



Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής
Σχολή Μηχανικών

Τμήμα μηχανικών πληροφορικής και υπολογιστών

**Μελέτη σύγχρονων τεχνικών μηχανικής μάθησης για την
αντιστάθμιση φαινομένων διάδοσης σε συστήματα οπτικών
επικοινωνιών**

Πτυχιακή εργασία
του
Αλμπάνο Πρίφτι

Επιβλέπων καθηγητής
Αντώνης Μπόγγρης

Αθήνα
Σεπτέμβριος 2022



Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής
Σχολή Μηχανικών

Τμήμα μηχανικών πληροφορικής και υπολογιστών

Μελέτη σύγχρονων τεχνικών μηχανικής μάθησης για την αντιστάθμιση φαινομένων διάδοσης σε συστήματα οπτικών επικοινωνιών

Όνοματεπώνυμο Αλμπάνο Πρίφτι
Αιριθμός Μητρώου 711151094
Επιβλέπων Αντώνης Μπόγρης

Εγκρίθηκε από τριμελή επιτροπή

Αντώνης Μπόγρης
Καθηγητής

Παναγιώτης Καρκαζής
Αναπληρωτής καθηγητής

Νικόλαος Μυριδάκης
Επίκουρος καθηγητής

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος **Πρίφτι Αλμπάνο** του Άλμπερτ, με αριθμό μητρώου **711151094** φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής Μηχανικών του **Τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής και Υπολογιστών**, δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος. Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του πτυχίου μου»

Ο δηλών,

Αλμπάνο Πρίφτι



Ευχαριστίες

Η παρούσα εργασία εκπονήθηκε στο Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής στο τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Υπολογιστών και θα ήταν αδύνατη χωρίς την βοήθεια του κ. Μπόγρη και του κ. Δεληγιαννίδη. Τους ευχαριστώ θερμά για την απλόχερη βοήθεια που μου προσέφεραν καθώς και για τον χρόνο που αφιέρωσαν μαζί μου.

Περίληψη

Στο πλαίσιο αυτής της πτυχιακής εργασίας θα μελετήσουμε μεθόδους αντιμετώπισης των μη-γραμμικών φαινομένων που παρουσιάζονται στα συστήματα οπτικών ινών. Η μελέτη θα γίνει σε μία προσομοίωση ενός συστήματος μετάδοσης σε περιβάλλον Matlab. Θα εστιάσουμε την προσοχή μας στην πιθανοκρατική διαμόρφωση και στα αποτελέσματα της εφαρμογής της στην απόσταση μετάδοσης καθώς επίσης και στην πληροφορία του καναλιού. Ύστερα με την χρήση των νευρωνικών δικτύων και της μηχανικής μάθησης θα προσπαθήσουμε να αυξήσουμε την απόσταση μετάδοσης ελαχιστοποιώντας τα μη γραμμικά φαινόμενα του οπτικού μας συστήματος.

Abstract

In the framework of this dissertation we will study methods for dealing with non-linear phenomena that occur in fiber optic systems. The study will be done in a simulation of a transmission system in Matlab environment. We will focus our attention on the possible configuration and the results of its application in the transmission distance as well as in the channel information. Then with the use of neural networks and machine learning we will try to increase the transmission distance by minimizing the non-linear phenomena of our visual system.

Λέξεις κλειδιά

Διασπορά, Απώλειες, Μη γραμμικά φαινόμενα, Σύμφωνη μετάδοση, Οπτικά συστήματα, Οπτικές ίνες, Χωρητικότητα καναλιού, Σύμφωνος δέκτης, Σύμφωνος πομπός, ομόδυνη ανίχνευση, ετερόδυνη ανίχνευση, πιθανοκρατική διαμόρφωση, ISI, QAM, Διαμόρφωση, SPM, XPM, FWM, BER, DBP, LSTM, NLSE, WDM, εντροπία, SRS, SBS.

Πίνακας περιεχομένων

.....	1
.....	2
Κεφάλαιο 1 : Οπτικές επικοινωνίες.....	9
1.1 Εισαγωγή.....	9
1.2 Βασικά στοιχεία του οπτικού συστήματος.....	10
1.2.1 Οι οπτικές ίνες ως κανάλι επικοινωνίας.....	10
1.2.2 Οπτικοί πομποί.....	11
1.2.3 Οπτικοί δέκτες.....	11
Κεφάλαιο 2 : Φαινόμενα διάδοσης στην οπτική ίνα.....	13
2.1 : Διασπορά στις μονότροπες οπτικές ίνες.....	13
2.1.1 Διασπορά υλικού.....	13
2.1.3 Διασπορά κυματοδηγού.....	13
2.1.5 Διασπορά τρόπου πόλωσης.....	14
2.2 Απώλειες Ίνας.....	15
2.2.1 Συντελεστής εξασθένησης.....	15
2.2.2 Απορρόφηση Υλικού.....	16
2.2.3 Σκέδαση Rayleigh.....	17
2.2.3 Ατέλειες κυματοδηγού.....	17
2.3 Μη γραμμικά φαινόμενα.....	18
2.3.1 Εξαναγκασμένη σκέδαση φωτός.....	18
2.3.2 Μη γραμμική διαμόρφωση φάσης.....	24
2.3.3 Μίξη τεσσάρων κυμάτων.....	27
Κεφάλαιο 3: Συστήματα σύμφωνης μετάδοσης μεγάλων αποστάσεων.....	28
3.1 Συστήματα φωτός WDM.....	29
3.2 Βασικές αρχές της σύμφωνης ανίχνευσης.....	30
3.2.1 Ετερόδυνη και ομόδυνη ανίχνευση.....	31
3.3 Ισορροπημένη Σύμφωνη ανίχνευση και Διαφορισμός Πόλωσης.....	32
3.3.1 Ισορροπημένη Σύμφωνη ανίχνευση.....	32
3.3.2 Διαφορισμός πόλωσης.....	33
3.4 Διαφορισμός φάσης και I/Q ανίχνευση.....	34
3.5 Μορφές διαμόρφωσης στην σύμφωνη ανίχνευση.....	36
3.5.2 Διαμόρφωση υψηλού επιπέδου QAM και PSK.....	36
(Εξ. 4.12).....	37
3.6 Σύμφωνη ανίχνευση με DSP αλγόριθμους.....	37
4.6.1 Αλγόριθμος DSP για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς.....	38
3.6.3 Ανάκτηση ρολογιού.....	39
3.6.4 Αντιστάθμιση PMD και αποπολυπλεξία πόλωσης.....	39
3.6.5 Ανάκτηση φάσης φέροντος.....	41
3.6.5.1 Viterbi-viterbi.....	42
3.6.5.2 Blind phase search.....	42

3.7 Φίλτρο Root raised cosine.....	43
Κεφάλαιο 4ο : DSP για τα μη-γραμμικά φαινόμενα ινών.....	45
4.1 Ψηφιακή αντίστροφη διάδοση.....	45
4.2 Ανιστάθμιση μη-γραμμικών φαινομένων με Volterra.....	46
4.3 Προηγμένες μορφές διαμόρφωσης για την ανιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων....	46
4.3.1 Γεωμετρική διαμόρφωση.....	46
4.3.2 Πιθανοκρατική διαμόρφωση.....	46
Κεφάλαιο 5 : Προσομοιώσεις συστημάτων σύμφωνης μετάδοσης και λήψης.....	47
5.1 Ανάλυση συστήματος.....	48
5.2 Επεξήγηση Κώδικα.....	50
Κεφάλαιο 7: Αποτελέσματα.....	56
Βιβλιογραφία.....	60

Κεφάλαιο 1 : Οπτικές επικοινωνίες

1.1 Εισαγωγή

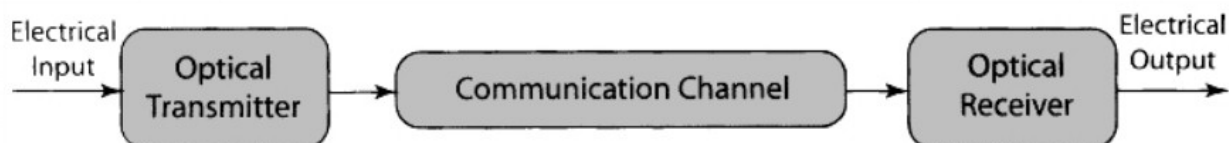
Η επικοινωνία οπτικών ινών είναι μια μέθοδος μετάδοσης πληροφοριών από το ένα μέρος στο άλλο στέλνοντας παλμούς υπέρυθρου φωτός μέσω οπτικής ίνας. Το φως είναι μια μορφή κύματος φορέα που διαμορφώνεται για να μεταφέρει πληροφορίες. Η ίνα προτιμάται από την ηλεκτρική καλωδίωση όταν απαιτείται υψηλό εύρος ζώνης, μεγάλη απόσταση ή ανοσία σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Αυτός ο τύπος επικοινωνίας μπορεί να μεταδώσει φωνή, βίντεο και τηλεμετρία μέσω τοπικών δικτύων ή μεγάλων αποστάσεων.

Τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας χρησιμοποιούν ένα εύρος συχνοτήτων για το φέρον σήμα τους το οποίο χρησιμοποιείται για την μεταφορά της πληροφορίας. Οι συχνότητες των οπτικών φερόντων σημάτων είναι συνήθως ~ 200 THz. Λόγω των υψηλών αυτών συχνοτήτων επιτυγχάνεται αύξηση του εύρους της πληροφορίας των οπτικών συστημάτων έως και 10000 φορές. Αυτή η αύξηση μπορεί να γίνει κατανοητή σημειώνοντας ότι το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου φέροντος μπορεί να είναι ένα μικρό ποσοστό της συχνότητας του φέροντος σήματος. Λαμβάνοντας, για παράδειγμα, το 1% ως οριακή τιμή, τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας έχουν τη δυνατότητα μεταφοράς πληροφοριών με ρυθμούς bit ~ 1 Tb / s. Αυτό το τεράστιο δυναμικό εύρος ζώνης των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας είναι η κινητήρια δύναμη πίσω από την παγκόσμια ανάπτυξη και ανάπτυξη συστημάτων φωτός. Τα τρέχοντα συστήματα λειτουργούν με ρυθμούς bit ~ 10 Gb / s, που δείχνει ότι υπάρχει σημαντικό περιθώριο βελτίωσης.

Η Εικόνα 1 δείχνει ένα γενικό διάγραμμα ενός οπτικού συστήματος επικοινωνίας. Περιλαμβάνει έναν πομπό, ένα κανάλι επικοινωνίας και έναν δέκτη, τα τρία στοιχεία κοινά σε όλα τα συστήματα επικοινωνίας.

Η εφαρμογή της μετάδοσης οπτικών ινών είναι δυνατή σε οποιονδήποτε τομέα που απαιτεί μεταφορά πληροφοριών από το ένα μέρος στο άλλο. Ωστόσο, τα συστήματα επικοινωνίας οπτικών ινών έχουν αναπτυχθεί κυρίως για εφαρμογές τηλεπικοινωνιών. Αυτό είναι κατανοητό ενόψει των παγκόσμιων τηλεφωνικών δικτύων που χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση όχι μόνο φωνητικών σημάτων, αλλά και δεδομένων υπολογιστών και μηνυμάτων φαξ. Οι τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές μπορούν να ταξινομηθούν ευρέως σε δύο κατηγορίες, σε μεγάλες αποστάσεις και σε μικρές αποστάσεις, ανάλογα με το εάν το οπτικό σήμα μεταδίδεται σε σχετικά μεγάλες ή μικρές αποστάσεις σε σύγκριση με τις τυπικές αποστάσεις μεταξύ υπεραστικών (~ 100 km). Τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μεγάλων αποστάσεων απαιτούν γραμμές υψηλής χωρητικότητας και ωφελούνται περισσότερο από τη χρήση

συστημάτων φωτός οπτικών ινών. Πράγματι, η τεχνολογία πίσω από την επικοινωνία οπτικών ινών οδηγείται συχνά από εφαρμογές μεγάλων αποστάσεων. Κάθε διαδοχική γενιά συστημάτων φωτός είναι ικανή να λειτουργεί με υψηλότερους ρυθμούς bit και σε μεγαλύτερες αποστάσεις. Απαιτείται περιοδική αναγέννηση του οπτικού σήματος με χρήση repeaters για τα περισσότερα συστήματα μεγάλων αποστάσεων. Ωστόσο, σημαντική αύξηση τόσο στην απόσταση του repeater όσο και στο ρυθμό bit, σε σύγκριση με αυτά των ομοαξονικών συστημάτων, έχει κάνει τη χρήση συστημάτων φωτός πολύ ελκυστική για εφαρμογές μεγάλων αποστάσεων.



Εικόνα 1: Ένα γενικό οπτικό σύστημα επικοινωνίας[1]

1.2 Βασικά στοιχεία του οπτικού συτήματος

Το γενικό διάγραμμα μπλοκ της Εικόνας 1 ισχύει για ένα σύστημα επικοινωνίας οπτικών ινών, με τη μόνη διαφορά ότι το κανάλι επικοινωνίας είναι ένα καλώδιο οπτικών ινών. Τα άλλα δύο εξαρτήματα, ο οπτικός πομπός και ο οπτικός δέκτης, έχουν σχεδιαστεί για να ικανοποιούν τις ανάγκες ενός τέτοιου καναλιού επικοινωνίας. Σε αυτήν την ενότητα συζητάμε τα γενικά ζητήματα που σχετίζονται με το ρόλο των οπτικών ινών ως κανάλι επικοινωνίας και στο σχεδιασμό πομπών και δεκτών.

1.2.1 Οι οπτικές ίνες ως κανάλι επικοινωνίας

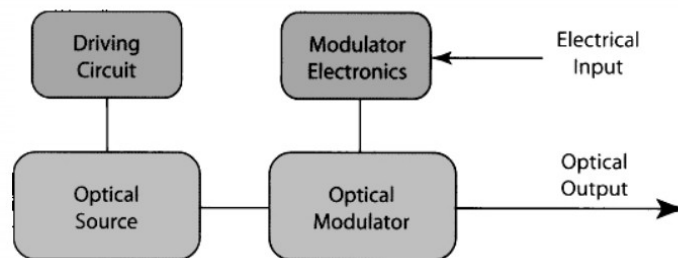
Ο ρόλος ενός καναλιού επικοινωνίας είναι να μεταφέρει το οπτικό σήμα από τον πομπό στον δέκτη χωρίς να το παραμορφώνει. Τα περισσότερα συστήματα φωτός χρησιμοποιούν οπτικές ίνες ως κανάλι επικοινωνίας επειδή μπορούν να μεταδώσουν φως με απώλειες μόλις 0,2 dB / km. Ακόμα και τότε, η οπτική ισχύς μειώνεται μόνο στο 1% μετά από 100 χλμ. Για το λόγο αυτό, οι απώλειες ινών παραμένουν ένα σημαντικό ζήτημα σχεδιασμού και καθορίζει την απόσταση του repeater ή του ενισχυτή ενός συστήματος φωτός μεγάλης απόστασης. Ένα άλλο σημαντικό ζήτημα σχεδιασμού είναι η διασπορά ινών, η οποία οδηγεί σε διεύρυνση μεμονωμένων οπτικών παλμών. Εάν οι οπτικοί παλμοί απλώνονται σημαντικά έξω από την κατανομημένη υποδοχή bit, το μεταδιδόμενο σήμα υποβαθμίζεται σοβαρά. Τελικά, καθίσταται αδύνατη η ανάκτηση του αρχικού σήματος με υψηλή ακρίβεια. Το πρόβλημα είναι πιο σοβαρό στην περίπτωση ινών πολλαπλών τρόπων, καθώς οι παλμοί εξαπλώνονται γρήγορα (συνήθως με ρυθμό ~ 10 ns / km) λόγω διαφορετικών ταχυτήτων που σχετίζονται με διαφορετικούς τρόπους ίνας. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο τα περισσότερα οπτικά συστήματα επικοινωνίας χρησιμοποιούν ίνες μονής λειτουργίας. Η διασπορά υλικού (που σχετίζεται με την εξάρτηση συχνότητας του δείκτη διάθλασης) εξακολουθεί να οδηγεί σε διεύρυνση παλμών (συνήθως

<0,1 ns / km), αλλά είναι αρκετά μικρή ώστε να είναι αποδεκτή για τις περισσότερες εφαρμογές και μπορεί να μειωθεί περαιτέρω ελέγχοντας το φασματικό πλάτος του οπτική πηγή.

1.2.2 Οπτικοί πομποί

Ο ρόλος ενός οπτικού πομπού είναι να μετατρέπει το ηλεκτρικό σήμα σε οπτική μορφή και να εκκινεί το προκύπτον οπτικό σήμα στην οπτική ίνα. Η Εικόνα 2 δείχνει το διάγραμμα ενός οπτικού πομπού. Αποτελείται από μια οπτική πηγή, έναν διαμορφωτή και ένα συζευκτική καναλιών. Τα λείζερ ημιαγωγών ή οι δίοδοι εκπομπής φωτός χρησιμοποιούνται ως οπτικές πηγές λόγω της συμβατότητάς τους με το κανάλι επικοινωνίας οπτικών ινών. Το οπτικό σήμα δημιουργείται μέσω διαμόρφωσης του οπτικού φέροντος. Παρόλο που μερικές φορές χρησιμοποιείται ένας εξωτερικός διαμορφωτής, μπορεί να διανεμηθεί σε ορισμένες περιπτώσεις, καθώς η έξοδος μιας οπτικής πηγής ημιαγωγού μπορεί να διαμορφωθεί απευθείας μεταβάλλοντας το ρεύμα έγχυσης. Ένα τέτοιο σχήμα απλοποιεί το σχεδιασμό του πομπού και είναι γενικά οικονομικό. Ο συζευκτής είναι τυπικά ένας μικρο-φακός που εστιάζει το οπτικό σήμα στο επίπεδο εισόδου μιας οπτικής ίνας με τη μέγιστη δυνατή απόδοση.

Η αρχική ισχύς είναι μια σημαντική παράμετρος σχεδιασμού. Πρώτον μπορεί να αυξήσει την απόσταση του ενισχυτή (ή του repeater) , αλλά η έναρξη διαφόρων μη γραμμικών φαινομένων περιορίζει πόσο η ισχύς εισόδου μπορεί να αυξηθεί. Η ισχύς εκφράζεται συχνά σε μονάδες "dBm" με 1 mW ως επίπεδο αναφοράς. Ο γενικός ορισμός είναι



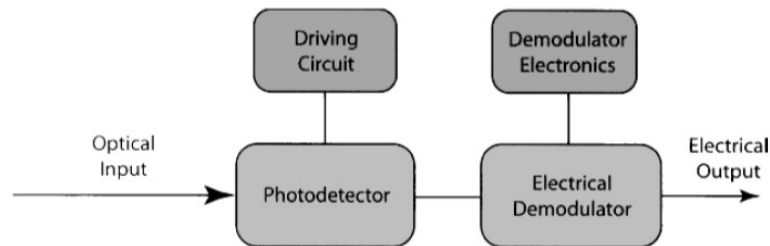
Εικόνα 2: Στοιχεία ενός πομπού.[1]

$$power(dBm) = 10 \log_{10} \frac{power}{(1mW)}$$

1.2.3 Οπτικοί δέκτες

Ένας οπτικός δέκτης μετατρέπει το οπτικό σήμα που λαμβάνεται στο άκρο εξόδου της οπτικής ίνας ξανά στο αρχικό ηλεκτρικό σήμα. Η Εικόνα 3 δείχνει το διάγραμμα ενός οπτικού δέκτη. Αποτελείται από ένα συζευκτική, έναν φωτοανιχνευτή και έναν αποδιαμορφωτή. Ο συζευκτής εστιάζει το λαμβανόμενο οπτικό σήμα στον φωτοανιχνευτή. Οι φωτοδίοδοι ημιαγωγών χρησιμοποιούνται ως

φωτοανιχνευτές λόγω της συμβατότητάς τους με ολόκληρο το σύστημα. Ο σχεδιασμός του αποδιαμορφωτή εξαρτάται από τη μορφή διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται από το σύστημα φωτός. Τα περισσότερα συστήματα φωτός χρησιμοποιούν ένα σχήμα που αναφέρεται ως «διαμόρφωση έντασης με άμεση ανίχνευση» (intensity modulation with direct detection)(IM / DD). Η αποδιαμόρφωση σε αυτήν την περίπτωση γίνεται από ένα κύκλωμα απόφασης που προσδιορίζει τα bit ως 1 ή 0, ανάλογα με το πλάτος του ηλεκτρικού σήματος. Η ακρίβεια του κυκλώματος απόφασης εξαρτάται από το SNR (signal to noise ratio) του ηλεκτρικού σήματος που παράγεται στον φωτοανιχνευτή.



Εικόνα 3: Στοιχεία ενός οπτικού δέκτη[1]

Η απόδοση ενός ψηφιακού συστήματος φωτός χαρακτηρίζεται μέσω του bit error rate (BER). Αν και ο BER μπορεί να οριστεί ως ο αριθμός των σφαλμάτων που έγιναν το δευτερόλεπτο, ένας τέτοιος ορισμός κάνει τον BER εξαρτόμενο από το bit rate. Είναι σύνηθες να ορίζεται το BER ως η μέση πιθανότητα λανθασμένης αναγνώρισης bit. Επομένως, ένας BER από 10^{-6} αντιστοιχεί κατά μέσο όρο σε ένα σφάλμα ανά εκατομμύριο bits. Τα περισσότερα συστήματα φωτός καθορίζουν ένα BER από 10^{-9} ως απαίτηση λειτουργίας. Μερικοί απαιτούν ακόμη και έναν BER τόσο μικρό όσο 10^{-14} . Οι κωδικοί διόρθωσης σφαλμάτων μερικές φορές χρησιμοποιούνται για τη βελτίωση του ακατέργαστου BER ενός συστήματος φωτός.

Μια σημαντική παράμετρος για κάθε δέκτη είναι η ευαισθησία του δέκτη. Συνήθως ορίζεται ως η ελάχιστη μέση οπτική ισχύς που απαιτείται για την πραγματοποίηση BER 10^{-9} . Η ευαισθησία του δέκτη εξαρτάται από το SNR, το οποίο με τη σειρά του εξαρτάται από διάφορες πηγές θορύβου που αλλοιώνουν το λαμβανόμενο σήμα. Ακόμη και για έναν τέλει δέκτη, εισάγεται κάποιος θόρυβος με την ίδια τη διαδικασία της φωτοανίχνευσης. Υπάρχουν και άλλα είδη θορύβων όπως ο θερμικός θόρυβος που είναι εσωτερικά στον δέκτη, ο θόρυβος ενίσχυσης ο οποίος εισάγεται κάθε φορά με την ενίσχυση του σήματος, καθώς θόρυβοι που προστίθενται από το φαινόμενο της διασποράς. Η ευαισθησία του δέκτη καθορίζεται από μια αθροιστική επίδραση όλων των πιθανών μηχανισμών θορύβου που υποβαθμίζουν το SNR στο κύκλωμα απόφασης. Γενικά, εξαρτάται επίσης από τον ρυθμό μετάδοσης bit καθώς η συμβολή ορισμένων πηγών θορύβου αυξάνεται ανάλογα με το εύρος ζώνης του σήματος.

Κεφάλαιο 2 : Φαινόμενα διάδοσης στην οπτική ίνα

2.1 : Διασπορά στις μονότροπες οπτικές ίνες

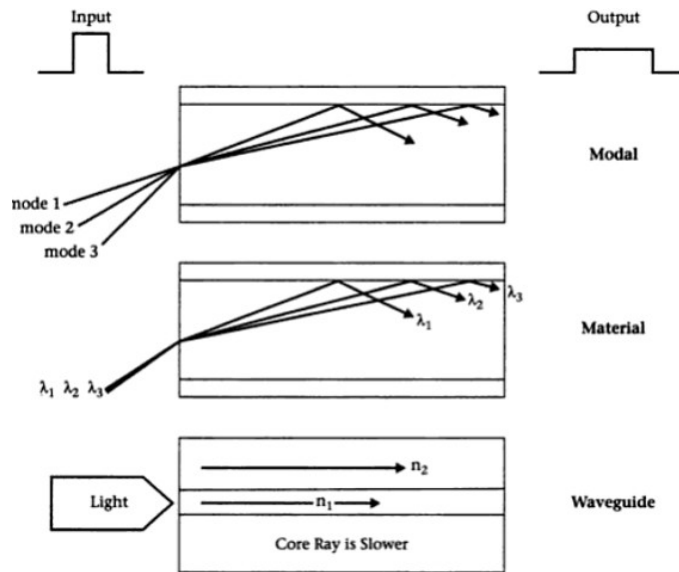
Η διατροπική διασπορά σε πολύτροπες ίνες οδηγεί σε σημαντική διεύρυνση των μικρών οπτικών παλμών ($\sim 10\text{ns} / \text{km}$). Στην τυπική περιγραφή σχετίζεται με τους διαφορετικούς δείκτες τρόπου λειτουργίας (ή τις ομαδικές ταχύτητες) που σχετίζονται με διαφορετικούς τρόπους. Το κύριο πλεονέκτημα των μονότροπων είναι ότι η διατροπική διασπορά απουσιάζει απλώς και μόνο επειδή η ενέργεια του εγχυόμενου παλμού μεταφέρεται με έναν μόνο τρόπο. Ωστόσο, η επέκταση του παλμού δεν εξαφανίζεται τελείως. Η ταχύτητα της ομάδας που σχετίζεται με τον βασικό τρόπο εξαρτάται από τη συχνότητα λόγω της χρωματικής διασποράς. Ως αποτέλεσμα, διαφορετικά φασματικά στοιχεία του παλμού ταξιδεύουν με ελαφρώς διαφορετικές ομαδικές ταχύτητες, ένα φαινόμενο που αναφέρεται ως διασπορά ομαδικής ταχύτητας (group-velocity dispersion)(GVD), ενδοτροπική διασπορά ή απλώς διασπορά ιών. Η ενδοτροπική διασπορά έχει δύο συνεισφορές, διασπορά υλικού και διασπορά κυματοδηγού. Εξετάζουμε και τα δύο και συζητάμε πώς το GVD περιορίζει την απόδοση των συστημάτων φωτός που χρησιμοποιούν μονότροπες οπτικές ίνες .

2.1.1 Διασπορά υλικού

Η διασπορά του υλικού συμβαίνει επειδή ο δείκτης διάθλασης του πυριτίου, το υλικό που χρησιμοποιείται για την κατασκευή ιών, αλλάζει με την οπτική συχνότητα . Σε θεμελιώδες επίπεδο, η προέλευση της διασποράς υλικού σχετίζεται με τις χαρακτηριστικές συχνότητες συντονισμού στις οποίες το υλικό απορροφά την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία.

2.1.3 Διασπορά κυματοδηγού

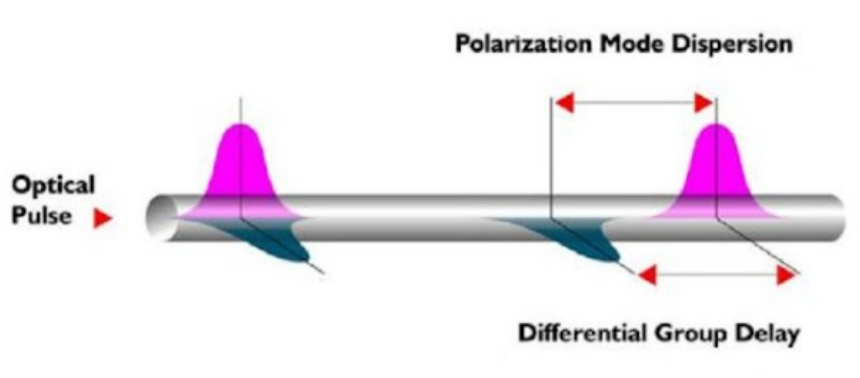
Η διασπορά κυματοδηγού συμβαίνει επειδή η συχνότητα των παραμέτρων της διάδοσης εξαρτάται από το σχήμα του κυματοδηγού. Όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος κύματος, τόσο περισσότερη οπτική ισχύς κυματοδηγείται στο μανδύα αντί για τον πυρήνα. Η διασπορά κυματοδηγού στις μονότροπες ίνες σχετίζεται με την κατανομή της ισχύος του διαδιδόμενου παλμού στις περιοχές του μανδύα και του πυρήνα και εξαρτάται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της ίνας (κυματοδηγού).



Εικόνα 1: Α) Διασπορά τρόπου πόλωσης Β) Διασπορά υλικού
Γ) Διασπορά κυματοδηγού[2]

2.1.5 Διασπορά τρόπου πόλωσης

Μια πιθανή πηγή διεύρυνσης των παλμών σχετίζεται με τη διπλοθλαστικότητα οπτικών ινών. Οι μικρές αποκλίσεις από την τέλεια κυλινδρική συμμετρία του πυρήνα οδηγούν σε διπλοθλαστικότητα λόγω των διαφορετικών δεικτών λειτουργίας που σχετίζονται με τα ορθογώνια πολωμένα στοιχεία του βασικού τρόπου ίνας. Εάν ο παλμός εισόδου διεγείρει και τα δύο στοιχεία πόλωσης, γίνεται ευρύτερο καθώς τα δύο στοιχεία διασκορπίζονται κατά μήκος της ίνας λόγω των διαφορετικών ταχυτήτων της ομάδας τους. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται διασπορά τρόπου πόλωσης (polarization mode dispersion) PMD και έχει μελετηθεί εκτενώς επειδή περιορίζει την απόδοση των σύγχρονων συστημάτων φωτός.



Εικόνα 2: Διασπορά τρόπου πόλωσης[3]

Σε ίνες με συνεχή διπλοθλαστικότητα, η διεύρυνση των παλμών μπορεί να εκτιμηθεί από τη χρονική καθυστέρηση ΔT μεταξύ των δύο στοιχείων πόλωσης κατά τη διάδοση του παλμού. Για μια ίνα μήκους L , το ΔT δίνεται από

$$\Delta T = \left| \left(\frac{L}{v_{gx}} - \frac{L}{v_{gy}} \right) \right| = L |(\beta_{1x} - \beta_{1y})| = L(\Delta\beta_1) \quad , \quad (\text{Εξ. 2.1})$$

όπου οι δείκτες x και y προσδιορίζουν τους δύο ορθογωνικά πολωμένους τρόπους και το $\Delta\beta_1$ σχετίζεται με τη διαφορά στις ταχύτητες της ομάδας κατά μήκος των δύο κύριων καταστάσεων πόλωσης.

2.2 Απώλειες Ίνας

Η διασπορά ινών περιορίζει την απόδοση των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας διευρύνοντας τους οπτικούς παλμούς καθώς διαδίδονται μέσα στην ίνα. Οι απώλειες ινών αντιπροσωπεύουν έναν άλλο περιοριστικό παράγοντα επειδή μειώνουν την ισχύ σήματος που φθάνει στο δέκτη. Καθώς οι οπτικοί δέκτες χρειάζονται μια ορισμένη ελάχιστη ισχύ για την ακριβή ανάκτηση του σήματος, η απόσταση μετάδοσης περιορίζεται εγγενώς από απώλειες ινών. Στην πραγματικότητα, η χρήση ινών πυριτίου για οπτικές επικοινωνίες έγινε πρακτική μόνο όταν οι απώλειες μειώθηκαν σε αποδεκτό επίπεδο κατά τη διάρκεια τη δεκαετία του 1970. Με την έλευση των οπτικών ενισχυτών στη δεκαετία του 1990, οι αποστάσεις μετάδοσης θα μπορούσαν να ξεπεράσουν χιλιάδες χιλιόμετρα αντισταθμίζοντας τις συσσωρευμένες απώλειες περιοδικά. Ωστόσο, εξακολουθούν να απαιτούνται ίνες χαμηλής απώλειας, καθώς η απόσταση μεταξύ των ενισχυτών καθορίζεται από απώλειες ινών.

2.2.1 Συντελεστής εξασθένησης

Υπό αρκετά γενικές συνθήκες, οι αλλαγές στη μέση οπτική ισχύ P ενός ρεύματος bit που διαδίδεται μέσα σε μια οπτική ίνα διέπονται από τον νόμο της Beer :

$$dP/dz = -\alpha P \quad , \quad (\text{Εξ. 2.2})$$

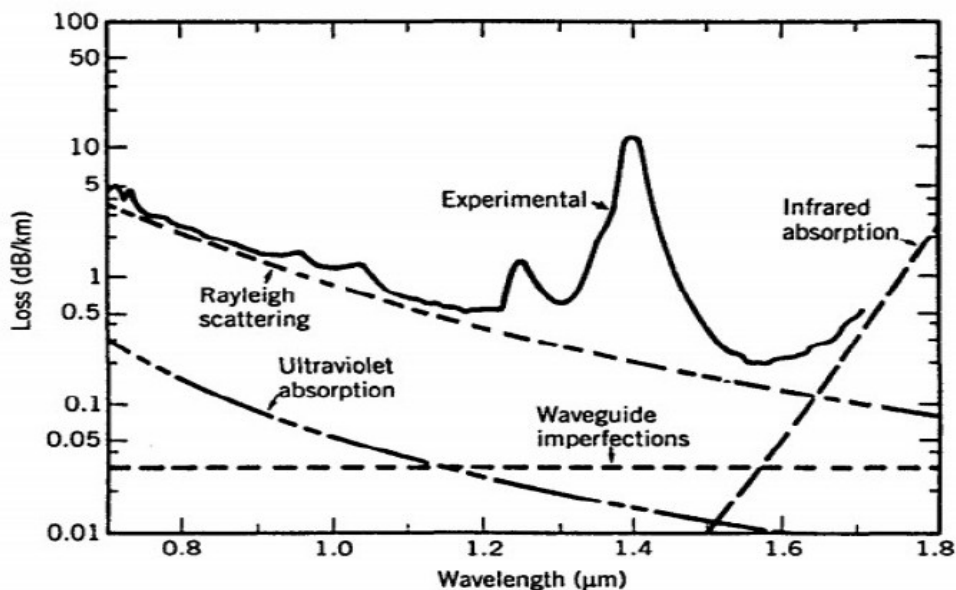
όπου α είναι ο συντελεστής εξασθένησης. Περιλαμβάνει όχι μόνο την απορρόφηση υλικού αλλά και άλλες πηγές εξασθένησης ισχύος. Εάν το P_{in} είναι η ισχύς εισόδου μιας ίνας μήκους L , η ισχύς εξόδου P_{out} από Εξ. 2.2 δίνεται από

$$P_{out} = P_{input} \exp(-\alpha L) \quad , \quad (\text{Εξ. 2.3})$$

Είναι συνηθισμένο να εκφράζουμε το α σε μονάδες dB / km χρησιμοποιώντας τη σχέση

$$\alpha \text{ (dB/km)} = \frac{-10}{L} \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{input}} \right) \approx 4.343 \alpha \quad , \quad (\text{Εξ. 2.4})$$

και να αναφερόμαστε σε αυτό ως παράμετρος απώλειας ίνας.



Εικόνα 3: Φάσμα απώλειας μιας μονότροπης ίνας που παράγεται το 1979. Η εξάρτηση από το μήκος κύματος πολλών βασικών μηχανισμών απώλειας φαίνεται επίσης.[1]

Οι απώλειες ινών εξαρτώνται από το μήκος κύματος του εκπεμπόμενου φωτός. Η εικόνα 3 δείχνει το φάσμα απώλειας $a(\lambda)$ μιας μονότροπης ίνας που κατασκευάστηκε το 1979 με διάμετρο πυρήνα $9A\text{-mm}$,

$A=1.9 \times 10^{-3}$ και μήκος κύματος αποκοπής $1.1\text{-}\mu\text{m}$. Η ίνα παρουσίασε απώλεια μόνο περίπου 0.2 dB/km στην περιοχή μήκους κύματος κοντά στα $1.55\text{ }\mu\text{m}$, η χαμηλότερη τιμή που πραγματοποιήθηκε για πρώτη φορά το 1979. Αυτή η τιμή είναι κοντά στο θεμελιώδες όριο περίπου 0.16 dB/km για τις ίνες πυριτίου. Το φάσμα απώλειας παρουσιάζει ισχυρή κορυφή κοντά στα $1.39\text{ }\mu\text{m}$ και πολλές άλλες μικρότερες κορυφές. Ένα δευτερεύον ελάχιστο βρέθηκε να συμβαίνει κοντά στα $1.3\text{ }\mu\text{m}$, όπου η απώλεια ινών είναι κάτω από 0.5 dB/km . Δεδομένου ότι η διασπορά ινών είναι επίσης ελάχιστη κοντά στα $1.3\text{ }\mu\text{m}$, αυτό το παράθυρο χαμηλής απώλειας χρησιμοποιήθηκε για συστήματα φώτος δεύτερης γενιάς. Οι απώλειες ινών είναι σημαντικά υψηλότερες για μικρότερα μήκη κύματος και υπερβαίνουν τα 5 dB/km στην ορατή περιοχή, καθιστώντας την ακατάλληλη για μετάδοση μεγάλων αποστάσεων. Αρκετοί παράγοντες συμβάλλουν στις συνολικές απώλειες. Οι σχετικές συνεισφορές τους φαίνονται επίσης στην Εικόνα 3.7. Τα δύο πιο σημαντικά μεταξύ αυτών είναι η απορρόφηση υλικού και η σκέδαση του Rayleigh.

2.2.2 Απορρόφηση Υλικού

Η απορρόφηση υλικού μπορεί να χωριστεί σε δύο κατηγορίες.

1. Ενδογενείς απώλειες
2. Εξωγενείς απώλειες

Οι ενδογενείς απώλειες απορρόφησης αντιστοιχούν στην απορρόφηση από συντηγμένο πυρίτιο (υλικό που χρησιμοποιείται για την παραγωγή ιών) ενώ η εξωγενής απορρόφηση σχετίζεται με απώλειες που προκαλούνται από ακαθαρσίες εντός του πυριτίου.

2.2.3 Σκέδαση Rayleigh

Η σκέδαση Rayleigh είναι ένας θεμελιώδης μηχανισμός απώλειας που προκύπτει από τοπικές μικροσκοπικές διακυμάνσεις στην πυκνότητα. Τα μόρια πυριτίου κινούνται τυχαία στην τεταγμένη κατάσταση και παγώνουν στη θέση τους κατά την κατασκευή ιών. Οι διακυμάνσεις πυκνότητας οδηγούν σε τυχαίες διακυμάνσεις του δείκτη διάθλασης σε κλίμακα μικρότερη από το οπτικό μήκος κύματος λ . Η σκέδαση φωτός σε ένα τέτοιο μέσο είναι γνωστή ως σκέδαση Rayleigh. Η διατομή σκέδασης ποικίλλει ως λ^{-4} . Ως αποτέλεσμα, η εγγενής απώλεια ιών πυριτίου από τη σκέδαση Rayleigh μπορεί να γραφτεί ως

$$\alpha_R = C/\lambda^4, \text{ (Εξ. 2.5)}$$

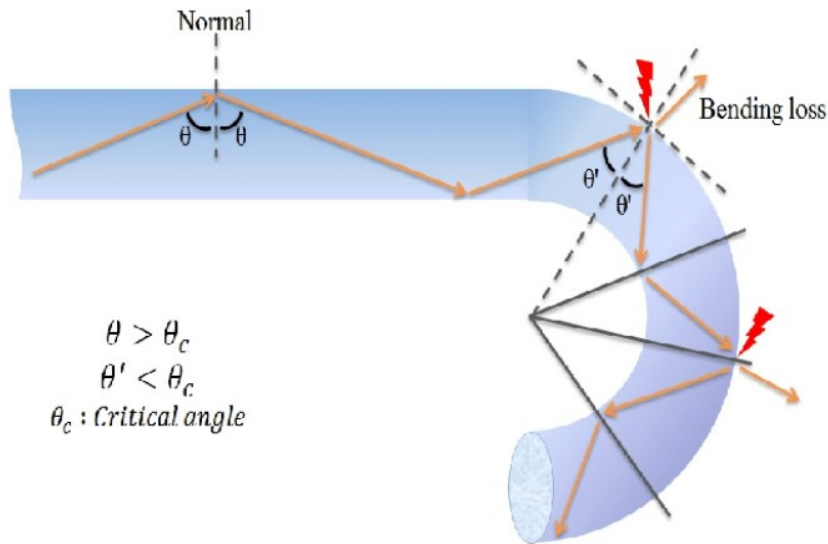
όπου η σταθερά C κυμαίνεται από $0.7-0.9(dB/km)-\mu m^4$, ανάλογα με τα συστατικά στοιχεία του πυρήνα.

Αυτές οι τιμές του C αντιστοιχούν σε $\alpha_R = 0.12-0.16 dB/km$ για $\lambda = 1.55 \mu m$, υποδεικνύοντας ότι η απώλεια ιών στην Εικόνα 3.7 κυριαρχείται από την σκέδαση Rayleigh κοντά σε αυτό το μήκος κύματος.

2.2.3 Ατέλειες κυματοδηγού

Μια ιδανική μονότροπη ίνα με τέλεια κυλινδρική γεωμετρία καθοδηγεί την οπτική λειτουργία χωρίς διαρροή ενέργειας στο στρώμα επένδυσης. Στην πράξη, οι ατέλειες στη διεπαφή της επένδυσης του πυρήνα (π.χ. τυχαίες παραλλαγές ακτίνας πυρήνα) μπορούν να οδηγήσουν σε επιπλέον απώλειες που συμβάλλουν στην καθαρή απώλεια ιών.

Οι κάμψεις στην ίνα αποτελούν μια άλλη πηγή απώλειας σκέδασης. Ο λόγος μπορεί να γίνει κατανοητός χρησιμοποιώντας την εικόνα ακτίνων. Κανονικά, μια καθοδηγούμενη ακτίνα χτυπά τη διεπαφή της επένδυσης του πυρήνα σε γωνία μεγαλύτερη από την κρίσιμη γωνία για να βιώσει τη συνολική εσωτερική ανάκλαση. Ωστόσο, η γωνία μειώνεται κοντά σε μια κάμψη και μπορεί να γίνει



Εικόνα 4: Σχηματική απεικόνιση της απώλειας λόγω κάμψης σε μία οπτική ίνα[4].

μικρότερη από την κρίσιμη γωνία για απότομες κάμψεις. Η ακτίνα θα ξεφύγει από την ίνα.

2.3 Μη γραμμικά φαινόμενα

Η απόκριση οποιουδήποτε διηλεκτρικού στο φως γίνεται μη γραμμική για έντονα ηλεκτρομαγνητικά πεδία και οι οπτικές ίνες δεν αποτελούν εξαίρεση. Παρόλο που το πυρίτιο δεν είναι εγγενώς ένα μη γραμμικό υλικό, η γεωμετρία του κυματοδηγού που περιορίζει το φως σε μια μικρή διατομή σε μεγάλες αποστάσεις ινών καθιστά τα μη γραμμικά φαινόμενα αρκετά σημαντικά στον σχεδιασμό των σύγχρονων συστημάτων φωτός κύματος .

2.3.1 Εξαναγκασμένη σκέδαση φωτός

Η σκέδαση Rayleigh, είναι ένα παράδειγμα ελαστικής σκέδασης για την οποία η συχνότητα (ή η ενέργεια φωτονίων) του διάσπαρτου φωτός παραμένει αμετάβλητη. Αντιθέτως, η συχνότητα του διασκορπισμένου φωτός μετατοπίζεται προς τα κάτω κατά τη διάρκεια της ανελαστικής σκέδασης. Δύο παραδείγματα ανελαστικής σκέδασης είναι η σκέδαση Raman και η σκέδαση Brillouin . Και οι δύο μπορούν να θεωρηθούν ως σκέδαση ενός φωτονίου σε ένα φωτόνιο χαμηλότερης ενέργειας, έτσι ώστε η ενεργειακή διαφορά να εμφανίζεται με τη μορφή ενός φωνονίου. Η κύρια διαφορά μεταξύ των δύο είναι ότι τα οπτικά φωνόνια συμμετέχουν στη σκέδαση Raman, ενώ τα ακουστικά φωνόνια συμμετέχουν στη σκέδαση Brillouin. Και οι δύο διεργασίες σκέδασης οδηγούν σε απώλεια ισχύος . Ωστόσο, οι διατομές σκέδασής τους είναι αρκετά μικρές ώστε η απώλεια είναι αμελητέα σε χαμηλά επίπεδα ισχύος.

Σε υψηλά επίπεδα ισχύος, τα μη γραμμικά φαινόμενα διεγερμένης σκέδασης Raman (stimulated Raman scattering)(SRS) και διεγερμένης σκέδασης Brillouin (stimulated Brillouin scattering)(SBS) καθίστανται σημαντικά. Η ένταση του διασκορπισμένου φωτός και στις δύο περιπτώσεις αυξάνεται εκθετικά όταν η προσπίπτουσα ισχύς υπερβεί μια τιμή κατωφλίου. Το SRS και το SBS παρατηρήθηκαν για πρώτη φορά σε οπτικές ίνες κατά τη διάρκεια της δεκαετίας του 1970 [. Παρόλο που τα SRS και SBS είναι αρκετά παρόμοια στην προέλευσή τους, οι διαφορετικές σχέσεις διασποράς για ακουστικά και οπτικά φωνόνια οδηγούν στις ακόλουθες διαφορές μεταξύ των δύο σε μονότροπες ίνες : (i) Το SBS εμφανίζεται μόνο προς την αντίστροφη κατεύθυνση ενώ το SRS μπορεί να γίνει και στις δύο κατευθύνσεις. (ii) Το διάσπαρτο φως μετατοπίζεται σε συχνότητα κατά περίπου 10 GHz για SBS αλλά κατά 13 THz για SRS (αυτή η μετατόπιση ονομάζεται μετατόπιση Stokes) : (iii) το φάσμα κέρδους Brillouin είναι εξαιρετικά στενό (εύρος ζώνης $< 100 \text{ MHz}$) σε σύγκριση με το φάσμα κέρδους Raman που εκτείνεται πάνω από $20\text{-}30 \text{ THz}$. Η προέλευση αυτών των διαφορών έγκειται σε μια σχετικά μικρή τιμή του λόγου v_A/c ($\sim 10^{-5}$), όπου το v_A είναι η ακουστική ταχύτητα στο πυρίτιο και το c είναι η ταχύτητα του φως.

Εξαναγκασμένη Σκέδαση Brillouin

Η φυσική διαδικασία πίσω από τη σκέδαση του Brillouin είναι η τάση των υλικών να συμπίεζονται με την παρουσία ενός ηλεκτρικού πεδίου - ένα φαινόμενο που ονομάζεται ηλεκτροσυστολή. Για ένα ταλαντούμενο ηλεκτρικό πεδίο στη συχνότητα της αντλίας Ω_p , αυτή η διαδικασία δημιουργεί ένα ακουστικό κύμα σε κάποια συχνότητα Ω . Η αυθόρμητη σκέδαση του Brillouin μπορεί να θεωρείται ως σκέδαση του κύματος της αντλίας από αυτό το ακουστικό κύμα, με αποτέλεσμα τη δημιουργία ενός νέου κύματος στη συχνότητα της αντλίας Ω_s . Η διαδικασία σκέδασης πρέπει να εξοικονομήσει ενέργεια και ορμή. Η εξοικονόμηση ενέργειας απαιτεί ότι η μετατόπιση Stokes Ω ισούται με $\omega_p - \omega_s$. Η διατήρηση ορμής απαιτεί τα διανύσματα κύματος να ικανοποιούν $k_A = k_p - k_s$. Χρησιμοποιώντας τη σχέση διασποράς $|k_A| = \Omega/v_A$, όπου το v_A είναι η ακουστική ταχύτητα, αυτή η συνθήκη καθορίζει την ακουστική συχνότητα ως

$$\Omega = |k_A|v_A = 2v_A|k_p|\sin(\theta/2), \quad (\text{Εξ. 2.6})$$

όπου $|k_p| \approx |k_s|$ και θ αντιπροσωπεύει την γωνία μεταξύ της αντλίας και των διάσπαρτων κυμάτων.

Να σημειωθεί ότι το Ω εξαφανίζεται προς την εμπρός κατεύθυνση ($\theta = 0$) και είναι μέγιστο προς την πίσω κατεύθυνση ($\theta = \pi$). Στις μονότροπες ίνες, το φως μπορεί να ταξιδεύει μόνο προς την εμπρός και προς τα πίσω κατεύθυνση. Ως αποτέλεσμα, το SBS εμφανίζεται προς τα πίσω με μετατόπιση συχνότητας $\Omega_B = 2v_A|k_p|$. Χρησιμοποιώντας $k_p = 2\pi\bar{n}/\lambda_p$, όπου λ_p είναι το μήκος κύματος της αντλίας, η μετατόπιση Brillouin δίνεται από

$$v_B = \Omega_B/2\pi = 2\bar{n}v_A/\lambda_p, \quad (\text{Εξ. 2.7})$$

όπου \bar{n} ο δείκτης λειτουργίας. Χρησιμοποιώντας $v_A=5.96\text{ km/s}$ και $\bar{n}=1.45$ ως τυπικές τιμές για ίνες πυριτίου, $v_B=11.1\text{ Ghz}$ για $\lambda_p=1.55\mu\text{m}$. Η Εξ. 2.7 δείχνει ότι v_B κλιμακώνεται αντίστροφα με το μήκος κύματος της αντλίας.

Μόλις δημιουργηθεί το διασκορπισμένο κύμα αυθόρμητα, χτυπά με την αντλία και δημιουργεί ένα στοιχείο συχνότητας στην συχνότητας χτυπήματος $\omega_p - \omega_s$, το οποίο είναι αυτόματα ίσο με την ακουστική συχνότητα Ω . Ως αποτέλεσμα, ο όρος χτυπήματος δρα ως πηγή που αυξάνεται το πλάτος του ηχητικού κύματος, το οποίο με τη σειρά του αυξάνει το πλάτος του διάσπαρτου κύματος, με αποτέλεσμα έναν θετικό βρόχο ανατροφοδότησης. Το SBS έχει την προέλευσή του σε αυτή τη θετική αντίδραση, το οποίο τελικά μπορεί να μεταφέρει όλη την ισχύ από την αντλία στο διάσπαρτο κύμα. Η διαδικασία ανάδρασης διέπεται από το ακόλουθο σύνολο δύο συζευγμένων εξισώσεων :

$$\frac{dl_p}{dz} = -g_B I_p I_s - \alpha_p I_p, \quad (\text{Εξ. 2.8})$$

$$\frac{-dl_s}{dz} = +g_B I_p I_s - \alpha_s I_s, \quad (\text{Εξ. 2.9})$$

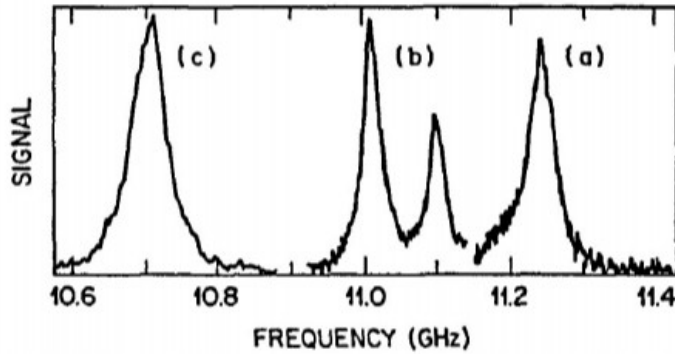
όπου I_p και I_s είναι οι εντάσεις των πεδίων του Stokes και της αντλίας, το g_B είναι το κέρδος SBS, και το α_p και το α_s αντιπροσωπεύουν τις απώλειες των ινών.

Το κέρδος SBS g_B εξαρτάται από τη συχνότητα λόγω ενός περιορισμένου χρόνου απόσβεσης T_B ακουστικών κυμάτων (η διάρκεια ζωής των ακουστικών φωνών). Εάν τα ακουστικά κύματα αποσυντεθούν ως $\exp(-t/T_B)$, το κέρδος Brillouin έχει ένα φασματικό προφίλ Lorentzian που δίνεται από

$$g_B(\Omega) = \left(g_B \frac{(\Omega_B)}{1 + (\Omega - \Omega_B)^2 T_B^2} \right), \quad (\text{Εξ. 2.10})$$

Η Εικόνα 1 δείχνει τα φάσματα κέρδους Brillouin για $\lambda_p=1.525\mu\text{m}$ για τρία διαφορετικά είδη ινών πυριτίου μονής λειτουργίας. Τόσο η μετατόπιση Brillouin V_B όσο και το κέρδος εύρους ζώνης Δv_B μπορεί να ποικίλλουν από ένα σε ένα λόγω της καθοδηγούμενης φύσης του φωτός και της παρουσίας προσμείξεων στον πυρήνα των ινών. Η επισημασμένη ίνα (α) στην Εικόνα 1 έχει έναν πυρήνα σχεδόν καθαρού πυριτίου (συγκέντρωση γερμανίου περίπου 0,3% ανά μόριο). Η μετρούμενη μετατόπιση Brillouin $V_B=11,25\text{ GHz}$ συμφωνεί με την Εξ. 2.7. Η μετατόπιση Brillouin μειώνεται για τις ίνες (b) και (c) υψηλότερης συγκέντρωσης γερμανίου στον πυρήνα των ινών. Η δομή διπλής κορυφής για ίνες (b) προκύπτει από ανομοιογενή κατανομή του γερμανίου εντός του πυρήνα. Το κέρδος εύρους ζώνης στην Εικόνα 3.9 είναι μεγαλύτερο από αυτό που αναμενόταν για το ογκώδες

πυρίτιο ($\Delta\nu_B \approx 17 \text{ MHz}$ για $\lambda_p = 1.525 \mu\text{m}$). Ένα μέρος της αύξησης οφείλεται στην καθοδηγούμενη φύση των ακουστικών λειτουργιών στις οπτικές ίνες. Ωστόσο, το μεγαλύτερο μέρος της αύξησης του εύρους ζώνης μπορεί να αποδοθεί σε μεταβολές στη διάμετρο του πυρήνα κατά μήκος του μήκους των ινών. Επειδή τέτοιες παραλλαγές είναι ειδικές για κάθε ίνα, το κέρδος εύρους ζώνης SBS είναι γενικά διαφορετικό για διαφορετικές ίνες και μπορεί να υπερβαίνει τα 100 MHz. Οι τυπικές τιμές είναι $\sim 50 \text{ MHz}$ για λ_p κοντά στα $1,55 \mu\text{m}$.



Εικόνα 1: Τα φάσματα κέρδους Brillouin μετρήθηκαν χρησιμοποιώντας αντλία $1,525 \mu\text{m}$ για τρεις ίνες με διαφορετικώντόπων γερμανίου: (α) ίνα πυριτίου-πυρήνα. (β) ίνα αποσυμπιεσμένης επένδυσης. (γ) ίνα μετατοπισμένη με διασπορά. Η κάθετη κλίμακα είναι αυθαίρετη.[1]

Η μέγιστη τιμή του κέρδους Brillouin στην Εξ. 2.10 εμφανίζεται για $\Omega = \Omega_B$ και εξαρτάται από διάφορες παραμέτρους υλικού όπως η πυκνότητα και ο ελαστο-οπτικός συντελεστής. Για ίνες πυριτίου $g_B \approx 5 \times 10^{-11} \text{ m/W}$. Το επίπεδο ισχύος κατωφλίου για SBS μπορεί να εκτιμηθεί με επίλυση των Εξ. 2.8 και 2.9 και με την εύρεση της τιμής του I_p, I_s που αυξάνεται από το θόρυβο σε σημαντικό επίπεδο. Η ισχύς κατωφλίου $P_{th} = I_p A_{eff}$, όπου το A_{eff} είναι η περιοχή αποτελεσματικής λειτουργίας, πληροί την προϋπόθεση

$$g_B P_{th} L_{eff} / A_{eff} \approx 21, \quad (\text{Εξ. 2.11})$$

όπου L_{eff} είναι το πραγματικό μήκος αλληλεπίδρασης που ορίζεται ως

$$L_{eff} = [1 - \exp(-\alpha L)] / \alpha, \quad (\text{Εξ. 2.12})$$

και το α αντιπροσωπεύει τις απώλειες ίνας. Για οπτικά συστήματα επικοινωνίας, το L_{eff} μπορεί να προσεγγιστεί κατά $1/\alpha$ ως $\alpha L \gg 1$ στην πράξη. Χρησιμοποιώντας το $A_{eff} = \pi w^2$, όπου το w είναι το μέγεθος του σημείου, το P_{th} μπορεί να είναι τόσο χαμηλό όσο 1 mW ανάλογα με τις τιμές του w και του α . Μόλις η ισχύς που εκτοξεύεται σε μια οπτική ίνα υπερβεί το όριο, το μεγαλύτερο μέρος του

φωτός ανακλάται προς τα πίσω μέσω του SBS. Είναι σαφές ότι το SBS περιορίζει την εκτοξευόμενη ισχύ σε μερικά milliwatts λόγω του χαμηλού ορίου του.

Η προηγούμενη εκτίμηση του P_{th} ισχύει για μια ακτίνα CW στενής ζώνης καθώς αγνοεί τα χρονικά και φασματικά χαρακτηριστικά του προσπίπτοντος φωτός. Σε ένα σύστημα φωτός, το σήμα έχει τη μορφή ροής bit. Για έναν μόνο σύντομο παλμό του οποίου το μήκος είναι πολύ μικρότερο από τη διάρκεια ζωής του φωνόνιου, δεν αναμένεται να εμφανιστεί SBS. Ωστόσο, για μια ροή bit υψηλής ταχύτητας, οι παλμοί έρχονται με τόσο γρήγορο ρυθμό που οι διαδοχικοί παλμοί συσσωρεύουν το ακουστικό κύμα, παρόμοιο με την περίπτωση μιας ακτίνας CW, αν και το όριο SBS αυξάνεται. Η ακριβής τιμή της μέσης ισχύος καταφλίου εξαρτάται από τη μορφή διαμόρφωσης (RZ έναντι NRZ) και είναι συνήθως ~ 5 mW. Μπορεί να αυξηθεί στα 10 mW ή περισσότερο αυξάνοντας το εύρος ζώνης του οπτικού φέροντος σε > 200 MHz μέσω διαμόρφωσης φάσης. Το SBS δεν παράγει crosstalk μεταξύ καναλιών σε συστήματα WDM επειδή η μετατόπιση συχνότητας 10-GHz είναι πολύ μικρότερη από την τυπική απόσταση καναλιών.

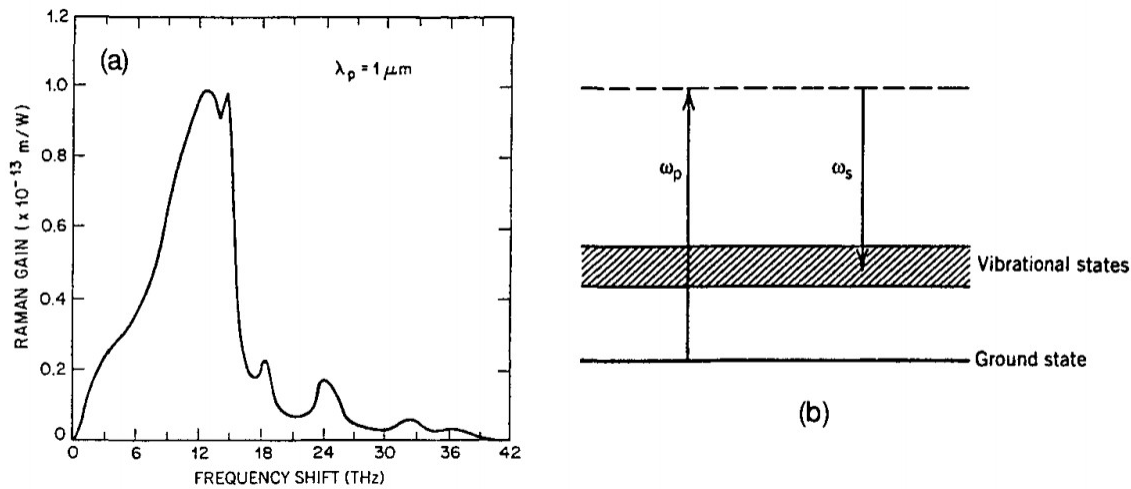
Εξαναγκασμένη Σκέδαση Raman

Εξαναγκασμένη σκέδαση Raman συμβαίνει σε οπτικές ίνες όταν ένα κύμα αντλίας διασκορπίζεται από τα μόρια πυριτίου. Μπορεί να γίνει κατανοητό χρησιμοποιώντας το διάγραμμα ενεργειακού επιπέδου που φαίνεται στην Εικόνα 2 (b). Ορισμένα φωτόνια εγκαταλείπουν την ενέργειά τους για να δημιουργήσουν άλλα φωτόνια μειωμένης ενέργειας σε χαμηλότερη συχνότητα. Η υπόλοιπη ενέργεια απορροφάται από τα μόρια του πυριτίου, τα οποία καταλήγουν σε μια διεγερμένη κατάσταση δόνησης. Μια σημαντική διαφορά από τη σκέδαση Brillouin είναι ότι τα επίπεδα ενεργειακής δόνησης του πυριτίου υπαγορεύουν την τιμή της μετατόπισης Raman $\Omega_R = \omega_p - \omega_s$. Δεδομένου ότι δεν εμπλέκεται ακουστικό κύμα, η αυθόρμητη σκέδαση Raman είναι μια διαδικασία ισοτροπική και συμβαίνει προς όλες τις κατευθύνσεις.

Παρόμοια με την περίπτωση SBS, η διαδικασία σκέδασης Raman διεγείρεται εάν η ισχύς της αντλίας υπερβεί μια τιμή καταφλίου. Το SRS μπορεί να συμβεί τόσο προς τα εμπρός όσο και προς τα πίσω σε οπτικές ίνες. Από φυσική άποψη, το χτύπημα της αντλίας και με το διασκορπισμένο φως προς αυτές τις δύο κατευθύνσεις δημιουργεί ένα στοιχείο συχνότητας στη συχνότητα κτύπου $\omega_p - \omega_s$, το οποίο δρα ως πηγή που παράγει μοριακές ταλαντώσεις. Δεδομένου ότι το πλάτος του διάσπαρτου κύματος αυξάνεται σε απόκριση σε αυτές τις ταλαντώσεις, μπαίνει ένας βρόχος θετικής ανάδρασης. Στην περίπτωση του SRS προς τα εμπρός, η διαδικασία ανάδρασης διέπεται από το ακόλουθο σύνολο δύο συζευγμένων εξισώσεων :

$$\frac{dl_p}{dz} = -g_R I_p I_s - \alpha_p I_p, \quad (\text{Εξ. 2.13})$$

$$\frac{dl_s}{dz} = g_R I_p I_s - \alpha_s I_s, \quad (\text{Εξ. 2.14})$$



Εικόνα 2: (α) Κέρδος φάσματος Raman συντηγμένου πυριτίου σε $\lambda_p = 1 \mu\text{m}$. και (β) επίπεδα ενέργειας που συμμετέχουν στη διαδικασία SRS. [1]

όπου g_R είναι το κέρδος SRS. Στην περίπτωση του SRS προς τα πίσω, ένα σύμβολο μείον προστίθεται μπροστά από το παράγωγο στην Εξ. 2.14, και αυτό το σύνολο εξισώσεων γίνεται πανομοιότυπο με την περίπτωση SBS.

Το φάσμα του κέρδους Raman εξαρτάται από το χρόνο διάσπασης που σχετίζεται με τη διεγερμένη κατάσταση δόνησης. Στην περίπτωση μοριακού αερίου ή υγρού, ο χρόνος αποσύνθεσης είναι σχετικά μεγάλος ($\sim 1 \text{ ns}$), με αποτέλεσμα εύρος ζώνης κέρδους Raman $\sim 1 \text{ GHz}$. Στην περίπτωση οπτικών ινών, το εύρος ζώνης υπερβαίνει τα 10 THz . Η Εικόνα 2 δείχνει το φάσμα κέρδους Raman από ίνες πυριτίου. Η ευρυζωνική και πολλαπλή φύση του φάσματος οφείλεται στην άμορφη φύση του γυαλιού. Πιο συγκεκριμένα, τα επίπεδα δονητικής ενέργειας των μορίων του πυριτίου συγχωνεύονται για να σχηματίσουν μια ζώνη. Ως αποτέλεσμα, η συχνότητα Stokes ω_s μπορεί να διαφέρει από τη συχνότητα της αντλίας ω_p σε ένα ευρύ φάσμα. Το μέγιστο κέρδος εμφανίζεται όταν η μετατόπιση Raman $\Omega_R \equiv \omega_p - \omega_s$ είναι περίπου 13 THz . Μια άλλη σημαντική κορυφή εμφανίζεται κοντά στα 15 THz , ενώ οι μικρές κορυφές παραμένουν για τιμές του Ω_R τόσο μεγάλες όσο τα 35 THz . Η μέγιστη τιμή του κέρδους Raman g_R είναι περίπου $1 \times 10^{-13} \text{ m/W}$ σε μήκος κύματος $1 \mu\text{m}$. Αυτή η τιμή κλιμακώνεται γραμμικά με ω_p (ή αντίστροφα με το μήκος κύματος της αντλίας λ_p), με αποτέλεσμα $g_R \approx 10^{-13} \text{ m/W}$ στα $1,55 \mu\text{m}$.

Παρόμοια με την περίπτωση του SBS, η ισχύς κατωφλίου P_{th} ορίζεται ως η ισχύς προσβολής κατά την οποία το ήμισυ της ισχύος της αντλίας μεταφέρεται στο πεδίο Stokes στο άκρο εξόδου μιας ίνας μήκους L . Υπολογίζεται από

$$g_R P_{th} L_{eff} / A_{eff} \approx 16 \quad , \quad (\text{Εξ. 2.15})$$

όπου g_R είναι η μεγαλύτερη τιμή του κέρδους Raman. Όπως και πριν, το L_{eff} μπορεί να προσεγγιστεί με l/a . Αν αντικαταστήσουμε το A_{eff} με πw^2 , όπου w είναι το μέγεθος σημείου, το P_{th} για SRS δίνεται από

$$P_{th} \approx 16 \alpha (\pi w^2) / g_R \quad , \quad (\text{Εξ. 2.16})$$

Εάν χρησιμοποιούμε $\pi w^2 = 50 \mu m^2$ και $a = 0.2 \text{ dB / km}$ ως αντιπροσωπευτικές τιμές, το P_{th} είναι περίπου 570 mW κοντά στα 1,55 μm . Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι Εξ. 2.16 παρέχει μια εκτίμηση τάξης μεγέθους μόνο για όσες προσεγγίσεις γίνονται στην παραγωγή της. Καθώς οι ισχύεις των καναλιών σε συστήματα οπτικής επικοινωνίας είναι συνήθως κάτω από 10 mW, το SRS δεν αποτελεί περιοριστικό παράγοντα για συστήματα μονοκαναλικού φωτός κύματος. Ωστόσο, επηρεάζει σημαντικά την απόδοση των συστημάτων WDM.

Τόσο το SRS όσο και το SBS μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να επωφεληθούν κατά το σχεδιασμό οπτικών συστημάτων επικοινωνίας, επειδή μπορούν να ενισχύσουν ένα οπτικό σήμα μεταφέροντας ενέργεια σε αυτό από μια δέσμη αντλίας της οποίας το μήκος κύματος επιλέγεται κατάλληλα. Το SRS είναι ιδιαίτερα χρήσιμο λόγω του εξαιρετικά μεγάλου εύρους ζώνης του. Πράγματι, το κέρδος Raman χρησιμοποιείται συνήθως για την αντιστάθμιση των απωλειών ινών σε σύγχρονα συστήματα φωτός κύματος.

2.3.2 Μη γραμμική διαμόρφωση φάσης

Ο δείκτης διάθλασης του πυριτίου θεωρήθηκε ότι είναι ανεξάρτητος από την ισχύ. Στην πραγματικότητα, όλα τα υλικά συμπεριφέρονται μη γραμμικά σε υψηλές εντάσεις και ο δείκτης διάθλασής τους αυξάνεται με την ένταση. Η φυσική προέλευση αυτού του φαινομένου έγκειται στην αναρμονική απόκριση των ηλεκτρονίων στα οπτικά πεδία, με αποτέλεσμα μια μη γραμμική ευαισθησία. Για να συμπεριλάβουμε τη μη γραμμική διάθλαση, τροποποιούμε τους δείκτες πυρήνα και επένδυσης μιας ίνας πυριτίου ως [23]

$$n'_j = n_j + \bar{n}_2 (P / A_{eff}) \quad , \quad j=1,2, \quad (\text{Εξ. 2.17})$$

όπου \bar{n}_2 είναι ο συντελεστής μη γραμμικού δείκτη, P είναι η οπτική ισχύς και A_{eff} η περιχρή αποτελεσματικής λειτουργίας που παρουσιάστηκε νωρίτερα. Η αριθμητικής τιμή του \bar{n}_2 είναι περίπου $2.6 \times 10^{-20} m^2/W$ για ίνες πυριτίου και ποικίλει με τα προσμείγματα που χρησιμοποιούνται στον πυρήνα. Λόγω αυτής της σχετικά μικρής τιμής, το μη γραμμικό μέρος του δείκτη διάθλασης είναι αρκετά μικρό ($< 10^{-12}$ στο επίπεδο ισχύος 1 mW). Παρ'όλα αυτά, επηρεάζει τα σύγχρονα συστήματα φωτεινών κυμάτων λόγω μεγάλου μήκους ινών. Συγκεκριμένα, οδηγεί στα φαινόμενα των αυτοδιαμορφώσεων και των διασταυρούμενων φάσεων.

Αυτοδιαμόρφωση φάσης

Αν χρησιμοποιούμε την θεωρία διαταραχών πρώτης τάξης για να δούμε πώς επηρεάζονται οι λειτουργίες ινών από τον μη γραμμικό όρο στην Εξ. 2.17, διαπιστώνουμε ότι το σχήμα λειτουργίας δεν αλλάζει αλλά η σταθερά διάδοσης εξαρτάται από την ισχύ. Μπορεί να γραφτεί ως

$$\beta' = \beta + k_0 \bar{n}_2 P / A_{eff} \equiv \beta + \gamma P \quad , \quad (\text{Εξ. 2.18})$$

όπου $\gamma = 2\pi \bar{n}_2 / (A_{eff} \lambda)$ είναι μια σημαντική μη γραμμική παράμετρος με τιμές που κυμαίνονται από 1 έως 5 W^{-1}/km ανάλογα με τις τιμές του A_{eff} και του μήκους κύματος. Ο όρος γ παράγει μια μη γραμμική μετατόπιση φάσης που δίνεται από

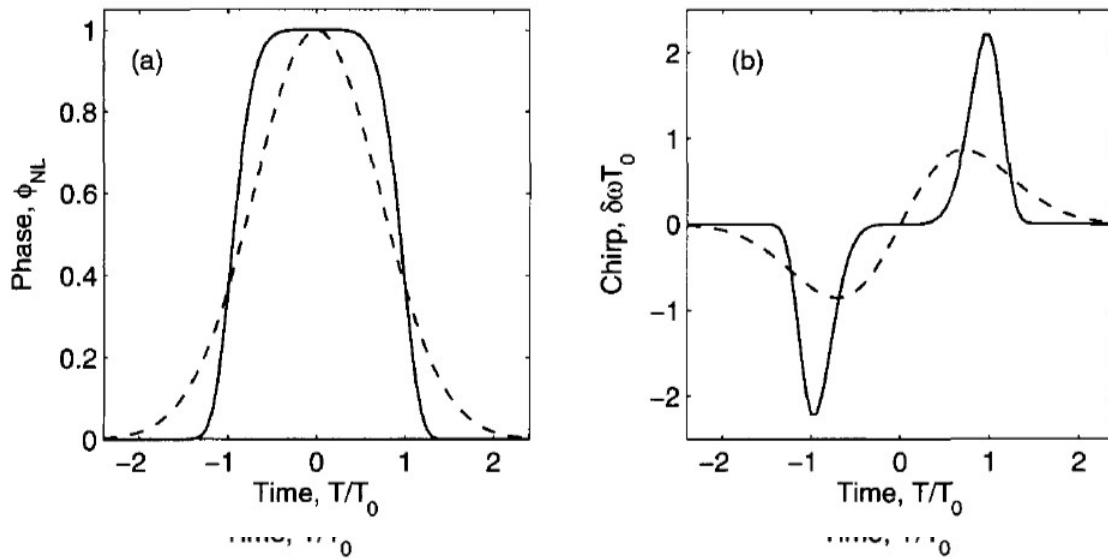
$$\varphi_{NL} = \int_0^L (\beta' - \beta) dz = \int_0^L P(z) dz = \gamma P_{input} L_{eff} \quad , \quad (\text{Εξ. 2.19})$$

όπου $P(z) = P_{input} \exp(-\alpha z)$ αντιπροσωπεύει τις απώλειες ινών και L_{eff} ορίζεται στην Εξ 2.12.

Στην (2. 19) P_{input} θεωρήθηκε ότι είναι σταθερό. Στην η χρονική εξάρτηση του P_{input} κάνει το φ_{NL} να διαφέρει με τον χρόνο. Στην πραγματικότητα, η οπτική φάση αλλάζει με τον χρόνο με τον ίδιο ακριβώς τρόπο όπως το οπτικό σήμα. Δεδομένου ότι αυτή η μη γραμμική διαμόρφωση φάσης προκαλείται από μόνη της, το μη γραμμικό φαινόμενο που είναι υπεύθυνο γι 'αυτό ονομάζεται αυτοδιαμόρφωση φάσης (self-phase modulation)(SPM). Θα πρέπει να είναι σαφές από την Εξ. 2.17 ότι το SPM οδηγεί σε συχνότητα περιστροφής οπτικών παλμών.

Η εικόνα 3 δείχνει την παραλλαγή του (α) της μη γραμμικής μετατόπισης φάσης φ_{NL} και (b) του στριμώγματος της συχνότητας κατά μήκος του παλμού για $\gamma P_{input} L_{eff} = 1$ στις περιπτώσεις ενός παλμού Gauss ($m = 1$) και ενός σούπερ-Gauss παλμού ($m = 3$). Το στρίμωγμα που προκαλείται από το SPM επηρεάζει το σχήμα του παλμού μέσω του GVD και συχνά οδηγεί σε επιπλέον επέκταση του παλμού . Γενικά, η φασματική διεύρυνση του παλμού που προκαλείται από το SPM αυξάνει σημαντικά το εύρος ζώνης σήματος και περιορίζει την απόδοση των συστημάτων φωτός .

Εάν οι απώλειες ινών αντισταθμίζονται περιοδικά χρησιμοποιώντας οπτικούς ενισχυτές, φ_{NL} στην Εξ. 2.19 θα πρέπει να πολλαπλασιαστεί με τον αριθμό των ενισχυτών N_A επειδή η φάση που προκαλείται από το SPM συσσωρεύεται σε πολλαπλούς ενισχυτές. Για να μειωθεί η επίδραση του



Εικόνα 3: Χρονική παραλλαγή των προκαλούμενων από SPM (a) μετατόπισης φάσης ϕ_{NL} και (b) στριμογμένης συχνότητας για παλμούς Gauss (διακεκομμένη καμπύλη) και super-Gauss (συνεχόμενη καμπύλη). [1]

SPM στα συστήματα φωτός κύματος, είναι απαραίτητο $\phi_{NL} \ll 1$. Εάν χρησιμοποιήσουμε το $\phi_{NL} = 0.1$ ως τη μέγιστη ανεκτή τιμή και αντικαταστήσουμε το L_{eff} με $1/a$ για μεγάλες ίνες, αυτή η συνθήκη μπορεί να γραφτεί ως το όριο στην ισχύ αιχμής εισόδου ως

$$P_{input} < 0.1 a / (\gamma N_A) \quad , \quad (\text{Εξ. 2.20})$$

Για παράδειγμα, αν $\gamma = 2 \text{ W}^{-1}/\text{km}$, $N_A = 10$ και $a = 0.2 \text{ dB}/\text{km}$, η ισχύς εισόδου περιορίζεται κάτω 2.2 mW . Ξεκάθαρα, το SPM μπορεί να γίνει καθοριστικός παράγοντας στα συστήματα φωτός μεγάλων αποστάσεων.

Διαμόρφωση πολλαπλών φάσεων

Η εξάρτηση έντασης του δείκτη διάθλασης στην Εξ. 2.17 μπορεί επίσης να οδηγήσει σε ένα άλλο μη γραμμικό φαινόμενο γνωστό ως ετεροδιαμόρφωση φάσης (cross-phase modulation) (XPM).

Εμφανίζεται όταν δύο ή περισσότερα οπτικά κανάλια μεταδίδονται ταυτόχρονα μέσα σε μια οπτική ίνα χρησιμοποιώντας την τεχνική WDM. Σε τέτοια συστήματα, η μη γραμμική μετατόπιση φάσης για ένα συγκεκριμένο κανάλι εξαρτάται όχι μόνο από την ισχύ αυτού του καναλιού αλλά και από την ισχύ των άλλων καναλιών. Η μετατόπιση φάσης για το κανάλι γίνεται

$$\phi_{NL} = \gamma L_{eff} \left(P_j + 2 \sum_{(m \neq j)} P_m \right) \quad , \quad (\text{Εξ. 2.21})$$

όπου το άθροισμα επεκτείνεται πάνω από τον αριθμό των καναλιών. Ο συντελεστής 2 στην Εξ. 2. 21 έχει την προέλευσή του με τη μορφή της μη γραμμικής ευαισθησίας και υποδεικνύει ότι το XPM είναι διπλάσιο από το SPM για το ίδιο ποσό ισχύος. Η συνολική μετατόπιση φάσης εξαρτάται από την ισχύ σε όλα τα κανάλια και θα ποικίλει από bit σε bit ανάλογα με το μοτίβο bit των γειτονικών καναλιών. Εάν υποθέσουμε ίση ισχύ μεταξύ των καναλιών, η μετατόπιση φάσης στη χειρότερη περίπτωση στην οποία όλα τα κανάλια φέρουν ταυτόχρονα 1 bit και όλοι οι παλμοί αλληλεπικαλύπτονται δίνονται από

$$\varphi_j^{NL} = (\gamma/\alpha)(2M-1)P_j \quad , \quad (\text{Εξ. 2.22})$$

Είναι δύσκολο να εκτιμηθεί η επίδραση του XPM στην απόδοση των πολυκαναλικών συστημάτων φωτός κύματος. Ο λόγος είναι ότι η προηγούμενη συζήτηση έχει υποθέσει σιωπηρά ότι το XPM ενεργεί μεμονωμένα χωρίς φαινόμενα διασποράς και ισχύει μόνο για οπτικές δέσμες CW. Στην πράξη, οι παλμοί σε διαφορετικά κανάλια ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες. Η μετατόπιση φάσης που προκαλείται από το XPM μπορεί να συμβεί μόνο όταν δύο παλμοί αλληλεπικαλύπτονται χρονικά. Για ευρέως διαχωρισμένα κανάλια αλληλεπικαλύπτονται για τόσο μικρό χρονικό διάστημα που τα φαινόμενα XPM είναι σχεδόν αμελητέα. Από την άλλη πλευρά, οι παλμοί στα γειτονικά κανάλια θα αλληλεπικαλύπτονται αρκετά για να συσσωρευτούν τα φαινόμενα XPM. Αυτά τα επιχειρήματα δείχνουν ότι Εξ. 2.22 δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εκτίμηση της περιοριστικής ισχύος εισόδου.

Μια κοινή μέθοδος για τη μελέτη του αντίκτυπου του SPM και του XPM χρησιμοποιεί μια αριθμητική προσέγγιση. Η προκύπτουσα εξίσωση είναι γνωστή ως η μη γραμμική εξίσωση Schrödinger και έχει τη μορφή

$$\frac{(\partial A)}{(\partial z)} + \frac{ib_2}{2} \frac{(\partial^2 A)}{(\partial t^2)} = \frac{-a}{2} A + i\gamma(|A|)^2 A \quad , \quad (\text{Εξ. 2.23})$$

όπου παραμελήσαμε τη διασπορά τρίτης τάξης και προσθέσαμε τον όρο a για να ληφθούν υπόψη οι απώλειες ιών. Αυτή η εξίσωση είναι αρκετά χρήσιμη για το σχεδιασμό συστημάτων φωτός.

2.3.3 Μίξη τεσσάρων κυμάτων

Η εξάρτηση ισχύος του δείκτη διάθλασης φαίνεται στην Εξ. 2.17 και έχει την προέλευσή της στη μη γραμμική ευαισθησία τρίτης τάξης που υποδηλώνεται με $\chi^{(3)}$. Το μη γραμμικό φαινόμενο, γνωστό ως μίξη τεσσάρων κυμάτων (four-wave mixing)(FWM), προέρχεται επίσης από $\chi^{(3)}$. Εάν τρία οπτικά πεδία με συχνότητες φέροντος $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ διαδίδονται εντός της ίνας ταυτόχρονα, το $\chi^{(3)}$ δημιουργεί ένα τέταρτο πεδίο του οποίου η συχνότητα ω_4 σχετίζεται με άλλες συχνότητες με μια σχέση $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$. Πολλές συχνότητες που αντιστοιχούν σε διαφορετικούς συνδυασμούς συν και πλην είναι δυνατές στην θεωρία. Στην πράξη, οι περισσότεροι από αυτούς τους συνδυασμούς δεν συσσωρεύονται λόγω απαίτησης αντιστοίχισης φάσης. Οι συνδυασμοί συχνότητας της μορφής $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ είναι συχνά προβληματικοί για τα πολυκαναλικά συστήματα επικοινωνίας, δεδομένου ότι μπορούν σχεδόν να ταιριάξουν φασικά όταν τα μήκη κύματος του καναλιού βρίσκονται κοντά στο μήκος κύματος μηδενικής διασποράς. Στην πραγματικότητα, η διαδικασία FWM για την

οποία $\omega_1 = \omega_2$ είναι συχνά η κυρίαρχη διαδικασία και επηρεάζει περισσότερο την απόδοση του συστήματος.

Σε θεμελιώδες επίπεδο, μια διαδικασία FWM μπορεί να θεωρηθεί ως μια διαδικασία σκέδασης στην οποία δύο φωτόνια ενέργειας $h\omega_1$ και $h\omega_2$ καταστρέφονται και η ενέργειά τους εμφανίζεται με τη μορφή δύο νέων φωτονίων ενέργειας $h\omega_3$ και $h\omega_4$. Η συνθήκη αντιστοίχισης φάσης στη συνέχεια πηγάζει από την απαίτηση διατήρησης της ορμής. Δεδομένου ότι και τα τέσσερα κύματα διαδίδονται στην ίδια κατεύθυνση, η αναντιστοιχία φάσης μπορεί να γραφτεί

$$\Delta = \beta(\omega_3) + \beta(\omega_4) - \beta(\omega_1) - \beta(\omega_2) \quad , \quad (\text{Εξ. 2.24})$$

όπου $\beta(\omega)$ η σταθερά διάδοσης για ένα οπτικό πεδίο με συχνότητα ω . Στην περίπτωση,

$$\omega_2 = \omega_1, \omega_3 = \omega_1 + \Omega \quad \text{και} \quad \omega_4 = \omega_1 - \Omega \quad , \quad \text{όπου το } \Omega \text{ αντιπροσωπεύει την απόσταση των καναλιών.}$$

Χρησιμοποιώντας την επέκταση Taylor, διαπιστώνουμε ότι οι όροι β_0 και β_1 ακυρώνονται και η αναντιστοιχία φάσης είναι απλώς $\Delta = \beta_2 \Omega^2$. Η διαδικασία FWM ταιριάζει εντελώς φασικά όταν $\beta_2 = 0$. Όταν το β_2 είναι μικρό ($< ps^2/km$) και το διάστημα καναλιών είναι επίσης μικρό ($\Omega < 100$ GHz), αυτή η διαδικασία μπορεί να συμβεί και να μεταφέρει ισχύ από κάθε κανάλι στους πλησιέστερους γείτονές του. Μια τέτοια μεταφορά ισχύος όχι μόνο έχει ως αποτέλεσμα την απώλεια ισχύος για το κανάλι, αλλά επίσης προκαλεί crosstalk μεταξύ καναλιών που υποβαθμίζει σοβαρά την απόδοση του συστήματος. Τα σύγχρονα συστήματα WDM αποφεύγουν το FWM χρησιμοποιώντας την τεχνική διαχείρισης διασποράς στην οποία το GVD διατηρείται τοπικά υψηλό σε κάθε τμήμα ινών, παρόλο που είναι κατά μέσο όρο χαμηλό. Οι εμπορικές ίνες με μετατόπιση διασποράς έχουν σχεδιαστεί με διασπορά περίπου $4 ps^2 / (km \cdot nm)$, μια τιμή βρέθηκε αρκετά μεγάλη για να καταστείλει το FWM.

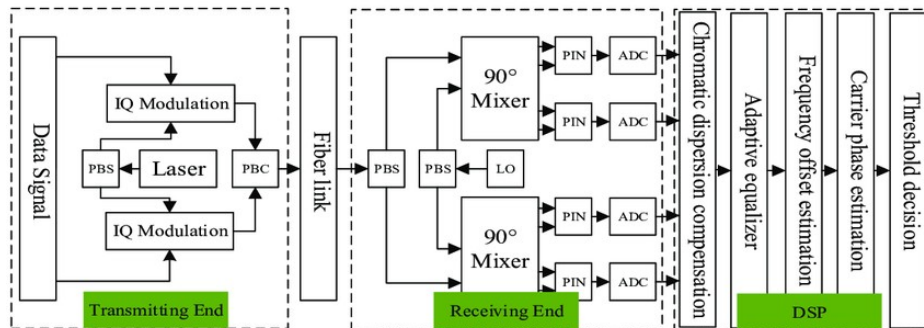
Το FWM μπορεί επίσης να είναι χρήσιμο για συστήματα φωτός. Χρησιμοποιείται συχνά για αποπολυπλεξία μεμονωμένων καναλιών όταν χρησιμοποιείται πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου στον οπτικό τομέα. Μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για μετατροπή μήκους κύματος. Το FWM σε οπτικές ίνες χρησιμοποιείται μερικές φορές για τη δημιουργία φασματικά ανεστραμμένου σήματος μέσω της διαδικασίας σύζευξης οπτικής φάσης. Αυτή η τεχνική είναι χρήσιμη για την αντιστάθμιση διασποράς.

Κεφάλαιο 3: Συστήματα σύμφωνης μετάδοσης μεγάλων αποστάσεων

Τα συστήματα σύμφωνης μετάδοσης οπτικών επικοινωνιών έχουν σχεδιαστεί για να κάνουν πλήρη χρήση της χωρητικότητας της πληροφορίας που παρέχεται από το οπτικό πεδίο. Η ικανότητα κωδικοποίησης της πληροφορίας πάνω στο πλάτος, τη συχνότητα και τη φάση ενός οπτικού φέροντος στον πομπό και η ικανότητα ανίχνευσης του πολύπλοκου οπτικού πεδίου του σήματος είναι απαραίτητες για την κατασκευή ενός σύμφωνου οπτικού συστήματος.

Για την κωδικοποίηση της πληροφορίας στο πολύπλοκο οπτικό πεδίο χρησιμοποιούνται οι ηλεκτροοπτικοί διαμορφωτές. Πιο συγκεκριμένα ένας ηλεκτροοπτικός διαμορφωτής in-phase/quadrature (I/Q) παρέχει μεγαλύτερη ελαστικότητα η οποία επιτρέπει στο πλάτος και την φάση του φέροντος να διαμορφωθούν ανεξάρτητα.

Εικόνα 1: Διάγραμμα δομής ενός σύμφωνου συστήματος επικοινωνίας[5]

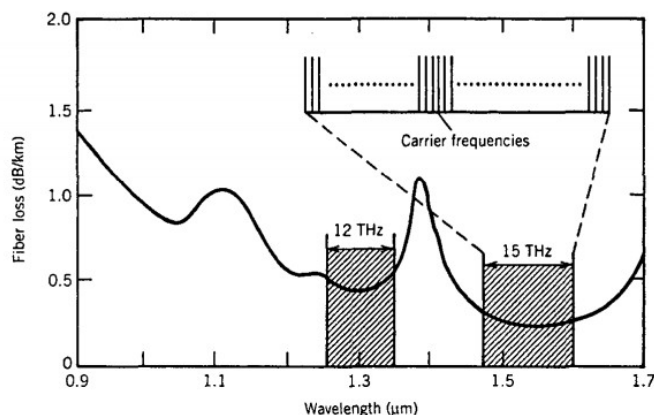


Προκειμένου να ανιχνευθεί το σύνθετο οπτικό πεδίο στον δέκτη, η σύμφωνη ανίχνευση χρησιμοποιεί συνήθως έναν ισχυρό οπτικό τοπικό ταλαντωτή (local oscillator) (LO) που παρέχει μια αναφορά για την οπτική συχνότητα και την φάση. Η ανάμειξη μεταξύ του LO και του λαμβανόμενου οπτικού σήματος στη φωτοδίοδο επιτρέπει τον προσδιορισμό του πλάτους και της πληροφορίας φάσης που μεταφέρεται από το λαμβανόμενο οπτικό σήμα. Επιπλέον, δεδομένου ότι η οπτική ισχύς του LO είναι πολύ ισχυρότερη από το λαμβανόμενο οπτικό σήμα, ενισχύει αποτελεσματικά το ασθενές οπτικό σήμα στη διαδικασία ανάμειξης και παρέχει πολύ βελτιωμένη ευαισθησία ανίχνευσης σε σύγκριση με την άμεση ανίχνευση. Στη διαδικασία σύμφωνης ανίχνευσης με την ανάμειξη ενός LO, το οπτικό φάσμα του σήματος μετατρέπεται γραμμικά στην ηλεκτρική περιοχή, έτσι ώστε η επεξεργασία ηλεκτρικού σήματος να μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να αντισταθμίσει τις φαινόμενα μετάδοσης.

3.1 Συστήματα φωτός WDM

Το WDM(Wave Division Multiplexing)αντιστοιχεί στο σχήμα στο οποίο διαμορφώνονται πολλαπλά οπτικά φέροντα σε διαφορετικά μήκη κύματος με τη χρήση ανεξάρτητων ηλεκτρικών ροών δυαδικών ψηφίων και μεταδίδονται μέσω της ίδιας ίνας. Το οπτικό σήμα που φθάνει στο δέκτη αποπολυπλέκεται και διαχωρίζεται σε κανάλια χρησιμοποιώντας μια κατάλληλη οπτική συσκευή. Η τεχνική WDM μας επιτρέπει να εκμεταλλευτούμε το μεγάλο εύρος ζώνης που προσφέρουν οι οπτικές ίνες. Για παράδειγμα, εκατοντάδες κανάλια 40-Gb/s μπορούν να μεταδοθούν μέσω της ίδιας ίνας όταν η απόσταση των καναλιών μειώνεται στα 100 GHz . Η εικόνα 2 δείχνει τα παράθυρα μετάδοσης χαμηλής απώλειας τυπικών ινών που είναι κεντρικά κοντά στα 1.3 και $1.55\ \mu\text{m}$. Εάν η κορυφή OH

απομακρυνθεί χρησιμοποιώντας τις λεγόμενες "ξηρές" ίνες, η συνολική χωρητικότητα ενός συστήματος WDM μπορεί να υπερβαίνει τα $50 Tb/s$.

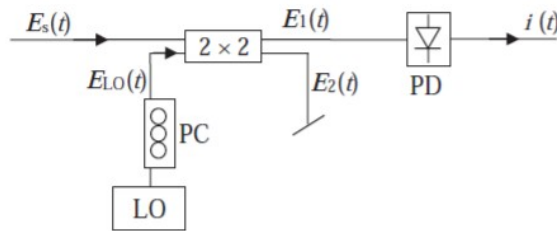


Εικόνα 2: Παράθυρα μετάδοσης χαμηλής απώλειας ινών πυριτίου στις περιοχές μήκους κύματος κοντά στο 1.3 και 1.55 μm . Το ένθετο δείχνει την τεχνική WDM σχηματικά.[1]

3.2 Βασικές αρχές της σύμφωνης ανίχνευσης

Η σύμφωνη ανίχνευση προέρχεται από ραδιοεπικοινωνίες, όπου ένα τοπικό φέρων αναμιγνύεται με το λαμβανόμενο σήμα ραδιοσυχνότητας (radio frequency)(RF) για να δημιουργήσει ένα νέο σήμα. Ως αποτέλεσμα, το λαμβανόμενο σήμα RF μπορεί να μεταφραστεί και να αποδιαμορφωθεί με βάση την συχνότητα.

Για τη σύμφωνη ανίχνευση σε συστήματα φωτός, αν και η θεμελιώδης αρχή είναι παρόμοια, η συχνότητα λειτουργίας της είναι πολλές τάξεις μεγέθους υψηλότερη από τις ραδιοσυχνότητες. Συνεπώς, τα απαιτούμενα εξαρτήματα και οι διαμορφώσεις κυκλωμάτων είναι αρκετά διαφορετικά. Σε έναν σύμφωνο δέκτη φωτός, το λαμβανόμενο οπτικό σήμα αναμιγνύεται με τον οπτικό LO σε μια φωτοδίοδο, η οποία είναι μια συσκευή ανίχνευσης τετραγωνικού νόμου. Ένα τυπικό σχηματικό διάγραμμα σύμφωνης ανίχνευσης σε έναν δέκτη φωτοκυμάτων φαίνεται στην Εικόνα 4.3, όπου το εισερχόμενο οπτικό σήμα και το οπτικό LO συνδυάζονται σε έναν οπτικό ζεύκτη. Ο οπτικός ζεύκτης μπορεί να κατασκευαστεί από έναν καθρέφτη μερικής ανάκλασης σε ελεύθερο χώρο ή πιο βολικά από έναν κατευθυντικό ζεύκτη ινών σε οπτικά κατευθυνόμενα κύματα. Για την αντιστοίχιση των καταστάσεων πόλωσης μεταξύ του οπτικού σήματος εισόδου και του LO, χρησιμοποιείται ένας ελεγκτής πόλωσης: μπορεί να τοποθετηθεί στη διαδρομή είτε του LO είτε του οπτικού σήματος εισόδου. Η ανάμειξη μεταξύ του σήματος και του LO στη φωτοδίοδο μετατρέπει το διαμορφωμένο οπτικό σήμα σε φωτορεύμα στον ηλεκτρικό τομέα.



Εικόνα 3: σχηματικό διάγραμμα της σύμφωνης ανίχνευσης σε έναν οπτικό δέκτη. PC=ελεγκτής πόλωσης, PD = φωτοδίοδος, LO= τοπικός ταλαντωτής.[5]

3.2.1 Ετερόδουνη και ομόδουνη ανίχνευση

Στην σύμφωνη ανίχνευση , αν υποθέτουμε την ιδανική κατάσταση πόλωσης μεταξύ του σήματος και του LO , το φωτορεύμα είναι

$$i(t) = \Re \sqrt{P_s(t) P_{LO}} \cos(\omega_{IF} + \Delta\varphi(t)) \quad (\text{Εξ. 4.1})$$

Στην ετερόδουνη ανίχνευση , το διαμορφώμενο οπτικό φάσμα του σήματος συγκεντρώνεται στο ω_s υποβιβασίζεται στον τομέα του RF και συγκεντώνεται σε μια ενδιάμεση συχνότητα(intermediate frequency)(IF) ω_{IF} . Για να αποφευχθεί η φασματική αλλοίωση στο $\omega = \theta$, το ω_{IF} συνήθως επιλέγεται να είναι υψηλότερο από το εύρος ζώνης της διαμόρφωσης του σήματος. Για να μετρήσουμε το IF σήμα κάτω στην βασική ζώνη(baseband) μπορούμε ή να χρησιμοποιήσουμε ένα φίλτρο bandpass και έναν RF ανιχνευτή ή να χρησιμοποιήσουμε έναν RF LO στο IF ω_{IF} , το οποίο ενώνει το ετερόδουνο σήμα και το υποβιβασίζει στην βασική ζώνη.

Στην ομόδουνη ανίχνευση, το IF επιλέγεται στο $\omega_{IF} = 0$. Αυτό γίνεται ρυθμίζοντας την συχνότητα του LO, ω_{LO} ίση με την συχνότητα του οπτικού φέροντος ω_s . Έτσι, η πληροφορία της βασικής ζώνης που μεταφέρεται από το λαμβανόμενο οπτικό σήμα λαμβάνεται απευθείας στην ομόδουνη ανίχνευση ως

$$i(t) = \Re A_s(t) A_{LO} \cos\Delta\varphi(t) \quad (\text{Εξ. 4.2})$$

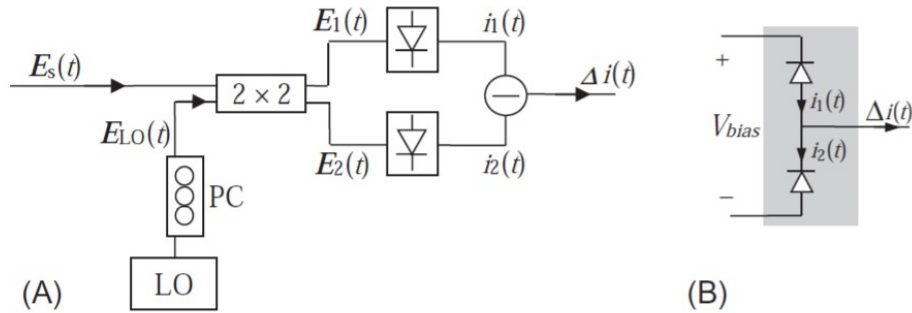
Αν και η ομόδουνη ανίχνευση φαίνεται να είναι απλούστερη από την ετερόδουνη, απαιτεί τόσο κλείδωμα συχνότητας όσο και κλείδωμα φάσης μεταξύ του LO και του οπτικού σήματος επειδή μια τυχαία φάση $\Delta\varphi(t)$ στην Εξ. 4.2 θα εισήγαγε εξασθένιση σήματος όποτε $\Delta\varphi(t) = n\pi + \pi/2$, όπου n είναι ένας ακέραιος.

Από την άλλη πλευρά, καθώς η ομόδونه ανίχνευση είναι ευαίσθητη στην οπτική φάση, παρέχει τη δυνατότητα οπτικής αποκωδικοποίησης φάσης για συστήματα οπτικής μετάδοσης.

3.3 Ισοροπημένη Σύμφωνη ανίχνευση και Διαφορισμός Πόλωσης

3.3.1 Ισοροπημένη Σύμφωνη ανίχνευση

Η σχηματική απεικόνιση μίας ισοροπημένης σύμφωνης ανίχνευσης φαίνεται στην Εικόνα 4 Α. Αντί να για μία φωτοδίοδο όπως στην Εικόνα 3, χρησιμοποιούνται δύο φωτοδιόδοι και το ηλεκτρικό κύκλωμα φαίνεται στην Εικόνα 4.4 Β.



Εικόνα 4: Α) Σχηματική απεικόνιση μίας ισοροπημένης σύμφωνης ανίχνευσης και Β) του κυκλώματος ισοροπημένης φωτοδίοδου[5]

Με βάση την συνάρτησης μεταφοράς του 2x2 οπτικού ζεύκτη που φαίνεται στην Εικόνα 4, οι οπτικές περιοχές των δύο εξόδων είναι

$$\vec{E}_1(t) = [\vec{E}_s(t) + j\vec{E}_{LO}(t)] / \sqrt{2} \quad (\text{Εξ. 4.3})$$

$$\vec{E}_2(t) = [\vec{E}_s(t) - j\vec{E}_{LO}(t)] / \sqrt{2} \quad (\text{Εξ. 4.4})$$

και τα φωτορεύματα που παράγονται από τις φωτοδιόδους είναι

$$i_1(t) = \frac{1}{2} \Re [(|A_s(t)|)^2 + (|A_{LO}|)^2 + 2A_s(t) \cdot A_{LO} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \cos\theta] \quad (\text{Εξ. 4.5})$$

$$i_2(t) = \frac{1}{2} \Re [(|A_s(t)|)^2 + (|A_{LO}|)^2 - 2A_s(t) \cdot A_{LO} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \cos\theta] \quad (\text{Εξ. 4.6})$$

Επομένως, τα στοιχεία άμεσης ανίχνευσης μπορούν να εξαλειφθούν αφαιρώντας αυτά τα δύο φωτορεύματα και παίρνουμε

$$\Delta i(t) = i_1(t) - i_2(t) = 2 \Re A_s(t) A_{LO} \sin(\omega_{IF}t + \Delta\varphi) \cos\theta \quad (\text{Εξ. 4.7})$$

3.3.2 Διαφορισμός πόλωσης

Η αποτελεσματικότητα της ένωσης μεταξύ του λαμβανόμενου οπτικού σήματος και του LO μπορεί να επηρεαστεί ακόμα από την αναντιστοιχία της κατάστασης πόλωσης τους. Η επίδραση της αναντιστοιχίας πόλωσης στη σύμφωνη απόδοση ανίχνευσης αντιπροσωπεύεται από τον παράγοντα $\cos\theta$ στην Εξ. (4.7), όπου θ είναι η γωνία αναντιστοιχίας SOP μεταξύ του λαμβανόμενου οπτικού σήματος και του LO. Αν και η κατάσταση πόλωσης του LO μπορεί να γίνει σταθερή επειδή παράγεται τοπικά στον δέκτη, η κατάσταση πόλωσης του λαμβανόμενου οπτικού σήματος συνήθως δεν είναι προβλέψιμη μετά τη μετάδοση σε μεγάλη απόσταση ίνας. Ως αποτέλεσμα, ο χρήσιμος όρος φωτορεύματος μπορεί να παρουσιάζει διακυμάνσεις με την πάροδο του χρόνου προκαλώντας εξασθένηση του σήματος IF στον δέκτη. Ο διαφορισμός πόλωσης είναι μια κοινή και αποτελεσματική τεχνική που ξεπερνά την εξασθένηση του σήματος που προκαλείται από ασυμφωνία πόλωσης σε έναν σύμφωνο δέκτη.

Η σχηματική απεικόνιση του διαφορισμού πόλωσης φαίνεται στην Εικόνα 5, όπου δύο διαχωριστές δέσμης πόλωσης (polarization beam splitters) (PBS) χρησιμοποιούνται για να διαχωρίσουν το οπτικό σήμα εισόδου και το LO σε στοιχεία οριζόντιας ($E_s //$) και κάθετης ($E_s \perp \hat{i}$) πόλωσης. Η κατάσταση πόλωσης του LO ευθυγραμμίζεται στο μέσον μεταξύ των δύο βασικών αξόνων του PBS έτσι ώστε η οπτική ισχύς του LO να κατανέμεται εξίσου μεταξύ των δύο εξόδων του PBS που $E_{LO} // = E_{LO} \perp \hat{i} = E_{LO} / \sqrt{2}$. Δύο ισορροπημένες μονάδες φωτοδιόδου χρησιμοποιούνται για την ανίχνευση σημάτων που μεταφέρονται από τα δύο στοιχεία ορθογώνιας πόλωσης. Ως αποτέλεσμα, τα φωτορεύματα στην έξοδο των δύο ισορροπημένων κλάδων φωτοανίχνευσης είναι

$$\Delta i_1(t) = \sqrt{2} \Re A_s(t) A_{LO} \sin(\omega_{IF} t + \Delta\varphi) \cos\theta \quad (\text{Εξ. 4.8})$$

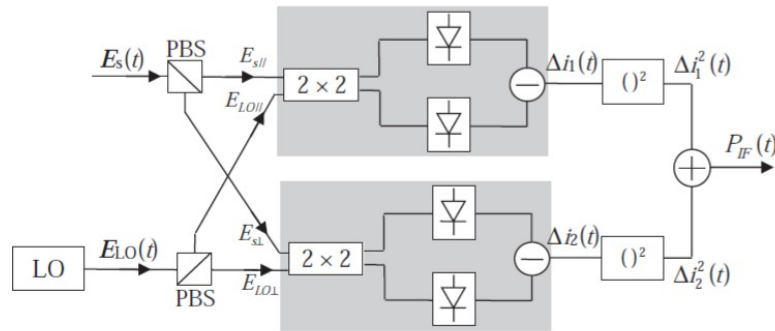
$$\Delta i_2(t) = \sqrt{2} \Re A_s(t) A_{LO} \sin(\omega_{IF} t + \Delta\varphi) \sin\theta \quad (\text{Εξ. 4.9})$$

όπου θ είναι η γωνία μεταξύ της κατάστασης πόλωσης του οπτικού σήματος εισόδου και του βασικού άξονα του PBS, $E_s // = E_s \cos\theta$ και $E_s \perp \hat{i} = E_s \sin\theta$.

Στην συνέχεια, κι τα δύο φωτορεύματα τετραγωνίζονται πό τους ανιχνευτές RF πριν συνδυαστούν για να παράγουν την RF ισχύ του σύμφωνου σήματος ανίχνευσης.

$$P_{IF}(t) = \Delta i_1^2 + \Delta i_2^2 = 2 \Re P_s(t) P_{LO} \sin^2(\omega_{IF} t + \Delta\varphi) \quad (\text{Εξ. 4.10})$$

Η επιρροή της γωνίας πόλωσης θ αφαιρείται με αυτήν την διαδικασία τετραγωνισμού και προσθήκης, και έτσι η ισχύς RF είναι ανεξάρτητη από την κατάσταση πόλωσης του οπτικού σήματος εισόδου.



Εικόνα 5: Σχηματική απεικόνιση της ισορροπημένης σύμφωνης ανίχνευσης με διαφορισμό πόλωσης.[5]

3.4 Διαφορισμός φάσης και I/Q ανίχνευση

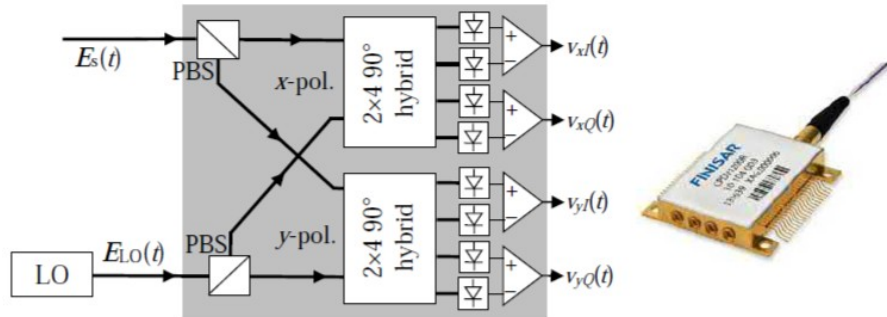
Ο θόρυβος τη φάσης υπάρχει και στο ληφθέν οπτικό σήμα αλλά και στον LO, έτσι ώστε η διαφορά φάσης $\Delta\varphi(t)$ να ποικίλει τυχαία. Ο θόρυβος της φάση ίσως να μην είναι επιβλαβής για την ετερόδουνη ανίχνευση, αλλά είναι κρίσιμα σημαντική για την σύμφωνη ομόδουνη ανίχνευση που το χρήσιμο φωτόρευμα σχετίζεται άμεσα με τον όρο της διαφοράς φάσης όπως φαίνεται στην Εξ. 4.2. Σε ένα σύμφωνο σύστημα, η διαφορά φάσης $\Delta\varphi(t) = \Delta\varphi_s(t) + \Delta\varphi_n(t)$ περιλαμβάνει εισφορές από την οπτική διαμόρφωση φάσης $\Delta\varphi_s(t)$ η οποία μεταφέρει χρήσιμη πληροφορία και το θόρυβο της φάσης $\Delta\varphi_n(t)$, του πομπού και του LO.

Στην πράξη ένα σύμφωνο ομόδουνο σύστημα απαιτεί λείζερ στενής δέσμης με χαμηλό θόρυβο φάσης στον πομπό και στον LO ώστε οι παραλλαγές του $\Delta\varphi_n(t)$ να είναι πιο αργές συγκριτικά με το γρήγορο σήμα $\Delta\varphi_s(t)$.

Για τον λόγο αυτό στα σύμφωνα συστήματα ανίχνευσης χρησιμοποιήθηκαν για πολλά χρόνια βρόγχοι που κλειδώνουν την φάση (phase-locked loops). Ωστόσο, το μεγαλύτερο μειονέκτημά τους είναι η απαίτηση ενός προσαρμοστικού συστήματος ελέγχου, συμπεριλαμβανομένων των ακριβών ηλεκτρικών και οπτικών συσκευών και η πολυπλοκότητα των αλγορίθμων ελέγχου, καθώς και η ανησυχία για τη σταθερότητα. Με την ταχεία πρόοδο των φωτονικών συσκευών και τη διαθεσιμότητα οπτικού υβριδίου 90 μοιρών, διαφορισμός φάσης γίνεται πιο πρακτική από τον βρόχο κλειδώματος φάσης.

Με την ταχεία πρόοδο των τεχνολογιών (programmable logic controller) PLC και της ηλεκτροοπτικής ολοκλήρωσης, οι ενσωματωμένοι σύμφωνοι δέκτες γίνονται εμπορικά διαθέσιμοι και τυποποιημένοι από τη βιομηχανία. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 6, ένας ενσωματωμένος συνεκτικός δέκτης συνδυάζει διαφορισμό πόλωσης, δ φάσης, ισορροπημένη ανίχνευση και ενισχυτές trans-σύνθετης αντίστασης (trans-impedance amplifiers) (TIA) σε μια μικρή συσκευή που συνδέεται με το

οπτικό σήμα και το LO . Οι συνιστώσες πόλωσης x και y του οπτικού σήματος εισόδου ανιχνεύονται χωριστά μέσω του διαφορισμού πόλωσης όπως περιγράφεται . Καθένα από τα δύο στοιχεία ορθογωνικής πόλωσης αναμιγνύεται σύμφωνα με το LO μέσω ενός υβριδίου 2x4 90-μοιρών.



Εικόνα 6: Αριστερά) η συσκευή οπτικού σύμφωνου δέκτη για την διαφορική ενίσχυση. Δεξιά) φωτογραφία του δέκτη αυτού.[5]

Τέσσερις φωτοδιόδοι χρησιμοποιούνται για την ανίχνευση της κάθε πόλωσης παράγοντας τέσσερα φωτορεύματα. Τα στοιχεία της άμεσης ανίχνευσης αντικαταστάθηκαν από την διαφορική ενίσχυση χρησιμοποιώντας ΤΙΑ για να παράξουν αναλογικά σήματα τάσεις in-phase και quadrature

$A_s(t)A_{LO} \cos[\omega_{IF}t + \Delta\varphi(t)]$ και $A_s(t)A_{LO} \sin[\omega_{IF}t + \Delta\varphi(t)]$. Η πληροφορία που μεταφέρεται από το $A_s(t)$ και $\Delta\varphi(t)$ μπορούν να ανακτηθούν μέσω RF ή ψηφιακή επεξεργασία σήματος (digital signal processing) (DSP) του $v_I(t)$ και $v_Q(t)$. Το μιγαδικό οπτικό πεδίο μπορεί να ανακτηθεί από

$$E_s(t) = v_I(t) + jv_Q(t) \quad (\text{Εξ. 4.11})$$

Στη συνεκτική ανίχνευση, δεδομένου ότι το μιγαδικό πεδίο του λαμβανόμενου οπτικού σήματος μπορεί να ληφθεί μέσω του πλάτους και τη φάσης, η αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς της ίνας μετάδοσης μπορεί να πραγματοποιηθεί στην ηλεκτρική περιοχή μετά τη φωτοανίχνευση. Επιπλέον, επειδή τα εξαρτήματα οπτικού σήματος με πόλωση x και y ανιχνεύονται ταυτόχρονα, μπορούν να ληφθούν στιγμιαίες πληροφορίες SOP του λαμβανόμενου οπτικού σήματος, που επιτρέπουν την αντιστάθμιση της διασποράς τρόπου πόλωσης (PMD) στον ηλεκτρικό τομέα. Αυτό επιτρέπει επίσης την πολυπλεξία διαίρεσης πόλωσης (polarization division multiplexing) (PDM) στην οποία κάθε ορθογώνια κατάσταση πόλωσης φέρει ένα ανεξάρτητο κανάλι πληροφορίας για να διπλασιάσει τη συνολική απόδοση του οπτικού εύρους ζώνης.

3.5 Μορφές διαμόρφωσης στην σύμφωνη ανίχνευση

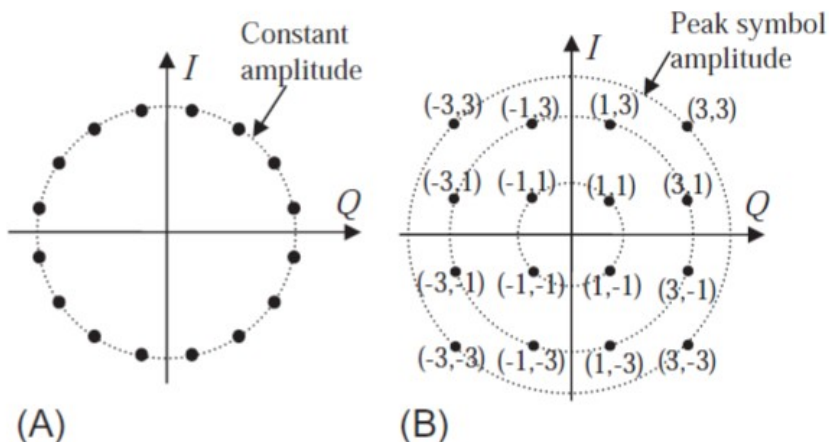
Διάφορες μορφές ψηφιακής διαμόρφωσης έχουν χρησιμοποιηθεί για τις τηλεπικοινωνίες. Η επιλογή της μορφής διαμόρφωσης εξαρτάται από το μέσο μετάδοσης, την απόσταση μετάδοσης, την απαίτηση απόδοσης εύρους ζώνης και τη φύση των φαινομένων μετάδοσης. Για πολλά χρόνια πιστεύαμε ότι οι οπτικές ίνες λόγω του μεγάλου μήκους κύματος έχουν άπειρο εύρος ζώνης. Βέβαια η εκρηκτική ανάπτυξη της διαδικτυακής κίνησης έφερε μεγάλες απαιτήσεις στην χωρητικότητα μετάδοσης και η χρήση του φασματικού εύρους ζώνης στην οπτική μετάδοση έχει γίνει πολύτιμη. Έτσι η αποτελεσματική διαμόρφωση του εύρους ζώνης γίνεται ένα σημαντικό θέμα στις οπτικά συστήματα.

3.5.2 Διαμόρφωση υψηλού επιπέδου QAM και PSK

Η πολυεπίπεδη διαμόρφωση μπορεί να εφαρμοστεί τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση ενός μιγαδικού οπτικού πεδίου. Ο αριθμός των σημείων αστερισμού M είναι συνήθως ζυγές δυνάμεις του 2 ($M=2, 4, 16, 64, \dots$) και οι θέσεις των σημείων αστερισμού στο μιγαδικό επίπεδο κατανέμονται τυπικά ομοιόμορφα τόσο σε πραγματικούς όσο και σε φανταστικούς άξονες για να απλοποιηθεί η υλοποίηση. Αυτό επιτρέπει τη μετάδοση έως και $b = \log_2(M)$ bit ανά σύμβολο.

Η διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (phase shift-keying) PSK αναφέρεται σε φασματική διαμόρφωση με σταθερό πλάτος. Το επίπεδο της διαμόρφωσης M υποδεικνύει τον αριθμό των διακριτών επιπέδων τη φάσης εντός του φασματικού χώρου 2π . Το διάγραμμα αστερισμού του 16-PSK ($M=16$) φαίνεται στην Εικόνα 4.7 Α, όπου το διάστημα φάσης μεταξύ γειτονικών σημείων αστερισμού είναι $\pi/8$.

Η ορθογώνια διαμόρφωση πλάτους (quadrature amplitude modulation) (QAM) είναι ο συνδυασμός της διαμόρφωσης πλάτους και διαμόρφωσης φάσης. Συγκριτικά με το PSK, η εισαγωγή της διαμόρφωσης πλάτους χαλαρώνει τον γωνιακό χώρο μεταξύ των bits στο ίδιο επίπεδο διαμόρφωσης M . Το διάγραμμα αστερισμού του 16-QAM ($M=16$) φαίνεται στην Εικόνα 7 Β όπου υπάρχουν τρία διαφορετικά πλάτοι και δώδεκα διαφορετικά επίπεδα φάσης.



Εικόνα 7: Διάγραμμα αστερισμού Α) 16-PSK Β) 16-QAM.[5]

Το μιγαδικό οπτικό πεδίο για το PSK και το QAM μπορεί να εκφραστεί ως $E(t) = \sqrt{P_s(t)} \exp[j\varphi(t)]$ με $P_s(t)$ να είναι η ισχύς του οπτικού σήματος. Στο μιγαδικό επίπεδο της Εικόνας 4.7, το οπτικό πεδίο μπορεί να αναλυθεί σε στοιχεία φάσης (in-phase)(I) και τετραγώνου (quadrature) (Q) έτσι ώστε

$$E(t) = I(t) + jQ(t) \quad (\text{Εξ. 4.12})$$

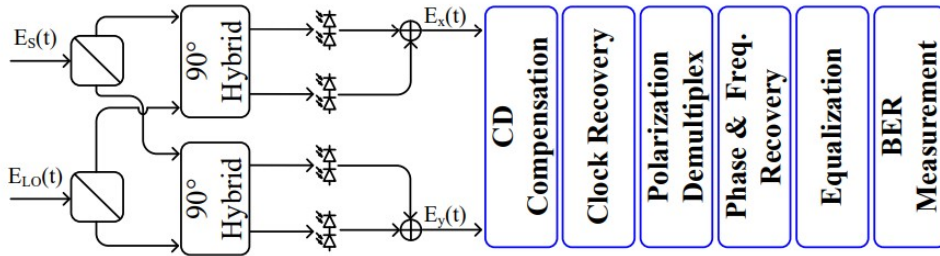
Για το PSK, το πλάτος είναι σταθερό έτσι ώστε $I(t)^2 + Q(t)^2 = P_s$, ενώ για το 16-QAM το $I(t)$ και το $Q(t)$ έχουν διακεκριμένα επίπεδα: ± 1 και ± 3 . Για ίση πιθανότητα εμφάνισης των bits στα σημεία του αστερισμού, ο συντελεστής κανονικοποίησης ισχύος είναι $(4 \times 18 + 8 \times 10 + 4) / 16 = 9.75$, έτσι ώστε $E(t) = \sqrt{P_s} [I(t) + j(Q)] / \sqrt{9.75}$ για $\{I, Q\} \in \{\pm 1 \pm 3, \pm 1 \pm 3\}$. Το διάγραμμα αστερισμού QAM εξασφαλίζει την ελάχιστη απόσταση μεταξύ των σημείων του αστερισμού να είναι 2, αλλά τα τρία επίπεδα οπτικής ισχύος είναι $1.85 P_s$, $1.03 P_s$ και $0.103 P_s$ αντίστοιχα, για P_s η μέση οπτική ισχύς του σήματος.

Σε ένα κανάλι μετάδοσης με πρόσθετο λευκό θόρυβο Gauss (Additive White Gaussian Noise) (AWGN), η μέγιστη επιτεύξιμη φασματική απόδοση σε bit/s ανά εύρος ζώνης Hz προβλέπεται από τη γνωστή φόρμουλα χωρητικότητας Shannon,

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad (\text{Εξ. 4.13})$$

3.6 Σύμφωνη ανίχνευση με DSP αλγόριθμους

Η σύμφωνη ανίχνευση με DSP (digital signal processing) αλγόριθμους επωφελείται από την συνεχή αύξηση της ταχύτητας της ηλεκτρικής επεξεργασίας και τις εντατικές έρευνες που αφορούν τους αλγόριθμους επεξεργασίας ψηφιακού σήματος. Η διαμόρφωση του οπτικού σύμφωνου δέκτη που σχετίζεται με τους αλγόριθμους DSP φαίνεται στην Εικόνα 8. Σε αυτό το διάγραμμα εξετάζονται πολλοί αλγόριθμοι DSP. Το CD dispersion χρησιμοποιείται για την αντιστάθμιση της διασποράς. Η ανάκτηση του ρολογιού (clock recovery) εφαρμόζεται στην διόρθωση σφάλματος ψηφιακής δειγματοληψίας που γίνεται από τους αναλογικούς σε ψηφιακούς μετατροπείς (ADC). Η αποπολυπλεξία πόλωσης πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο αποπολυπλεξίας πόλωσης. Η ανάκτηση μετατόπισης φάσης και συχνότητας (phase & frequency recovery) χρησιμοποιείται για τη διόρθωση της διαφοράς φάσης και συχνότητας μεταξύ του ληφθέντος σήματος και του LO.



Εικόνα 8: Συνεκτική ανίχνευση με DSP.[5]

4.6.1 Αλγόριθμος DSP για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς

Αρχικά υποθέτουμε ότι ο LO είναι ιδανικός χωρίς θόρυβος φάσης, λαμβάνουμε υπόψη μόνο την συνιστώσα x του πολωμένου οπτικού πεδίου και παραμελούμε την διπλοθλαστικότητα της ίνας. Επίσης υποθέτουμε ότι η επίδραση της χρωματικής διασποράς είναι ίδια και για την πολωμένη συνιστώσα y , πράγμα που ισχύει επειδή οι διαφορετικές καθυστερήσεις μεταξύ των x και y πολώσεων που προκαλούνται από την διπλοθλαστικότητα είναι πολύ μικρότερες από την κοινή καθυστέρηση διάδοσης τους. Σε μια ομόδυνη ανίχνευση με $\omega_{IF}=0$ έχουμε

$$v_x(t) = v_{xI} + jv_{xQ} = \xi A_s(t) e^{(j\varphi_s(t))} \quad (\text{Εξ. 4.14})$$

όπου $A_s(t)$ και $\varphi_s(t)$ είναι πλάτος και η φάση του σήματος, ξ είναι μια σταθερά που καθορίζεται από την απόκριση PD, το κέρδος του ενισχυτή και την ισχύ του LO.

Το v_{xI} και το v_{xQ} πρέπει πρώτα να ψηφιοποιηθούν πριν σταλούν στο ψηφιακό κύκλωμα για να γίνει DSP στο $v_x(t)$ και να ανακτηθεί το η ψηφιακή έξοδος x_p .

Για να αφαιρέσει την χρωματική διασπορά, το κύκλωμα DSP πρέπει να παρέχει μια συνάρτηση μεταφοράς φίλτρου παντός διέλευσης (all-pass) $G(\omega, L) = [H(\omega_L)]^{-1}$ όπου

$$G(\omega, L) = \exp\left(-j \frac{(\lambda^2 \omega^2 D)}{(4\pi c)}\right) L \quad (4.14)$$

Έτσι ώστε $G(\omega, L)H(\omega, L) = 1$. Αυτή η λειτουργία μπορεί να γίνει στο πεδίο του χρόνου με ένα finite impulse response (FIR) φίλτρο χωρίς να χρειαστεί μετασχηματισμός Fourier για να γίνει στο πεδίο της

συχνότητας. Για να γίνει αυτό, η επιθυμητή συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου παντός διέλευσης μπορεί να μετασχηματιστεί στο πεδίο του χρόνου με ένα αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier

$$g(t, L) = F^{-1}[G(\omega, L)] = \sqrt{\left(\frac{c}{j\lambda^2 DL}\right)} \exp\left(j\frac{(\pi c)}{(\lambda^2 DL)}t^2\right) \quad (4.15)$$

όπου F^{-1} είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier.

Είναι επίσης σημαντικό να σημειωθεί ότι το φίλτρο FIR για αντιστάθμιση διασποράς είναι ένα φίλτρο φάσης παντός διέλευσης και πρέπει να τοποθετηθεί ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (low-pass filter) (LPF) για την καταστολή των στοιχείων υψηλής συχνότητας, γεγονός που περιορίζει το φάσμα σήματος εντός $1 - 1/(2T) \leq f \leq 1/(2T)$. Επειδή η χρωματική διασπορά σε ένα σύστημα ινών είναι σχετικά σταθερή μετά τον προσδιορισμό του μήκους της ίνας, το φίλτρο FIR στο κύκλωμα DSP δεν χρειάζεται να αλλάξει δυναμικά εκτός εάν το μήκος της ίνας αλλάξει δυναμικά.

3.6.3 Ανάκτηση ρολογιού

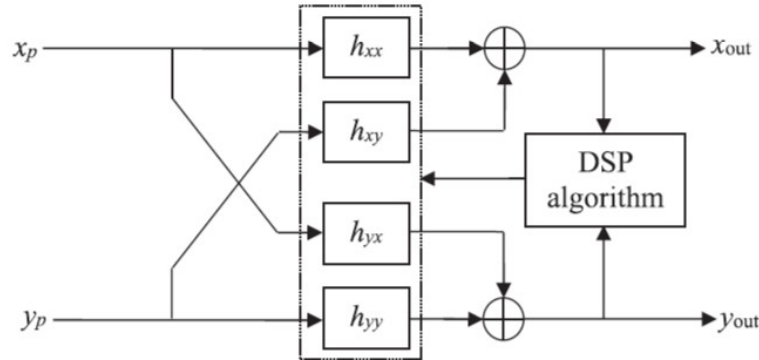
Στα οπτικά συστήματα σύμφωνης μετάδοσης, απαιτείται συγκεκριμένη συχνότητα δειγματοληψίας στο ADC για την επεξεργασία συγκεκριμένου ρυθμού συμβόλων του λαμβανόμενου σήματος. Συνήθως απαιτούνται δύο δείγματα ανά σύμβολο για off-line DSP. Ωστόσο, στα πρακτικά συστήματα, το βέλτιστο ρολόι δειγματοληψίας του ADC είναι πάντα άγνωστο. Γενικά, τυχόν σφάλματα ρολογιού δειγματοληψίας μειώνουν σημαντικά την απόδοση του ρυθμού σφάλματος bit συστήματος (bit error rate) (BER). Επομένως, απαιτείται αλγόριθμος DSP ανάκτησης ρολογιού για τον προσδιορισμό του κατάλληλου ρολογιού δειγματοληψίας.

3.6.4 Αντιστάθμιση PMD και αποπολυπλεξία πόλωσης

Σε σχέση με την χρωματική διασπορά, η διασπορά λόγω πόλωσης (polarization mode dispersion) (PMD) και η κατάσταση πόλωσης είναι περισσότερο δυναμικές λόγω της τυχαιότητας της διπλοθλαστικότητας της ίνας. Γενικά, το φαινόμενο πόλωσης ενός καναλιού οπτικών ινών μπορεί να περιγραφεί από μήτρα Jones που εξαρτάται από την συχνότητα,

$$\begin{bmatrix} x_p \\ y_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{xx}(\omega) & H_{xy}(\omega) \\ H_{yx}(\omega) & H_{yy}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \end{bmatrix} \quad (\text{Εξ. 4.16})$$

όπου $x_p, y_p, A_x,$ και A_y είναι οι πολώσεις x και y στην έξοδο και την είσοδο, αντίστοιχα, μια οπτικής ίνας και ω είναι η οπτική συχνότητα. Τα τέσσερα στοιχεία του πίνακα Jones αντιπροσωπεύουν τις σχέσεις που εξαρτώνται από τη συχνότητα μεταξύ των συνιστωσών του μιγαδικού οπτικού πεδίου εισόδου και εξόδου και τη σύζευξη μεταξύ των πολώσεων x και y.



Εικόνα 9: Η δομή DSP για την αντιστάθμιση PMD και την αποπολυπλεξία πόλωσης.[5]

Η Εικόνα 9 δείχνει μια δομή DSP για αντιστάθμιση PMD και αποπολυπλεξία πόλωσης. Τα σήματα εισόδου και y_p τα οποία αντιπροσωπεύουν τις ψηφιακές συμβολοσειρές των πολώσεων x και y που ανιχνεύτηκαν από τον δέκτη. Θεωρητικά οι πολώσεις x και y των αρχικών οπτικών σημάτων μπορούν να προκύψουν από την μέτρηση x_p και y_p μέσω της αντίστροφης πράξης της Εξ. 4.16 ,

$$\begin{bmatrix} A_x \\ A_y \end{bmatrix} = \frac{1}{|(Det)|} \begin{bmatrix} H_{yy}(\omega) & H_{xy}(\omega) \\ H_{yx}(\omega) & H_{xx}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_y \end{bmatrix} \quad (\text{Εξ. 4.17})$$

Αυτή είναι μια έκφραση στον τομέα συχνότητας, όπου το $|Det|$ είναι η ορίζουσα του πίνακα Jones. Επειδή η διπλοθλαστικότητα οπτικών ινών ποικίλλει χρονικά, είναι βολικό να εκτελείται DSP στον τομέα του χρόνου με βάση τις ψηφιοποιημένες ακολουθίες σημάτων $x_p[n]$ και $y_p[n]$. Καθώς ένας πολλαπλασιασμός στο τομέα συχνότητας είναι ισοδύναμος με μια συνέλιξη στο τομέα χρόνου, η πράξη που φαίνεται στην Εξ. (4.17) μπορεί να επιτευχθεί με ψηφιακά φίλτρα που εκτελούν την ακόλουθη λειτουργία:

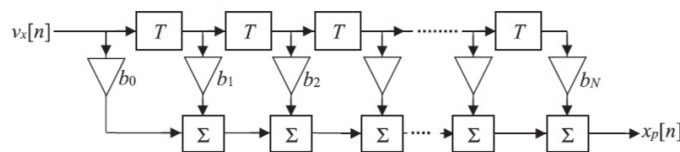
$$x_{out}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} [h_{xx}(m)x_p(k-m) + h_{xy}(m)y_p(k-m)] \quad (\text{Εξ. 4.18α})$$

$$y_{out}(k) = \sum_{m=0}^{M-1} [h_{yx}(m)x_p(k-m) + h_{yy}(m)y_p(k-m)] \quad (\text{Εξ. 4.1β})$$

όπου h_{xx}, h_{xy}, h_{yx} και h_{yy} είναι βάρη των τεσσάρων ψηφιακών φίλτρων μετά την μ-ιοστή καθυστέρηση όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.10. Αυτές οι συναρτήσεις μεταφοράς των φίλτρων μπορούν να

θεωρηθούν ως διακεκριμένοι μετασχηματισμοί Fourier του

$H_{yy}/|Det|, H_{yx}/|Det|, H_{xx}/|Det|$ και $H_{xy}/|Det|$, αντίστοιχα, σε σχέση με την Εξ. 4.17, και M είναι ο αριθμός των tap του κάθε φίλτρου. Ιδανικά το x_{out} και το y_{out} θα έπρεπε να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά με τα αρχικά οπτικά πεδία. Όμως, από την στιγμή που η μήτρα Jones είναι άγνωστη και συνεχώς αλλάζει, ο προσδιορισμός και η βελτιστοποίηση των συναρτήσεων μεταφοράς των φίλτρων είναι οι πιο σημαντικές εργασίες στον DSP δέκτη. Υπάρχει ένας αριθμός αλγορίθμων DSP για προσαρμοστική εξισορρόπηση με βάση τις συγκεκριμένες μορφές σήματος και διαμόρφωσης. Για παράδειγμα, για ένα σύστημα κλειδώματος μετατόπισης φάσης τετράγωνου PDM (QPSK), το σήμα κάθε ορθογώνια πολωμένου καναλιού θα πρέπει να έχει σταθερό πλάτος. Αυτή η συνθήκη σταθερού συντελεστή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την προσαρμοστική βελτιστοποίηση των συναρτήσεων μεταφοράς ψηφιακού φίλτρου, η οποία είναι γνωστή ως αλγόριθμος σταθερού συντελεστή (constant modulus algorithm) (CMA). Για ένα κανονικοποιημένο σήμα, η ισχύς τόσο του x_{out} όσο και του y_{out} θα έπρεπε να ισούται με 1 έτσι ώστε $\langle \varepsilon_x^2 \rangle = \langle 1 - (|x_{out}|)^2 \rangle$ και $\langle \varepsilon_y^2 \rangle = \langle 1 - (|y_{out}|)^2 \rangle$ αντιπροσωπεύουν το μέγεθος του μέσου τετραγωνικού σφάλματος. Ο αλγόριθμος DSP βασισμένος σε CMA θα επιχειρήσει να μειώσει το $\langle \varepsilon_x^2 \rangle$ και το $\langle \varepsilon_y^2 \rangle$ προσαρμόζοντας τις συναρτήσεις μεταφοράς των ψηφιακών φίλτρων.



Εικόνα 10: Διάγραμμα ενός φίλτρου FIR με βάση τις γραμμές καθυστέρησης πολλαπλών tap. Το T είναι μια μοναδιαία καθυστέρηση που είναι η περίοδος δειγματοληψίας και $(k=1, 2, \dots, N)$ είναι ο συντελεστής βάρους μετά την k-οστή γραμμή καθυστέρησης.[5]

Αν και ο αλγόριθμος CMA απαιτεί σταθερό συντελεστή οπτικού σήματος όπως το QPSK που δεν έχει διαμόρφωση έντασης, έχει αποδειχθεί αποτελεσματικός και για άλλες μορφές διαμόρφωσης όπως το QAM ανώτερης τάξης των οποίων το μέτρο δεν είναι απαραίτητα σταθερό. Ο λόγος είναι ότι η διακύμανση της διπλοθλαστικότητας, και επομένως της κατάστασης πόλωσης σήματος, κατά μήκος μιας οπτικής ίνας είναι μια σχετικά αργή διαδικασία με χρονική σταθερά τυπικά μεγαλύτερη από ένα μικροδευτερόλεπτο. Για διαμορφωμένο οπτικό σήμα υψηλής ταχύτητας, ο συντελεστής που υπολογίζεται κατά μέσο όρο εντός του χρονικού παραθύρου μικροδευτερόλεπτου μπορεί να θεωρηθεί σταθερός.

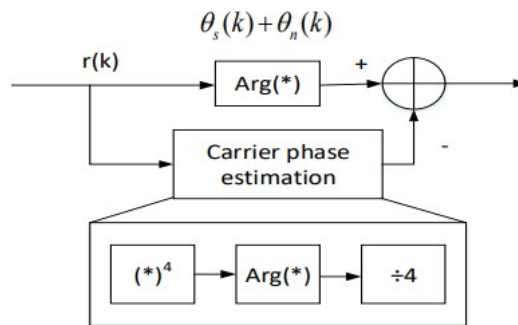
3.6.5 Ανάκτηση φάσης φέροντος

Οι τυχαίες μετατοπίσεις της φάσης που προκαλούνται από τον θόρυβο φάσης του λέιζερ τόσο στο πομπό όσο και στο LO στον δέκτη πρέπει να αντισταθμιστούν. Έχουν μελετηθεί πολλοί

αλγόριθμοι για την ανάκτηση φάσης φέροντος όπως ο viterbi viterbi , ο blind phase search (BPS) καθώς και εξελίξεις αυτών.

3.6.5.1 Viterbi-viterbi

Ο viterbi-viterbi phase estimation (VVPE) αφαιρεί τις πληροφορίες διαμόρφωσης φάσης του οπτικού σήματος και επαναφέρει τις αρχικές πληροφορίες δεδομένων υπολογίζοντας την ισχύ του M-οστού λαμβανόμενου οπτικού σήματος, το οποίο χρησιμοποιείται ευρέως στο σύστημα διαμόρφωσης PSK. Η Εικόνα 11 δείχνει την σχηματική απεικόνιση του VVPE αλγόριθμου.

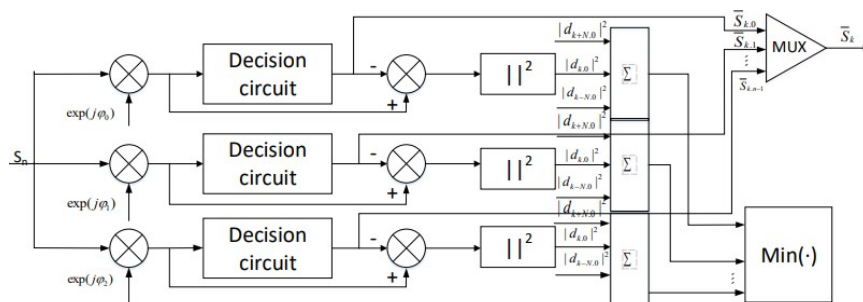


Εικόνα 11: Σχηματική απεικόνιση του VVPE.[5]

Φαίνεται ότι το ληφθέν οπτικό σήμα χωρίζεται σε δύο κλάδους. Στον πρώτο κλάδο, η συνάρτηση $\arg(*)$ αξιοποιείται για να εξάγει την πληροφορία της φάσης. Στο κλάδο 2, το σήμα υποβάλλεται πρώτα σε τετραγωνική επεξεργασία. Η πληροφορία της φάσης μπορεί να εξαχθεί αξιοποιώντας την ίδια συνάρτηση με τον κλάδο 1 και μετά να διαιρεθεί δια 4. Με την αφαίρεση του κλάδου 1 και του κλάδου 2, μπορούν να ληφθούν οι πληροφορίες φάσης χωρίς παρεμβολές θορύβου.

3.6.5.2 Blind phase search

Η σχηματική απεικόνιση του BPS φαίνεται στην Εικόνα 12. Βλέπουμε ότι αυτός ο αλγόριθμος χωρίζεται σε διαφορετικά κυκλώματα απόφασης για την εκτίμηση φάσης αρχικά, και στη συνέχεια πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο οπτικό σήμα με τη δοκιμαστική φάση και εκτελεί τη λειτουργία της αφαίρεσης.



Εικόνα 12: Σχηματική απεικόνιση του BPS[5]

Τέλος, υπολογίζει την ελάχιστη τιμή συντελεστή για την εκτίμηση της τιμής της φάσης θορύβου. Αυτός ο αλγόριθμος είναι κατάλληλος για οποιαδήποτε μορφή διαμόρφωσης M-QAM.

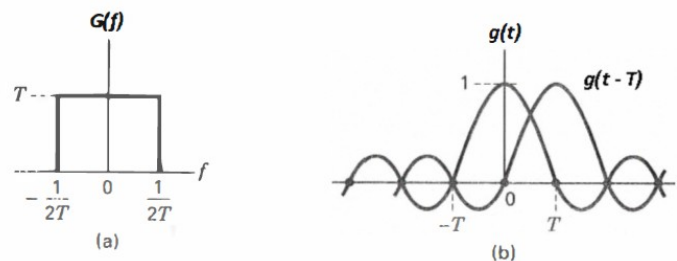
Το VVPE βασίζεται στο χαρακτηριστικό ότι το QPSK έχει την ίδια γωνία φάσης και δεν είναι κατάλληλο για μορφές διαμόρφωσης υψηλής τάξης. Αν και ο αλγόριθμος BPS μπορεί να αντισταθμίσει αποτελεσματικά τον θόρυβο φάσης του σήματος M-QAM, η υπολογιστική πολυπλοκότητα είναι σημαντικά υψηλή. Προκειμένου να βελτιστοποιηθεί ο αλγόριθμος CPR για διαμόρφωση υψηλής τάξης, έχουν προταθεί πολλοί βελτιωμένοι αλγόριθμοι.

3.7 Φίλτρο Root raised cosine

Το φίλτρο root raised cosine χρησιμοποιείται για να περιορίσει το φάσμα των κωδικοποιημένων πληροφοριών και να παρέχει ένα καλό σχήμα σήματος διατηρώντας το περιεχόμενό του. Επιπλέον, μειώνει την παρεμβολή μεταξύ των συμβόλων (inter-symbol interference)(ISI), αλλά μπορεί επίσης να περιορίσει και το εύρος ζώνης που απαιτείται για την μετάδοση καθώς και την παρεμβολή από γειτονικά κανάλια.

Το ISI συμβαίνει όταν η ουρά ενός παλμού πέσει πάνω σε ένα παρακείμενο διάστημα συμβόλων, παρεμβαίνοντας έτσι στη διαδικασία ανίχνευσης και υποβαθμίζοντας την απόδοση σφάλματος. Ακόμη και στην απουσία θορύβου το αποτέλεσμα του φιλτραρίσματος και η παραμόρφωση του καναλιού οδηγούν σε ISI.

Στα συστήματα βασικής ζώνης (σήμα με σχεδόν μηδενική συχνότητα) όταν $G(f)$ είναι ένα τέτοιο φίλτρο εύρος ζώνης μίας πλευράς $1/2T$ (το ιδανικό φίλτρο Νiquist), ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier του $G(f)$ είναι της μορφής $g(t) = \text{sinc}(t/T)$ όπως φαίνεται στην Εικόνα 13(β). Αυτός ο παλμός της μορφής $\text{sinc}(t/T)$ ονομάζεται ιδανικός παλμός κατά Νiquist : οι πολλαπλοί λοβοί περιέχουν ένα κύριο λοβό και όλοι οι υπόλοιποι ονομάζονται ουρές πριν το κύριο λοβό και μετά τον κύριο λοβό



Εικόνα 13: Το κανάλι του Nyquist για μηδενικό ISI.
 (α)Συνάρτηση μεταφοράς ορθογώνιου συστήματος $G(f)$.
 (β)Λαμβάνων παλμός $g(t) = \text{sinc}(t/T)$. [6]

έχουν άπειρο μήκος. Ο Nyquist απέδειξε ότι ο αν ο ληφθέν παλμός είναι της μορφής $\text{sinc}(t/T)$, ο παλμός μπορεί να ανιχνευτεί χωρίς ISI.

Υπάρχουν δύο διαδοχικοί παλμοί, $g(t)$ και $g(t - T)$. Παρόλο που το $g(t)$ έχει μεγάλες ουρές, το σχήμα δείχνει μια ουρά που διέρχεται από το μηδέν πλάτος τη στιγμή ($t = T$) όταν το $g(t - T)$ πρέπει να δειγματοληφθεί, και επίσης όλες οι ουρές περνούν από το μηδέν πλάτος όταν λαμβάνεται οποιοσδήποτε άλλος παλμός ακολουθίας $g(t - kT)$, $k = \pm 1, \pm 2, \dots$ που πρόκειται να δειγματοληφθεί. Επομένως, αν υποθεθεί ότι ο χρόνος δειγματοληψίας είναι τέλειος, δεν θα υπάρξει υποβάθμιση ISI.

Για τα συστήματα βασικής ζώνης, το εύρος ζώνης που χρειάζεται για να εντοπίσει $1/T$ τέτοιους παλμούς (σύμβολα) το δευτερόλεπτο είναι ίσο με $1/2T$. Ένα παλμός Nyquist μπορεί να αναπαρασταθεί από μία συνάρτηση $\text{sinc}(t/T)$ πολλαπλασιασμένη από μία άλλη συνάρτηση χρόνου. Ως εκ τούτου, υπάρχει αμέτρητος αριθμός φίλτρων Nyquist και αντίστοιχα σχήματα παλμών. Μεταξύ των Nyquist φίλτρων, τα πιο δημοφιλή είναι το raised cosine και τα root raised cosine.

Ο raised cosine παίρνει το σχήμα ενός παλμού *sinc*, ο οποίος μπορεί να εφαρμοστεί ως ψηφιακό φίλτρο που μπορεί να μειώσει το εύρος ζώνης του σήματος. Ο μετασχηματισμός Fourier του RRC στο φάσμα συχνοτήτων είναι ένα τετράγωνο που προσφέρει ένα φάσμα στα κανάλια επικοινωνίας σαν τοίχος το οποίο παρέχει μια ιδανική λύση για τη μετάδοση σήματος.

Τα κύρια χαρακτηριστικά του RRC φίλτρου είναι :

-Το εύρος ζώνης του σήματος μειώνεται σημαντικά καθώς το φίλτρο εφαρμόζεται ως φίλτρο χαμηλής διέλευσης.

-Μειώνει το ISI που προκαλείται λόγω του μέσου διάδοσης που είναι ο ελεύθερος χώρος ή το καλώδιο ή η ίνα που αποτελεί τον κύριο περιορισμό της επικοινωνίας.

-Μπορεί να εφαρμοστεί ψηφιακά και μπορεί να παρέχει υψηλά ποσοστά δεδομένων που είναι πολύ απαραίτητα για τα σημερινά συστήματα επικοινωνίας.

-Το ψηφιακό φίλτρο μπορεί να εφαρμοστεί τόσο ως στατικό όσο και ως δυναμικό φίλτρο που επιτρέπει την αποδοτικότητα ισχύος του, καθώς μπορεί να ρυθμιστεί δυναμικά ελέγχοντας την ισχύ των γειτονικών καναλιών.

Κεφάλαιο 4ο : DSP για τα μη-γραμμικά φαινόμενα ιών

Οι τεχνικές για τη μείωση της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων στην απόδοση του συστήματος περιλαμβάνουν εκείνες που αντισταθμίζουν την παραμόρφωση σήματος που προκαλείται από τα μη γραμμικά φαινόμενα και εκείνες που μετριάζουν την παραμόρφωση κάνοντας τη διάδοση του σήματος πιο ανεκτική στις μη γραμμικότητες των ιών. Περιλαμβάνουν την μονοκαναλική και πολυκαναλική ψηφιακή αντίστροφη διάδοση (digital back propagation)(DBP), τους μη γραμμικούς ισοσταθμιστές Volterra, την διαμόρφωση παλμού και τις προηγμένες μορφές διαμόρφωσης.

4.1 Ψηφιακή αντίστροφη διάδοση

Η ψηφιακή αντίστροφη διάδοση (DBP) είναι αναμφισβήτη η πιο δημοφιλής τεχνική επεξεργασίας ψηφιακού σήματος (DSP) για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων ιών. Η αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου έγκειται στην ικανότητά του να αναιρεί πλήρως τις ντετερμινιστικές επιδράσεις μη γραμμικών αλλοιώσεων σήματος προς σήμα (non linear impairments) (NLI).

Λειτουργεί με αριθμητική προσέγγιση της λύσης της μη γραμμικής εξίσωσης Schrödinger (NLSE) χρησιμοποιώντας τη μέθοδο διαχωρισμού του βήματος Fourier (split-step Fourier method) (SSFM) για να υπολογίσει το σήμα διάδοσης από το ληφθέν σήμα. Η απόδοση του DBP βελτιώνεται με τον αριθμό των βημάτων ανά διαστήματα (steps per spans)(SpSs) που χρησιμοποιούνται στο SSFM. Για να επιτευχθεί καλή απόδοση, απαιτούνται πολλαπλά SpS, τα οποία βαρύνουν το πρόσθετο αποτύπωμα και την κατανάλωση ενέργειας για τα επιπλέον ψηφιακά κυκλώματα που απαιτούνται για την υλοποίηση των μετασχηματισμών Fourier και των αντίστροφων μετασχηματισμών Fourier. Ο αριθμός των SpS μπορεί να μειωθεί χρησιμοποιώντας το φιλτραρισμένο DBP (FDBP), όπου σε κάθε μη γραμμικό βήμα γίνεται μια πρόσθετη λειτουργία φιλτραρίσματος στο σήμα έντασης για περιορισμό της υπεραντιστάθμισης της μη γραμμικότητας

Παρά τα θεωρητικά ευεργετικά του αποτελέσματα, πολλοί παράγοντες μπορούν να συμβάλουν στον περιορισμό της απόδοσης αυτού του αλγορίθμου, όπως π.χ. που προκύπτει από την αλληλεπίδραση μεταξύ του σήματος και του ενισχυμένου θορύβου αυθόρμητης εκπομπής (amplified spontaneous noise) (ASE), την διασπορά πόλωσης, την πολυπλοκότητα στον δέκτη, και το περιορισμένο στην αντιστάθμιση της μη γραμμικότητας εύρος ζώνης.

4.2 Ανιστάθμιση μη-γραμμικών φαινομένων με Volterra

Η σειρά Volterra είναι ένα πολύ γνωστό αριθμητικό εργαλείο για τη μοντελοποίηση και την ανιστάθμιση μη γραμμικών δυναμικών φαινομένων. Σε αυτή την προσέγγιση, οι μη γραμμικότητες μοντελοποιούνται και αντισταθμίζονται χρησιμοποιώντας ένα σύνολο μη γραμμικών συναρτήσεων μεταφοράς n -οστής τάξης .

Έχειδειχτεί ότι με την αντιστροφή της 3ης τάξης μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς Volterra (volterra series transfer function) (VSTF) η μέθοδος αυτή έχει συγκρίσιμη απόδοση με ένα DPB υψηλής πολυπλοκότητας.

Το οπτικό πεδίο μετά από κάθε αντίστροφο βήμα VSTF είναι

$$\tilde{A}_x^{eq}(\omega_n, z-L) = K_1(\omega_n, L) \tilde{A}(\omega_n, z) + \tilde{A}_x^{NL}(\omega_n, z-L) \quad (\text{Εξ. 5.1})$$

όπου \tilde{A}_x^{NL} είναι το ληφθέν σήμα στον τομέα της συχνότητας ισοσταθμισμένο στην μη γραμμικότητα στην πόλωση x , L είναι το μέγεθος βήματος του αντίστροφου VSTF, ω_n είναι η γωνιακή συχνότητα στο δείκτη n στον γρήγορο μετασχηματισμό Fourier. Να σημειωθεί ότι η ανιστάθμιση είναι ίδια για την πόλωση y στην Εξ. 5.1 αλλάζοντας το x με το y .

Οι σειρές Volterra μπορούν να εφαρμοστούν και στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας. Ωστόσο, οι σειρές Volterra απαιτούν επίσης σημαντική υπολογιστική ισχύ και υποφέρουν από ποιινή απόδοσης όταν το n υπολογιστική πολυπλοκότητα μειώνεται.

4.3 Προηγμένες μορφές διαμόρφωσης για την ανιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων

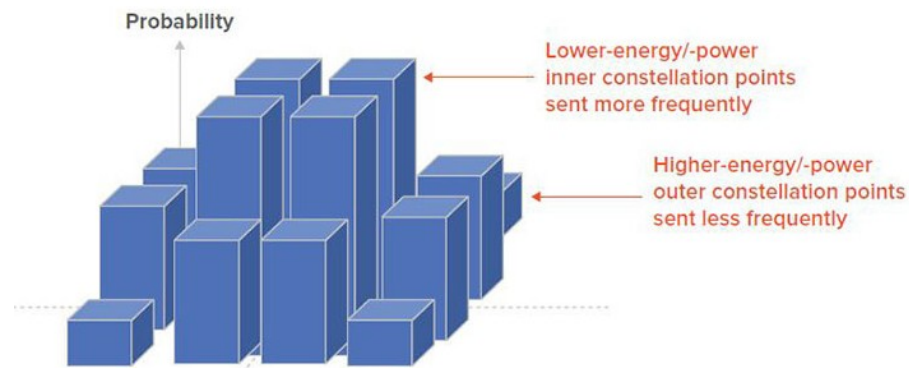
4.3.1 Γεωμετρική διαμόρφωση

Η κύρια ιδέα της γεωμετρικής διαμόρφωσης είναι να περιορίσει τα σύμβολα υψηλής ενέργειας στον αστερισμό, μειώνοντας έτσι τον λόγο peak-to-average και να μετριάσει τα μη γραμμικά φαινόμενα. Τα σύμβολα υψηλής ενέργειας είναι τα ακριανά στον αστερισμό δηλαδή αυτά με την μεγαλύτερη ακτίνα. Με την εμφάνιση των μη γραμμικών φαινομένων στην διάδοση τα σύμβολα αυτά τείνουν να αλληλοπαρεμβάλλονται μεταξύ του με αποτέλεσμα να δυσκολεύεται η ανάκτηση του σήματος στο δέκτη. Για το σκοπό αυτό, μελετήθηκαν και βελτιστοποιήθηκαν οι αστερισμοί των δακτυλίων για μετάδοση ινών.

4.3.2 Πιθανοκρατική διαμόρφωση

Η πιθανοκρατική διαμόρφωση επιχειρεί να αυξήσει την αμοιβαία πληροφορία βελτιστοποιώντας την συνάρτηση πιθανότητας της μάζας (probability mass function) (PMF) των

συμβόλων εισόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα άμεσα μειωμένη εντροπία και συνεπώς μέγιστη φασματική απόδοση. Ωστόσο, τα συστήματα που χρησιμοποιούν σχεδόν όλη την χωρητικότητα λειτουργούν σε μια περιοχή για την οποία ο επιτεύξιμος ρυθμός πληροφορίας (achievable information rate) (AIR) δεν περιορίζεται τόσο από την εντροπία όσο από το ενεργό SNR στον δέκτη, επωφελούμενοι έτσι από ένα μη ομοιόμορφο PMF. Η πιθανοκρατική διαμόρφωση σε ένα χώρο 4D (διαστάσεις I/Q 16/64QAM σε κάθε πόλωση) είναι τέτοια ώστε, παρόμοια με την προσέγγιση της γεωμετρικής διαμόρφωσης, εμφανίζονται τα σημεία με μικρότερο πολυδιάστατο πλάτος πιο συχνά όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.



Εικόνα 1: Πιθανοκρατική διαμόρφωση

Αυτό επιτυγχάνεται με μία αντιστοίχιση κατανομής η οποία παίρνει μία σειρά από bit με την ίδια πιθανότητα εμφάνισης και την μετατρέπει σε σύμβολα με την επιθυμητή κατανομή, τυπικά σε μια κατανομή Gauss. Στο άλλο άκρο, μια αντίστροφη αντιστοίχιση κατανομής μετατρέπει αυτά τα σύμβολα πίσω στην αρχική ροή bit. Με τέτοια σχήματα μπορούν να επιτευχθούν κέρδη μερικών εκατοντάδων χιλιομέτρων σε απόσταση μετάδοσης.

Κεφάλαιο 5 : Προσομοιώσεις συστημάτων σύμφωνης μετάδοσης και λήψης

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δούμε ένα σύστημα σύμφωνης μετάδοσης σε περιβάλλον Matlab. Στο Κεφάλαιο 6.1 αναλύεται το σύστημα της προσομοίωσης ενώ στο Κεφάλαιο 6.2 θα επεξηγηθεί ο κώδικας.

5.1 Ανάλυση συστήματος

Στην εργασία αυτή ασχολούμαστε με δίκτυα μεγάλου εύρους ζώνης και μεγάλων αποστάσεων στα οποία ο κύριος παράγοντας περιορισμού πέρα από το μη γραμμικό όριο του Shannon είναι τα μη γραμμικά φαινόμενα του Kerr μέσα και μεταξύ των καναλιών καθώς και η αλληλεπίδραση τους με τον ενισχυμένο θόρυβο εκπομπής από τους οπτικούς ενισχυτές, την λεγόμενη στοχαστική παραμετρική ενίσχυση θορύβου. Η κύρια τεχνική που χρησιμοποιούμε για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων είναι το digital back propagation (DBP) σε συνδυασμό με την πιθανοκρατική διαμόρφωση(PS-QAM). Το DBP είναι η πιο αποτελεσματική τεχνική μετεπεξεργασίας που είναι κατάλληλη τόσο για γραμμικά όσο και για μη γραμμικά φαινόμενα, καθώς εξομοιώνει σχεδόν τέλεια το κανάλι ινών μέσω του split-step Fourier με εξαίρεση τις αλληλεπιδράσεις σήματος-θορύβου και τη διασπορά τρόπου πόλωσης.

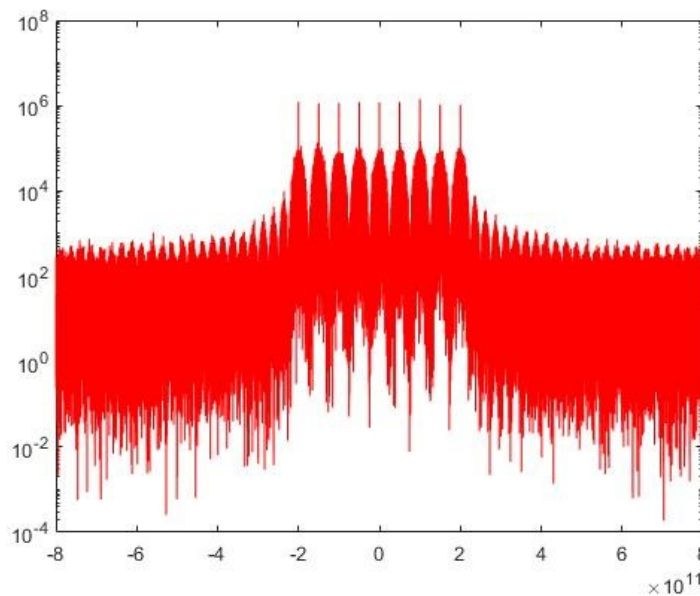
Όπως θα δούμε και στην συνέχεια θα μελετήσουμε το σύστημα μετάδοσης μας εφαρμόζοντας πάνω του τεχνικές μηχανικής μάθησης και πιο συγκεκριμένα ένα bi-directional long short memory network (Bi-LTSM). Επιλέχτηκε το Bi-LTSM επειδή το κύριο πλεονέκτημα του καθώς και όλων των αμφίδρομων νευρωνικών δικτύων είναι ότι μπορούν να διαχειριστούν αποτελεσματικά τις παρεμβολές των συμβόλων (intersymbol interference – ISI) μεταξύ προηγούμενων και διαδοχικών συμβόλων που προκαλούνται από χρωματική διασπορά. Αν και η διασπορά αντισταθμίζεται πολύ αποτελεσματικά με τη χρήση γραμμικής επεξεργασίας σήματος στον δέκτη, η αλληλεπίδρασή της με τα μη γραμμικότητα κατά μήκος της ζεύξης καθιστά την οπτική ίνα ένα μη γραμμικό κανάλι με μνήμη της οποίας αυξάνεται με την συσσωρευμένη από άκρο σε άκρο διασπορά. Για να δούμε την αποτελεσματικότητα του Bi-LTSM βασισμένη σε τεχνική μετριάσμου της μη γραμμικότητας, πραγματοποιούμε αριθμητικές προσομοιώσεις στα 1550 nm (C-band) σε ένα σύστημα 9 καναλιών όπως φαίνεται στην Εικόνα 1 με την μελέτη μας να εστιάζει στο μεσαίο κανάλι. Σαν τεχνική αναφοράς για δίκαιη σύγκριση, χρησιμοποιούμε το DBP. Η ανάλυση περιλαμβάνει την εκτίμηση του ρυθμού σφάλματος bit (BER) ως συνάρτηση του αριθμού των κρυφών μονάδων και του μήκους της ακολουθίας συμβόλων που χρησιμοποιείται για την εκπαίδευση του δικτύου.

Το σύστημα που μελετάμε προσομοιώνεται με την χρήση της μη γραμμικής εξίσωσης του Schrodinger (NLS) χρησιμοποιώντας την μέθοδο split-step Fourier. Αποφασίζουμε να μελετήσουμε την διάδοση στην μπάντα C η οποία έχει την μικρότερη εξασθένηση (0.2 dB/km). Έχουμε 9 κανάλια όπου το κάθε κανάλι είναι ένα σήμα διπλής πόλωσης probabilistic shape(PS) 16-QAM στα 25 Gbaud. Σε γενικές γραμμές στο PS 16-QAM θέλουμε τα σημεία του αστερισμού χαμηλού πλάτους άρα και μικρότερης ενέργειας να αποστέλλονται με μεγαλύτερη πιθανότητα από αυτά του υψηλού πλάτους και μεγαλύτερης ενέργειας. Με αυτόν τον τρόπο τα σημεία του αστερισμού που έχουν το ίδιο πλάτος στέλνονται με ίση πιθανότητα. Έτσι επιτυγχάνουμε να μειώσουμε την μέση ισχύ του συμβόλου με κόστος την χαμηλότερη εντροπία της πηγής. Χρησιμοποιείται στρογγυλεμένη ενίσχυση με μήκος

έκτασης ίσο με 50 km και τιμή θορύβου ίση με 5 dB. Όλες οι παράμετροι συνοψίζονται και παρέχονται στον Πίνακα 6.1 .

Πίνακας 5.1: Παράμετροι του συστήματος

<u>Παράμετρος</u>	<u>Τιμή</u>
κέρδος του ενισχυτή	10dB @ 1550nm
απόσβεση	0.2dB/km @ 1550nm
διασπορά δεύτερης τάξης	-21.5 ps ² /km @ 1550 nm
μη γραμμικός συντελεστής ιών	1.3 W ⁻¹ km ⁻¹
ρυθμός συμβόλου	25 Gbaud/channel
μορφή διαμόρφωσης	Dual polarization PS-16 QAM
απόσταση των span	50km
απόσταση καναλιών	50GHz



Εικόνα 1: 9 κανάλια με απόσταση μεταξύ τους 50 Ghz.

Η αριθμητική προσομοίωση πραγματοποιείται ενσωματώνοντας το NLS με τη χρήση της μεθόδου split-step Fourier. E_x , E_y είναι τα δύο στοιχεία της ορθογώνιας πόλωσης του ηλεκτρικού πεδίου E . Πραγματοποιούμε τις προσομοιώσεις NLS λαμβάνοντας υπόψη 64 δείγματα ανά σύμβολο. Στον δέκτη το frequency domain equalizer (FDE) απαιτεί τουλάχιστον 2 δείγματα ανά σύμβολο για να παρέχει σχεδόν ιδανική αντιστάθμιση διασποράς. Το DBP λειτουργεί ικανοποιητικά με 4 δείγματα ανά σύμβολο. Το LSTM χρειάζεται μόνο ένα δείγμα ανά σύμβολο για αποτελεσματική ταξινόμηση, ωστόσο, υπό την προϋπόθεση ότι το FDE έχει ακυρώσει όλες τις βλάβες διασποράς. Το DBP

εφαρμόζεται σε ένα μόνο σήμα, το κανάλι ενδιαφέροντος. Το DBP είναι ικανό μόνο να χειρίζεται φαινόμενα εντός καναλιού. Το πολυκαναλικό DBP είναι ικανό να αντιμετωπίσει και τα διακαναλικά φαινόμενα, ωστόσο μια τέτοια προσέγγιση ενισχύει σημαντικά την πολυπλοκότητα του DSP στον δέκτη και έτσι δεν μελετήθηκε καθόλου. Ομοίως, το bi-LSTM εκπαιδεύεται, επικυρώνεται και δοκιμάζεται αποκλειστικά με βάση τις πληροφορίες που μεταφέρει το κανάλι ενδιαφέροντος που εντοπίστηκε. Όταν μελετάται η μετάδοση πολλαπλών καναλιών, μελετάμε την απόδοση του κεντρικού καναλιού στη χτένα WDM, λαμβάνοντας υπόψη ότι επηρεάζεται περισσότερο από τα φαινόμενα μεταξύ καναλιών.

5.2 Επεξήγηση Κώδικα

Παρακάτω επεξηγείτε ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του συστήματός μας

```
Power_dBm=[-15:1:0]

Power_Watt=10.^(Power_dBm/10)/1000;
Power_Watt2=1*Power_Watt;
```

Στην προσομοίωση μας η ίδια διάδοση τρέχει για τιμές τις ισχύος -15dB έως 0 dB έτσι ώστε να μπορέσουμε να δούμε την αλλοίωση του αστερισμού στις χαμηλές τιμές ισχύος του σήματος όπου εκεί έχουμε και μεγάλο θόρυβο και αντίστοιχα να δούμε την παραμόρφωση του αστερισμού στις μεγάλες τιμές ισχύος όπου εκεί εμφανίζονται τα αυξημένα τα μη γραμμικά φαινόμενα.

```
for iii=1:length(Power_dBm)

num_of_total_channels =9;
M=16; % M-QAM modulation format
M2=16; % M-QAM modulation format

downDBP=4;
% dt=4e-11/64*25/32; %%% dt: sampling time for 32
dt=4e-11/64; %%% dt: sampling time

dtDBP=dt*downDBP;

Nt=2^24; %%% number of samples
Tw=dt*Nt; %%% time window

NtDBP=Nt/downDBP;
```

Ορίζουμε τον αριθμό των καναλιών μας , τον αστερισμό QAM που στην διάδοση μας είναι 16 -QAM, τον αριθμό των δειγμάτων για κάθε σύμβολο, τον χρόνο δειγματοληψίας, τον χρόνο δειγματοληψίας για το DBP , τον αριθμό των δειγμάτων .

```
df=50e9; % wavelength grid = 50 GHz = 0.4 nmout
Symbol_rate=25e9; %%% symbol rate
samples_symbol=1/Symbol_rate/dt ; %%% samples per symbol
symbols=ceil(Nt/samples_symbol*2/3); %%% number of symbols

%Fourier properties
dw=1/dt/Nt*2*pi;

dwDBP=1/dt/Nt*2*pi;

wmax=1/dt*pi-dw;
wmin=-1/dt*pi;
w=wmin:dw:wmax;

wmaxDBP=1/dtDBP*pi-dwDBP;
wminDBP=-1/dtDBP*pi;
wDBP=wminDBP:dwDBP:wmaxDBP;
```

Εδώ ορίζουμε την απόσταση μεταξύ των καναλιών, τον ρυθμό των συμβόλων, τα δείγματα ανά σύμβολο και τον αριθμό των συμβόλων καθώς και τις παραμέτρους του split – step Fourier.

```
L=50e3; %%% transmission distance of each span in m
b2=-21e-27; %%% 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
a=0.2/4.343/1000; %%% losses in m^-1 0.34 dB for O-band
G=exp(a*L); %%% amplifier gain: usually equal to overall losses
dz=0.1e3; %%% simulation step for the NLSE method

Nz=L/dz; %%% number of steps
Spans=20; %that means that we take into account Spans*L total transmission length

%% generation of the OFDM signal
t=dt:dt:Tw; %%% time matrix
tDBP=dtDBP:dtDBP:Tw;
```

Ορίζουμε την απόσταση των Spans, τις τάξεις της διασποράς, την παράμετρο μη γραμμικότητας, το κέρδος του ενισχυτή,

```

rolloff = 0.2;      % Rolloff factor
span_RRC = 20;     % Filter span in symbols
sps=4;             % Samples per symbol
b = rcosdesign(rolloff, span_RRC, sps);

```

Στο σύστημα μετάδοσης μας χρησιμοποιούμε κατά την μετάδοση ένα RRC φίλτρο. Με την συνάρτηση `rcosdesign` φτιάχνουμε το φίλτρο με τις παραμέτρους `roll off`, `span_RRC`, `sps` να προσδιορίζουν το κατά πόσο ο παλμός θα έχει συνέχεια σε μια περίοδο, σε πόσα `span` θα χωριστεί και τα δείγματα ανά σύμβολο αντίστοιχα.

```

if chan < 3
    pd = makedist('Normal',0,2.5);
    trunc = truncate(pd,-4,4);
    datax{chan} =random(trunc,1,symbols);
    datay{chan} =random(trunc,1,symbols);
    for ii=1:symbols
        datax{chan}(ii) = c_round(datax{chan}(ii));
        datay{chan}(ii) = c_round(datay{chan}(ii));
    end

    mod_data{chan} = complex(datax{chan},datay{chan});
    mod_data_rrc{chan} = upfirdn(mod_data{chan}, b, sps,1)

```

Για να παράξουμε όσο το δυνατόν πιο τυχαίους αριθμούς θέτουμε το `rng('shuffle');` .

Όπως προ ειπώθηκε στην ενότητα 6.1 χρησιμοποιούμε PS 16- QAM και θέλουμε οι τυχαίοι αριθμοί να ακολουθούν μια κανονική κατανομή στο διάστημα $[-4,4]$ για τον άξονα x και τον άξονα y ώστε η αποτύπωση τους να γίνει με `grey coding` και οι αριθμοί να κυμαίνονται στο $[1,16]$. Έτσι λοιπόν για την κανονική κατανομή χρησιμοποιούμε την συνάρτηση `makedist()` η οποία παίρνει ως παραμέτρους το όνομα της κατανομής, τον μέσο και την διακύμανση. Στόχος μας είναι να επιτύχουμε πιθανοκρατική διαμόρφωση για τιμές τις εντροπίας που θα μας επιτρέψουν να κάνουμε σωστή αποκωδικοποίηση στον δέκτη, γιατί σκεφτείτε πως αν η εντροπία είναι χαμηλή, η πληροφορία που θα φτάσει στον δέκτη δεν θα είναι αρκετή ώστε να ανακτηθεί.

Αφού οι δημιουργήσουμε τους τυχαίους αριθμούς τους περνάμε από την συνάρτηση `c_round()` η οποία στρογγυλοποιεί του τυχαίους αριθμούς ώστε να είναι ένας από τους αριθμούς $-3, -1, 1, 3$ έτσι ώστε έπειτα να αποτυπωθούν στους άξονες x, y με `gray coding`.

```

mod_data{chan} = complex(datax{chan}, datay{chan});
mod_data_rrc{chan} = upfirdn(mod_data{chan}, b, sps, 1);

%%%%%%%%% ENTROPY CALCULATION %%%%%%%%%%%%%%%
e_data{chan} = qamdemod(mod_data{chan}, M);
h1 = histogram(e_data{chan});
values = h1.Values;
prob = values / symbols;
entropy(chan) = -sum(prob.*log2(prob));

```

Φτιάχνουμε έναν πίνακα με τα σύμβολα μας σε μιγαδική μορφή και ανδειματολειπούμε τα σύμβολα και εφαρμόζουμε το φίλτρο RRC. Έπειτα μετράμε την εντροπία.

```

%oversampling of modulation to analog sampling
for kk=1:length(cell2mat(mod_data_rrc(chan)))
%   Resampled{chan}(samples_symbol*(kk-
1)+1:samples_symbol*kk)=mod_data{chan}(kk);
    Resampled{chan}(round(samples_symbol/sps)*(kk-
1)+1:round(samples_symbol)/sps*kk)=mod_data_rrc{chan}(kk);
end

```

Υπερδειματολειπούμε το σήμα μας

```

%final modulation
if chan < 3
A{chan}(Diff{chan}/2:length(Resampled{chan})+Diff{chan}/2-
1)=sqrt(Power_Watt(iii)/meanP{chan})*Resampled{chan};
else
A{chan}(Diff{chan}/2:length(Resampled{chan})+Diff{chan}/2-
1)=sqrt(Power_Watt2(iii)/meanP{chan})*Resampled{chan};
end

```

Κάνουμε μια τελευταία διαμόρφωση

```

[Ax, Ay]= span(Spans, Nz, Ax, g, dz, Ay, Linear, G, h, fo, nsp, dt);

```

Η διάδοση γίνεται από την συνάρτηση `span()`. Οι δύο πολώσεις περνάνε από μετασχηματισμό Fourier, μετά γίνεται μετατόπιση μηδενική συχνότητας και ύστερα ακολουθούν οι αντίστροφες διαδικασίες. Τέλος γίνεται η ενίσχυση του εξασθενημένου σήματος.

Μετά την διάδοση το σήμα μας περνάει από ένα butterworth φίλτρο ώστε να έχει όσο το δυνατόν πιο επίπεδη απόκριση συχνότητας.

```
Ax=butterworth(Ax, Nt, Tw, 10, Symbol_rate, 0);
Ay=butterworth(Ay, Nt, Tw, 10, Symbol_rate, 0);
```

```
AxDBP=downsample(Ax, downDBP);
AyDBP=downsample(Ay, downDBP);

AxDBP=AxDBP*sqrt(1/G);
AyDBP=AyDBP*sqrt(1/G);

%% dbp
tic
[AxDBP, AyDBP]=span(Spans, NzDBP, AxDBP, -g*0.0, dzDBP, AyDBP,
LinearDBP, 1/G, h, fo, 0*nsp, dtDBP);
toc

AxDBP=butterworth(AxDBP, Nt/downDBP, Tw, 10, Symbol_rate, 0);
AyDBP=butterworth(AyDBP, Nt/downDBP, Tw, 10, Symbol_rate, 0);

Axout=AxDBP;
Ayout=AyDBP;
```

Έπειτα μειώνουμε το ποσοστό του δείγματος και ακολουθεί η ίδια διαδικασία για το data back propagation.

```
realx=real(Axout);
imagx=imag(Axout);

realy=real(Ayout);
imagy=imag(Ayout);

out_complex_x=(realx+1i*imagx);
out_complex_y=(realy+1i*imagy);
```

Ο δέκτης λαμβάνει τα σύμβολα.

```
for k=1:360
out_data_shift_x=out_data_x*exp(-k*1i*2*pi/360);
out_data_shift_y=out_data_y*exp(-k*1i*2*pi/360);
% out_data_shift1=out_data1*exp(-k*1i*2*pi/360);
% out_data_shift2=out_data2*exp(-k*1i*2*pi/360);
% scatterplot(out_data_shift)

Rec_data_x=qamdemod(out_data_shift_x, M);
Rec_data_y=qamdemod(out_data_shift_y, M);
% Rec_data1=qamdemod(out_data_shift1, M);
% Rec_data2=qamdemod(out_data_shift2, M);

[NNx, RRx]=biterr(e_data{1}, Rec_data_x);
[NNy, RRY]=biterr(e_data{2}, Rec_data_y);

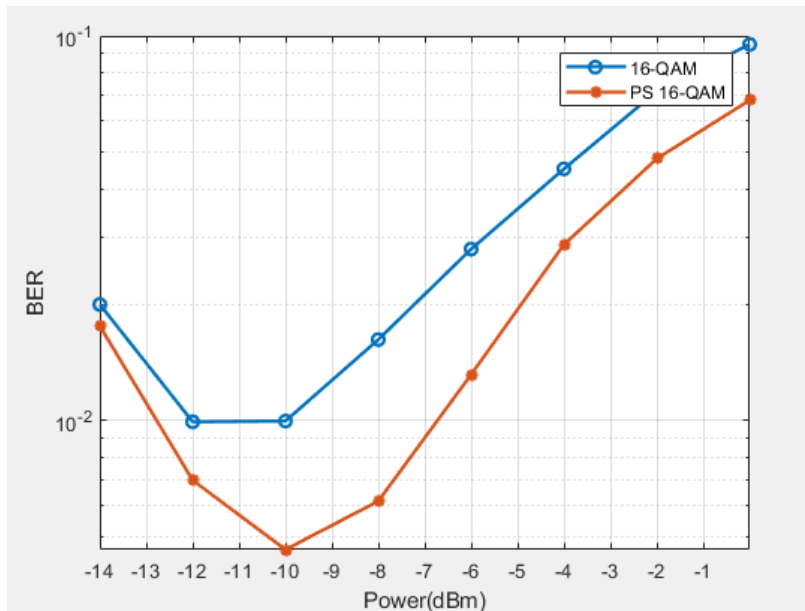
BER_x(k)=RRx; % teliko bit error rate
BER_y(k)=RRy; % teliko bit error rate

end
```

Τέλος περιστρέφουμε τον αστερισμό ώστε να βρούμε το καλύτερο bit error rate.

Κεφάλαιο 7: Αποτελέσματα

Οι προσομοιώσεις μετάδοσης πραγματοποιήθηκαν στο Matlab για μετάδοση αντιστάθμιση πολλαπλών καναλιών λαμβάνοντας υπόψη 9 κανάλια WDM σε απόσταση 50 GHz. Αρχικά το πρόγραμμα έτρεξε για να παράξει σύμβολα για τις δύο πολώσεις x και y τα οποία στην συνέχεια χρησιμοποιούνται ως training data σε ένα δίκτυο LSTM το οποίο αναπτύχθηκε και αξιολογήθηκε με Tensorflow 2.1 GPU backend. Στο μοντέλο Keras, ως λειτουργία απώλειας επιλέγεται το mean square error και ο Adam ως optimizer για τη μέτρηση BER. Χρησιμοποιούμε 50% των συμβόλων για εκπαίδευση, 25% για επικύρωση και 25% για δοκιμή με άγνωστα δεδομένα. Το στάδιο εκπαίδευσης εκτελείται με παρτίδες 4096 συμβόλων για βέλτιστη ισορροπία μεταξύ του μεγέθους κατανομής μνήμης και του χρόνου εκτέλεσης. Το μέγιστο πέρασμα προς τα εμπρός και προς τα πίσω όλων των συμβόλων προπόνησης (εποχές) επιλέγεται να είναι 300. Για να αποφευχθεί το over-fitting κατά τη διάρκεια της εκμάθησης, χρησιμοποιούμε «πρόωρη διακοπή» όταν η ακρίβεια επικύρωσης δεν βελτιώνεται για 10 διαδοχικές εποχές.

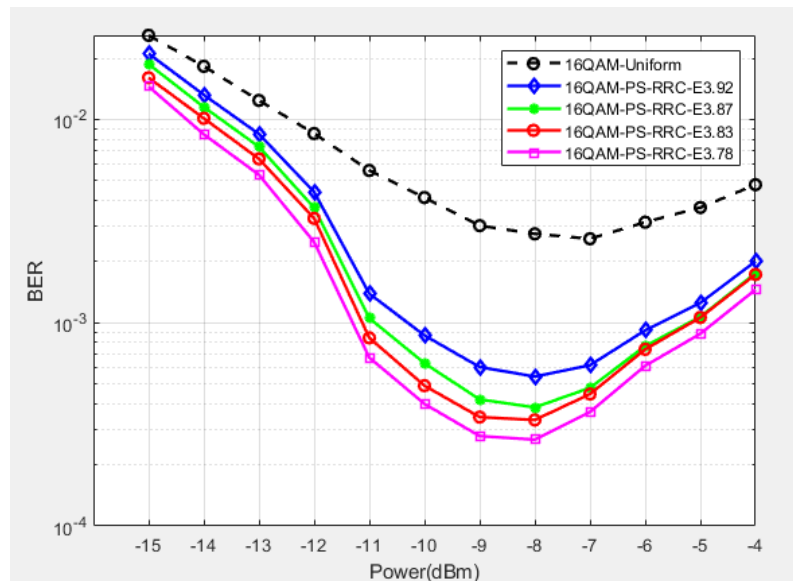


Εικόνα 1: Γραφική παράσταση του 16-QAM και του PS-16QAM για εντροπία 3.92 bit στα 1000km.

Σε πρώτο στάδιο το ο κώδικας έτρεξε με περίπου 10000 σύμβολα μόνο για πιθανοκρατική διαμόρφωση σε απόσταση 1000 km για να δείξουμε τι αποτελέσματα έχει το PS-16 QAM σε σχέση με

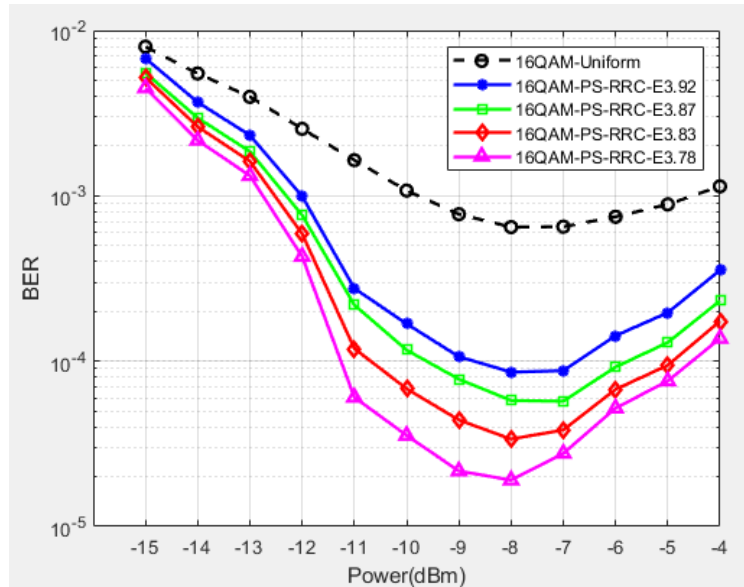
το κοινό 16 QAM. Όπως παρατηρείται από την Εικόνα 1 υπάρχει αρκετή βελτίωση του BER και μόνο από την εφαρμογή της πιθανοκρατικής διαμόρφωσης. Στα -8 dBm όπου είδη έχουν αρχίσει να εμφανίζονται τα μη γραμμικά φαινόμενα το PS 16QAM έχει BER $6.18 \cdot 10^{-3}$ και το κοινό 16-QAM $1.62 \cdot 10^{-2}$. Στα -4 dBm που τα μη γραμμικά φαινόμενα είναι αισθητά το PS 16-QAM έχει BER $2.9 \cdot 10^{-2}$ και το κοινό 16-QAM $4.5 \cdot 10^{-2}$. Στην προκειμένη περίπτωση η τιμή της εντροπίας για το PS 16-QAM είναι 3.87 και όπως θα δούμε σε λίγο όσο χαμηλώνει η εντροπία των συμβόλων τόσο βελτιώνεται το BER. Εδώ αξίζει να σημειωθεί ότι τα μη γραμμικά φαινόμενα ξεκινάνε μετά τα -10 dBm λόγω του ότι το πρόγραμμα έτρεξε για λίγα σύμβολα

Στην συνέχεια εφαρμόζεται φίλτρο root raised cosine στο PS-16QAM στην διάδοση με 87382 σύμβολα στα 1000 km και όπως φαίνεται από την Εικόνα 2 ο συνδυασμός RRC και PS βελτιώνει πολύ το BER και βελτιώνεται ακόμη περισσότερο όσο η εντροπία των συμβόλων πέφτει. Η μικρότερη τιμή του BER για το 16-QAM είναι $2.6 \cdot 10^{-3}$ για ισχύ -7dBm ενώ για το PS16-QAM είναι $2.67 \cdot 10^{-4}$ στην ισχύ -8 dBm και εντροπία 3.78bit. Βέβαια τα μη γραμμικά φαινόμενα εμφανίζονται στα -8dBm σε αντίθεση με τα -7 dBm που εμφανίζονται στο κοινό 16-QAM. Υπάρχει δηλαδή μια μετακίνηση προς τα πίσω. Η μετακίνηση αυτή είναι αναμενόμενη αφού με την εφαρμογή του RRC ο παλμός έχει γίνει από απόλυτα τετραγωνικός, πιο ημιτονοειδής οπότε η ισχύς στα άκρα του έχει μικρύνει. Άρα για να έχουμε την ίδια ένταση στα μη γραμμικά φαινόμενα χρειάζεται μεγαλύτερη ισχύ.



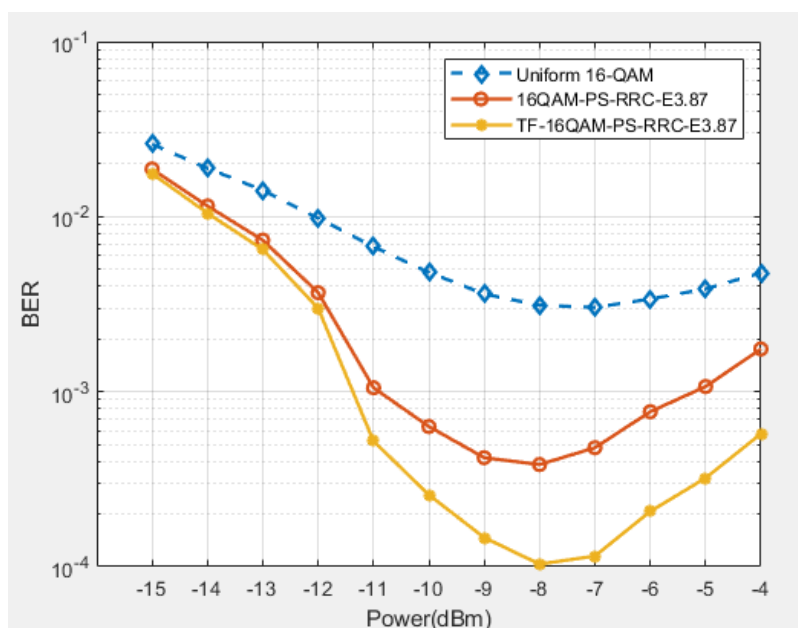
Εικόνα 2: Διάγραμμα ισχύος/BER για Uniform 16-QAM, PS RRC 16-QAM με εντροπία 3.92, 3.87, 3.83, 3.78 στα 1000km.

Μετά ακολούθησε δοκιμή με 87382 σύμβολα σε απόσταση 500km τα αποτελέσματα της οποίας φαίνονται στην Εικόνα 3. Όπως περιμέναμε οι καμπύλες πέφτουν μισή δεκάδα κάτω αφού η απόσταση μειώθηκε στο μισό. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο θόρυβος που εισάγεται στον παλμό μας να είναι λιγότερος και έτσι το σήμα να φτάνει στο δέκτη λιγότερο αλλοιωμένο κάνοντας την ανάκτηση του ευκολότερη. Ειδικότερα το κοινό 16-QAM έχει μικρότερη τιμή BER $6.5 \cdot 10^{-4}$ σε ένταση -8dBm και το PS RRC 16-QAM $1.9 \cdot 10^{-5}$ για εντροπία 3.78.



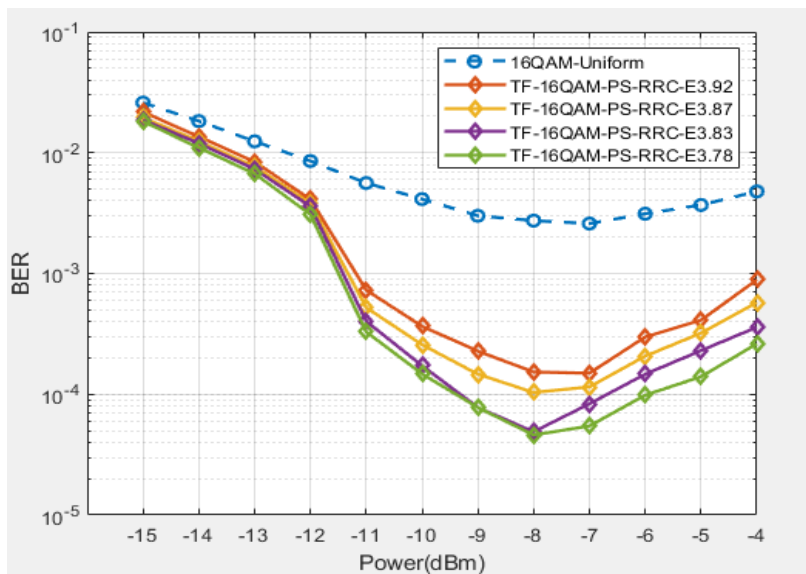
Εικόνα 3: Διάγραμμα ισχύος/BER για Uniform 16-QAM, PS RRC 16-QAM με εντροπία 3.92, 3.87, 3.83, 3.78 στα 500km.

Ύστερα βάλουμε τα σύμβολα από το RRC-PS-16QAM για 873882 σύμβολα απόστασης 1000km σαν είσοδο στο LSTM που περιγράφηκε παραπάνω ώστε να μάθει και να προβλέψει σύμβολα που θα μας δώσουν ένα καλύτερο γράφημα. Στόχος μας είναι με την βοήθεια του νευρωνικού δικτύου να αντισταθμίσουμε τα μη γραμμικά φαινόμενα στις τιμές της ισχύος που εμφανίζονται. Στην Εικόνα 3 βλέπουμε τα αποτελέσματα για εντροπία 3.87.



Εικόνα 4: Γραφική πράσταση ισχύος/BER για 16-QAM, PS RRC 16-QAM και TensorFlow PS RRC 16-QAM με εντροπία 3.87

Παρατηρούμε ότι το LSTM κατάφερε να μειώσει το BER σε όλες τιμές της ισχύος και ιδιαίτερα από -11 έως -4 dBm. Όσο αφορά τα μη γραμμικά φαινόμενα βλέπουμε ότι το νευρωνικό μπόρεσε να “απλώσει” την γραφική παράσταση. Τα μη γραμμικά φαινόμενα εμφανίζονται στην ίδια τιμή της ισχύος όπως με το Tensorflow PS RRC 16-QAM να έχει BER στα -5 dBm $3.2 \cdot 10^{-4}$, το PS RRC 16-QAM $1 \cdot 10^{-3}$ και το 16-QAM $3.9 \cdot 10^{-3}$. Έπειτα ξανατρέχτηκε το LSTM για άλλες τιμές της εντροπίας όπως φαίνεται στην Εικόνα 4, από όπου συμπεράνουμε ότι το νευρωνικό δίκτυο μπορεί να διευρύνει κι άλλο την γραφική παράσταση όσο τα δεδομένα εκπαίδευσης του έχουν μικρότερη εντροπία.



Εικόνα 5: Γραφική παράσταση ισχύος/BER για Uniform 16-QAM και TensorFlow PS RRC 16-QAM για διάφορες τιμές της εντροπίας.

Στην παρούσα εργασία λοιπόν είδαμε τα βασικά φαινόμενα διάδοσης που διέπουν τις οπτικές επικοινωνίες καθώς και τους τρόπους αντιμετώπισης που υπάρχουν. Στην συνέχεια μιλήσαμε για τα σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών αναλύοντας τόσο τον σύμφωνο πομπό όσο και τον σύμφωνο δεκτή. Ακόμη μιλήσαμε για κάποιες DSP τεχνικές για να αντισταθμίσουμε τα προβλήματα που εισάγουν οι σύμφωνες οπτικές επικοινωνίες. Τέλος εστίασαμε στην αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων με τεχνικές DBP, και πιθανοκρατικής διαμόρφωσης στο 16-QAM και μαζί με την βοήθεια των νευρωνικών δικτύων σε ένα σύστημα 9 καναλιών με απόσταση μήκους κύματος 50GHz και συνολικής απόσταση μετάδοσης στα 1000km. Μπορεί να γίνει αντιληπτό πως η πιθανοκρατική διαμόρφωση με την βοήθεια ενός νευρωνικού δικτύου μπορεί να αντισταθμίσει τα μη γραμμικά φαινόμενα και όσο περισσότερο αυξήσουμε τα δεδομένα εκμάθησης του νευρωνικού τόσο πιο αισθητή θα γίνει η αντιστάθμιση. Επίσης όσο η εντροπία των συμβόλων μειώνεται τόσο μειώνεται και το BER, αλλά αυτό έχει ως αποτέλεσμα λόγω του μικρού bit της πληροφορίας να δυσκολεύεται η ανάκτηση της στο δέκτη. Έτσι η επιλογή της εντροπίας στο probabilistic shaping παίζει σημαντικό ρόλο.

Βιβλιογραφία

- [1] Agrawal, G, 2010, *FIBER-OPTIC COMMUNICATION SYSTEMS Fourth Edition*, ed. John Wiley & Sons, Inc.
- [2] *WHAT IS OPTICAL FIBER DISPERSION?* <<https://www.fiberoptics4sale.com/blogs/archive-posts/95052678-what-is-optical-fiber-dispersion>>
- [3] 2004, *Polarization Mode Dispersion (PMD) Research @ OKT*
<<https://www.tuhh.de/okt/Forschung/Pmd/>>
- [4] S.G. Kim, Sang Hun Shin, D.Jeon, S.H Hong, 2013, *Fiber-optic Goniometer to Measure Knee Joint Angle for the Diagnosis of Gait Disturbance*
<https://www.researchgate.net/publication/263649697_Fiber-optic_Goniometer_to_Measure_Knee_Joint_Angle_for_the_Diagnosis_of_Gait_Disturbance>
- [5] Rongqing Hui, 2020, *Introduction to Fiber-Optics Communications*, ed. Elsevier Inc.
- [6] Norhazlin Khairudin, Abdul Hadi Abdul Razak, Syed Abdul Mutalib Al Junid, 2011, *Implementing Root Raised Cosine (RRC) filter for WCDMA using Xilinx*
<https://www.researchgate.net/publication/252019948_Implementing_Root_Raised_Cosine_RRC_filter_for_WCDMA_using_Xilinx>
- [7] Paul Momtahan, 2020, *Ah, So That's How Probabilistic Constellation Shaping Works!*
<<https://www.infinera.com/blog/ah-so-thats-how-probabilistic-constellation-shaping-works/tag/long-haul/>>
- [8] Jean Baptiste Artero, Harsimran Jit Kaur, Shivani Malhotra ,2017 , *Analysing behaviour of RRC filter over different modulation formats over AWGN Channel*
<<https://ieeexplore.ieee.org/document/7993492>>
- [9] Zhen Qu , Ivan B. Djordjevic, Jon Anderson, 2019, *Two-Dimensional Constellation Shaping in Fiber-Optic Communications* <https://www.researchgate.net/publication/332974889_Two-Dimensional_Constellation_Shaping_in_Fiber-Optic_Communications>
- [10] Stavros Deligiannidis, Charis Mesaritakis, Adonis Bogris, Senior Member OSA, 2021, *Performance and Complexity Analysis of bi-directional Recurrent Neural Network Models vs. Volterra Nonlinear Equalizers in Digital Coherent Systems* <<https://arxiv.org/abs/2103.03832>>
- [11] Ezra Ip, Alan Pak Tao Lau, Daniel J. F. Barros, Joseph M. Kahn, 2008, *Coherent detection in optical fiber systems* <<https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-16-2-753&id=148801>>

[12] BERTOLD IAN BITACHON, AMIRHOSSEIN GHAZISAEIDI, MARCOEPPENBERGER, BENEDIKT BAEUERLE, MASAFUMI AYATA, AND JUERG LEUTHOLD , Deep learning based digital backpropagation demonstrating SNR gain at low complexity in a 1200 km transmission link

<<https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-28-20-29318&id=439774>>

[13] John C. Cartledge, Fernando P. Guiomar, Frank R. Kschischang, Gabriele Liga, and Metodi P. Yankov , 2017 <<https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-25-3-1916&id=357640>>

[14] Ezra M. Ip and Joseph M. Kahn , 2010, *Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing*

<<https://ee.stanford.edu/~jmk/pubs/impairment.comp.OFC.09.invited.for.JLT.pdf>>