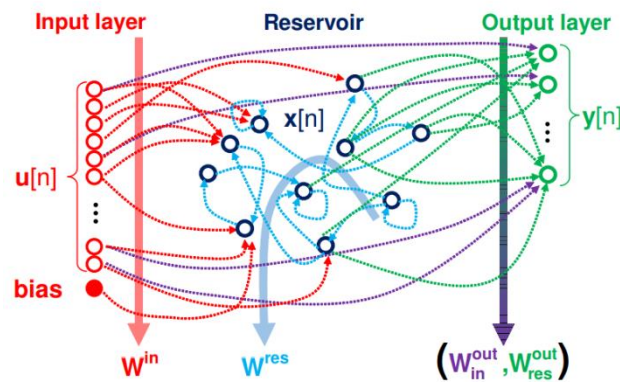
Επιπλέον, επιδείξαμε την πρακτική εφαρμογή της ισοστάθμισης bi-Vanilla-RNN σε συστήματα μετάδοσης 50-Gb/s/λ O-band CWDM IM/DD. Το Vanilla-RNN αντιστάθμισε με επιτυχία τόσο τις μη γραμμικότητες του πομποδέκτη όσο και της ίνας σε μορφές Nyquist OOK/PAM4 σε συνδέσεις back-to-back και 100/75-km SMF. Ξεπέρασε τα συμβατικά συστήματα εξισορρόπησης με ανάδραση απόφασης (DFE) και Volterra όσον αφορά την απόδοση BER, διατηρώντας παράλληλα χαμηλότερη πολυπλοκότητα υλοποίησης.

Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι τα bi-RNN, ιδίως τα bi-Vanilla-RNN και bi-LSTM, είναι υποσχόμενες μέθοδοι μετα-επεξεργασίας για μεσοπρόθεσμη ανάπτυξη σε συστήματα μετάδοσης συνεκτικής ανίχνευσης. Οι μελλοντικές εργασίες θα επικεντρωθούν στην περαιτέρω μείωση της πολυπλοκότητας των μοντέλων RNN, καθιστώντας τα ακόμη πιο κατάλληλα για οπτικά συστήματα επικοινωνίας μεγαλύτερης εμβέλειας.

3.5 Reservoir Computing^[17]

Το Reservoir Computing (RC) θεωρείται μια επίσης πολλά υποσχόμενη τεχνική για την ισοστάθμιση της Διασποράς στα οπτικά επικοινωνιακά συστήματα. Τα συστήματα RC ανήκουν και αυτά στη κατηγορία των αναδρομικών νευρωνικών δικτύων για τα οποία μιλήσαμε στη προηγούμενη υποενότητα. Τα RC συστήματα επιτυγχάνουν ισοστάθμιση με μνήμη με έναν πιο εύκολα τρόπο εκπαίδευσης σε σχέση με τα προηγούμενα είδη αναδρομικών δικτύων. Γενικά, η εκπαίδευση των RNN για προβλήματα με μεγάλες χρονικές εξαρτήσεις είναι ένα μάλλον δύσκολο έργο. Οι έννοιες του Echo State Networks (ESN) και των Liquid States Machines (LSM) προτάθηκαν ανεξάρτητα ως απλούστερες εναλλακτικές λύσεις για την αντιμετώπιση αυτών των προκλήσεων εκπαίδευσης. Η πρώτη ορίζεται ως επί το πλείστον με μια σιγμοειδή διακριτού χρόνου μονάδα δικτύου, ενώ το δεύτερο επικεντρώνεται σε μια βιολογική προσέγγιση για τη νευρωνική μοντελοποίηση. Ενώ προέρχονται από διαφορετικά μονοπάτια, οι βασικές ιδέες είναι παρόμοιες. Επομένως, οι δύο μέθοδοι έχουν, ενοποιούνται στο πλαίσιο του Reservoir Computing (RC).

Το δίκτυο RC αποτελείται από τρία τυποποιημένα μέρη - ένα στρώμα εισόδου, ένα κρυφό δίκτυο και ένα στρώμα εξόδου - όπως φαίνεται στο σχήμα 17 από [17].



Σχήμα 17: Γενική αρχιτεκτονική ενός δικτύου RC

Το διάνυσμα σήματος εισόδου $\mathbf{u}[n] = [u_1[n], \dots, u_N[n]]^T$ αποτελείται από ένα πραγματικό διάνυσμα N διαστάσεων στη διακριτή χρονική στιγμή n , όπου το N αντιπροσωπεύει τον αριθμό των εισόδων. $\mathbf{u}[n]$ εισάγεται στο reservoir μέσω ενός γραμμικού μετασχηματισμού που δίνεται από την $M \times (N + 1)$ -διάστατο $\mathbf{W}^{in}$ όπου το $N + 1$ λαμβάνει υπόψη ένα στοιχείο bias και το M αντιπροσωπεύει τον αριθμό των κόμβων εντός του reservoir. Τα βάρη στο $\mathbf{W}^{in}$ παράγονται τυχαία, συνήθως με την άντληση δειγμάτων ομοιόμορφα κατανεμημένων μεταξύ -1 και 1, ή από μια τυπική κανονική κατανομή. Το bias προστίθεται για να κάνει το σήμα να λειτουργεί σε διαφορετικές περιοχές της μη γραμμικής συνάρτησης ενεργοποίησης του κρυφού/υπολογιστικού μέρους του δικτύου. Αυτό το δεύτερο μέρος της αρχιτεκτονικής, δηλαδή το κρυφό δίκτυο, είναι δομημένο όπως σε ένα συμβατικό RNN και αρχικοποιείται με τυχαία βάρη και αραιές διασυνδέσεις μεταξύ των κρυφών κόμβων. Ωστόσο, σε αντίθεση με τα RNN, αυτά τα βάρη και οι διασυνδέσεις, καθώς και τα βάρη εισόδου, δεν εκπαιδεύονται αλλά διατηρούνται σταθερά στις τυχαίες αρχικές τους τιμές. Αυτό το κρυφό δίκτυο αναφέρεται συνήθως ως reservoir και μετασχηματίζει το σήμα εισόδου από μια κατάσταση σε μια άλλη μέσω μη γραμμικής δυναμικής. Ενώ η έλλειψη εκπαίδευσης του reservoir μπορεί να φαίνεται ότι προκαλεί ισχυρό περιορισμό στην υπολογιστική ικανότητα του RC, η χρήση

τυχαίων παραγόμενων συνδέσεων δεν είναι ασυνήθιστη στην εργαλειοθήκη της μηχανικής μάθησης. Αφαιρώντας την ελευθερία εκπαίδευσης της διασύνδεσης του reservoir, μπορεί να απαιτηθεί ένα μεγαλύτερο δίκτυο σε σύγκριση με τα πλήρως εκπαιδευμένα RNN, ωστόσο με το βασικό πλεονέκτημα μιας πολύ απλούστερης διαδικασίας εκπαίδευσης, όπως θα συζητηθεί στη συνέχεια.

Το reservoir περιγράφεται από το τετραγωνικό $M \times M$ πίνακα W^{res} . Ένας τέτοιος πίνακας ορίζει τον αριθμό των νευρώνων και τον τρόπο σύνδεσής τους. Τα βάρη των διασυνδέσεων μεταξύ των καταστάσεων του reservoir, δηλαδή τα στοιχεία $\{w_{i,j}^{res}\}$ του W^{res} αντλούνται συνήθως από ομοιόμορφες ή κανονικές κατανομές. Μέσω των W^{in} , W^{res} και της επιλεγμένης συνάρτησης ενεργοποίησης f_{act} , η εξέλιξη του reservoir $\mathbf{x}[n] = [x_1[n], \dots, x_M[n]]^T$ τη χρονική στιγμή n μπορεί να υπολογιστεί ως συνάρτηση του reservoir στην προηγούμενη χρονική στιγμή ($\mathbf{x}[n-1]$) και της εισόδου $u[n]$, όπως στην εξίσωση (3.5.1).

$$\mathbf{x}[n] = \alpha \cdot f_{act}(W^{in} \cdot \mathbf{u}[n] + W^{res} \cdot \mathbf{x}[n-1]) + (1 - \alpha) \cdot \mathbf{x}[n-1] \quad (3.5.1)$$

Ο ρυθμός διαρροής α στην (3.5.1) χρησιμοποιείται για να μιμηθεί μια εκθετική αποσύνθεση εντός του reservoir ώστε να ικανοποιείται καλύτερα την echo state ιδιότητα και να μιμείται ρεαλιστικές φυσικές υλοποιήσεις.

Στην έξοδο του reservoir, ένας γραμμικός μετασχηματισμός εφαρμόζεται στις καταστάσεις του reservoir $\mathbf{x}[n]$ και του σήματος εισόδου $u[n]$ και δίνει την ένδειξη $y[n]$ του δικτύου. Τα βάρη εξόδου είναι τα μόνα στοιχεία της συνολικής αρχιτεκτονικής RC που εκπαιδεύονται και εκπληρώνουν το έργο του μετασχηματισμού των καταστάσεων του reservoir και του σήματος εισόδου στην επιθυμητή έξοδο. Η έξοδος RC $y[n] = [y_1[n], \dots, y_K[n]]^T$ υπολογίζεται μέσω του $K \times M$ πίνακα W_{res}^{out} και του $K \times (N+1)$ πίνακα W_{in}^{out} . W_{res}^{out} ορίζει τα βάρη και τη διασύνδεση μεταξύ των M καταστάσεων του reservoir και των K εξόδων του δικτύου, ενώ W_{in}^{out} περιγράφει μια άμεση σύνδεση μεταξύ των στρωμάτων εισόδου και εξόδου. Η εξέλιξη του στρώματος εξόδου ακολουθεί την εξίσωση :

$$\mathbf{y}[n] = W_{res}^{out} \cdot \mathbf{x}[n] + W_{in}^{out} \cdot \mathbf{u}[n] \quad (3.5.2)$$

Γενικά, η πρόσθετη ανατροφοδότηση από το στρώμα εξόδου στο reservoir (W^{res} από το μέγεθος $K \times M$) μπορεί επίσης να εξεταστεί. Αυτή η ανατροφοδότηση παραμελείται εδώ καθώς είναι μάλλον ασυνήθιστη και αυστηρά μη απαραίτητη καθώς ένα δίκτυο που την περιλαμβάνει μπορεί συνήθως να επαναπροσδιοριστεί σε ένα δίκτυο όπου η ανατροφοδότηση αυτή δεν ορίζεται ρητά.

Το βασικό πλεονέκτημα της προσέγγισης RC βασίζεται στο γεγονός ότι, αφού κατασκευαστεί ένα κατάλληλο W^{res} , η εξέλιξη των καταστάσεων του reservoir εξαρτάται μόνο από τις εισόδους (βλέπε εξίσωση (3.5.1)) και η εκπαίδευση εφαρμόζεται μόνο για τη βελτιστοποίηση των βαρών εξόδου ($W_{res}^{out}, W_{in}^{out}$). Μια τέτοια βελτιστοποίηση δεν απαιτεί την πολύπλοκη και υπολογιστικά δαπανηρή οπισθοδιάδοση (backpropagation) μέσω ολόκληρου του δικτύου, όπως συμβαίνει στα RNN (αλγόριθμος οπισθοδιάδοσης μέσω χρόνου) ή στα ακόμη απλούστερα FNN (αλγόριθμος οπισθοδιάδοσης). Η εκπαίδευση μπορεί να πραγματοποιηθεί με μια απλή πράξη γραμμικής παλινδρόμησης, ενδεχομένως με ενσωματωμένη την κανονικοποίηση ridge, με στόχο την ελαχιστοποίηση του τετραγώνου σφάλματος της συνάρτησης απωλειών. Δεδομένου ενός πίνακα στόχων $\mathbf{Y}_{target} = \mathbf{Y}_1^{\bar{n}} = [\mathbf{y}[1], \dots, \mathbf{y}[\bar{n}]]$ ορίζεται για χρόνους $n = [1, \dots, \bar{n}]$ τα βάρη εξόδου μπορούν να υπολογιστούν μέσω:

$$[W_{res}^{out}, W_{in}^{out}] = (\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{Y}_{target}, \quad (3.5.3)$$

με $\mathbf{A} = [\mathbf{X}_1^{\bar{n}}; \mathbf{U}_1^{\bar{n}}; \mathbf{B}]$, όπου το τελευταίο στοιχείο $\mathbf{B}$ αντιπροσωπεύει τον όρο μεροληψίας, λ ο παράγοντας κανονικοποίησης κορυφογραμμής και $\mathbf{I}$ ένας πίνακας ταυτότητας μεγέθους $M+N+1$. Οι πίνακες κατάστασης

και εισόδου ακολουθούν τον ίδιο ορισμό όπως για το $\mathbf{Y}_1^{\bar{n}}: \mathbf{X}_1^{\bar{n}} = [\mathbf{x}[1], \dots, \mathbf{x}[\bar{n}]]$ και $\mathbf{U}_1^{\bar{n}} = [\mathbf{u}[1], \dots, \mathbf{u}[\bar{n}]]$, αντίστοιχα.

Προκειμένου η προσέγγιση RC να παρέχει αποτελεσματική υπολογιστική ισχύ, πρέπει να επιλεγεί κατάλληλα ένα σύνολο μακροσκοπικών υπερ-παραμέτρων του reservoir, ιδίως η συνάρτηση ενεργοποίησης f_{act} και τα χαρακτηριστικά του πίνακα $\mathbf{W}_{res}$, ιδίως η αραιότητα του και η προκύπτουσα σταθερότητα του συστήματος RC. Η τελευταία ορίζεται συνήθως ως προς τη φασματική ακτίνα του reservoir (ρ) που ορίζεται ως η μέγιστη ιδιοτιμή του $\mathbf{W}_{res}$.

Όσο αναφορά τη f_{act} , οι ιδιότητες του ESN, συμπεριλαμβανομένης της ιδιότητας καθολικής προσέγγισης, είναι αυστηρά καθορισμένες για σιγμοειδή συναρτήσεις. Ωστόσο η χρήση εναλλακτικών συναρτήσεων, ακόμη και γραμμικών συναρτήσεων, για την αντικατάσταση μιας σιγμοειδούς έχει αποδειχθεί ότι είναι υπολογιστικά αποτελεσματική. Οι γραμμικές συναρτήσεις ενεργοποίησης έχουν επίσης αποδειχθεί ότι παρέχουν καλύτερη χωρητικότητα μνήμης, στη συνέχεια μη γραμμικές συναρτήσεις. Ωστόσο, η απόδοση του δικτύου εξαρτάται από την είσοδο και την διεργασία στο τέλος και για γενικές εφαρμογές, ένας γραμμικός τελεστής μπορεί να μην είναι πάντα βέλτιστος.

Ο αλγόριθμος που περιγράφει την υλοποίηση ενός reservoir είναι ο ακόλουθος :

Θεωρούμε N εισοδοί, M κόμβοι και K έξοδοι:

Φάση 1 - Αρχικοποίηση

- Δημιουργία βαρών $\mathbf{W}_{in}$ από ομοιόμορφη κατανομή $U(-1, +1)$.
- Δημιουργία στοιχείων του $\mathbf{W}^{res}$ αντλώντας τα από μια δυαδική κατανομή με $p(0) = \text{σπανιότητα}$.
- Αντικατάσταση των μη μηδενικών στοιχείων της $\mathbf{W}^{res}$ αντλώντας τα από μια κανονική κατανομή $N(0, 1)$.
- Επαναδιάταξη της $\mathbf{W}^{res}$: $\rho(\mathbf{W}^{res}) = \bar{\rho}$.

Φάση 2 - Εκπαίδευση

- Χρήση της εξίσωσης (3.5.1) για τον υπολογισμό της $\mathbf{X}_1^{\bar{n}}$ από $\mathbf{U}_1^{\bar{n}}$.
- Χρήση της εξίσωσης (3.5.3) για την εκπαίδευση του $[\mathbf{W}_{res}^{out}, \mathbf{W}_{in}^{out}]$ από $\mathbf{X}_1^{\bar{n}}, \mathbf{U}_1^{\bar{n}}$, και $\mathbf{Y}_{target}$.

Φάση 3 – Δοκιμές

Χρησιμοποιήστε τις (3.5.1) και (3.5.2) για τον υπολογισμό του $y[n]$ δεδομένου του $u[n]$.

Ανεξάρτητα από την επιλογή της συνάρτησης ενεργοποίησης, ένα πλήρως τυχαία παραγόμενο reservoir δεν μπορεί πάντα να παρέχει έναν αποτελεσματικό μετασχηματισμό υψηλής διάστασης που να επιτρέπει τον υπολογισμό της εκάστοτε εργασίας. Ο πίνακας $\mathbf{W}_{res}$ πρέπει να κατασκευαστεί σωστά ακολουθώντας ορισμένες κατευθυντήριες γραμμές. Πρώτα απ' όλα, σε αντίθεση με ό,τι μπορεί να είναι σύνηθες για τα RNN, οι διασυνδέσεις του reservoir επιλέγονται συνήθως με υψηλό βαθμό αραιότητας. Ενώ τα RNN χρειάζονται πλήρη διασυνδεσιμότητα για να εξασφαλίσουν την ιδιότητα της καθολικής προσέγγισης, στα RC κατά μέσο όρο συνιστώνται 10 ή λιγότερες διασυνδέσεις ανά κόμβο.

Ακόμη πιο σημαντικό, έχει αποδειχθεί ότι η ιδιότητα echo state, δηλαδή μια ιδιότητα μνήμης εξασθένισης για την οποία η επίδραση της εισόδου τη χρονική στιγμή t_1 εξαφανίζεται για χρόνους $t \gg t_1$, είναι απαραίτητη για την εξασφάλιση υπολογιστικής ικανότητας. Αυτή η ιδιότητα μπορεί να συνδεθεί άμεσα με τη φασματική ακτίνα ρ του πίνακα $\mathbf{W}_{res}$. Θεωρώντας μια συνάρτηση ενεργοποίησης με μοναδιαία κλίση

γύρω από την αρχή - όπως η $\tanh(-)$ που εξετάζεται στην παρούσα εργασία - ένας καλός κανόνας είναι να κλιμακωθεί η W_{res} έτσι ώστε το $\rho \leq 1$. Αυτή η συνθήκη είναι μόνο αναγκαία και όχι επαρκής για την εξασφάλιση της ιδιότητας της κατάστασης ηχούς μιας δεξαμενής. Γενικά, η φασματική ακτίνα απαιτεί συντονισμό με τη μνήμη και τη μη γραμμική δυναμική που απαιτεί η συγκεκριμένη εργασία. Η φασματική ακτίνα παρέχει επομένως κάποια εικόνα για την αναμενόμενη συμπεριφορά του reservoir και είναι μία από τις βασικές παραμέτρους όπως το μέγεθος και η μνήμη του.

3.5.1 *Ισοστάθμιση μέσω Reservoir Computing*

Ο αριθμός των νευρώνων της δεξαμενής, η φασματική ακτίνα και ο ρυθμός διαρροής είναι κρίσιμες παράμετροι που διαμορφώνουν τη δομή της δεξαμενής σε ένα νευρωνικό δίκτυο. Αυτές οι παράμετροι μεταβάλλονται συστηματικά για να βρεθούν οι βέλτιστες ρυθμίσεις για την εξισορρόπηση της χρωματικής διασποράς (CD).

Η μνήμη του reservoir παίζει καθοριστικό ρόλο στον καθορισμό της απόδοσης του συστήματος. Αυτή η μνήμη μπορεί να διαμορφωθεί με τη ρύθμιση της φασματικής ακτίνας (ρ) του πίνακα βαρών της δεξαμενής (W_{res}). Όταν μια δεξαμενή υποβάλλεται σε είσοδο βηματικής συνάρτησης, η μνήμη της ποσοτικοποιείται από τον αριθμό των δειγμάτων που απαιτούνται για να συγκλίνουν όλες οι καταστάσεις εντός του 2% των τιμών της μόνιμης κατάστασής τους. Η μνήμη αυξάνεται καθώς το ρ πλησιάζει τη μονάδα και συνεχίζει να αυξάνεται με επιταχυνόμενο ρυθμό καθώς το ρ υπερβαίνει τη μονάδα. Επιπλέον, οι μεγαλύτερα reservoir διαθέτουν γενικά μεγαλύτερη μνήμη, αν και το φαινόμενο αυτό παρουσιάζει κορεσμό πέραν των 300 κόμβων.

Επιπλέον, μια εναλλακτική μέθοδος διαμόρφωσης της μνήμης του reservoir περιλαμβάνει τη μεταβολή του μεγέθους του. Για reservoir με σταθερό ρ 0,9, η αύξηση του μεγέθους του ενισχύει τη μη γραμμική δυναμική που βιώνει το σήμα λόγω του αυξημένου αριθμού νευρώνων. Αυτό αποδεικνύεται από τη βελτιωμένη απόδοση του ρυθμού σφάλματος bit (BER) σε μετάδοση 10 km καθώς αυξάνεται το μέγεθος του reservoir, με αξιοσημείωτο φαινόμενο κορεσμού πέραν των 100 κόμβων.

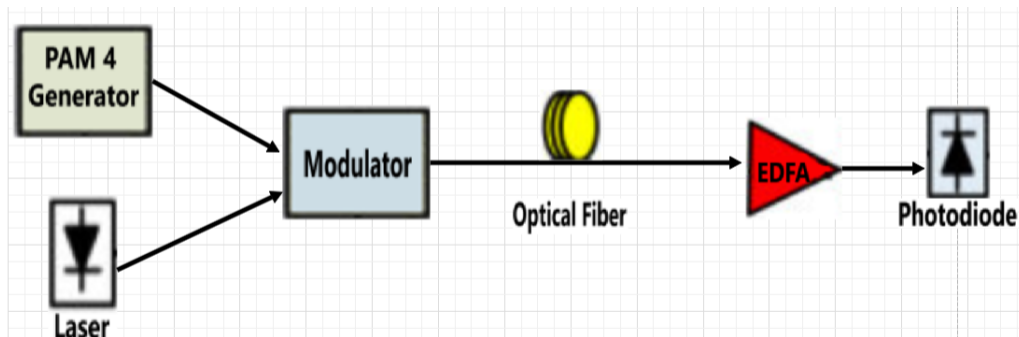
Τα αποτελέσματα από έρευνες δείχνουν ότι η αύξηση του αριθμού των νευρώνων ενισχύει την απόδοση του υπολογισμού δεξαμενής (RC). Η βελτίωση αυτή αποδίδεται στον υψηλότερο αριθμό νευρώνων στο στρώμα δεξαμενής, ο οποίος αυξάνει τη δυνατότητα μη γραμμικής επεξεργασίας του συστήματος. Ωστόσο, καθώς ο αριθμός των νευρώνων συνεχίζει να αυξάνεται, ιδίως πέραν των 300 νευρώνων, η πολυπλοκότητα του δικτύου αυξάνεται επίσης σημαντικά. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε υπερπροσαρμογή,

4

Προσομοίωση

4.1 Περιγραφή Προσομοίωσης Οπτικής Ζεύξης σε Matlab

Στη προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε, περιγράφεται ένα επικοινωνιακό σύστημα οπτικής ζεύξης άμεσης ανίχνευσης για ένα σήμα διαμορφωμένο με PAM 4. Το πρόβλημα που υπάρχει μέσα σε ένα τέτοιο σύστημα είναι η διασπορά της οπτικής ίνας και τις συνέπειες που έχει στο σήμα για τα οποία μιλήσαμε εκτενέστερα στην ενότητα 2. Το τηλεπικοινωνιακό σύστημα άμεσης ανίχνευσης που φαίνεται στη προσομοίωση φαίνεται στο σχήμα 18.



Σχήμα 18: Απεικόνιση του οπτικού συστήματος άμεσης ανίχνευσης της προσομοίωσης

Η προσομοίωση του συστήματος αυτού έχει υλοποιηθεί σε περιβάλλον matlab. Για κάθε στοιχείο που βρίσκεται στο σχήμα 18 έχει υλοποιηθεί μία αντίστοιχη συνάρτηση. Εκτός από αυτές τις συναρτήσεις υπάρχει και η συνάρτηση main στην οποία αρχικοποιούνται οι βασικές μεταβλητές που χρησιμοποιούνται για τη προσομοίωση που είναι ο αριθμός συμβόλων (number_of_symbols), ρυθμός συμβόλων(symbol_rate), δείγματα ανά σύμβολο (samples_per_symbol), taps, μήκος ίνας(fiber_length) όπως φαίνεται παρακάτω:

```

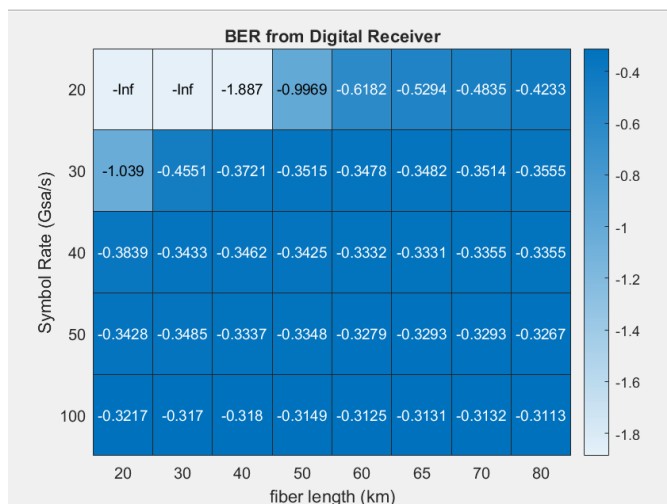
% Parameters
M = 4; % PAM modulation
number_of_symbols = 40000; % Number of symbols
symbol_rate = 30e9; % Symbol rate (10 Gbaud)
sample_per_symbol = 1;
adc_rate = sample_per_symbol*symbol_rate;
taps=1;
pd_bandwidth = 0.75*symbol_rate; % Photodiode bandwidth (10 GHz)
points_per_symbol = 10; % Points per symbol for the simulation
fiber_length = 40e3; % The length of the optical fiber (100 km)
points_per_space_step = 1000; % Data points for the optical fiber
D = 1e-5; % Dispersion coefficient (ps^2/km)
central_wavelength = 1550e-9; % Central wavelength in C-band (nm)
gain = 15; % EDFA gain (10 dB)
Pwr_dBm = 10; % Laser Power (10 dBm, 10 mW)

```

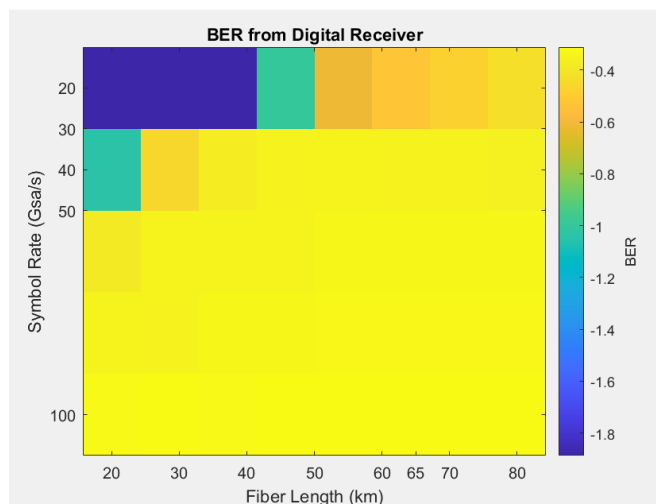
Στη συνέχεια στη main καλούνται όλες οι απαραίτητες συναρτήσεις για την πραγματοποίηση της προσομοίωσης όπως φαίνεται παρακάτω:

```
[electric_signal, sample_freq, x, y, n_ignore] = create_pam(M, number_of_symbols, symbol_rate, points_per_symbol);
n_samples = length(electric_signal);
I_bias = 50e-3;
[field, time] = laser(I_bias, n_samples, sample_freq, Pwr_dBm, plot_laser_output);
bias_ratio = 0.3;
field = modulator(field, electric_signal, bias_ratio, sample_freq, "AM", plot_electric_signal);
% Optical fiber
if back_to_back == 1
    photocurrent = photodiode(field, sample_freq, pd_bandwidth, central_wavelength, plot_oscilloscope);
    [ber, star_test_predict, star_test] = post_processing(taps, photocurrent, y, points_per_symbol, symbol_rate, adc_rate, number_of_symbols, n_ignore);
else
    space_step = fiber_length / points_per_space_step;
    field = optical_fiber(field, fiber_length, space_step, sample_freq, D, central_wavelength);
    field = edfa(field, gain, central_wavelength, sample_freq);
    photocurrent = photodiode(field, sample_freq, pd_bandwidth, central_wavelength, plot_oscilloscope);
[ber_r] = digital_receiver(photocurrent, y, points_per_symbol, n_ignore, M);
[number_of_symbols, n_ignore, samples_per_symbol, custom_rate, x_for_network, y_for_network, digital_X] = post_processing(taps, photocurrent, y, points_per_symbol, symbol_rate, adc_rate, number_of_symbols, n_ignore);
[ber, star_test_predict, star_test] = RidgeReg(M, x_for_network, y_for_network);
[ber_esn, star_test_predict_ESN, star_test_ESN] = ESN(points_per_symbol, M, y, n_ignore, adc_rate, symbol_rate, number_of_symbols, photocurrent);
```

Αρχικά το ηλεκτρικό σήμα(electric_signal) με διαμόρφωση PAM-4 παράγεται από τον PAM-4 Generator που τον αντιπροσωπεύει η συνάρτηση create_pam(). Παράλληλα από την πηγή laser που αντιπροσωπεύει η συνάρτηση laser() παράγεται το οπτικό πεδίο (field). Στη συνέχεια γίνεται η διαμόρφωση του οπτικού πεδίου με βάση το ηλεκτρικό σήμα στο στοιχείο modulator μέσω της συνάρτησης modulator() και παράγεται ένα οπτικό διαμορφωμένο πεδίο εξόδου(field). Έπειτα το διαμορφωμένο οπτικό πεδίο εισέρχεται στην οπτική ίνα μέσω της συνάρτησης optical_fiber(). Εκεί αρχίζει να υφίσταται τις επιδράσεις της μη γραμμικότητας, της διασποράς και της εξασθένησης ενός οπτικού σήματος καθώς αυτό διαδίδεται μέσω μιας οπτικής ίνας. Μετά το οπτικό πεδίο εισέρχεται στον ενισχυτή EDFA (Ενισχυτής οπτικών ινών με επικάλυψη έρβιου) που προσομοιώνεται από την συνάρτηση edfa(). Ο EDFA ενισχύει το οπτικό πεδίο εισόδου κατά ένα καθορισμένο κέρδος και προσθέτει θόρυβο ASE(Ενισχυμένη αυθόρμητη εκπομπή που σημαίνει ότι ο ενισχυτής όχι μόνο αυξάνει την ισχύ του σήματος εισόδου (επιθυμητό αποτέλεσμα), αλλά ενισχύει επίσης τον θόρυβο που παράγεται από τη διαδικασία αυθόρμητης εκπομπής (ανεπιθύμητο αποτέλεσμα).), προσομοιώνοντας το αποτέλεσμα της διέλευσης του σήματος μέσω ενός EDFA. Έπειτα το ενισχυμένο πλέον οπτικό πεδίο εισέρχεται στη φωτοδίοδο τη συμπεριφορά της οποίας προσομοιώνει η συνάρτηση photodiode().Ο ρόλος της φωτοδίοδου είναι να μετατρέψει το οπτικό πεδίο(field) σε ηλεκτρικό σήμα(photocurrent) ή αλλιώς “φωτόρευμα” λαμβάνοντας υπόψη το θόρυβο βολής (Στα ηλεκτρονικά, ο θόρυβος βολής προέρχεται από τη διακριτή φύση του ηλεκτρικού φορτίου . Ο θόρυβος βολής εμφανίζεται επίσης στη μέτρηση φωτονίων σε οπτικές συσκευές, όπου ο θόρυβος βολής σχετίζεται με τη σωματιδιακή φύση του φωτός.), το θερμικό θόρυβο(είναι ο ηλεκτρονικός θόρυβος που δημιουργείται από τη θερμική ανάδευση των φορέων φορτίου (συνήθως των ηλεκτρονίων) μέσα σε έναν ηλεκτρικό αγωγό σε ισορροπία, ο οποίος συμβαίνει ανεξάρτητα από οποιαδήποτε εφαρμοζόμενη τάση) και τα αποτελέσματα του χαμηλοπερατού φιλτραρίσματος(αναφέρονται στη διαδικασία εξασθένησης ή μείωσης του πλάτους των συνιστωσών υψηλής συχνότητας σε ένα σήμα, ενώ επιτρέπουν στις συνιστώσες χαμηλής συχνότητας να περάσουν σχετικά ανεπηρέαστες. Στο πλαίσιο της λειτουργίας της φωτοδίοδου, το χαμηλοπερατό φιλτράρισμα εφαρμόζεται στο φωτορεύμα που παράγεται από τη φωτοδίοδο). Όπως είναι κατανοητό το τελικό φωτόρευμα έχει υποστεί εξασθένηση ισχύος από όλα τα προαναφερθέντα φαινόμενα (Διασπορά κτλ). Τέλος το φωτόρευμα χρησιμοποιείται σαν είσοδος στη συνάρτηση digital_receiver() για τον υπολογισμό του BER. Εφαρμόζουμε προσομοίωση για να δούμε πως επηρεάζεται το BER σε σχέση με το ρυθμό συμβόλων και το μήκος της ίνας η οποία φαίνεται στο σχήματα σχήμα 19 και σχήμα 20.



Σχήμα 19: Heatmap ρυθμού συμβόλων και μήκους ίνας συναρτήση του BER(BitErrorRate).

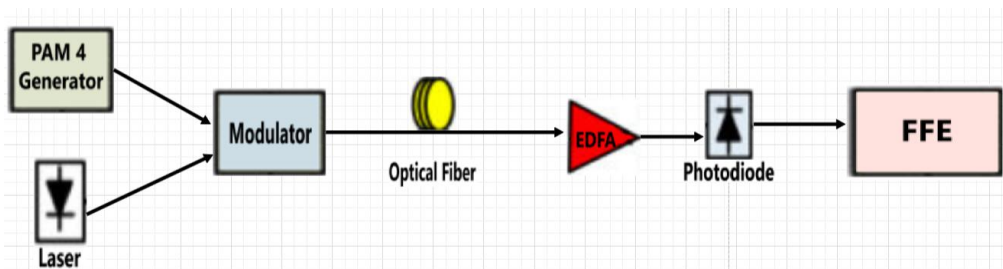


Σχήμα 20: Χρωματική Απεικόνιση του heatmap

Παρατηρούμε όσο αυξάνεται το μήκος της ίνας και ο ρυθμός συμβόλων οι τιμές του BER (σε κλίμακα db) αυξάνονται. Στη συνέχεια θα εφαρμόσουμε διάφορες τεχνικές ισοστάθμισης για να βελτιώσουμε τη κατάσταση του συστήματος με στόχο να μειώσουμε όσο το δυνατό γίνεται τις τιμές του BER.

4.2 Περιγραφή Προσομοίωσης Ισοστάθμισης Διασποράς μέσω FFE

Η πρώτη μορφή ισοστάθμισης που χρησιμοποιήσαμε στη προσομοίωση είναι ο FFE(FeedForwardEqualizer) ο οποίος συνδέεται με την φωτοδίοδο όπως φαίνεται στο σχήμα 21.

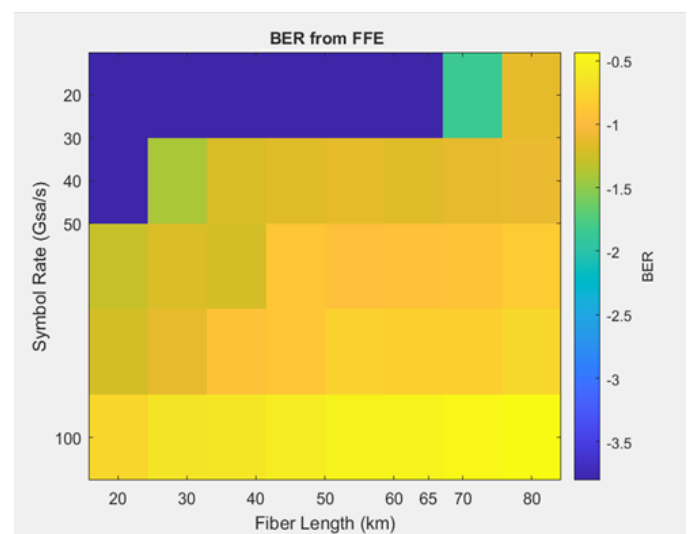
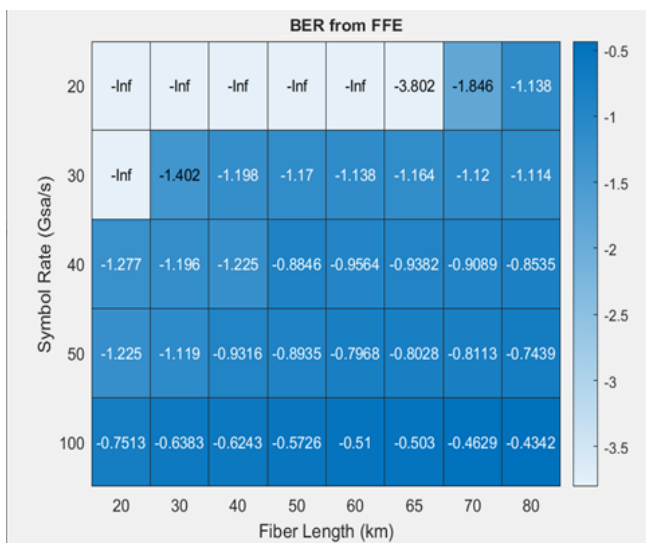


Σχήμα 21: Απεικόνιση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος με χρήση του FFE

Η συμπεριφορά του FFE προσομοιώνεται στο σύστημα μας με τη χρήση δύο συναρτήσεων την `post_processing()` και την `RidgeReg()`. Η `post_processing()` συνάρτηση αρχίζει με τον υπολογισμό του αριθμού των δειγμάτων ανά σύμβολο με βάση τον δεδομένο ρυθμό ADC (`adc_rate`) και τον ρυθμό συμβόλων (`symbol_rate`). Στη συνέχεια, επαναδειγματοληπτεί το φωτορεύμα για να ευθυγραμμιστεί με αυτόν τον προσαρμοσμένο ρυθμό και κανονικοποιεί το σήμα. Στη συνέχεια, αναδιαμορφώνει το συνεχές σήμα φωτορεύματος σε έναν πίνακα όπου κάθε στήλη αντιπροσωπεύει τα δείγματα που αντιστοιχούν σε ένα σύμβολο. Για να ληφθούν υπόψη τα φαινόμενα διασποράς, η συνάρτηση δημιουργεί γραμμές καθυστέρησης `taps`, συλλαμβάνοντας πολλαπλά διαδοχικά δείγματα γύρω από κάθε σύμβολο και αναδιαρθρώνοντάς τα σε

μορφή κατάλληλη για περαιτέρω επεξεργασία. Τέλος, προετοιμάζει τα δεδομένα εισόδου ($X_{for_network}$) και τις αντίστοιχες ετικέτες ($y_{for_network}$) αποκλείοντας τα αρχικά και τελικά σύμβολα n_ignore για την αποφυγή μεταβατικών φαινομένων, εξασφαλίζοντας έτσι ότι τα δεδομένα είναι καθαρά και αντιπροσωπευτικά της συμπεριφοράς του συστήματος σε σταθερή κατάσταση. Έπειτα το $X_{for_Network}$ και $y_{for_Network}$ χρησιμοποιούνται σαν dataset εισαγωγής στη συνάρτηση $RidgeReg()$. Η συνάρτηση ξεκινά με τον προσδιορισμό του συνολικού αριθμού συμβόλων και χωρίζει τα δεδομένα σε σύνολα εκπαίδευσης και δοκιμής, με το 50% των δεδομένων να χρησιμοποιείται για εκπαίδευση και το υπόλοιπο 50% για δοκιμή. Στη συνέχεια, τα σύνολα δεδομένων εκπαίδευσης και δοκιμής κανονικοποιούνται. Η παλινδρόμηση Ridge, που λειτουργεί ως γραμμικό perceptron ενός νευρώνα, εφαρμόζεται στα δεδομένα εκπαίδευσης για να ληφθεί το διάνυσμα βάρους W , το οποίο στη συνέχεια χρησιμοποιείται για την πρόβλεψη των συμβόλων τόσο για τα σύνολα εκπαίδευσης όσο και για τα σύνολα δοκιμής. Οι προβλεπόμενες συνεχείς τιμές αποδιαμορφώνονται σε σύμβολα χρησιμοποιώντας το $ramdmod$, το οποίο εφαρμόζεται επίσης στα πραγματικά μεταδιδόμενα σύμβολα για σύγκριση. Τέλος, το BER υπολογίζεται συγκρίνοντας τα αποδιαμορφωμένα προβλεπόμενα σύμβολα με τα αποδιαμορφωμένα πραγματικά σύμβολα. Το BER εμφανίζεται, παρέχοντας μια αξιολόγηση της απόδοσης του μοντέλου παλινδρόμησης κορυφογραμμής στην πρόβλεψη των μεταδιδόμενων συμβόλων. Αυτή η προσέγγιση υλοποιεί αποτελεσματικά ένα FFE χρησιμοποιώντας ένα μοντέλο γραμμικής παλινδρόμησης.

Εκτελούμε μια πειραματική προσομοίωση για να δούμε πως επηρεάζεται το BER σε σχέση με το ρυθμό συμβόλων και το μήκος της ίνας έχοντας σταθερά τα $taps = 40$ του FFE, η οποία φαίνεται στο σχήματα σχήμα 22 και σχήμα 23, χρησιμοποιώντας τις ίδιες τιμές με τα σχήματα 19 και 20.



Σχήμα 22: Heatmap ρυθμού Συμβόλων και μήκους ίνας από τον FFE.

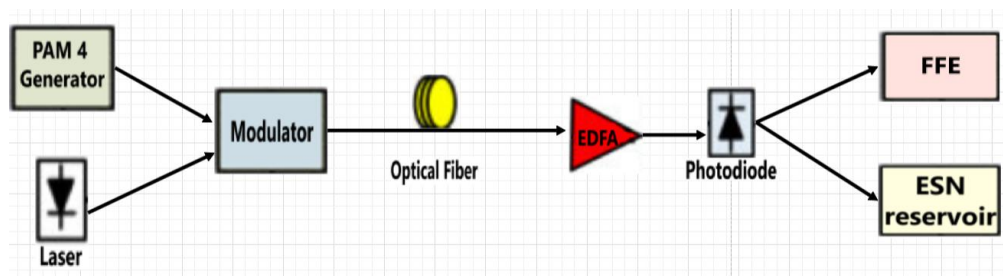
Σχήμα 23: Χρωματική απεικόνιση του heatmap

Αν συγκρίνουμε τις τιμές του BER σε κλίμακα dB στα σχήματα 22 και 23 θα παρατηρήσουμε ότι $BER_{FFE} < BER_{DigitalReceiver}$ που είναι αυτό που περιμέναμε. Επομένως με τη χρήση του FFE καταφέραμε να ισοσταθμίσουμε σε αρκετό βαθμό το πρόβλημα της διασποράς που υπέστη το σήμα μειώνοντας το BER και επιτυγχάνοντας το $BER = 0$ για μήκη ίνας 20 έως 60 klm και ρυθμούς 20 Gbaud ακόμα και 30 Gbaud μέχρι 20klm.

4.3 Περιγραφή Προσομοίωσης Ισοστάθμισης Διασποράς μέσω ESN

Μία εναλλακτική μέθοδος ισοστάθμισης που χρησιμοποιούμε στη προσομοίωση είναι το ESN (EchoStateNetwork) που είναι ένα είδος νευρωνικού δικτύου μέσω ReservoirComputing για το οποίο έγινε εκτενέστερη περιγραφή στην υποενότητα 3.5.1.

Με τη προσθήκη του ισοσταθμιστή ESN στη προσομοίωση, το τηλεπικοινωνιακό σύστημα τροποποιείται σύμφωνα με το σχήμα 24.



Σχήμα 24: Απεικόνιση του τηλεπικοινωνιακού συστήματος με τη προσθήκη του ESN reservoir

Η υλοποίηση του ESN γίνεται μέσω της συνάρτησης ESN() η οποία είναι η ακόλουθη:

```
function [ber_esn,star_test_predict_ESN, star_test_ESN] = ESN(points_per_symbol,M,y,n_ignore,adc_rate,symbol_rate,number_of_symbols,photocurrent)

[inputSequence, outputSequence,samples_per_symbol] = generate_optical_sequence(points_per_symbol,y,photocurrent,number_of_symbols,n_ignore,adc_rate,symbol_rate);
% ESN
n_total_symbols = length(outputSequence);
n_train = ceil(0.5 * n_total_symbols);
n_test = n_total_symbols - n_train;
trainInputSequence = inputSequence(1:n_train, :);
testInputSequence = inputSequence(1 + n_train:n_train + n_test, :);
trainOutputSequence = outputSequence(1:n_train, :);
testOutputSequence = outputSequence(1 + n_train:n_train + n_test, :);
testOutputSequence = testOutputSequence(n_ignore:end - n_ignore, :);
% ESN parameters
nInputUnits = samples_per_symbol + 1;
nInternalUnits = 30;
nOutputUnits = 1;
% ESN input scaling vector (nInputUnits x 1)
inputScalingVector = 0.1 * ones(nInputUnits, 1);
% ESN input shift vector (nInputUnits x 1)
inputShiftVector = zeros(nInputUnits, 1);
esn = generate_esn(nInputUnits, nInternalUnits, nOutputUnits, ...
    'spectralRadius', 1.3, 'inputScaling', inputScalingVector, 'inputShift', inputShiftVector, ...
    'teacherScaling', 0.3, 'teacherShift', -0.2, 'feedbackScaling', 0, ...
    'type', 'plain_esn');
esn.internalWeights = esn.spectralRadius * esn.internalWeights_UnitSR;
nForgetPoints = 100; % ESN forget points
[trainedEsn, ~] = train_esn(trainInputSequence, trainOutputSequence, esn, nForgetPoints);
nForgetPoints = 100;
predictedTrainOutput = test_esn(trainInputSequence, trainedEsn, nForgetPoints);
predictedTestOutput = test_esn(testInputSequence, trainedEsn, nForgetPoints);
star_test_predict_ESN = pamdemod(predictedTestOutput, M);
star_test_ESN = pamdemod(testOutputSequence(nForgetPoints+1:end,:), M);

[~,ber_esn] = biterr(star_test_predict_ESN, star_test_ESN);
```

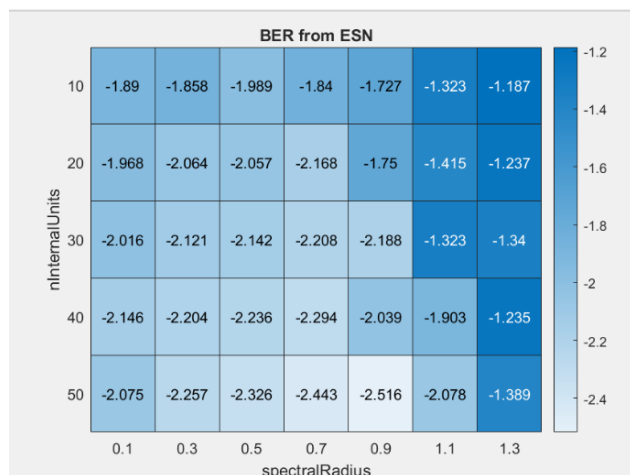
Η συνάρτηση ξεκινά με τη δημιουργία των ακολουθιών εισόδου και εξόδου από το λαμβανόμενο σήμα φωτορεύματος και τα μεταδιδόμενα σύμβολα όπως ακριβώς και οι συναρτήσεις του FFE. Στη συνέχεια χωρίζει αυτές τις ακολουθίες σε σύνολα εκπαίδευσης και δοκιμής, με το 50% των δεδομένων να χρησιμοποιείται για την εκπαίδευση και το υπόλοιπο 50% για τη δοκιμή. Το ESN παράγεται στη συνέχεια με καθορισμένες παραμέτρους, όπως ο αριθμός των μονάδων εισόδου, των εσωτερικών μονάδων και των μονάδων εξόδου, μαζί με τη φασματική ακτίνα και τα διανύσματα κλιμάκωσης.

Η παράμετρος των εσωτερικών μονάδων “nInternalUnits” σε μια προσομοίωση ESN καθορίζει το μέγεθος της δεξαμενής, το οποίο είναι ζωτικής σημασίας για την αποτύπωση της χρονικής δυναμικής και των εξαρτήσεων στα σήματα εισόδου. Ένας μεγαλύτερος αριθμός εσωτερικών μονάδων αυξάνει την ικανότητα του μοντέλου να μαθαίνει σύνθετα μοτίβα, αλλά απαιτεί επίσης προσεκτική εξισορρόπηση για την αποφυγή της υπερβολικής προσαρμογής και τη διαχείριση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Η μεταβλητή nInternalUnits επηρεάζει άμεσα τον πλούτο, τη μνήμη και την ευελιξία του ESN, παίζοντας έτσι ζωτικό ρόλο στην απόδοσή του σε εργασίες που περιλαμβάνουν χρονικά εξαρτώμενα δεδομένα.

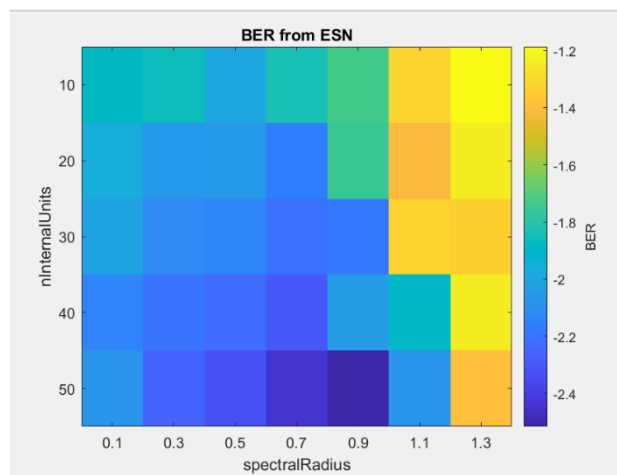
Η φασματική ακτίνα “spectralRadius” είναι μια βασική παράμετρος στα δίκτυα Echo State που επηρεάζει τη σταθερότητα και τον πλούτο της δυναμικής του δικτύου. Ρυθμίζοντας τη φασματική ακτίνα, μπορεί κανείς να ελέγξει την ισορροπία μεταξύ της ανταπόκρισης στις εισόδους και της σταθερότητας των εσωτερικών καταστάσεων, εξασφαλίζοντας έτσι ότι το δίκτυο πληροί την ιδιότητα Echo State και αποδίδει αποτελεσματικά σε εργασίες όπως η πρόβλεψη χρονοσειρών ή η επεξεργασία σήματος.

Στη συνέχεια της προσομοίωσης το ESN εκπαιδεύεται στις ακολουθίες εισόδου και εξόδου εκπαίδευσης, απορρίπτοντας τα πρώτα 100 σημεία για την απομάκρυνση των μεταβατικών επιδράσεων. Μετά την εκπαίδευση, το ESN δοκιμάζεται στην ακολουθία εισόδου δοκιμής, απορρίπτοντας και πάλι τα πρώτα 100 σημεία. Η προβλεπόμενη ακολουθία εξόδου από το ESN αποδιαμορφώνεται για να ληφθούν τα προβλεπόμενα σύμβολα, τα οποία στη συνέχεια συγκρίνονται με τα πραγματικά αποδιαμορφωμένα σύμβολα για τον υπολογισμό του BER. Το BER εμφανίζεται για να παρέχει μια αξιολόγηση της απόδοσης του ESN στην πρόβλεψη των μεταδιδόμενων συμβόλων.

Εκτελούμε μία πειραματική προσομοίωση για να δούμε πως επιδρούν οι εσωτερικοί κόμβοι “ninternalUnits” και η φασματική ακτίνα “spectralRadius” σε σχέση με το BER, η οποία φαίνεται στο σχήμα 25 και 26.



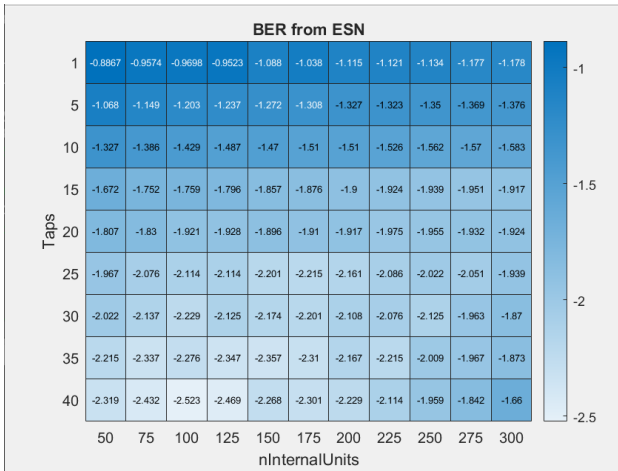
Σχήμα 26: Heatmap φασματικής ακτίνας και εσωτερικών κόμβων σε σχέση με το BER για το ESN.



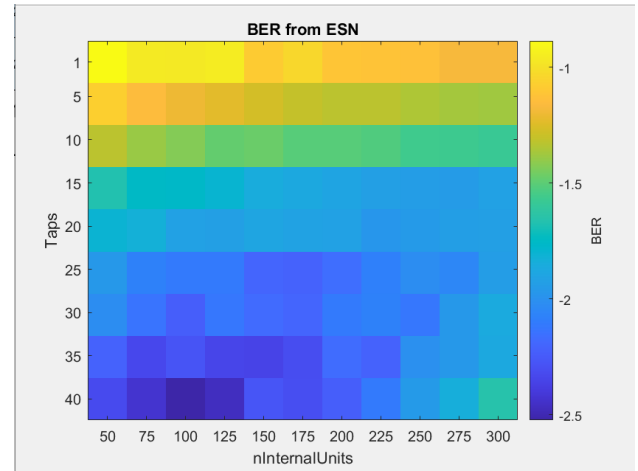
Σχήμα 25 : Χρωματική απεικόνιση φασματικής ακτίνας και εσωτερικών κόμβων σε σχέση με το BER για το ESN.

Σύμφωνα με το σχήμα 26 όταν αυξάνεται ο αριθμός των εσωτερικών μονάδων (nInternalUnits), οι τιμές του BER γενικά μειώνονται (δηλαδή γίνονται πιο αρνητικές). Αυτό υποδεικνύει καλύτερη απόδοση του ESN καθώς αυξάνεται ο αριθμός των μονάδων. Όσο αυξάνεται το spectralRadius, οι τιμές του BER έχουν μια μικτή συμπεριφορά. Σε χαμηλές τιμές του spectralRadius (0.1 έως 0.7), το BER τείνει να μειώνεται καθώς το spectralRadius αυξάνεται. Ωστόσο, για υψηλότερες τιμές του spectralRadius (0.9 έως 1.3), το BER αρχίζει να αυξάνεται ξανά, υποδεικνύοντας χειρότερη απόδοση.

Επιπλέον εκτελούμε πειραματική προσομοίωση στο Reservoir ESN για να δούμε τη συμπεριφορά των taps και nInternalUnits σε σχέση με το BER που φαίνεται στα σχήματα 27 και 28.



Σχήμα 27: Heatmap των taps και εσωτερικών κόμβων σε σχέση με το BER για το ESN.



Σχήμα 28: Χρωματική απεικόνιση των taps και εσωτερικών κόμβων σε σχέση με το BER για το ESN.

Από το σχήμα 27 παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται ο αριθμός των εσωτερικών μονάδων (nInternalUnits), οι τιμές του BER γενικά μειώνονται (δηλαδή γίνονται πιο αρνητικές). Αυτό υποδεικνύει καλύτερη απόδοση του ESN με την αύξηση των εσωτερικών μονάδων. Ειδικότερα, παρατηρείται σημαντική βελτίωση (μείωση του BER) καθώς τα nInternalUnits αυξάνονται από 50 σε 300. Επίσης, όσο αυξάνεται ο αριθμός των taps, οι τιμές του BER επίσης γενικά μειώνονται. Για χαμηλές τιμές των taps (1 έως 10), το BER είναι υψηλότερο (λιγότερο αρνητικό), ενώ για μεγαλύτερες τιμές των taps (25 έως 40), το BER είναι χαμηλότερο (πιο αρνητικό), υποδεικνύοντας καλύτερη απόδοση.

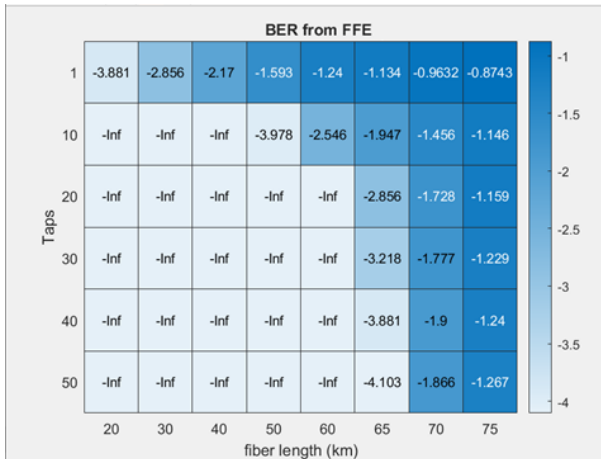
4.4 Σύγκριση πειραματικών Αποτελεσμάτων FFE , ESN σχετικά με BER

Σε αυτή την υποενότητα θα κάνουμε κάποιες συγκρίσεις μέσω πειραματικών προσομοιώσεων για τα δύο μοντέλα FFE και ESN. Οι συγκρίσεις των προσομοιώσεων θα γίνουν με βάση τις τιμές που έχει το BER και στα δύο μοντέλα. Σε όλες τις προσομοιώσεις που έχουν γίνει, το BER εξαρτάται από άλλες τρεις μεταβλητές: το ρυθμό συμβόλων(symbol_rate), το μήκος ίνας (fiber_length), δείγματα ανά σύμβολο(samples_per_symbol) και τα taps.

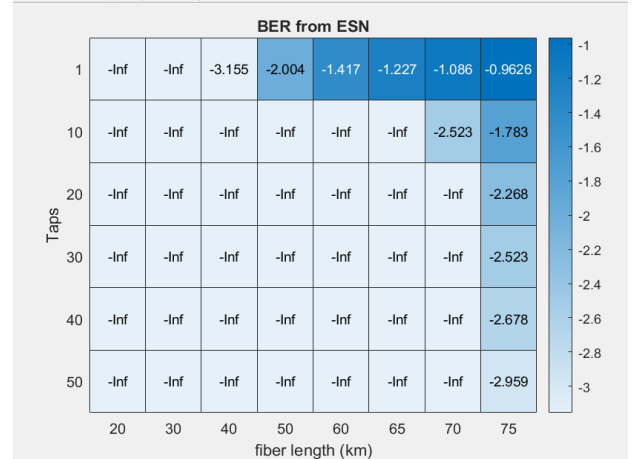
Στα σχήματα 29 και 30 φαίνονται οι τιμές του BER σε db με βάση τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλονται τα taps και τα μήκη ίνας (fiber_length) για τα μοντέλα FFE και ESN. Θεωρούμε ως σταθερές τις υπόλοιπες μεταβλητές της προσομοίωσης δίνοντας τους τις ακόλουθες τιμές:

```
% Parameters
M = 4; % Data encoding
number_of_symbols = 40000;
symbol_rates = 20e9; % Symbol rates (100 Gbaud)
fiber_lengths = [20 30 40 50 60 65 70 75] * 1e3; % Fiber lengths in meters
sample_per_symbol = 1;
adc_rate = sample_per_symbol * symbol_rates;
pd_bandwidth = 0.75 * symbol_rates; % Photodiode bandwidth
points_per_symbol = 10; % Points per symbol for the simulation
points_per_space_step = 1000; % Data points for the spatial filter
tapVector = [1 10 20 30 40 50];
D = 1e-5; % Dispersion coefficient (ps/m)
central_wavelength = 1550e-9; % Central wavelength in m-band (nm)
gain = 15; % Gain factor (dB)
Pwr_dBm = 10; % Input power (10 dBm, 10 mW)
```

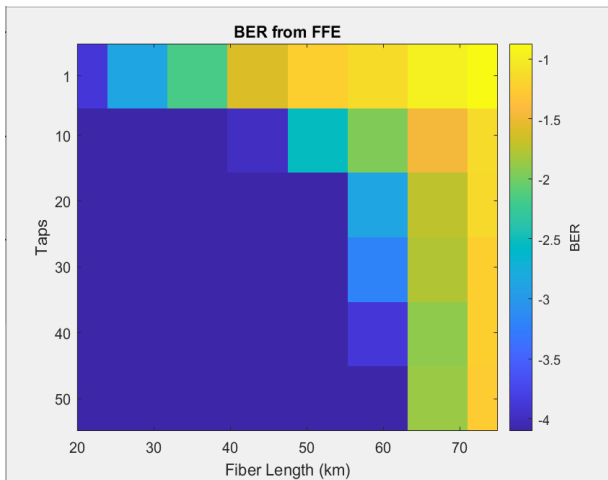
Τα heatmaps των μοντέλων με βάση τις δεδομένες τιμές είναι:



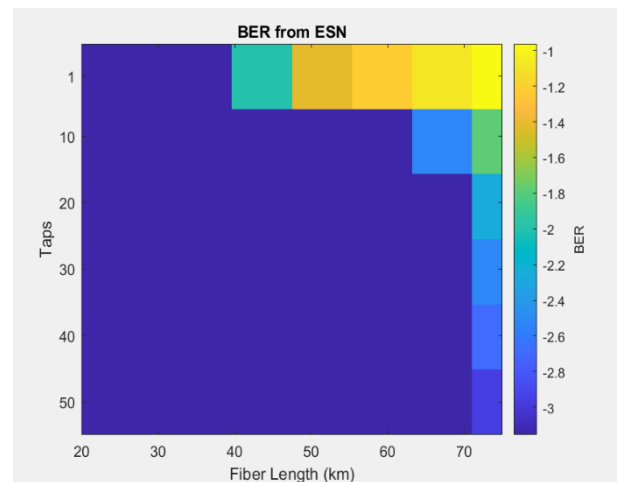
Σχήμα 29: Heatmap του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για τον FFE



Σχήμα 30: Heatmap του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για το ESN



Σχήμα 31: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για τον FFE



Σχήμα 32: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για το ESN

Αν συγκρίνουμε τα σχήματα 29 και 30 θα παρατηρήσουμε ότι και στα δύο μοντέλα ισοστάθμισης όσο αυξάνεται το μήκος ίνας τόσο αυξάνονται οι τιμές του BER σε κλίμακα dB. Επίσης παρατηρούμε ότι για taps = 1 για όλα τα μήκη οπτικής ίνας το BER είναι μεγαλύτερο σε σχέση με τις υπόλοιπες τιμές των taps. Είναι προφανές ότι σύμφωνα με τις δεδομένες τιμές παρατηρούμε ότι τη καλύτερη απόδοση προσφέρει το ESN αφού $BER_{ESN} < BER_{FFE}$. Είναι αξιοσημείωτο να αναφέρουμε επίσης ότι για taps = 50 και για fiber_length = 10 έως 60 klm ζεύξης το BER = 0 στον FFE ενώ στο ESN reservoir το BER = 0 για taps = 50 και για fiber_length = 10 έως 70 klm ζεύξης δηλαδή κερδίζουμε με χρήση του ESN για ισοστάθμιση 10 klm παραπάνω για τέλεια μετάδοση της πληροφορίας χωρίς καθόλου παρεμβολές.

Στα σχήματα 33 και 34 φαίνονται οι τιμές του BER σε dB με βάση τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλονται ο ρυθμός συμβόλων (symbol_rate) και τα μήκη ίνας (fiber_length) για τα μοντέλα FFE και ESN. θεωρούμε ως σταθερές τις υπόλοιπες μεταβλητές της προσομοίωσης δίνοντας τους τις ακόλουθες τιμές:

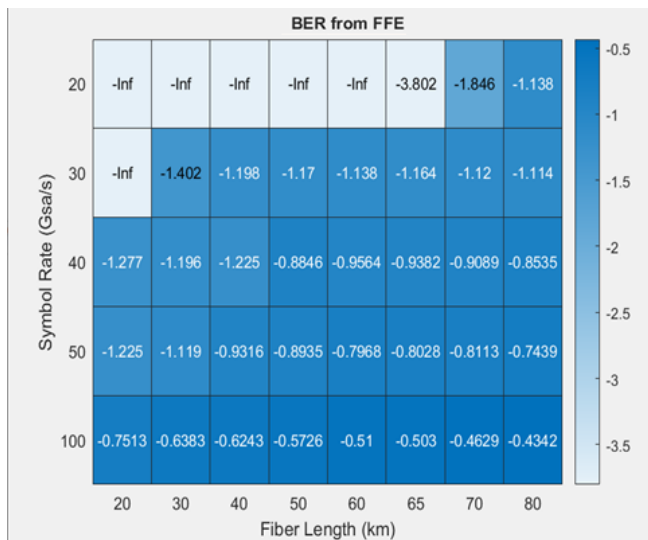
```

clc
close all

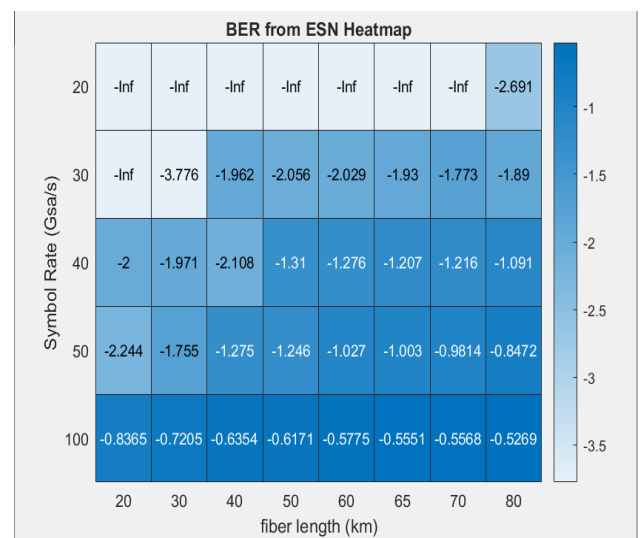
% Parameters
M = 4; % QAM encoding
number_of_symbols = 40000;
symbol_rates = [20 30 40 50 100] * 1e9; % Data rates (10 Gsa/s)
fiber_lengths = [20 30 40 50 60 65 70 80] * 1e3; % Fiber lengths in meters
sample_per_symbol = 1;
adc_rate = sample_per_symbol * symbol_rates;
pd_bandwidth = 0.75 * symbol_rates; % Photodiode bandwidth
points_per_symbol = 10; % Points per symbol for the simulation
points_per_space_step = 1000; % Grid points for the optical fiber
taps=40;
D = 1e-5; % Dispersion coefficient (s/m-s)
central_wavelength = 1550e-9; % Central wavelength in C-band (nm)
gain = 15; % Amplifier gain (dB)
Pwr_dBm = 10; % Laser Power (10 dBm, 10 mW)

```

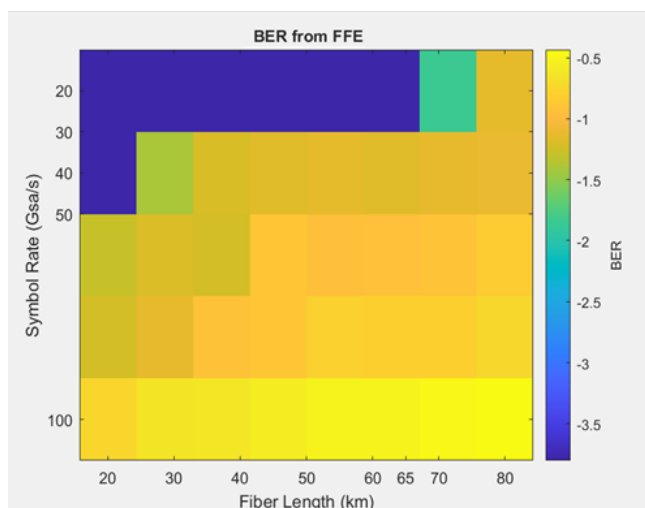
Τα heatmaps των μοντέλων με βάση τις δεδομένες τιμές είναι:



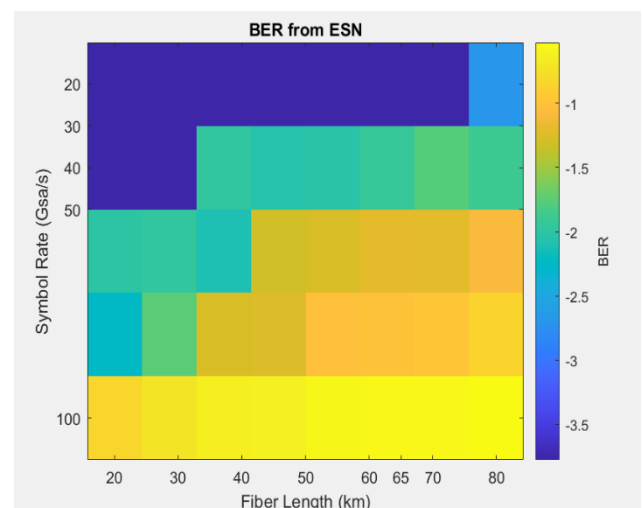
Σχήμα 33: Heatmap του BER συναρτήσει του ρυθμού συμβόλων & μήκος ίνας για τον FFE



Σχήμα 34: Heatmap του BER συναρτήσει του ρυθμού συμβόλων & μήκος ίνας για το ESN



Σχήμα 36: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για τον FFE



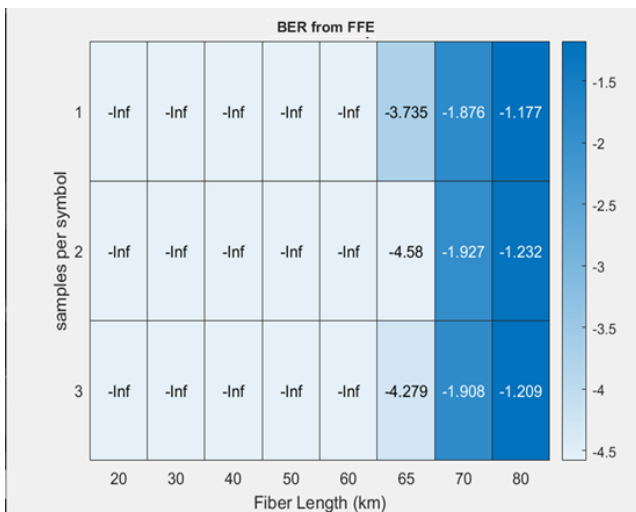
Σχήμα 35: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει του Taps & μήκος ίνας για το ESN

Αν συγκρίνουμε τα σχήματα 33 και 34 θα παρατηρήσουμε ότι και στα δύο μοντέλα ισοστάθμισης όσο αυξάνεται το μήκος ίνας τόσο αυξάνονται οι τιμές του BER σε κλίμακα dB. Επίσης όσο αυξάνεται ο ρυθμός συμβόλων τόσο οι τιμές του BER αυξάνονται. Είναι προφανές ότι σύμφωνα με τις δεδομένες τιμές παρατηρούμε ότι τη καλύτερη απόδοση προσφέρει το ESN αφού $BER_{ESN} < BER_{FFE}$. Είναι αξιοσημείωτο να αναφέρουμε επίσης ότι για $symbol_rate = 20$ και για $fiber_length = 10$ έως 60 klm ζεύξης το $BER = 0$ στον FFE ενώ στο ESN reservoir το $BER = 0$ για $symbol_rate = 20$ και για $fiber_length = 10$ έως 70 klm ζεύξης δηλαδή κερδίζουμε με χρήση του ESN για ισοστάθμιση 10 klm παραπάνω για τέλεια μετάδοση της πληροφορίας χωρίς καθόλου παρεμβολές.

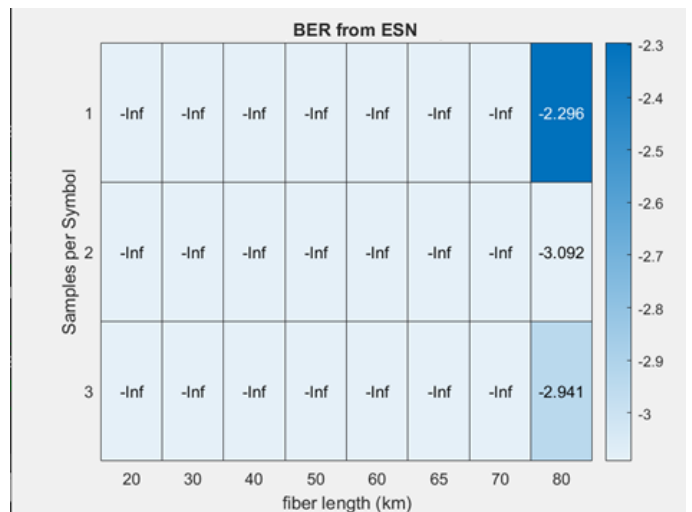
Στα σχήματα 37 και 38 φαίνονται οι τιμές του BER σε dB με βάση τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλονται τα δείγματα ανά σύμβολο (samples per symbol) και τα μήκη ίνας (fiber_length) για τα μοντέλα FFE και ESN. θεωρούμε ως σταθερές τις υπόλοιπες μεταβλητές της προσομοίωσης δίνοντας τους τις ακόλουθες τιμές:

```
% Parameters
M = 4; % PAM encoding
number_of_symbols = 40000;
symbol_rates = 20e9; % Data rates (10 Gba/s)
fiber_lengths = [20 30 40 50 60 65 70 80] * 1e3; % Fiber lengths in meters
sample_per_symbols = [1 2 3];
adc_rates = sample_per_symbols * symbol_rates;
pd_bandwidth = 0.75 * symbol_rates; % Photodiode bandwidth
points_per_symbol = 10; % Points per symbol for the simulation
points_per_space_step = 1000; % Grid points for the optical fiber
taps=40;
D = 1e-5; % Dispersion Coefficient (s/m-s)
central_wavelength = 1550e-9; % Central wavelength in C-band (nm)
gain = 15; % EDFA gain (15 dB)
Pwr_dBm = 10; % Laser Power (10 dBm, 10 mW)
```

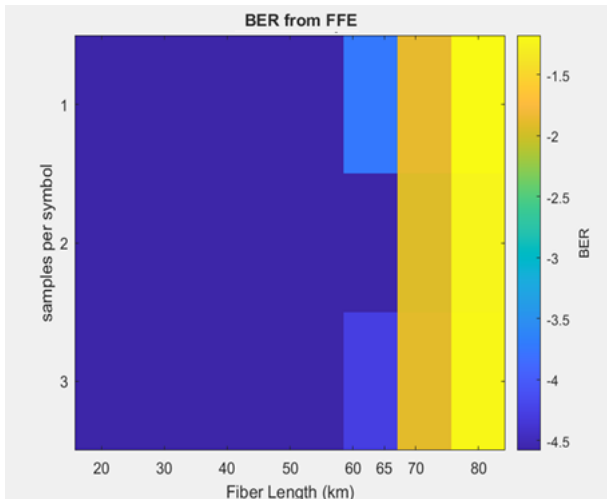
Τα heatmaps των μοντέλων με βάση τις δεδομένες τιμές είναι:



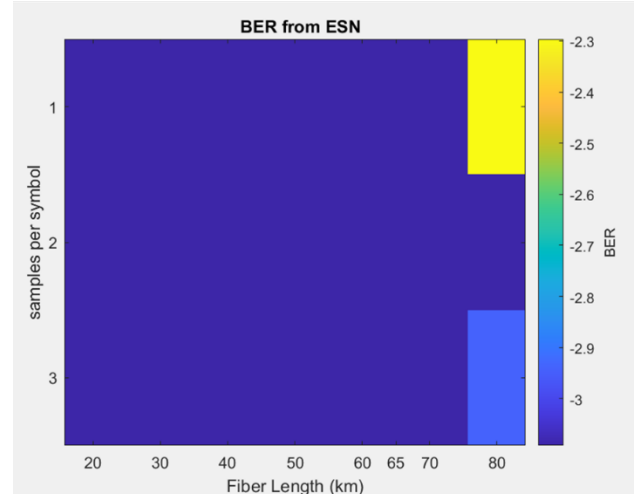
Σχήμα 38: Heatmap του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & μήκος ίνας για τον FFE



Σχήμα 37: Heatmap του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & μήκος ίνας για το ESN



Σχήμα 39: Χρωματική Απεικόνιση του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & μήκος ίνας για τον FFE

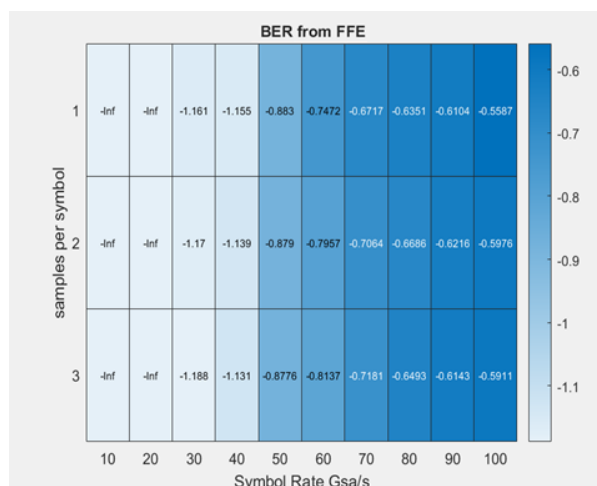


Σχήμα 40: Χρωματική Απεικόνιση του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & μήκος ίνας για το ESN

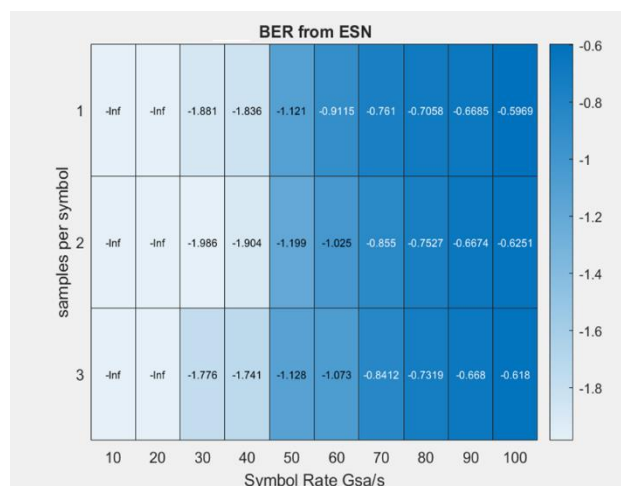
Αν συγκρίνουμε τα σχήματα 37 και 38 θα παρατηρήσουμε ότι και στα δύο μοντέλα ισοστάθμισης όσο αυξάνεται το μήκος ίνας τόσο αυξάνονται οι τιμές του BER σε κλίμακα dB. Επίσης όσο αυξάνονται τα δείγματα ανά σύμβολο το BER μέχρι τα 60 klm ίνας στον FFE και μέχρι 70 klm στο ESN παραμένει 0 σε dB ενώ για τα υπολοιπούμενα μήκη ίνας αντίστοιχα σε κάθε μοντέλο όσο αυξάνονται τα δείγματα ανά σύμβολο το BER δείχνει να μειώνεται και μετά ελαφρώς να αυξάνεται. Είναι προφανές ότι σύμφωνα με τις δεδομένες τιμές παρατηρούμε ότι τη καλύτερη απόδοση προσφέρει το ESN αφού $BER_{ESN} < BER_{FFE}$. Και σε αυτή τη περίπτωση παρατηρούμε ότι κερδίζουμε με χρήση του ESN για ισοστάθμιση 10 klm παραπάνω για τέλεια μετάδοση της πληροφορίας χωρίς καθόλου παρεμβολές.

Στα σχήματα 41 και 42 φαίνονται οι τιμές του BER σε dB με βάση τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλονται τα δείγματα ανά σύμβολο (samples per symbol) με τον ρυθμό συμβόλων (symbol_rates) για τα μοντέλα FFE και ESN. Θεωρούμε ως σταθερές τις υπόλοιπες μεταβλητές της προσομοίωσης δίνοντας τους τις ακόλουθες τιμές:

```
% Parameters
M = 4; % QAM encoding
number_of_symbols = 40000; % Number of symbols
symbol_rates = [100 90 80 70 60 50 40 30 20 10] * 1e9; % Data rate
sample_per_symbols = [1 2 3];
ber_results = zeros(length(symbol_rates), length(sample_per_symbols)); % Vector to store BER results
adc_rate = zeros(length(symbol_rates), length(sample_per_symbols)); % Initialize adc_rate matrix
points_per_symbol = 10; % Points per symbol for the simulation
fiber_length = 40e3; % The length of the optical fiber (100 km)
taps = 30;
points_per_space_step = 1000; % Grid points for the optical fiber
D = 1e-5; % Dispersion Coefficient (s/m-m)
central_wavelength = 1550e-9; % Central wavelength in C-band (nm)
gain = 15; % EDFA gain (15 dB)
Pwr_dBm = 10; % Laser Power (10 dBm, 10 mW)
pd_bandwidth = 0.75 * symbol_rates(1); % Photodiode bandwidth (0.75 times the first symbol rate)
back_to_back = 0; % If 0 it performs back-to-back transmission (no optical fiber). Otherwise, set 1.
```

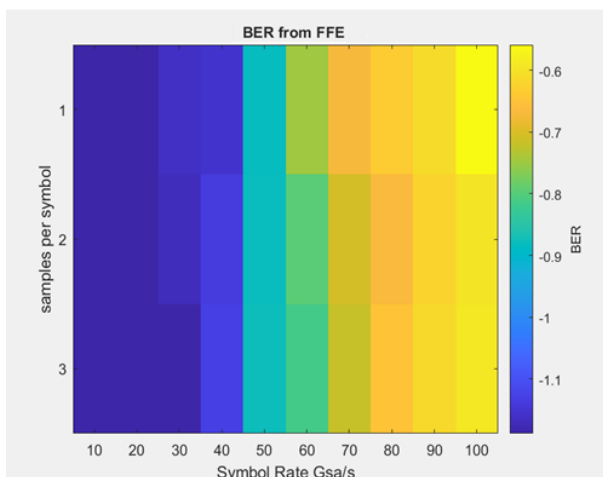


Σχήμα 41: Heatmap του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & ρυθμού συμβόλων για τον FFE

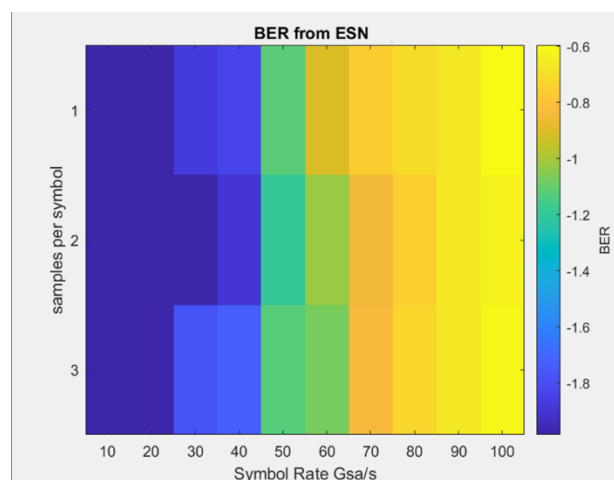


Σχήμα 42: Heatmap του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & ρυθμού συμβόλων για τον ESN

Τα heatmaps των μοντέλων με βάση τις δεδομένες τιμές είναι:



Σχήμα 44 : Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & ρυθμού συμβόλων για το FFE



Σχήμα 43: Χρωματική απεικόνιση του BER συναρτήσει των δειγμάτων ανά σύμβολο & ρυθμού συμβόλων για το ESN

Αν συγκρίνουμε τα σχήματα 41 και 42, παρατηρούμε ότι και στα δύο μοντέλα για όλες τις τιμές των δειγμάτων ανά σύμβολο (samples per symbol) και για ρυθμούς συμβόλων μέχρι 20 Gsa/s το BER είναι 0 σε dB. Από τα 20 Gsa/s και μετά βλέπουμε ότι για όλες τις τιμές των δειγμάτων ανά σύμβολο το BER ελαφρώς αυξάνεται ενώ όσο αυξάνονται τα δείγματα ανά σύμβολο για κάθε ρυθμό συμβόλων το BER μένει σχεδόν σταθερό. Παρατηρούμε επίσης ότι χαμηλότερες τιμές του BER υπάρχουν στο ESN σε σχέση με το FFE.

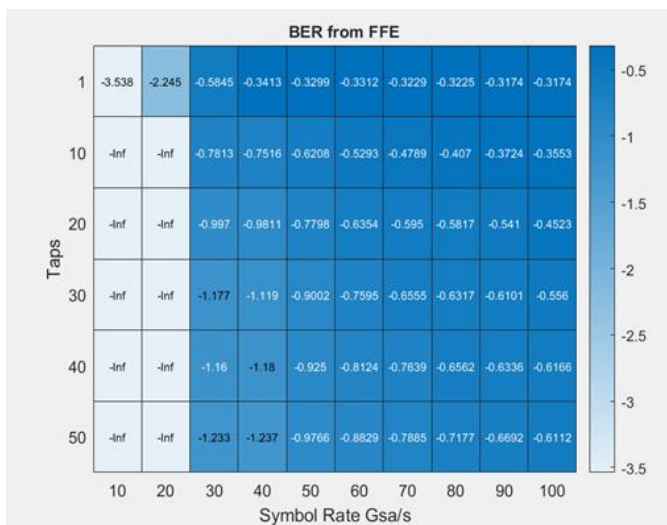
Στα σχήματα 45 και 46 φαίνονται οι τιμές του BER σε dB με βάση τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλονται τα Taps με τον ρυθμό συμβόλων (symbol_rates) για τα μοντέλα FFE και ESN. θεωρούμε ως σταθερές τις υπόλοιπες μεταβλητές της προσομοίωσης δίνοντας τους τις ακόλουθες τιμές:

```

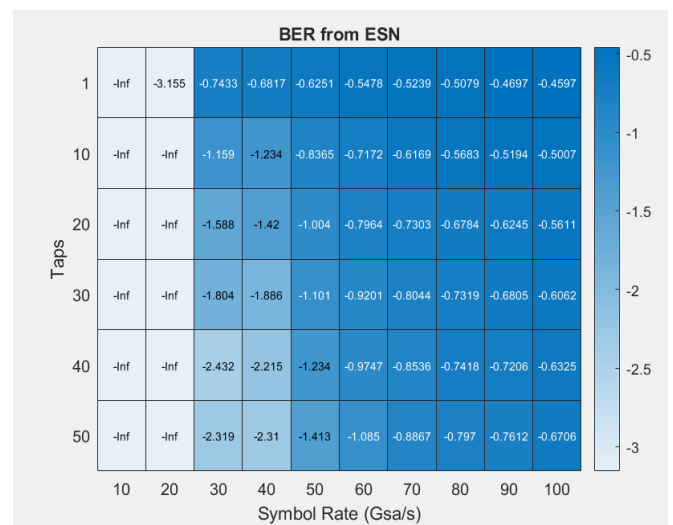
M = 4; % FDM encoding
number_of_symbols = 40000;
symbol_rates = [10 20 30 40 50 60 70 80 90 100] * 1e9; % Data rates (10 Gsa/s)
fiber_lengths = 40e3; % Fiber lengths in meters
sample_per_symbol = 1;
adc_rates = sample_per_symbol * symbol_rates;
pd_bandwidth = 0.75 * symbol_rates; % Photodiode bandwidth
points_per_symbol = 10; % Points per symbol for the simulation
points_per_space_step = 1000; % Grid points for the optical fiber
tapVector = [1 10 20 30 40 50];
D = 1e-5; % Dispersion Coefficient (s/m²)
central_wavelength = 1550e-9; % Central wavelength in C-band (nm)
gain = 15; % OPA gain (15 dB)
Pwr_dBm = 10; % Laser Power (10 dBm, 10 mW)

```

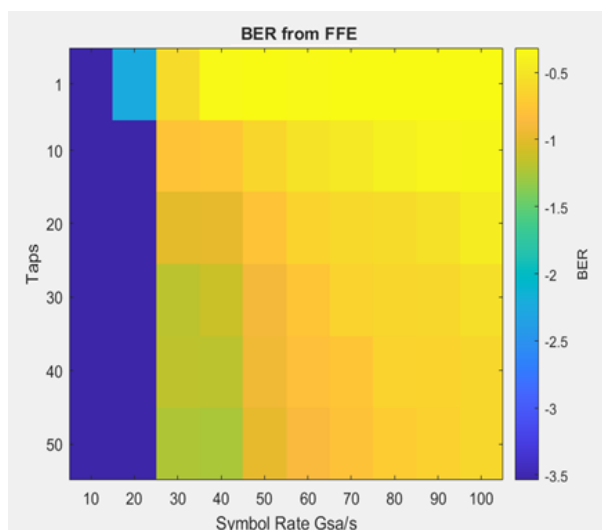
Τα heatmaps των μοντέλων με βάση τις δεδομένες τιμές είναι:



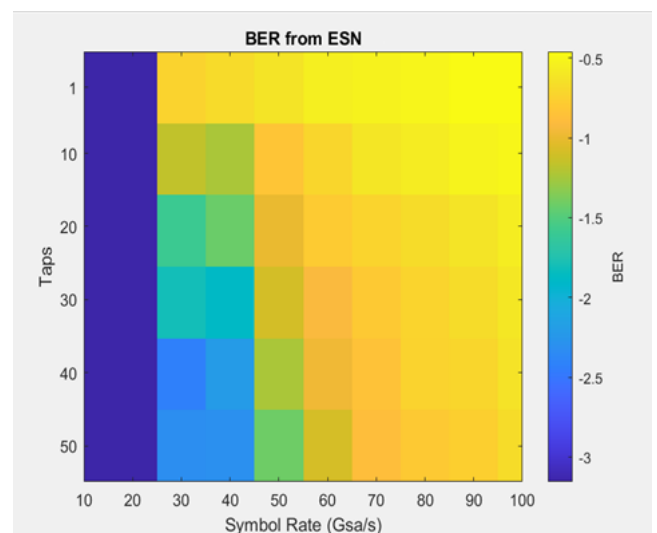
Σχήμα 45: Heatmap του BER συναρτήσει των Taps & ρυθμού συμβόλων για το FFE



Σχήμα 46: Heatmap του BER συναρτήσει των Taps & ρυθμού συμβόλων για τον ESN



Σχήμα 48: Χρωματική Απεικόνιση του BER συναρτήσει των Taps & ρυθμού συμβόλων για το FFE



Σχήμα 47: Χρωματική Απεικόνιση του BER συναρτήσει των Taps & ρυθμού συμβόλων για τον ESN

Τέλος, συγκρίνοντας τα σχήματα 45 και 46 , παρατηρούμε ότι και στα δύο μοντέλα για όλες τις τιμές των taps (εκτός από taps=1) και ρυθμό συμβόλων έως 20 Gsa/s το BER είναι 0 σε dB. Από τα 20 Gsa/s και μετά βλέπουμε ότι για όλες τις τιμές των taps όσο αυξάνεται ο ρυθμός συμβόλων το BER αυξάνεται ενώ όσο αυξάνονται τα taps για κάθε ρυθμό συμβόλων το BER μειώνεται . Παρατηρούμε επίσης ότι χαμηλότερες τιμές του BER υπάρχουν στο ESN σε σχέση με το FFE.

Γενικά από όλα τα είδη πειραμάτων που τρέξαμε για να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του BER στα δύο μοντέλα βγάζουμε το συμπέρασμα ότι το ESN reservoir σε όλες τις συγκρίσεις έχει χαμηλότερο BER από τον FFE και συνεπώς προσφέρει καλύτερη απόδοση στην ισοστάθμιση Διασποράς του οπτικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

Βιβλιογραφία

- [1] P. Agrawal, “Basic Concepts Behind Optical Communication -181 8.2.1 Optical Transmitters and Receivers -181 8.2.2 Optical Fibers and Cables -182 8.2.3 Modulations Formats -184 8.2.4 Channel Multiplexing -185 8.3 Evolution of Optical Communication from,” 1975, doi: https://doi.org/10.1007/978-3-319-31903-2_8.
- [2] Y. Amira and Y. Amireh, “Optical Communication Systems Optical Communication Systems,” Jan. 2023.
- [3] A. Willner, Optical Fiber Telecommunications, Ch.10/10.1. Academic Press, 2019.
- [4] A. Willner, Optical Fiber Telecommunications, Ch.10/10.5. Academic Press, 2019.
- [5] A. Willner, Optical Fiber Telecommunications, Ch.14/14.5.1. Academic Press, 2019.
- [6] Migelle, “Direct Detection vs Coherent Detection: Which One Is Better for 100G Metro DCI? | FS Community,” Knowledge, Oct. 25, 2019. <https://community.fs.com/article/100g-metro-data-center-interconnectivity-dci-coherent-vs-direct-detection.html> (accessed May 28, 2024).
- [7] G. P. Agrawal and I. Ebrary, Fiber-optic communication systems with cd , Ch.2/2.3. New York: Wiley, 2010.
- [8] M. Chagnon, “Optical Communications for Short Reach,” Journal of Lightwave Technology, vol. 37, no. 8, pp. 1779–1797, Apr. 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/jlt.2019.2901201>.
- [9] R. Hui and M. O’Sullivan, Fiber Optic Measurement Techniques, Ch.2/2.7.1. Academic Press, 2009.
- [10] R. Hui and M. O’Sullivan, Fiber Optic Measurement Techniques, Ch.2/2.7.2.2. Academic Press, 2009.
- [11] W. Rosenkranz and C. Xia, “Electrical equalization for advanced optical communication systems,” AEU - International Journal of Electronics and Communications, vol. 61, no. 3, pp. 153–157, Mar. 2007, doi: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2006.12.009>.
- [12] “About the FFE Analysis Tool – SerDes System Design and Simulation.” <https://www.serdesdesign.com/home/about-the-ffe-analysis-tool/> (accessed May 28, 2024).
- [13] T. Wettlin, S. Pachnicke, T. Rahman, J. Wei, S. Calabrò, and N. Stojanovic, “Complexity Reduction of Volterra Nonlinear Equalization for Optical Short-Reach IM/DD Systems,” ITG-Fachbericht 294: Photonische Netze, Nov. 2020.
- [14] G. Singh, “Introduction to Artificial Neural Networks,” Analytics Vidhya, Sep. 06, 2021. <https://www.analyticsvidhya.com/blog/2021/09/introduction-to-artificial-neural-networks/>
- [15] S. Deligiannidis, A. Bogris, C. Mesaritakis, and Y. Kopsinis, “Compensation of Fiber Nonlinearities in Digital Coherent Systems Leveraging Long Short-Term Memory Neural Networks,” Journal of Lightwave Technology, vol. 38, no. 21, pp. 5991–5999, Nov. 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/jlt.2020.3007919>.
- [16] S. Deligiannidis, C. Mesaritakis, and A. Bogris, “Performance and Complexity Analysis of Bi-Directional Recurrent Neural Network Models Versus Volterra Nonlinear Equalizers in Digital Coherent Systems,” Journal of Lightwave Technology, vol. 39, no. 18, pp. 5791–5798, Sep. 2021, doi: <https://doi.org/10.1109/jlt.2021.3092415>.
- [17] Francesco Da Ros, S. M. Ranzini, H. Bulow, and Darko Zibar, “Reservoir-Computing Based Equalization With Optical Pre-Processing for Short-Reach Optical Transmission,” IEEE journal of selected topics in quantum electronics, vol. 26, no. 5, pp. 1–12, Sep. 2020, doi: <https://doi.org/10.1109/jstqe.2020.2975607>.

Παράρτημα

Κώδικας συνάρτησης `create_pam()` δημιουργίας PAM-4 σήματος:

```
function [electric_signal, sample_freq,x, y, n_ignore] = create_pam(M,number_of_symbols, symbol_rate, points_per_symbol)
% This function creates the analog PAM - M signal
% Outputs
% electric_signal: The analog electrical signal
% sample_freq: The bandwidth of the simulation (Hz)
% y: The symbols 0, 1, 2, ..., M-1
% n_ignore: The symbols to be ignored, due to laser's set on time

dt_symbols = 1/symbol_rate;
dt = dt_symbols/points_per_symbol;
sample_freq = 1/dt;
n_ignore = 1000;
n_total_symbols = n_ignore + number_of_symbols;
y = randi(M,1, n_total_symbols)-1;
y = pammod(y,M);
% Generate an analog input, to modulate the optical field
x = real(y);
x = (x - min(x))/(max(x)-min(x));
fs_analog = points_per_symbol*symbol_rate;
electric_signal = resample(x, fs_analog, symbol_rate);
end
```

Κώδικας συνάρτησης `laser()` για τη δημιουργία του οπτικού πεδίου:

```
function [field, time] = laser(I_bias, samples, sample_freq, Pwr_dBm, plot_field)
% Brief Summary of this function goes here
% Detailed explanation goes here
p.g1 = 1.2e4;
p.s = 5e-7;
p.tph = 2e-12;
p.tn = 2e-9;
p.n0 = 1.5e8;
p.aj = 2.5;
p.bsp = 3e-5;
p.q = 1.6e-19;
p.dt = 1/sample_freq;
p.I_bias = I_bias;
% The first element is the number of carriers
% The second element is the optical field
y0 = [1e-10, 1e-10] + 0*1j; % Initial conditions
y = first_order_exponential_integrator(y0,p, samples);
carriers = y(1,:);
field = y(2,:);
phase_angle = angle(field);
field = field.*exp(-1j*phase_angle);
time = 0:p.dt:p.dt*(samples-1);
Pwr_field = abs(field).^2;
Pwr_desired = 10^(Pwr_dBm/10-3);
mean_power = mean(Pwr_field(ceil(length(field)/2):end));
field = field*sqrt(Pwr_desired/mean_power);
Pwr_field = abs(field).^2;
if plot_field == 1
figure
time = 0:p.dt:p.dt*(samples-1);
plot(time*1e9, Pwr_field*1e3)
xlabel('Time (ns)');
ylabel('Power (mW)');
grid on
end
```

Συνέχεια laser():

```

        ylabel('Power (mW)');
        grid on
    end
end
function [a, b] = rate_equations(y, p)

    carriers = real(y(1));
    field = y(2);

    power = abs(field)^2;
    gain_coeff = p.g1*(carriers-p.n0)/(1+p.s*power);
    Rsp = carriers/p.tn;

    ae = 0.5*(1+1j*p.aj)*(gain_coeff - 1/p.tph);
    be = sqrt(p.bsp*Rsp/(2*p.dt))*(randn +1j*randn);
    an = -1/p.tn - p.g1*power/(1+p.s*power);
    bn = p.I_bias/p.q + p.g1*p.n0*power/(1+p.s*power);

    a = [an, ae]';
    b = [bn, be]';

end

function y = first_order_exponential_integrator(y0, p, samples)

    y = zeros(length(y0),samples);
    y(:,1) = y0;

    for i=1:samples-1
        y_curr = y(:,i);

        [a,b] = rate_equations(y_curr, p);
        y(:,i+1)=y_curr.*exp(a*p.dt) + (b./a).*(exp(a*p.dt)-1);
    end

end
end

```

Κώδικας συνάρτησης modulator() για τη διαμόρφωση του οπτικού σήματος:

```

function [output_field] = modulator(field, electric_signal, bias_ratio, sample_freq, type, plot_electric_signal)
% =====
% This function performs the modulation
% Inputs
% field - The complex field at the output of the laser
% electric_signal: the signal to be modulated
% bias_ratio: the ratio between the DC bias and the ac signal
% sample_freq: the bandwidth of the modulation (Hz)
% type: The modulation type (00 for amplitude modulation, 01 for phase
% modulation)
% plot_electric_signal: choose either to not to plot the signal
% Outputs
% output_field: the modulated complex field
% =====

    amplitude = 0;
    phase = 0;

    if strcmp(type,"AM")==1
        amplitude = sqrt(bias_ratio + (1-bias_ratio)*electric_signal);
    else
        phase = 2*np.pi*electric_signal;
    end

    output_field = field.*amplitude.*exp(1j*phase);

    if plot_electric_signal == 1
        dt = 1/sample_freq;
        t = 0:dt:dt*length(amplitude)-dt;
        figure
        plot(t*1e9, amplitude.^2);
        xlabel('Time (ns)');
        title('Modulation');
        grid on
    end
end

```

Κώδικας συνάρτησης `optical_fiber` για τη μετάδοση του οπτικού σήματος στην ίνα:

```
function [output_field] = optical_fiber(field, fiber_length, space_step, sample_freq, D, central_wavelength)
% This function implements the transmission
% Inputs
% field: The complex field
% fiber_length: The length of the fiber (m)
% space_step: The step of the simulation for the transmission (m)
% sample_freq: The bandwidth of the simulation (Hz)
% D: The dispersion coefficient (ps/m)
% central_wavelength: The central wavelength of the carrier (m)
% Outputs
% output_field: The complex field at the output

c_speed = 299792458; % speed of light (m/s)

n_time_samples = length(field);
n_space_samples = ceil(fiber_length/space_step);

% Spectral Properties
nyquist_freq = sample_freq/2;
f = linspace(-nyquist_freq, nyquist_freq, n_time_samples);
angular_frequency = 2*pi*f;

b2 = -(central_wavelength^2)*D/(2*pi*c_speed); % Second order dispersion in s^2/m
b3 = 0; % Third order dispersion in s^3/m
g = 1.3e-3; % nonlinear parameter in 1/(W*m)
fiber_losses_dB = 0.2; % Fiber losses in dB for C-band
fiber_losses = -fiber_losses_dB/(10*fiber_length*log10(exp(1)));

sources = exp(-fiber_losses*space_step/2 + 1j*((angular_frequency.^2)*b2*space_step/2 + ...
    (angular_frequency).^3*b3*space_step/6));

% Transmission

% Input Coupling losses
output_field = field*sqrt(0.4);
```

Συνέχεια της συνάρτησης `optical_fiber()`:

```
for i = 1:n_space_samples
    power = abs(output_field).^2;
    output_field = output_field.*exp(1j*g*power*space_step);
    output_field_spectrum = fftshift(fft(output_field));
    output_field_spectrum = sources.*output_field_spectrum;
    output_field = ifft(ifftshift(output_field_spectrum));
end

% Output Coupling losses
output_field = output_field*sqrt(0.4);
```

Κώδικας για τη συνάρτηση `edfa()` που έχει ως ρόλο την ενίσχυση του σήματος:

```
function [output_field] = edfa(field, gain, central_wavelength, sample_freq)
% This function implements the erbium fiber amplifier
% Inputs
% field: The complex field at the input
% gain : The gain of the EDFA (dB)
% central_wavelength: The wavelength of the carrier (m)
% sample_freq: The bandwidth of the simulation (Hz)
% Outputs
% output_field: The complex field at the output

h = 6.626070040e-34;
nsp = 1.5;
dt = 1/sample_freq;

gain_linear = 10^(gain/10);
output_field = field*sqrt(gain_linear);

noise_spectral_density = h*central_wavelength*nsp*(gain_linear-1)/dt;

x1 = randn(1, length(field));
x2 = randn(1, length(field));

output_field = output_field + sqrt(noise_spectral_density/2)*(x1 + 1j*x2);

end
```

Κώδικας για τη συνάρτηση `photodiode()` που προσομοιώνει τη μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό δημιουργώντας το φωτόρευμα:

```
function [photocurrent] = photodiode(field,sample_freq, bandwidth, central_wavelength, plot_oscilloscope)
% This function implements the photodiode
% Inputs
% field: The complex field at its input
% sample_freq: The bandwidth of the simulation (Hz)
% central_wavelength: The central wavelength of the carrier (m)
% plot_oscilloscope: Plot the electrical output of the photodiode
% Outputs
% photocurrent: The photocurrent (A)

RL = 50;
RS = 0.75;
h = 6.626070040e-34;
c = 299792458;
boltzmann_constant = 1.380649e-23;
temperature = 300;
dt = 1/sample_freq;

% Shot and Thermal Noise
shot_noise_density = 0.5 * h * (c / central_wavelength) / dt;

field = field + sqrt(shot_noise_density/2)*(randn(1,length(field)) + 1j*randn(1,length(field)));

photocurrent = RS*abs(field).^2;

thermal_noise_density = 4 * boltzmann_constant * temperature / (RL * dt);

photocurrent = photocurrent + sqrt(thermal_noise_density)*randn(1,length(field));

% Low Pass Filter
photocurrent = butterworth(photocurrent, sample_freq, bandwidth, 4);
```

Συνέχεια της photodiode():

```

if plot_oscilloscope == 1
    t = 0:dt:dt*length(photocurrent)-dt;
    volt = RL*photocurrent;
    figure
    plot(t*1e9, volt*1e3);
    xlabel('Time (ns)');
    ylabel('Volt (mV)');
    grid on
end

function [y] = butterworth(x, sample_freq, bandwidth, n)

    nyquist_freq = sample_freq/2;
    f = linspace(-nyquist_freq, nyquist_freq, length(x));

    h = 1./(1+1j*(f/bandwidth).^n);

    x_spectrum = fftshift(fft(x));
    y_spectrum = x_spectrum.*h;
    y = ifft(ifftshift(y_spectrum));

    y = abs(y);
end

```

Οι υπόλοιπες συναρτήσεις που χρησιμοποιούνται στη προσομοίωση όπως και αυτές που δείχνουν τη συμπεριφορά του FFE και του ESN reservoir βρίσκονται όπως και ολόκληρη η προσομοίωση βρήσκονται στον ακόλουθο σύνδεσμο:

<https://github.com/KonstantinosPagkalos/MatlabOpticalTransmition>