



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Πρόγραμμα Προπτυχιακών Σπουδών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Μελέτη Γεωμετρικών Τεχνικών Διαμόρφωσης Για Την Αντιμετώπιση
Μη Γραμμικών Φαινομένων Στην Οπτική Ίνα.**

**Investigation Of Geometric Modulation Shaping Towards the
Mitigation Of Nonlinear Effects In Optical Fiber.**

**Πάρις Λιζάι
Α.Μ. 711151039**

Εισηγητής: Αντώνης Μπόγρης, Καθηγητής

Μελέτη Γεωμετρικών Τεχνικών Διαμόρφωσης Για Την Αντιμετώπιση Μη Γραμμικών Φαινομένων Στην Οπτική Ίνα.

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μελέτη Γεωμετρικών Τεχνικών Διαμόρφωσης Για Την Αντιμετώπιση Μη Γραμμικών Φαινομένων Στην Οπτική Ίνα.

**Πάρις Λιζάι
Α.Μ. 711151039**

Εισηγητής: Αντώνης Μπόγρης, Καθηγητής

Εξεταστική Επιτροπή: Νικόλαος Μυριδάκης, Παναγιώτης Καρκαζής

Ημερομηνία εξέτασης

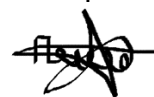
ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος **Λιζάι Πάρις** του **Γκέργκι**, με αριθμό μητρώου **711151039** 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



ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκε στο Πανεπιστήμιο Δυτικής Αττικής στο τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Υπολογιστών. Η ολοκλήρωση της διπλωματικής αυτής εργασίας θα ήταν αδύνατη χωρίς την πολύτιμη υποστήριξη του καθηγητή μου Αντώνη Μπόγρη. Του οφείλω ένα βαθύ ευχαριστώ για όλη την βοήθεια που μου πρόσφερε καθώς και για τον πολύτιμο χρόνο που διέθεσε για να μου δώσει σημαντικά στοιχεία και επεξηγήσεις πάνω στο θέμα. Θα ήθελα ακόμα να ευχαριστήσω τον Σταύρο Δεληγιαννίδη καθώς και την συμφοιτήτρια μου Αγγελική Σφυριδάκη για την προθυμία και την βοήθεια που ποτέ δεν δίστασαν να μου δώσουν. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω του γονείς μου που πάντα υπήρξαν στήριγμα κ άθολή την διάρκεια των σπουδών μου.

Σύνοψη

Ο κλάδος της τεχνολογίας στις μέρες μας είναι ραγδαία αναπτυσσόμενος έχοντας σαν αποτέλεσμα και την ραγδαία αύξηση των απαιτήσεων της. Ειδικότερα στο δικτυακό κομμάτι αν κάποιος αναλογιστεί τις απαιτήσεις των σύγχρονων εφαρμογών ως προς την κίνηση δεδομένων (π.χ. Cloud, HD streaming) καθώς και τις αυξανόμενες συσκευές που απαιτούν χρήση του δικτύου (π.χ. smart συσκευές) γίνεται εύκολα αντιληπτό πως για να καλυφθούν επιτυχώς όλες μας οι ανάγκες θα χρειαστεί αύξηση στην χωρητικότητα (capacity) καναλιού. Μια τέτοια αύξηση έχει σαν αποτέλεσμα την μεταφορά μεγαλύτερου όγκου δεδομένων στα δίκτυα κορμού. Επομένως, για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο η λύση των οπτικών δικτύων αποτελεί μονόδρομος καθώς παρουσιάζουν αυξημένη ταχύτητα μετάδοσης (μετάδοσή δεδομένων στα 448 Gbit/s ανά κανάλι), μεγάλο εύρος ζώνης (της τάξεως των 35THz), εξοικονόμηση ενέργειας αλλά και ασφάλεια δεδομένων. Παρόλα αυτά υπάρχουν και κάποια προβλήματα που καλούμαστε να αντιμετωπίσουμε όπως είναι αυτά των απωλειών, της διασποράς, του θορύβου και των μη γραμμικών φαινομένων. Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι να προβάλουμε την δομή τα φυσικά φαινόμενα καθώς και τον τρόπο λειτουργίας των οπτικών δικτύων εστιάζοντας σε μια νέα αρχιτεκτονική που εισάγουν τα σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών. Θα μιλήσουμε για τους συμφώνους δέκτες-πομπούς καθώς και για την Ομόδυνη-Ετεροδύνη ανίχνευση. Ακόμα θα αναφέρουμε βασικές μεθόδους ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) για να περιορίσουμε κάποια προβλήματα που κάνουν την εμφάνιση τους σε τέτοια συστήματα. Επιπρόσθετα θα γίνει αναφορά στην χρήση σύγχρονων τεχνικών διαμόρφωσης (στον πομπό) έτσι ώστε αργότερα να περιορίσουμε την εμφάνιση μη-γραμμικών φαινομένων. Η κύρια τεχνική διαμόρφωσης στην οποία θα εστιάσουμε είναι η γεωμετρική διαμόρφωση πραγματοποιώντας συγκριτική μελέτη με τα επικρατέστερα σχήματα σε αριθμητικές προσομοιώσεις στο MATLAB. Τέλος θα τροποποιηθεί ο κώδικας της γεωμετρικής διαμόρφωσης εισάγοντας RRC (Root-raised-cosine) φίλτρο για να βελτιστοποιήσουμε τον κώδικα μας. Μέσα από τα αποτελέσματα και τις γραφικές παραστάσεις έχουμε μια αναλυτική εικόνα της βέλτιστης λύσης για το καλύτερο δυνατό fec.

Abstract

The technology industry today is rapidly growing resulting in a rapid increase in its demands. Especially in the network part if we take into consideration the requirements of modern applications for data traffic (e.g. Cloud, HD streaming) as well as the growing devices that require network use (e.g. smart devices) it is easy to understand that in order to successfully meet all our needs we need an increase in channel capacity. Such an increase results in the transfer of larger volumes of data to the backbone networks. Therefore, to achieve this, the solution of optical networks is the only way as they show increased transmission speed (data transmission at 448 Gbit / s per channel), large bandwidth (of 35THz), energy saving and data security. However, there are some problems that we are called to face such as those of losses, dispersion, noise and fiber nonlinearities. The purpose of this paper is to project the structure, the natural phenomena as well as the operation of optical networks focusing on a new architecture introduced by coherent communication systems. We will talk about coherent transmitters-receivers as well as Homodyne and Heterodyne detection. We will also mention basic digital signal processing (DSP) methods to

reduce some of the problems that occur in such systems. In addition, reference will be made to the use of modern modulation techniques (in the transmitter) so that later we can reduce the occurrence of non-linear phenomena. The main modulation technique that we will focus on is the geometric modulation by making a comparative study with the predominant shapes in numerical simulations in MATLAB. Finally, the geometric modulation code will be modified by introducing a RRC (Root-raised-cosine) filter to optimize our code. Through the results and graphs we have a detailed picture of the optimal solution for the best possible fec.

Λέξεις κλειδιά

Θόρυβος, Απώλειες, Διασπορά, μη γραμμικά φαινόμενα, Kerr, SPM, XMP, FWM, Brillouin, Raman, EDFA, σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών, ισορροπημένη ανίχνευση, ομόδυνη ανίχνευση, ετερόδυνη ανίχνευση, σύμφωνος δέκτης, σύμφωνος πομπός, DSP, phase diversity, ποικιλομορφία πολώσεων, Clock recovery, phase recovery, Frequency-offset estimation, DBP, Volterra, Γεωμετρική διαμόρφωση , πιθανοκρατική διαμόρφωση, RRC.

Περιεχόμενα

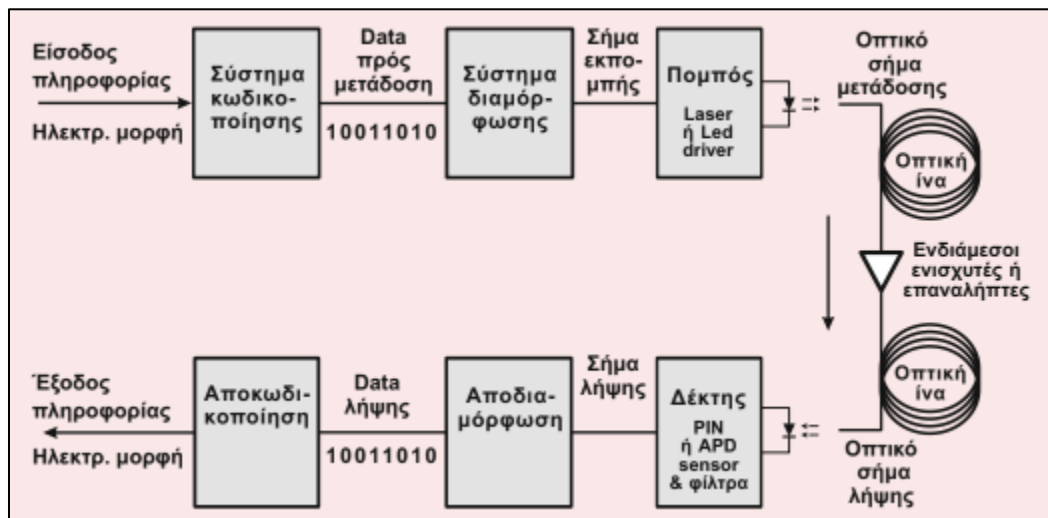
1 ^ο κεφάλαιο: Βασικά φαινόμενα διάδοσης - Τρόποι αντιμετώπισης	10
Εισαγωγή	10
1.1 Θόρυβος	12
1.1.2 Θόρυβος του Ενισχυτή.....	13
1.2 Απώλειες.....	13
1.3 Διασπορά	14
1.3.1 Χρωματική διασπορά	14
1.3.2 Διασπορά τρόπων πόλωσης.....	15
1.4 Μη γραμμικά φαινόμενα	16
1.5 Φαινόμενα Kerr	16
1.6 Φαινόμενα σκέδασης	17
1.6.1 Εξαναγκασμένη σκέδαση Brillouin	17
1.6.2 Εξαναγκασμένη σκέδαση Raman.....	18
1.7 Αντιμετώπιση Θορύβου.....	18
1.8 Αντιμετώπιση απωλειών	18
1.8.1 Λειτουργία ένας Repeater	19
1.8.2 Πώς Λειτουργεί ένας ενισχυτής;	19
1.9 Κατηγορίες Ενισχυτών	20
1.9.1 EDFA	20
1.9.2 Ενισχυτές οπτικών ινών Raman.....	22
1.10 Αντιμετώπιση της διασποράς.....	23
1.10.1 Διασπορά των τρόπων πόλωσης.....	23
1.10.2 Χρωματική διασπορά	23
1.11 Αντιμετώπιση μη γραμμικών φαινομένων	23
2 ^ο κεφάλαιο: Σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών.....	24
2.1 Ιστορία συμφωνών οπτικών επικοινωνιών.....	24
2.2 Σύμφωνα οπτικές επικοινωνίες στην ψηφιακή εποχή	27
2.3 ΑΡΧΗ ΣΥΜΦΩΝΗΣ ΟΠΤΙΚΗΣ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ	28
2.3.1 Διαμόρφωση Σύμφωνα Δέκτη	29
2.3.2 Ετερόδυνη Ανίχνευση.....	32
2.3.3 Ομόδυνη Ανίχνευση	33
2.4 Ποικιλομορφία Φάσεων (phase diversity).....	34
2.5 Ποικιλομορφία πολώσεων.....	37

2.6 Βασικές μέθοδοι επεξεργασίας σήματος στον πομπό (DSP)	38
2.7 Βασικές μέθοδοι επεξεργασίας σήματος στον δεκτή (DSP)	38
2.7.1 Αντιστάθμιση ανισότητας I/Q.....	39
2.7.2 Χρωματική Διασπορά (CD)	39
2.7.3 Clock recovery	40
2.7.4 Αποπολυπλεξία πόλωσης και αντιστάθμιση διασποράς του τρόπου πόλωσης (polarization mode dispersion-PMD).....	42
2.7.5 Εκτίμηση μετατόπισης συχνότητας και ανάκτηση φάσης (Frequency-offset estimation and phase recovery)	43
2.8 Αποτελέσματα εξόδου για τις διαφορετικές μεθόδους επεξεργασίας σήματος.	44
3 ^ο κεφάλαιο: Μη-γραμμικά φαινόμενα σε συστήματα σύμφωνων οπτικών επικοινωνιών	44
3.1 Ψηφιακή οπίσθια διάδοση (DBP)	45
3.2 Αντιμετώπιση μη γραμμικών φαινομένων βάση της Volterra	47
3.3 Γεωμετρική Διαμόρφωση	49
3.4 Πιθανοκρατική Διαμόρφωση	51
3.5 Συνδυασμός πιθανοκρατικής και γεωμετρικής διαμόρφωσης	51
4 ^ο κεφάλαιο: Γεωμετρική Διαμόρφωση με προσομοίωση στο MATLAB.....	52
4.1 Επεξήγηση κώδικα.....	53
4.1.2 Για το σύστημα $16=8+8$	55
4.1.3 Για το σύστημα $16=4+4+4+4$	56
4.1.4 Για το σύστημα $16=1+6+9$ (ZHEN QU AND IVAN B. DJORDJEVIC)	58
4.1.5 Για το σύστημα $16=4+8+4$	60
4.2 ΟΠΤΙΚΟ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΓΙΑ ΚΑΘΕ ΑΣΤΕΡΙΜΟ (στα 50 GHz wavelength). 70	
4.3 Γραφικές παραστάσεις.....	72
4.3.1 Για απόσταση 20 spans στα 50 GHz wavelength.....	72
4.3.2 Για απόσταση 20 spans στα 75 GHz wavelength.....	73
4.3.3 Για απόσταση 20 spans στα 100 GHz wavelength.....	75
4.4 Γεωμετρική διαμόρφωση με RRC (Root-raised-cosine) φίλτρο.	77
4.5 Γραφικές παραστάσεις με RRC	78
4.5.1 Για απόσταση 20 spans στα 50 GHz wavelength με RRC.....	78
4.5.2 Για απόσταση 20 spans στα 75 GHz wavelength με RRC.....	80
Συμπεράσματα.....	82
Βιβλιογραφία	83

1^ο κεφάλαιο: Βασικά φαινόμενα διάδοσης - Τρόποι αντιμετώπισης

Εισαγωγή

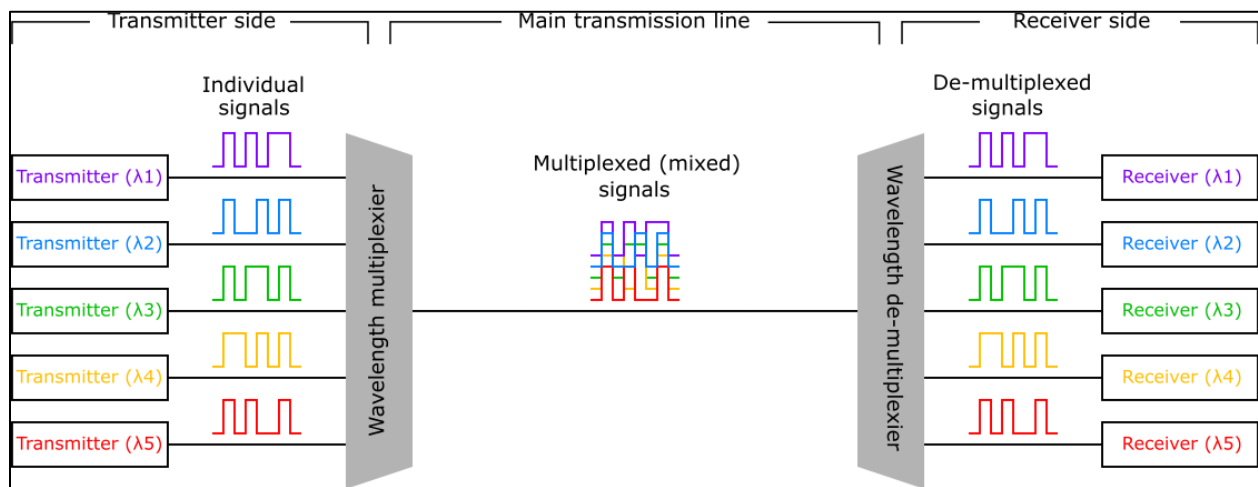
Οι ανάγκες και οι απαιτήσεις των σύγχρονων εφαρμογών ως προς την κίνηση των δεδομένων, μας έχουν αναγκάσει να στρέψουμε το βλέμμα μας σε νέους τρόπους μεταφοράς της πληροφορίας με κύριο στόχο την επίτευξη υψηλότερων ρυθμών μεταφοράς δεδομένων. Η χρήση οπτικής ίνας ως μέσο μετάδοσης της πληροφορίας αποτελεί αντικείμενο μελέτης και εφαρμογής στα σύγχρονα δίκτυα επικοινωνίας εισάγοντας την <<μετα χαλκό>> εποχή. Μέσω των οπτικών ινών καθιστάται δυνατή η μεταφορά δεδομένων με ρυθμούς μεγαλύτερους από 10 Tb/s. Ωστόσο σε πειραματικές μελέτες έχουν επιτευχθεί ταχύτητες μεγαλύτερες ακόμα και από τα 200 Tb/s. Στην εικόνα 1 παρουσιάζεται το βασικό μοντέλο της οπτικής μετάδοσης.



Εικόνα 1: Μοντέλο της οπτικής μετάδοσης. [4]

Τα δεδομένα τα οποία θέλουμε να μεταφέρουμε θα περάσουν από μια σειρά επεξεργασίας δεδομένων όπως φαίνεται και στην εικόνα 1. Τόσο τα συστήματα της κωδικοποίησης-αποκωδικοποίησης, διαμόρφωσης-αποδιαμόρφωσης, καθώς και τα κυκλώματα της οπτικής εκπομπής-λήψης λειτουργούν με την χρήση ηλεκτρικών σημάτων. Τα δεδομένα που θέλουμε να μεταφέρουμε αρχικά θα κωδικοποιηθούν σε bit 0/1 έτσι ώστε να μπορούν να επεξεργαστούν στα μεταγενέστερα στάδια. Στην συνέχεια ακολουθεί η διαμόρφωση του σήματος η οποία μπορεί να λάβει χώρα με την χρήση διάφορων τεχνικών πολυπλεξίας του σήματος. Εφόσον το σήμα πολυπλεχθεί θα μετατραπεί από ηλεκτρικό σε οπτικό σήμα με την χρήση είτε led είτε laser. Στην ενδιάμεση ζεύξη θα χρειαστεί η χρήση ενισχυτών ή επαναληπτών προκειμένου να μπορέσει το οπτικό σήμα να φτάσει στον δεκτή. Ο δέκτης με την σειρά του θα λάβει το οπτικό σήμα και θα το μετατρέψει σε ένα ηλεκτρικό σήμα για να μπορέσει στην συνέχεια να αποπολυπλεχθεί και τέλος να αποκωδικοποιηθεί για να πάρουμε τα δεδομένα που στάλθηκαν αρχικά.

Για να μπορέσουν να επιτευχθούν υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης των δεδομένων μέσω της οπτικής ίνας πρέπει να γίνει διαμόρφωση τους σήματος. Η πιο διαδεδομένη τεχνική αποτελεί η πολυπλεξία μήκους κύματος. Για να γίνει αντιληπτός ο βασικός τρόπος λειτουργίας της πολυπλεξία μήκους κύματος (WDM: Wavelength division multiplexing) θα πρέπει να γίνει η εξής αναφορά: Σε κάθε οπτική ίνα το οπτικό σήμα που μεταδίδεται έχει μια συγκεκριμένη φέρουσα συχνότητα. Υπάρχει η δυνατότητα από την ίδια ίνα να μεταφερθούν πάνω από ένα διαφορετικά σήματα διαφορετικής συχνότητας ή εναλλακτικά διαφορετικού μήκους κύματος, με το κάθε ένα από αυτά να είναι ανεξάρτητο και να μεταφέρει διαφορετικές πληροφορίες. Έτσι, σε ένα σύστημα WDM πολλά διαφορετικά σήματα μεταδίδονται υπό τη μορφή διακριτών μηκών κύματος μέσω της οπτικής ίνας και αποπολυπλέκονται από τον παραλήπτη (αποδιαμόρφωση). Με αυτόν τον τρόπο η πολυπλεξία μήκους κύματος παρέχει πολλές εικονικές ίνες σε μία μόνο φυσική οπτική ίνα.



Εικόνα 2: Πολυπλεξία μήκους κύματος. [14]

Εφόσον έχουμε προβάλει το βασικό μοντέλο των οπτικών επικοινωνιών στο 2^ο κεφάλαιο θα αναλύσουμε τα σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών. Ωστόσο, σε ένα οπτικό δίκτυο και συγκεκριμένα στις οπτικές ίνες (που αποτελούν το κανάλι επικοινωνίας) υπάρχουν κάποια φαινόμενά τα οποία κάνουν την εμφάνιση τους και καλούμαστε να τα αντιμετωπίσουμε έτσι ώστε η διάδοση του σήματος να έχει όσο το δυνατόν καλύτερη ποιότητα στην μέγιστη δυνατή απόσταση. Τα κυριότερα θέματα που καλούμαστε να λύσουμε στις μονότροπες οπτικές ίνες είναι ο θόρυβος, οι απώλειες, η διασπορά και τα μη-γραμμικά φαινόμενα.

1.1 Θόρυβος

Ο θόρυβος αποτελεί ένα ανεπιθύμητο, μη προβλέψιμο σήμα το οποίο υποβιβάζει την ποιότητα του αρχικού σήματος. Το αποτέλεσμα της επίδρασης αυτού του ανεπιθύμητου σήματος στις οπτικές επικοινωνίες είναι η αλλοίωση του μεταβιβαζόμενου σήματος, η οποία με τη σειρά της οδηγεί στην εσφαλμένη αποκωδικοποίηση του αρχικού σήματος από την μεριά του δέκτη. Ο θόρυβος αυτός μπορεί να διακριθεί σε κάποιες κατηγορίες όπως φαίνεται και παρακάτω.

Όσο αναφορά τον **θόρυβο** στις φωτοδιόδους υπάρχουν δύο συνιστώσες:

1. **το θόρυβο βολής (shot noise):** οπου οφείλεται στο γεγονός ότι το ηλεκτρικό ρεύμα στις φωτοδιόδους αποτελείται από ηλεκτρόνια τα οποία παράγονται σε τυχαίες χρονικές στιγμές έχοντας σαν αποτέλεσμα το ρεύμα των φωτοδίοδων να έχει μια σταθερή μέση τιμή στην οποία προστίθεται μια χρονικά μεταβαλλόμενη τυχαία μεταβλητή.

$$I(t) = I + i_s(t)$$

2. **το θερμικό θόρυβο (thermal noise):** όπου οφείλεται στην τυχαία θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων στην εσωτερική αντίσταση του δέκτη RL έχοντας σαν αποτέλεσμα στο ρεύμα των φωτοδίοδων να προστίθεται μια δεύτερη χρονικά μεταβαλλόμενη τυχαία μεταβλητή.

$$I(t) = I + i_s(t) + i_T(t)$$

Όλοι οι δέκτες απαιτούν μία ελάχιστη ισχύ για να λειτουργούν αξιόπιστα. Αυτή η ισχύς ονομάζεται ευαισθησία ($P_{\text{sensitivity}}$). Η ευαισθησία του οπτικού δέκτη P_{sen} είναι η οπτική ισχύς που πρέπει να τον οδηγεί ώστε ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων (BER) να υπολείπεται του 10^{-9} . Ιδανικά οι τιμές που μπορεί να λάβει το ηλεκτρικό ρεύμα είναι I_0 και I_1 , λόγω όμως του θορύβου οι στιγμιαίες τιμές ρεύματος που λαμβάνονται κατά τη δειγματοληψία κυμαίνονται σε περιοχές τιμών γύρω από τις ιδανικές τιμές. Η απόφαση αν η λαμβανόμενη τιμή αντιστοιχεί σε '0' ή '1' γίνεται μέσω της σύγκρισης του ρεύματος δειγματοληψίας I με ένα κατώφλι I_D . Ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων ισούται με την πιθανότητα να ανιχνευθεί '0' από το δέκτη δεδομένου ότι στάλθηκε '1' από τον πομπό συν την πιθανότητα να ανιχνευθεί '1' δεδομένου ότι στάλθηκε '0'.

$$BER = 0.5(P(1|0) + P(0|1))$$

1.1.2 Θόρυβος του Ενισχυτή

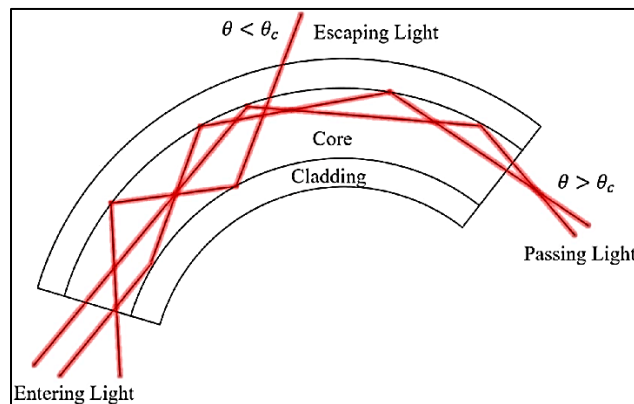
Όλοι οι ενισχυτές που μεσολαβούν σε μια ζεύξη προσθέτουν λευκό προσθετικό Γκαουσιανό θόρυβο (AWGN) λόγω της αυθόρμητης εκπομπής με αποτέλεσμα να υποβιβάζουν τον λόγο σήματος προς θόρυβο S/N. Ο συνολικός θόρυβος ισούται με $K \cdot P_n$ με K να είναι το πλήθος των ενισχυτών και P_n η ισχύς του θορύβου.

1.2 Απώλειες

Οι απώλειες περιορίζουν την απόσταση μετάδοσης (ελάχιστες απώλειες κοντά στα 1.55 μm , $\alpha=0.2$ dB/km). Οι απώλειες δίνονται από τον παρακάτω τύπο:

$$\alpha \left(\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right) = -\frac{10}{L} * \log_{10} \left(\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \right) \sim 4.343a.$$

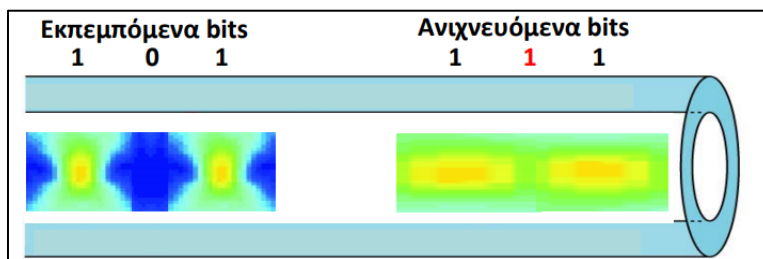
Αυτό που συντελεί στην ύπαρξη απωλειών είναι η απορρόφηση υλικού (διοξείδιο του πυριτίου, ατέλειες, προσμίξεις), η σκέδαση Rayleigh (μεταβάλλεται με ρυθμό λ^{-4}) καθώς και οι ατέλειες κυματοδηγού. Επιπρόσθετα υπάρχουν και οι απώλειες λόγω κάμψης (bending loss) διότι μπορεί σε κάποια σημεία να χρειαστεί το καλώδιο να γυρίσει για να φτάσει στον τελικό προορισμό έχοντας σαν αποτέλεσμα την «διαρροή» φωτός προς τα έξω όπως φαίνεται στην εικόνα 3.



Εικόνα 3: Η διαδρομή του φωτός μέσα σε μια οπτική ίνα. [15]

1.3 Διασπορά

Η διασπορά είναι γραμμικό φαινόμενο που περιορίζει τον ρυθμό μετάδοσης μέσω της διεύρυνσης παλμών. Η διασπορά οδηγεί σε διασυμβολική παρεμβολή (ISI: Inter symbol interference) που μπορεί να οδηγήσει σε λάθος απόφαση του δέκτη για την αξία του bit.

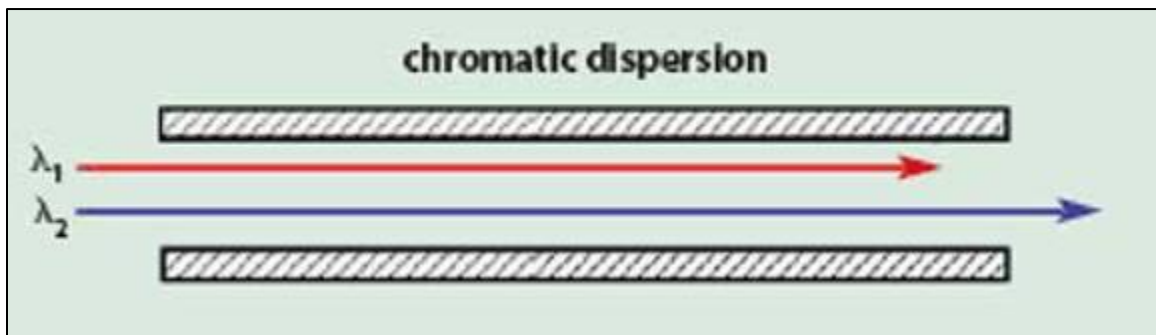


Εικόνα 4:Αναπαράσταση διασποράς μέσα στην οπτική ίνα. [9]

Τα βασικά είδη διασποράς για τις μονότροπες οπτικές ίνες παρατίθενται παρακάτω. Αποτέλεσμα όλων των ειδών διασποράς είναι η διεύρυνση των παλμών, η οποία μειώνει το δυνατό ρυθμό μετάδοσης ή και την εμβέλεια μετάδοσης.

1.3.1 Χρωματική διασπορά

Με τον όρο χρωματική διασπορά περιγράφουμε το συνολικό φαινόμενο που ευθύνεται για τη χρονική διαπλάτυνση των παλμών, λόγω της εξάρτησης των παραμέτρων της διάδοσης από τη συχνότητα των μεταδιδόμενων κυμάτων. Διαφορετικές συχνότητες ταξιδεύουν με διαφορετική ταχύτητα και φτάνουν σε διαφορετικούς χρόνους (διεύρυνση παλμού).



Εικόνα 5:Χρωματική διασπορά. [18]

Διαχωρίζεται σε:

- **Διασπορά κυματοδηγού**

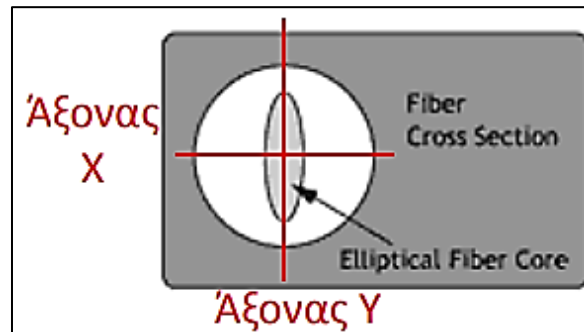
Διασπορά κυματοδηγού οπού οφείλεται στο ότι ένα μέρος του φωτός κυματοδηγείται στον πυρήνα και ένα άλλο στον μανδύα, συνεπώς η ταχύτητα εξαρτάται από τον λόγο της ισχύος εντός και εκτός πυρήνα.

- **Διασπορά υλικού**

Διασπορά υλικού που οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης του υλικού από τη συχνότητα $n(\omega)$

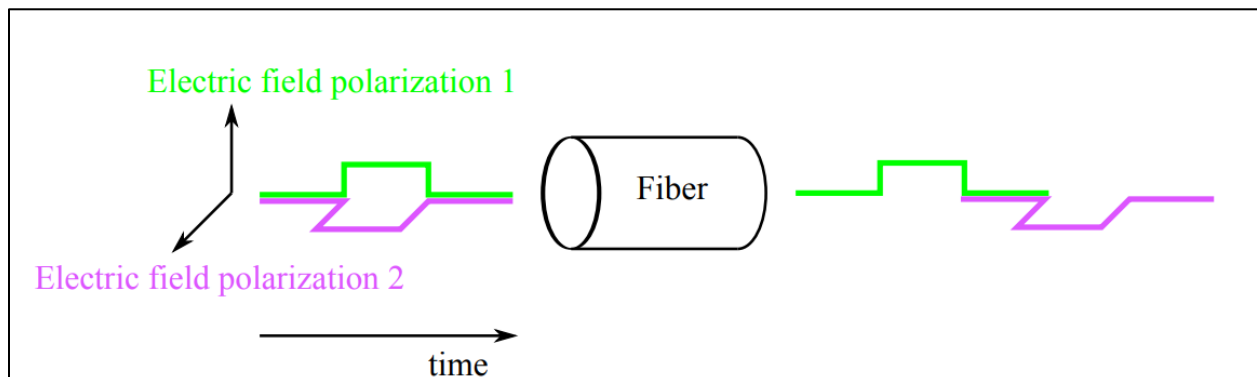
1.3.2 Διασπορά τρόπων πόλωσης

Μικρή ασυμμετρία στα χαρακτηριστικά του πυρήνα δημιουργεί διαφορά ανάμεσα στους δείκτες διάθλασης n_X και n_Y των δύο κάθετων αξόνων.



Εικόνα 6: Προσδιορισμός του πυρήνα σε άξονες X και Y.

Όποια και αν είναι η πολωτική κατάσταση του σήματος μπορεί πάντα να αναλυθεί στους δύο κάθετους άξονες. Οι δύο πολωτικές συνιστώσες ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες c/n_X και c/n_Y . Το φαινόμενο ονομάζεται διπλοθλαστικότητα. Ως συνέπεια έχουμε χρονική διαπλάτυνση και παραμόρφωση των παλμών με στοχαστικό τρόπο.



Εικόνα 7: Απεικόνιση της διασποράς τρόπων πόλωσης (PMD). Οι δύο ορθογώνιες πολώσεις του φωτός διασχίζουν την ίνα με διαφορετικές ταχύτητες. Σήματα σε κάθε πόλωση που είναι χρονικά ευθυγραμμισμένα στην είσοδο της ίνας δεν είναι πλέον ευθυγραμμισμένα στην έξοδο.

1.4 Μη γραμμικά φαινόμενα

Τα μη γραμμικά φαινόμενα αλλοιώνουν το σήμα και περιορίζουν τις επιδόσεις του συστήματος λόγω της εξάρτησης της ταχύτητας του σήματος από την ισχύ του. Εγείρονται όταν η οπτική ισχύς του σήματος είναι αρκετά μεγάλη ώστε να διαμορφώσει τον δείκτη διάθλασης του μέσου. Ωστόσο οποιαδήποτε αλλαγή στον δείκτη διάθλασης ισοδυναμεί με αλλαγή της ταχύτητας, άρα και της φάσης του σήματος.

Όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό πεδίο προσπίπτει (διαδίδεται) σε ένα διηλεκτρικό υλικό, το υλικό πολώνεται σύμφωνα με τη σχέση:

$$P = \epsilon_0 [\chi^1 \cdot E + \chi^2 \cdot E \cdot E + \chi^3 \cdot E \cdot E \cdot E + \dots]$$

Όπου

ϵ_0 : η διηλεκτρική σταθερά του κενού

E : το προσπίπτον ηλεκτρικό πεδίο

χ^m : η διηλεκτρική επιδεκτικότητα τάξης m

Ο όρος πρώτης τάξης είναι ο γραμμικός όρος. Ο όρος δεύτερης τάξης σχετίζεται με το φαινόμενο Pockel και είναι μη μηδενικός για διατάξεις που εμφανίζουν κεντροσυμμετρία. Ο όρος τρίτης τάξης σχετίζεται με το φαινόμενο Kerr και τις σκεδάσεις Raman και Brillouin, και ευθύνεται για τα μη γραμμικά φαινόμενα μέσα στην ίνα. Καθώς η πόλωση του υλικού σχετίζεται με το δείκτη διάθλασής του, η μη μηδενική συνεισφορά του $\chi(3)$ οδηγεί σε εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ των διαδιδόμενων κυμάτων. Η εξάρτηση αυτή οδηγεί σε φαινόμενα Kerr και φαινόμενα σκέδασης.

1.5 Φαινόμενα Kerr

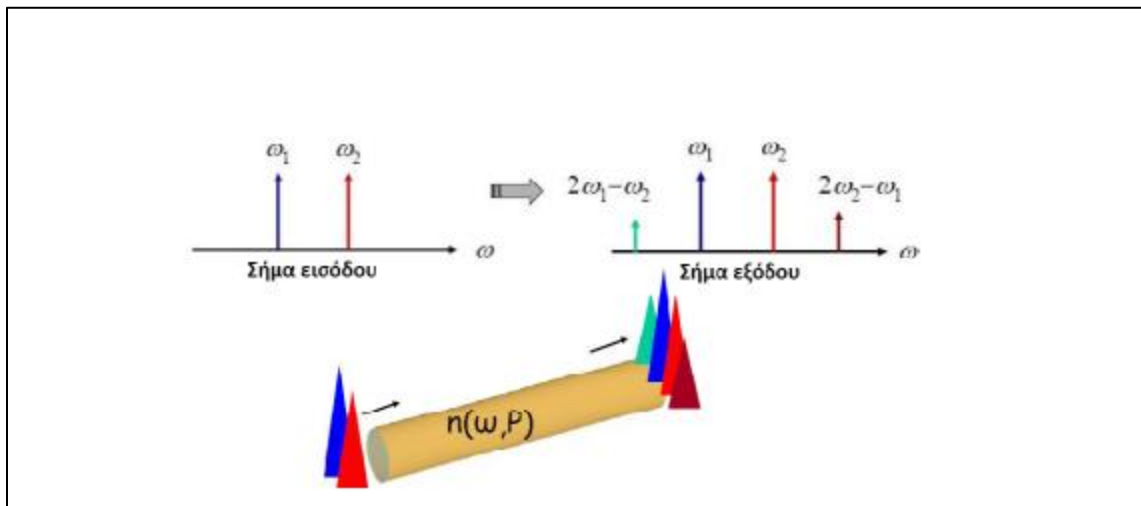
➤ Αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM):

Αναφέρεται στην αλληλεπίδραση ενός σήματος (παλμού) με τον εαυτό του και οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από τη στιγμιαία ισχύ του:

$$n(\omega, |E|^2) = n(\omega) + n_2 \cdot |E|^2$$

Η αλλαγή της φάσης μέσω της χρωματικής διασποράς οδηγεί και σε αλλαγή του πλάτους. Πρέπει ακόμα να σημειωθεί πως η αλληλεπίδρασή της με τον θόρυβο των ενισχυτών είναι σημαντική. Συνήθως προκαλεί φασματική διεύρυνση.

- **Ετεροδιαμόρφωση φάσης (XMP) :** Η προέλευση της **Ετεροδιαμόρφωση φάσης (XMP)** οφείλεται στα πολλαπλά μήκη κύματος που μπορεί να μεταφέρονται ταυτόχρονα από την ίδια οπτική ίνα καθιστώντας δυνατή την διαμόρφωση της φάσης του κάθε ενός από την οπτική ισχύ των διπλανών καναλιών. Το αποτέλεσμα της XPM μπορεί να είναι ασύμμετρη φασματική διεύρυνση και παραμόρφωση του σχήματος του παλμού.
- **Μίξη τεσσάρων κυμάτων (FWM):** Η προέλευση της Μίξης τεσσάρων κυμάτων FWM οφείλεται στο γεγονός πως αν υπάρξουν κατάλληλες συνθήκες και πολλά μήκη κύματος στην οπτική ίνα είναι εφικτό να δημιουργηθούν νέα κύματα ως αποτέλεσμα της μίξης των αρχικών κυμάτων που υπάρχουν σε ήδη χρησιμοποιούμενες θέσεις. Το αποτέλεσμα των νέων κυμάτων είναι καταστροφικό καθώς αποτελούν παρεμβολές καταστρέφοντας το αρχικό σήμα μας.



Εικόνα 8:Μηχανισμός Μίξης Τεσσάρων Κυμάτων. [9]

1.6 Φαινόμενα σκέδασης

1.6.1 Εξαναγκασμένη σκέδαση Brillouin

Όταν ένα οπτικό κύμα ταξιδεύει κατά μήκος μιας ίνας, οι μεταβολές στο πεδίο του προκαλούν ακουστικές δονήσεις. Η αλληλεπίδραση του φωτός με τα παραγόμενα ακουστικά κύματα προκαλούν μεταβολές στο δείκτη διάθλασης της ίνας. Ένα αντίθετα διαδιδόμενο κύμα παράγεται σε συχνότητα μετατοπισμένη από την αρχική και με ενέργεια μικρότερη από την ενέργεια εισόδου. Προϋπόθεση για τα παραπάνω είναι η υπέρβαση του κατωφλίου Brillouin. Η ισχύς του αντίθετα διαδιδόμενου κύματος αυξάνει εκθετικά με την ισχύ του κύματος εισόδου. Όσο η ισχύς εισόδου αυξάνεται πάνω από το

κατώφλι, η ισχύς του αντίθετα σκεδαζόμενου κύματος αυξάνει δραματικά. Αντίθετα η ισχύς του διαδιδόμενου κύματος (και άρα του σήματος που δέχεται ο δέκτης) μειώνεται. Αυτό συνεπάγεται υποβάθμιση της απόδοσης του συστήματος.

1.6.2 Εξαναγκασμένη σκέδαση Raman

Φαινόμενο που σχετίζονται με την σκέδαση του φωτός, στην περίπτωση που λόγω της υψηλής του ισχύος αλληλοεπιδρά έντονα με τα μόρια του γυαλιού ή με ακουστικά κύματα. Μέρος της ισχύος του σήματος σκεδάζεται σε διπλανά κανάλια ή οπισθοσκεδάζεται δημιουργώντας πρόβλημα στο δέκτη του ίδιου πομπού. Η ισχύς του σκεδαζόμενου κύματος αυξάνει εκθετικά με την ισχύ του κύματος εισόδου. Τα κανάλια σε μικρότερα μήκη κύματος χάνουν ισχύ λόγω σκέδασης Raman, η οποία αντίστοιχα τροφοδοτεί σε ισχύ τα κανάλια υψηλότερων μηκών κύματος. Ο θόρυβος ενισχύεται και επομένως τα σήματα που φτάνουν στο δέκτη είναι παραμορφωμένα.

1.7 Αντιμετώπιση Θορύβου

Η κλασική μέθοδος για την αντιμετώπιση του θορύβου είναι η μείωση του εύρους ζώνης του σήματος μέχρι κάποιο όριο ανοχής, παρά το ότι μειώνει τον ρυθμό μετάδοσης. Το όριο ανοχής Shannon ή η χωρητικότητα Shannon ενός καναλιού επικοινωνίας αναφέρεται στον μέγιστο ρυθμό δεδομένων χωρίς σφάλματα που μπορεί θεωρητικά να μεταφερθεί μέσω του καναλιού εάν η σύνδεση υπόκειται σε τυχαία σφάλματα μετάδοσης δεδομένων, για ένα συγκεκριμένο επίπεδο θορύβου. Το όριο αυτό δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

Όπου :

- **C** είναι η χωρητικότητα καναλιού
- **B** είναι το εύρος ζώνης του καναλιού
- **S** είναι η μέση ισχύς του ληφθέντος σήματος
- **N** είναι η μέση ισχύς του θορύβου και των παρεμβολών

Μια άλλη αποτελεσματική μέθοδος είναι η χρήση ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) όπως για παράδειγμα με την χρήση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου (lowpass filter).

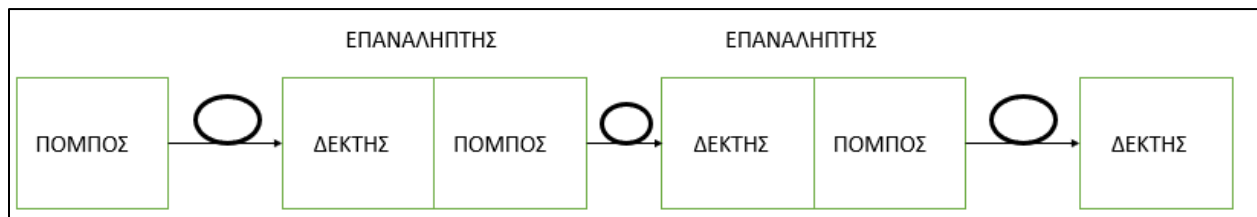
1.8 Αντιμετώπιση απωλειών

Οι απώλειες πρέπει να αντισταθμιστούν για αποστάσεις μεγαλύτερες των 100 km. Αυτό καθιστάτε δυνατό με 2 τρόπους:

- Είτε με την χρήση ενός **επαναλήπτη** (repeater).
- Είτε με την χρήση ενός **ενισχυτή**.

1.8.1 Λειτουργία ένας Repeater

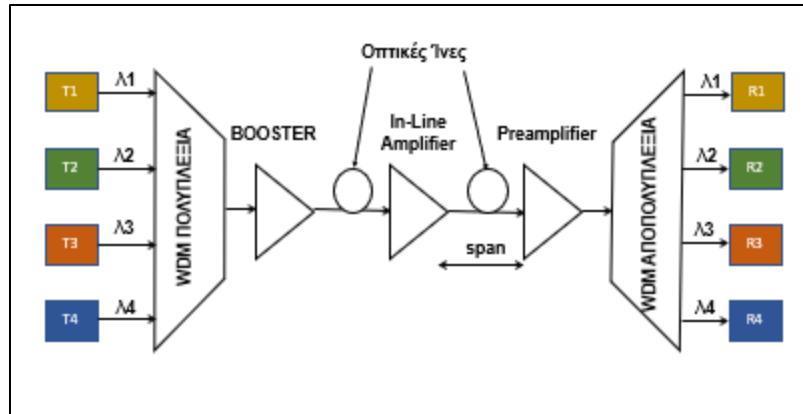
Ένας επαναλήπτης αποτελείται από ένα ζεύγος δέκτη-πομπού. Ο οπτικός πομπός καθιστάτε υπεύθυνος για την αναγέννηση της οπτικής ακολουθίας που έχει ληφθεί από τον δέκτη. Ο δέκτης ανιχνεύει το οπτικό σήμα και το μετατρέπει σε ηλεκτρικό σήμα. Το ηλεκτρικό σήμα στη συνέχεια ενισχύεται για να κατευθύνει τον πομπό που παράγει ένα οπτικό σήμα το οποίο διέρχεται στην υπόλοιπη διαδρομή της οπτικής ίνας. Το νέο αυτό οπτικό σήμα που παράγεται από τον πομπό αποτελεί το ενισχυμένο σήμα στο οποίο έχουν αντισταθμιστεί οι απώλειες που προέκυψαν προτού φτάσει στον repeater. Ενώ με μια πρώτη ματιά φαίνεται να λύνεται το πρόβλημα των απωλειών πρακτικά κάτι τέτοιο θα ήταν πραγματικά κοστοβόρο. Είδαμε προηγούμενος ότι έχουμε ανάγκη για μετάδοση και λήψη μεγάλου όγκου δεδομένων. Κάτι τέτοιο το πέτυχαμε με την πολυπλεξία μηκών κύματος (WDM). Για να γίνει όμως η WDM με την χρήση repeater απαιτεί αποπολυπλεξία, αναγέννηση και πολυπλεξία για κάθε μήκος κύματος ξεχωριστά (π.χ. 100 μήκη κύματος απαιτούν 100 αναγεννητές με μέσο κόστος 2000 ευρώ για τον καθένα). Την λύση σε αυτό το πρόβλημα έρχεται να δώσει η οπτική ενίσχυση.



Εικόνα 9: Διάγραμμα μετάδοσης σήματος μέσω Repeater.

1.8.2 Πώς Λειτουργεί ένας ενισχυτής;

Ο οπτικός ενισχυτής είναι μια συσκευή που ενισχύει ένα οπτικό σήμα απευθείας, χωρίς να χρειάζεται πρώτα να το μετατρέψουμε σε ηλεκτρικό σήμα. Ένας ενισχυτής έχει την δυνατότητα να ενισχύει ταυτόχρονα πολλαπλά μήκη κύματος καθιστώντας τους σαφώς πιο οικονομικούς (ένας ενισχυτής για 100 μήκη κύματος με μέσο κόστος 1000 ευρώ). Όλα τα σύγχρονα συστήματα WDM χρησιμοποιούν οπτικούς ενισχυτές. Οι ενισχυτές μπορούν να τοποθετηθούν περιοδικά σε μία ζεύξη και έτσι να επιτρέψουν τη διάδοση σε αποστάσεις που υπερβαίνουν τα 10.000 km. Υπάρχουν αρκετοί διαφορετικοί φυσικοί μηχανισμοί που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την ενίσχυση ενός φωτεινού σήματος, οι οποίοι αντιστοιχούν στους κύριους τύπους οπτικών ενισχυτών.



Εικόνα 10: Διάγραμμα μετάδοσης σήματος με την χρήση ενισχυτή και WDM πολυπλεξία.

1.9 Κατηγορίες Ενισχυτών

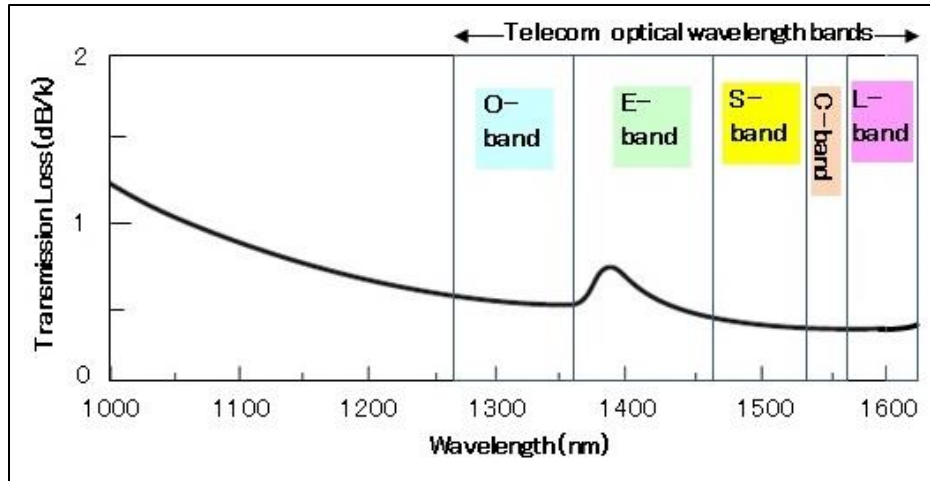
Υπάρχουν 2 κατηγορίες ενισχυτών: **Εντοπισμένοι** και **κατανεμημένοι** ενισχυτές. Στους εντοπισμένους ενισχυτές οι απώλειες που συσσωρεύονται σε 70 – 80 km αντισταθμίζονται από ενισχυτές προσμίξεων ινών ερίου (erbium doped fibre amplifiers, EDFAs). Η κατανεμημένη ενίσχυση χρησιμοποιεί την οπτική ίνα για την ενίσχυση μέσω εξαναγκασμένης σκέδασης Raman μέσω οπτικής άντλησης

1.9.1 EDFA

Ο EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) χρησιμοποιείται για να αντισταθμίσει την απώλεια μιας οπτικής ίνας στην οπτική επικοινωνία μεγάλων αποστάσεων. Εφευρέθηκε το 1987 και είναι ένας οπτικός ενισχυτής που χρησιμοποιείται στη ζώνη C και στην ζώνη L, εκεί δηλαδή όπου η απώλεια των οπτικών ινών γίνεται η χαμηλότερη συγκριτικά με όλες τις άλλες ζώνες μήκους κύματος οπτικών τηλεπικοινωνιών. Έχουν στον πυρήνα της οπτικής ίνας προσμίξεις ερβίου (με μήκος 20 -200 m). Χρησιμοποιεί ως οπτική αντλία lasers που εργάζονται στα 980 ή στα 1480 nm. Η απολαβή από τον EDFA μπορεί να φτάσει τα 20-30 dB. Το εύρος ζώνης ενίσχυσης είναι 40 nm. Η απολαβή είναι ανεξάρτητη από την πόλωση και εισάγουν ελάχιστο θόρυβο, με εικόνα θορύβου:

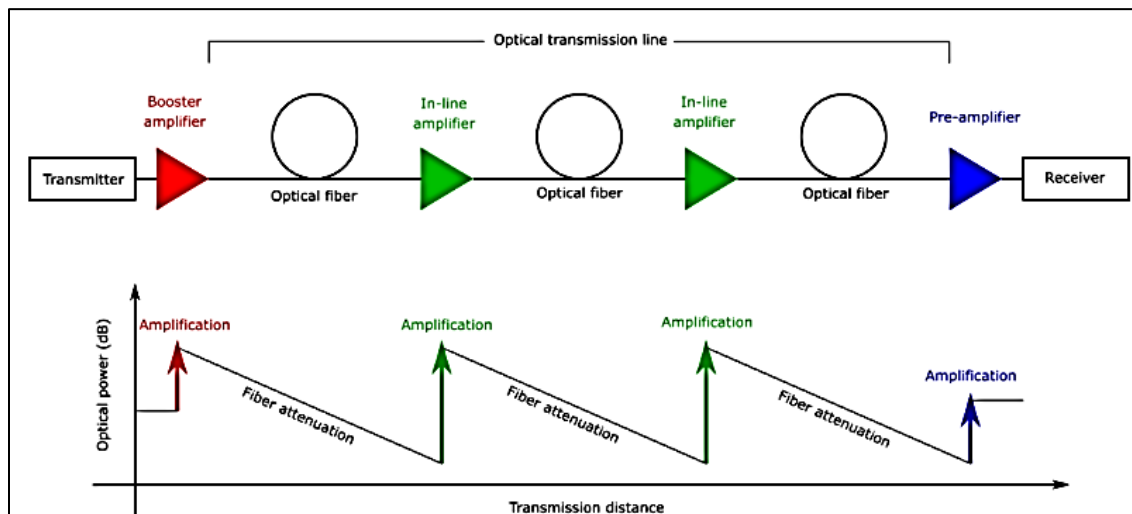
$$NF = SNR_{in} / SNR_{out} < 5 \text{ dB}$$

Τέλος ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό είναι ότι ο EDFA μπορεί να ενισχύσει πολλαπλά οπτικά σήματα ταυτόχρονα, και έτσι μπορεί εύκολα να συνδυαστεί με την τεχνολογία WDM.



Εικόνα 11: Ζώνες εκπομπής σήματος στα οπτικά δίκτυα. [22]

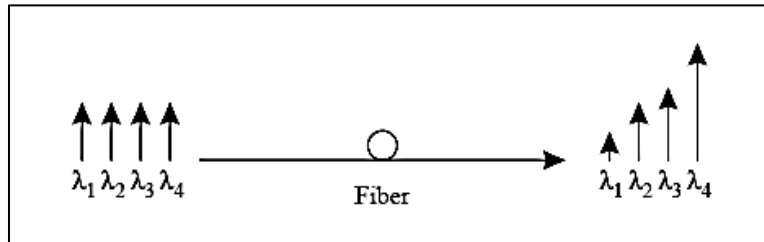
Ο ενισχυτής ενισχυτή τοποθετείται αμέσως μετά τον πομπό για να αυξήσει την οπτική ισχύ που θα μεταδοθεί στην οπτική ίνα. Οι ενσωματωμένοι ενισχυτές τοποθετούνται στη οπτική ίνα, αντισταθμίζοντας την εξασθένηση που προκαλείται από την οπτική ίνα. Ο προενισχυτής τοποθετείται ακριβώς πριν από τον δέκτη, έτσι ώστε να εκπέμπεται επαρκής οπτική ισχύς στον δέκτη. Μια τυπική απόσταση μεταξύ των EDFA είναι αρκετές δεκάδες χιλιόμετρα.



Εικόνα 12: Μετάδοση σήματος με χρήση EDFA με την αντίστοιχη απολαβή να δίνεται από κάτω σε αντιστοιχία με τα χρώματα.

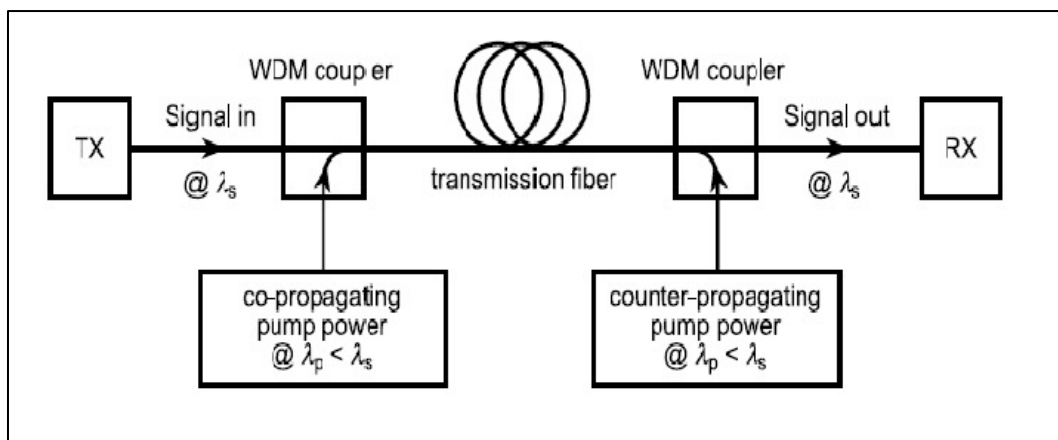
1.9.2 Ενισχυτές οπτικών ινών Raman

Αν δύο ή περισσότερα μήκη κύματος μπουν σε μία οπτική ίνα, το φαινόμενο της εξαναγκασμένης σκέδασης Raman επιφέρει τη μεταφορά ισχύος από το μικρότερο μήκος κύματος στο μεγαλύτερο (μεγάλη συχνότητα προς τη μικρή συχνότητα).



Εικόνα 13: Το φαινόμενο Raman με 4 μήκη κύματος στην είσοδο και την αντίστοιχη έξοδο για κάθε μήκος κύματος.

Πρέπει να αντληθούν οπτικά (1460 -1480 nm) για να δώσουν απολαβή. Η άντληση και οι δέσμες του σήματος εκπέμπονται μέσω WDM. Ο ενισχυτής Raman έχει πολύ καλά χαρακτηριστικά θορύβου, και γι' αυτό χρησιμοποιείται σε συστήματα μεγάλων αποστάσεων (long-haul systems). Η μεγαλύτερη πρόκληση είναι η κατασκευή ισχυρών και αθόρυβων πηγών άντλησης (pump) καθώς από εκεί προέρχεται ο θόρυβος σε αυτή τη περίπτωση οπτικού δικτύου. Επίσης άλλο ένα θετικό τους είναι ότι παρέχουν ενίσχυση σε οποιοδήποτε μήκος κύματος καθιστώντας τα ικανά να μπορούν να λειτουργούν και συμπληρωματικά ως προς τους EDFA.



Εικόνα 14: Διάγραμμα ενισχυτή Raman. [21]

1.10 Αντιμετώπιση της διασποράς

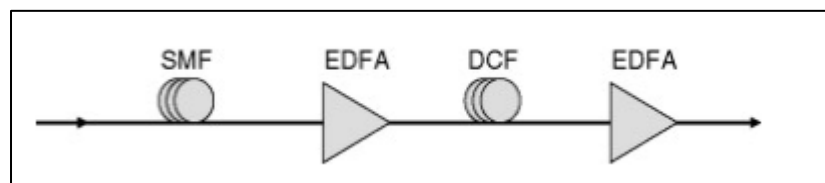
Ανάλογα με τον τύπο της διασποράς που καλούμαστε να αντιμετωπίσουμε, στα παρακάτω υποκεφάλαια παραθέτουμε την αντίστοιχη λύση.

1.10.1 Διασπορά των τρόπων πόλωσης

Το φαινόμενο της **διασποράς των τρόπων πόλωσης** μπορεί να αντισταθμιστεί με τη χρήση DSP στο δέκτη για αποστάσεις μεγαλύτερες των 1 km και ρυθμούς 1 Gb/s. Περισσότερες λεπτομέρειες για την αντιστάθμιση της διασποράς μέσω DSP θα ακολουθήσουν στο 2^ο κεφάλαιο.

1.10.2 Χρωματική διασπορά

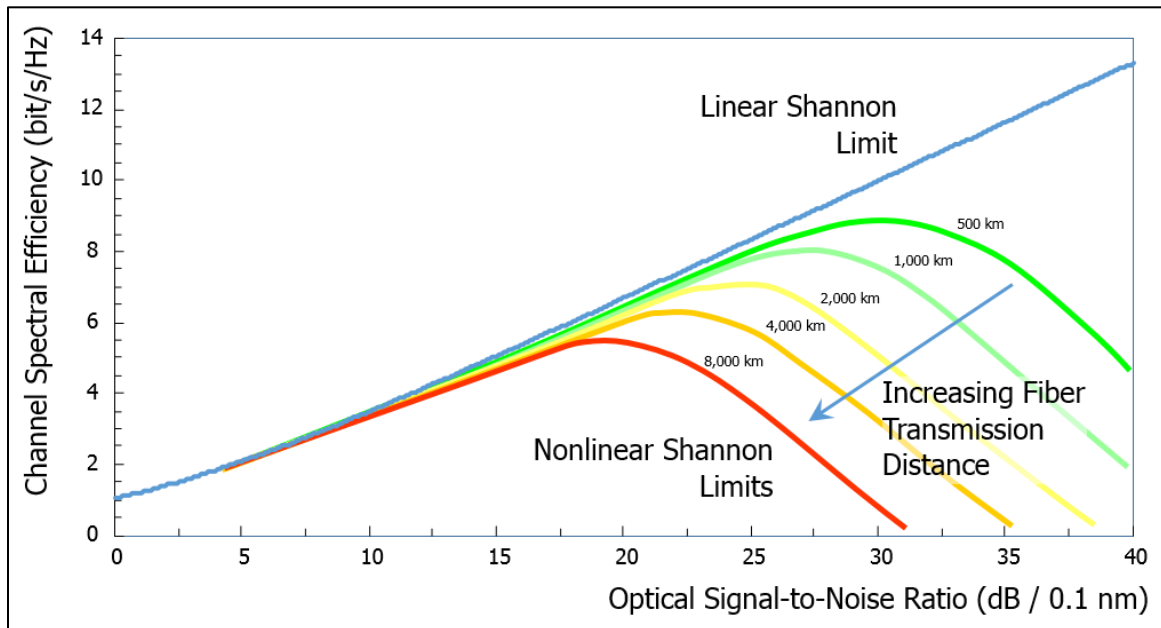
Το φαινόμενο της **χρωματικής διασποράς** μπορεί να αντιμετωπιστεί με τη χρήση ειδικών ινών αντιστάθμισης διασποράς (DCF: dispersion compensating fibers) οι οποίες έχουν την δυνατότητα να επιβάλλουν την αύξηση της ταχύτητας των «αργών» συχνοτήτων και αντίστροφα. Παρόλα αυτά στα αρνητικά τους είναι ότι οι οπτικές ίνες αντιστάθμισης διασποράς εισάγουν επιπλέον απώλειες. Ακόμα όπως θα δούμε παρακάτω υπάρχουν DSP τεχνικές για την αντιμετώπιση της χρωματικής διασποράς.



Εικόνα 15:Χρήση DCF μεταξύ των ενισχυτών για να αντισταθμιστεί η χρωματική διασπορά.

1.11 Αντιμετώπιση μη γραμμικών φαινομένων

Αρχικά μπορεί να γίνει **χρήση οπτικών ινών χαμηλής μη γραμμικότητας**. Επίσης μπορούμε να **ελαττώσουμε την οπτική ισχύ ανά μήκος κύματος** για να μην πυροδοτούμε μη γραμμικά φαινόμενα. Ωστόσο υπάρχουν αρκετά πράγματα που μπορούμε να κάνουμε για να μειώσουμε τα μη γραμμικά φαινόμενα με χρήση DSP. Στο 3^ο κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε αναλυτικά μεθόδους DSP που μπορούν να λάβουν χώρα έτσι ώστε να μειώσουμε τα μη γραμμικά φαινόμενα εστιάζοντας στις διάφορες μορφές διαμόρφωσης με κυριά την γεωμετρική .



Εικόνα 16: Η επίδραση μη γραμμικών φαινομένων και το όριο Shannon καθώς αυξάνεται η απόσταση μετάδοσης. [23]

2^ο κεφάλαιο: Σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών

2.1 Ιστορία συμφωνών οπτικών επικοινωνιών

Η έρευνα και η ανάπτυξη που σχετίζονται με συστήματα επικοινωνίας οπτικών ινών ξεκίνησε στις αρχές της δεκαετίας του 1970. Τέτοια συστήματα χρησιμοποιούσαν διαμόρφωση έντασης ημιαγωγών λέιζερ με την ένταση του οπτικού σήματος που μεταδόθηκε μέσω μιας οπτικής ίνας να ανιχνεύεται από μια φωτοδίοδο.

TABLE I COMPARISON BETWEEN COHERENT AND IM-DD SCHEMES		
	Coherent	IM-DD
Modulation parameters	I & Q or amplitude & phase	Intensity
Detection method	Heterodyne or homodyne detection	Direct detection
Sensitivity to carrier phase	Yes	No
Sensitivity to polarization	Yes	No

Εικόνα 17: Σύγκριση μεταξύ σύμφωνα και IM-DD σχημάτων. [2]

Αυτός ο συνδυασμός πομπού και δέκτη είναι γνωστός ως το σχήμα Intensity-Modulation /Direct-Detection IM-DD, το οποίο χρησιμοποιείται ευρέως στην οπτική επικοινωνία ακόμη και σήμερα. Το σχήμα IM-DD έχει ένα σημαντικό πλεονέκτημα στο ότι η ευαισθησία του δέκτη δεν εξαρτάται ούτε από τη φάση του φέροντος ούτε από την κατάσταση πόλωσης (state of polarization-SOP) του εισερχόμενου σήματος, τα οποία κυμαίνονται τυχαία σε πραγματικά συστήματα. Από την άλλη πλευρά, ένας δέκτης, στον οποίο το σήμα αναμιγνύεται με έναν τοπικό ταλαντωτή έτσι ώστε να εξαχθεί η πληροφορία φάσης του σήματος, ονομάζεται **σύμφωνος δέκτης**. Σε αυτή την κατηγορία περιλαμβάνονται οι **ομόδυνοι** και οι **ετερόδυνοι** δέκτες. Αν και οι σύμφωνες οπτικές επικοινωνίες που χρησιμοποιούν **ετερόδυνη ανίχνευση** προτάθηκαν για πρώτη φορά από τον DeLange, μια τέτοια πρόταση δεν τράβηξε μεγάλη προσοχή επειδή το σχήμα IM-DD έγινε κυρίαρχο στα συστήματα επικοινωνίας οπτικών ινών κατά τη δεκαετία του 1970. Πολλές επιδείξεις σύμφωνων συστημάτων οπτικών επικοινωνιών αναφέρθηκαν μέχρι το 1990 περίπου.

Στην περίπτωση σύμφωνων δεκτών, μπορούμε να επαναφέρουμε πλήρεις πληροφορίες για το πλάτος και την φάση του σύνθετου πλάτους του οπτικό-ηλεκτρικού πεδίου και την κατάσταση της πόλωσης του σήματος. Προκειμένου να αποκτήσουν ένα τόσο σημαντικό πλεονέκτημα, οι σύμφωνοι δέκτες είναι ιδιαίτερα ευαίσθητοι σε τυχαίες διακυμάνσεις στη φάση και την κατάστασή της πόλωσης του εισερχόμενου σήματος. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, η διαμόρφωση των σύμφωνων συστημάτων γίνεται πολύ πιο περίπλοκη από αυτή των συστημάτων IM-DD. Η δυνατότητα εφαρμογής των λέιζερ ημιαγωγών σε σύμφωνα συστήματα διερευνήθηκε για πρώτη φορά τη δεκαετία του 1980. Η μετατόπιση της κεντρικής συχνότητας των λέιζερ ημιαγωγών για έναν πομπό και ένα τοπικό ταλαντωτή θα μπορούσε να διατηρηθεί κάτω από τα 10 MHz. Ακόμη και όταν η μετατόπιση συχνότητας του λέιζερ πομπού κατασταλεί, η φάση του φέροντος κυμάνθηκε τυχαία λόγω του μεγάλου θορύβου φάσης των λέιζερ ημιαγωγών. Επομένως, η σμίκρυνση του linewidth (το πλάτος του εκπεμπόμενου φωτός) των λέιζερ ημιαγωγών ήταν η κρίσιμη απαίτηση για την πραγματοποίηση σταθερής ετερόδυνης ανίχνευσης.

Η εξάρτηση της κατάστασης της πόλωσης από την ευαισθησία του δέκτη ξεπεράστηκε με την τεχνική ποικίλων πολώσεων. Κάθε στοιχείο πόλωσης του εκπεμπόμενου σήματος ανιχνεύτηκε από ορθογώνια πολωμένα λέιζερ τοπικών ταλαντωτών. Η μετα-επεξεργασία του ανιχνευόμενου σήματος θα μπορούσε να επιτύχει η κατάστασή της πόλωσης να μην εξαρτάτε από την ευαισθησία του δέκτη. Πραγματοποιήθηκαν αναλύσεις της ευαισθησίας του δέκτη διαφόρων σχημάτων διαμόρφωσης/αποδιαμόρφωσης. Διαπιστώθηκε ότι η ευαισθησία δέκτη περιορισμένη σε κβαντικό θόρυβο μπορούσε να επιτευχθεί με έγχυση μιας αρκετά υψηλής ισχύος μέσω ενός τοπικού ταλαντωτή στον σύμφωνο δέκτη για την καταπολέμηση του θορύβου του κυκλώματος του δέκτη. Το κίνητρο για έρευνα και ανάπτυξη που σχετίζεται με σύμφωνες οπτικές επικοινωνίες σε αυτό το στάδιο προήλθε από την υψηλή ευαισθησία του δέκτη που ενίσχυε την ανεπανάληπτη απόσταση μετάδοσης. Πολλές επιδείξεις ετερόδυνων συστημάτων αναφέρθηκαν γύρω στο 1990. Σε τέτοια συστήματα, η μορφή διαμόρφωσης frequency-shift keying (FSK) χρησιμοποιήθηκε πιο συχνά επειδή η συχνότητα

ημιαγωγού-λείζερ μπορούσε εύκολα να διαμορφωθεί διαμορφώνοντας απευθείας το ρεύμα πόλωσης των λείζερ.

Δέκτες ομόδυνης ανίχνευσης ερευνήθηκαν επίσης τη δεκαετία του 1980. Το πλεονέκτημα των ομόδυνων δέκτων ήταν ότι **το σήμα της βασικής ζώνης αποκτήθηκε άμεσα**, σε αντίθεση με τους **δέκτες ετερόδυνης ανίχνευσης**, οι οποίοι **απαιτούσαν μια αρκετά υψηλή ενδιάμεση συχνότητα**. Από την άλλη πλευρά, απαιτούσαν τον **οπτικό βρόχο κλειδώματος φάσης (OPLL)** έτσι ώστε η φάση του τοπικού ταλαντωτή να παρακολουθεί τη φάση του φέροντος σήματος. Ένα από τα πιο δύσκολα ζητήματα για τον ομόδυνο δέκτη είναι η ανάκτηση της φάσης του φέροντος σήματος. Το οπτικό σήμα που διαμορφώνεται στη μορφή PSK δεν έχει το στοιχείο του φέροντος. Επομένως, για την ανάκτηση της φάσης του φέροντος, είναι απαραίτητο κάποιο είδος **μη γραμμικής επεξεργασίας σήματος**.

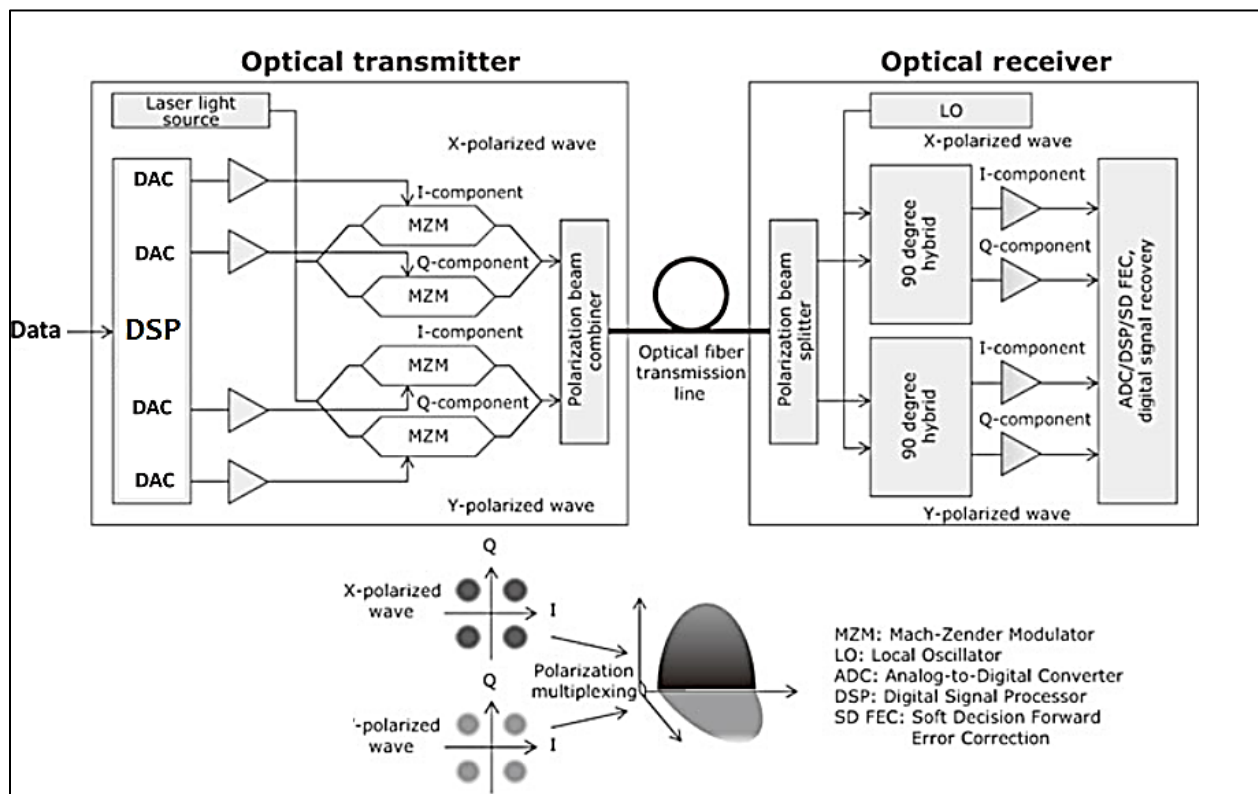
Στη συνέχεια, το **σφάλμα φάσης μεταξύ της ανακτημένης φέρουσας φάσης και της φάσης τοπικού ταλαντωτή** οδηγείται στο τερματικό ελέγχου συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή έτσι ώστε η φάση τοπικού ταλαντωτή να ακολουθεί τη φάση του φέροντος σήματος. Το εύρος ζώνης OPLL περιοριζόταν συνήθως κάτω από 1 MHz λόγω της μεγάλης καθυστέρησης βρόχου και ήταν δύσκολο να διατηρηθεί η σταθερότητα του συστήματος όταν τα λείζερ ημιαγωγών είχαν μεγάλο θόρυβο φάσης και μετατόπιση συχνότητας. Αυτή η τεχνική δυσκολία που είναι εγγενής στο OPLL δεν έχει επιλυθεί τέλεια, ακόμη και με υπερσύγχρονα λείζερ ημιαγωγών κατανεμημένης ανάδρασης (distributed-feedback DFB). Στη δεκαετία του 1990, η εφεύρεση των **EDFA** έκανε την περιορισμένη σε κβαντικό θόρυβο ευαισθησία του σύμφωνου δέκτη λιγότερο σημαντική. Αυτό συμβαίνει επειδή η αναλογία σήματος προς θόρυβο (S/N) του σήματος που μεταδίδεται μέσω του ενισχυτή προσδιορίζεται από τη συσσωρευμένη ενισχυμένη αυθόρμητη εκπομπή (amplified spontaneous emission-ASE) και όχι από τον κβαντικό θόρυβο. Επιπλέον, ακόμη και σε μη επαναλαμβανόμενα συστήματα μετάδοσης, ένας EDFA που χρησιμοποιείται ως προενισχυτής χαμηλού θορύβου μείωσε την ανάγκη για σύμφωνο δέκτη με ανώτερη ευαισθησία. Ο σύμφωνος δέκτης είχε στην πραγματικότητα πλεονεκτήματα εκτός από την υψηλή ευαισθησία του δέκτη. Για παράδειγμα, θα μπορούσε να ασχολείται με μορφές διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων και είχε λειτουργίες επεξεργασίας σήματος, όπως αντιστάθμιση για χρωματική διασπορά και διασπορά τροπών πόλωσης των ινών. Ωστόσο, τέτοια πλεονεκτήματα δεν ήταν ούτε επείγουσες απαιτήσεις για το σύστημα ούτε οικονομικές λύσεις στη δεκαετία του 1990. Οι τεχνικές δυσκολίες στους σύμφωνους δέκτες δεν είχαν επιλυθεί εκείνη τη στιγμή. Οι προαναφερθέντες παράγοντες οδήγησαν στη διακοπή περαιτέρω δραστηριοτήτων έρευνας και ανάπτυξης που σχετίζονται με σύμφωνες οπτικές επικοινωνίες για περισσότερα από δέκα χρόνια.

Από την άλλη πλευρά, το σύστημα IM-DD που βασίζεται σε EDFA άρχισε να εκμεταλλεύεται τις τεχνικές **WDM** για να αυξήσει την ικανότητα μετάδοσης μιας μεμονωμένης ίνας. Το υλικό που απαιτείται για τα δίκτυα **WDM** αναπτύχθηκε ευρέως λόγω της απλότητάς του και του σχετικά χαμηλού κόστους που σχετίζεται με τους επαναλήπτες οπτικών ενισχυτών, όπου πολλά κανάλια **WDM** μπορούσαν να ενισχυθούν ταυτόχρονα. Η τεχνική WDM σηματοδότησε την αρχή μιας νέας εποχής στην ιστορία των

συστημάτων οπτικών επικοινωνιών και έφερε 1000 φορές αύξηση στη χωρητικότητα μετάδοσης τη δεκαετία του 1990.

2.2 Σύμφωνες οπτικές επικοινωνίες στην ψηφιακή εποχή

Με την αύξηση της ικανότητας μετάδοσης των συστημάτων WDM, οι σύμφωνες τεχνολογίες επέφεραν ένα ευρύ διαδεδομένο ενδιαφέρον μετά το 2000. Το κίνητρο είναι να αναπτυχθούν μέθοδοι για την κάλυψη της συνεχώς αυξανόμενης ζήτησης εύρους ζώνης με μορφές διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων που βασίζονται σε σύμφωνες τεχνολογίες. Το πρώτο βήμα στην αναβίωση της έρευνας σύμφωνων οπτικών επικοινωνιών ξεκίνησε από το πείραμα διαμόρφωσης/αποδιαμόρφωσης QPSK που περιλαμβάνει οπτική διαμόρφωση IQ (IQM) και οπτική ανίχνευση καθυστέρησης. Σε ένα τέτοιο σχήμα, μπορούμε να διπλασιάσουμε τον ρυθμό μετάδοσης bit διατηρώντας τον ρυθμό συμβόλων.



Εικόνα 18: Σύμφωνα συστήματα επικοινωνιών. [17]

Στον **σύμφωνο οπτικό πομπό**, το ψηφιακό σήμα μετατρέπεται σε τέσσερις συνιστώσες αφού προηγηθεί DSP και DAC, δηλαδή τις συνιστώσες εντός φάσης (I) και τις συνιστώσες τετραγωνισμού (Q) των πολωμένων κυμάτων X και Y, αντίστοιχα. Τα ηλεκτρικά σήματα, XI και XQ, οδηγούν τους διαμορφωτές Mach-Zender (MZM) για το πολωμένο κύμα X και

τα ηλεκτρικά σήματα, ΥΙ και ΥQ, οδηγούν τους διαμορφωτές MZM για το πολωμένο κύμα Υ. Στη συνέχεια τα πολωμένα κύματα Χ και Υ συνδυάζονται για να δημιουργήσουν ένα οπτικό σήμα με διαμορφωμένη φάση και διπλή πόλωση (οπτικό σήμα DP-QPSK).

Επειδή η φάση φέροντος ανακτάται μετά την ομόδυνη ανίχνευση μέσω DSP, αυτός ο τύπος δέκτη ονομάζεται πλέον «ψηφιακός σύμφωνος δέκτης». Παρόλο που ένα OPLL που κλειδώνει τη φάση του τοπικού ταλαντωτή στη φάση του σήματος παραμένει δύσκολο να επιτευχθεί λόγω του προβλήματος καθυστέρησης βρόχου. Τα κυκλώματα DSP γίνονται όλο και πιο γρήγορα και μας παρέχουν απλά και αποτελεσματικά μέσα για την εκτίμηση της φάσης του φέροντος. Η πολύ γρήγορη παρακολούθηση της φάσης του φέροντος σήματος βελτιώνει δραστικά τη σταθερότητα του συστήματος σε σύγκριση με το OPLL.

Ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα του ψηφιακού σύμφωνου δέκτη είναι η λειτουργία μετα-επεξεργασίας σήματος. Η αποδιαμόρφωση IQ από τον ψηφιακό σύμφωνο δέκτη είναι μια αποκλειστικά γραμμική διαδικασία. Ως εκ τούτου, όλες οι πληροφορίες σχετικά με το σύνθετο πλάτος του εκπεμπόμενου οπτικού σήματος διατηρούνται ακόμη και μετά την ανίχνευση, και οι λειτουργίες επεξεργασίας οπτικού σήματος που δρουν στον οπτικό φορέα, όπως το οπτικό φιλτράρισμα και η αντιστάθμιση διασποράς, μπορούν να εκτελεστούν στο ηλεκτρικό στάδιο μετά την ανίχνευση. Η ηλεκτρική αντιστάθμιση χρωματικής διασποράς εξαλείφει έτσι την ανάγκη για την ίνα αντιστάθμισης διασποράς. Η ευθυγράμμιση πόλωσης γίνεται επίσης δυνατή μετά την ανίχνευση με την εισαγωγή της μεθόδου ποικίλων πολώσεων στον ομόδυνο δέκτη. Το σύνθετο πλάτος της οριζόντιας πόλωσης και αυτό της κατακόρυφης πόλωσης μετρώνται και επεξεργάζονται ταυτόχρονα μέσω DSP. Ο ψηφιακός σύμφωνος δέκτης έχει επίσης χρησιμοποιηθεί για την αποπολυπλεξία πολώσεων και την αντιστάθμιση της διασποράς τροπών πόλωσης, όπου εξαλείφονται οι ογκώδεις και αργοί ελεγκτές οπτικής πόλωσης καθώς και οι γραμμές οπτικής καθυστέρησης. Επειδή ο ψηφιακός σύμφωνος δέκτης απαιτεί ADC και DSP υψηλής ταχύτητας, τα περισσότερα από τα πειράματα τα πρώτα χρόνια πραγματοποιήθηκαν εκτός σύνδεσης. Έτσι, αφού τα μεταδιδόμενα δεδομένα αποθηκεύτηκαν σε υπολογιστή, τα σφάλματα bit αναλύθηκαν εκτός σύνδεσης. Ωστόσο, αναπτύχθηκε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα ειδικής εφαρμογής (application specific integrated circuit-ASIC) που σχεδιάστηκε για το σήμα διπλής πόλωσης QPSK (DP-QPSK) των 11,5 GBd και η λειτουργία του ψηφιακού σύμφωνου δέκτη σε πραγματικό χρόνο με ρυθμό μετάδοσης bit 46 Gb/s αποδείχθηκε χρησιμοποιώντας ένα τέτοιο κύκλωμα. **Αυτό το επίτευγμα αποτελεί ορόσημο στην ιστορία των σύγχρονων σύμφωνων οπτικών επικοινωνιών. Ο συνδυασμός σύμφωνης ανίχνευσης και DSP έχει γίνει έτσι μέρος της επόμενης γενιάς συστημάτων οπτικών επικοινωνιών και παρέχει νέες δυνατότητες που δεν ήταν δυνατές χωρίς την ανίχνευση της φάσης του οπτικού σήματος.**

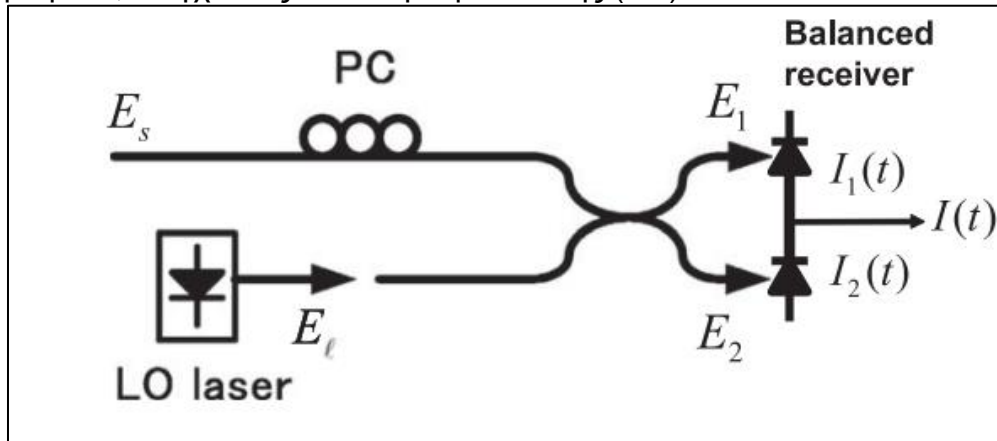
2.3 ΑΡΧΗ ΣΥΜΦΩΝΗΣ ΟΠΤΙΚΗΣ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ

Αυτή η ενότητα περιγράφει τη βασική αρχή λειτουργίας της σύμφωνης οπτικής ανίχνευσης. Δείχνουμε πώς ο σύμφωνος δέκτης μετρά το σύνθετο πλάτος του οπτικού

σήματος, χρησιμοποιώντας ετερόδυνη ανίχνευση, ομόδυνη ανίχνευση και ομόδυνη ανίχνευση ποικίλων φάσεων.

2.3.1 Διαμόρφωση Σύμφωνου Δέκτη

Η εικόνα 19 δείχνει τη διαμόρφωση του σύμφωνου οπτικού δέκτη, όπου υποθέτουμε ότι η κατάσταση της πόλωσης του μεταδιδόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή είναι ευθυγραμμισμένα, ελέγχοντας τον ελεγκτή πόλωσης (PC).



Εικόνα 19: Διαμόρφωση του σύμφωνου δέκτη που μετρά τον ρυθμό μεταξύ του σήματος και του τοπικού ταλαντωτή. Η ισορροπημένη ανίχνευση εξαλείφει τη συνιστώσα dc και μεγιστοποιεί το σήμα. [2]

Η θεμελιώδης ιδέα στην οποία βασίζεται η σύμφωνη ανίχνευση είναι να ληφθεί το γινόμενο των ηλεκτρικών πεδίων του διαμορφωμένου σήματος φωτός και του συνεχούς κύματος (CW) του τοπικού ταλαντωτή. Έστω το σύνθετο ηλεκτρικό πεδίο του εκπεμπόμενου οπτικού σήματος θα είναι

$$E_s = A_s(t) \exp(i * \omega_s t), \quad (1)$$

όπου $A_s(t)$ είναι το μιγαδικό πλάτος και ω_s η γωνιακή συχνότητα. Αυτή η αναπαράσταση του μιγαδικού πλάτους είναι κοινή στον τομέα της μηχανικής. Το πραγματικό ηλεκτρικό πεδίο είναι δίνεται από

$$\varepsilon_s(t) = \text{Re}\{E_s(t)\}, \quad (2)$$

όπου το "Re" υποδηλώνει το πραγματικό μέρος. Ομοίως, το σύνθετο ηλεκτρικό πεδίο του τοπικού ταλαντωτή στον δέκτη μπορεί να γραφτεί ως

$$E_l(t) = A_l \exp(i * \omega_l t), \quad (3)$$

όπου A_l είναι το σταθερό μιγαδικό πλάτος και ω_l η γωνιακή συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Το πραγματικό ηλεκτρικό πεδίο δίνεται από

$$\varepsilon_l(t) = \text{Re}\{E_l(t)\}. \quad (4)$$

Τα μιγαδικά πλάτη $A_{s,l}$, σχετίζονται με την ισχύ του σήματος P_s και την ισχύ του τοπικού ταλαντωτή P_l ως

$$P_s = k \frac{|A_s|^2}{2}, \quad (5)$$

$$P_l = k \frac{|A_l|^2}{2}, \quad (6)$$

Εδώ, η σταθερά k δίνεται ως

$$k = \frac{S_{eff}}{\zeta}, \quad (7)$$

όπου S_{eff} δηλώνει την ενεργό περιοχή δέσμης και ζ είναι η αντίσταση του ελεύθερου χώρου.

Η **ισορροπημένη ανίχνευση** εισάγεται συνήθως στο σύμφωνο δέκτη ως μέσο για την καταστολή της συνιστώσας συνεχούς ρεύματος και τη μεγιστοποίηση του ρυθμού μεταξύ του σήματος και του τοπικού ταλαντωτή. Το κλειδί είναι η χρήση ενός Οπτικού ζεύκτη 3 dB που προσθέτει μετατόπιση φάσης 180° σε οποιοδήποτε πεδίο σήματος ή πεδίο τοπικού ταλαντωτή μεταξύ των δύο θυρών εξόδου. Όταν το σήμα και ο τοπικός ταλαντωτής είναι συν-πολωμένα, τα ηλεκτρικά πεδία που προσπίπτουν στην άνω και κάτω φωτοδίοδο δίνονται από

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s + E_l) \quad (8)$$

$$E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_s - E_l) \quad (9)$$

και τα φωτορεύματα (photocurrents) εξόδου γράφονται ως

$$\begin{aligned} I_1(t) &= kR \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{A_s(t) \exp(i\omega_s t) + A_l \exp(i\omega_l t)}{\sqrt{2}} \right\} \right]^{ms} \\ &= \frac{R}{2} [P_s(t) + P_l + 2\sqrt{P_s(t)P_l} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_l(t)\}], \end{aligned} \quad (10)$$

$$I_2(t) = kR \left[\operatorname{Re} \left\{ \frac{A_s(t) \exp(i\omega_s t) - A_l \exp(i\omega_l t)}{\sqrt{2}} \right\} \right]^{ms}$$

$$= \frac{R}{2} [P_s(t) + P_l - 2\sqrt{P_s(t)P_l} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_l(t)\}], \quad (11)$$

όπου το "ms" δηλώνει το μέσο τετράγωνο σε σχέση με τις οπτικές συχνότητες, ω_{IF} είναι το IF που δίνεται από $\omega_{IF} = |\omega_s - \omega_l|$, και $\theta_{sig}(t)$ και $\theta_l(t)$ είναι οι φάσεις του μεταδιδόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή, αντίστοιχα. Επιπλέον, το R είναι η απόκριση της φωτοδιόδου όπου δίνεται από

$$R = \frac{q\eta}{h\omega_s}, \quad (12)$$

όπου το h υποδηλώνει τη σταθερά του Planck διαιρούμενο με 2π, q είναι το φορτίο ηλεκτρονίου και η είναι η κβαντική απόδοση της φωτοδιόδου. Στη συνέχεια, η έξοδος του ισορροπημένου ανιχνευτή δίνεται από

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t)$$

$$= 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_{sig}(t) - \theta_l(t)\}. \quad (13)$$

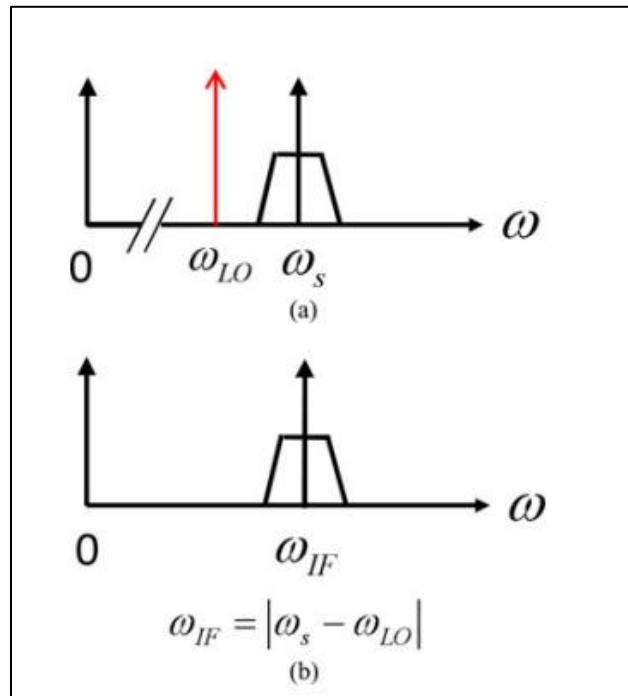
Η ισχύς του τοπικού ταλαντωτή P_l είναι πάντα σταθερή και το $\theta_l(t)$ περιλαμβάνει μόνο τον θόρυβο φάσης που μεταβάλλεται τυχαία με το χρόνο. Διαπιστώνουμε ότι μόνο ο ρυθμός μεταξύ του σήματος και του τοπικού ενισχυτή μετράτε με ισορροπημένη ανίχνευση.

Πρέπει να τονιστεί ότι το φωτορεύματα που δίνεται από την Εξ. (13) είναι ανάλογο του $\sqrt{P_l}$.

Επομένως, καθώς αυξάνεται η ισχύς του τοπικού ταλαντωτή, μπορεί να επιτευχθεί κέρδος για το φωτορεύμα. Ως εκ τούτου, η στάθμη του σήματος κατακλύζει τον θερμικό θόρυβο του κυκλώματος του δέκτη. Σε μια τέτοια περίπτωση, ο λόγος S/N του λαμβανόμενου σήματος προσδιορίζεται από τον εγγενή θόρυβο του σήματος φωτός και μπορεί να φτάσει το όριο κβαντικού θορύβου.

2.3.2 Ετερόδυνη Ανίχνευση

Η ετερόδυνη ανίχνευση αναφέρεται στην περίπτωση που $|\omega_{IF}| \gg 2\pi/T$, όπου $1/T$ είναι ο ρυθμός συμβόλων που καθορίζει το εύρος ζώνης διαμόρφωσης του οπτικού φορέα. Σε μια τέτοια περίπτωση, η εξ. (12) δείχνει ότι το ηλεκτρικό πεδίο του σήματος φωτός μετατρέπεται στο σήμα ενδιάμεσης συχνότητας (IF), συμπεριλαμβανομένων των πληροφοριών πλάτους και της φάσης χωρίς φασματική αναδίπλωση, όπως φαίνεται στην εικόνα 20. Η φάση του σήματος δίνεται ως $\theta_{sig}(t) = \theta_s(t) + \theta_{sn}(t)$, όπου το $\theta_s(t)$ είναι η διαμόρφωση φάσης (PM) και το $\theta_{sn}(t)$ είναι ο θόρυβος φάσης.



Εικόνα 20: Φάσματα (α) του οπτικού σήματος και (β) του σήματος IF. Ρυθμίζοντας τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή κοντά στη συχνότητα σήματος, μπορούμε να λάβουμε το IF φάσμα που φαίνεται στο (b). [2]

Η έξοδος του δέκτη δίνεται από

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \cos\{\omega_{IF}t + \theta_s(t) - \theta_n(t)\}, \quad (14)$$

Όπου $\theta_n(t)$ είναι ο συνολικός θόρυβος φάσης που δίνεται από

$$\theta_n(t) = \theta_{sn}(t) - \theta_l(t). \quad (15)$$

Μπορούμε να γράψουμε το μιγαδικό πλάτος του ρεύματος στην Εξ. (14) ως

$$I_c(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \exp\{i\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\}\}. \quad (16)$$

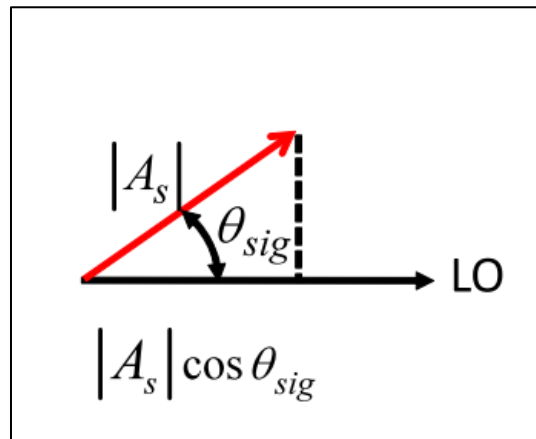
Σημειώστε ότι η εξ.(16) είναι ισοδύναμη με το μιγαδικό πλάτος $A_s(t)$ του οπτικού σήματος, εκτός από την αύξηση του θορύβου φάσης που προέρχεται από τον τοπικό ταλαντωτή. Προκειμένου να αποδιαμορφωθεί συγχρόνως το ετερόδυνο σήμα IF που δίνεται από την Εξ. (14), πρέπει να χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα βρόχου κλειδώματος φάσης (phase-locked loop-PLL) στο στάδιο IF. Παρόλο που ο συνολικός θόρυβος φάσης $\theta_n(t)$ μπορεί να ποικίλλει με το χρόνο, το ηλεκτρικό PLL κύκλωμα μπορεί να εκτιμήσει το θόρυβο φάσης και να αποκωδικοποιήσει το σύμβολο στο φασεοδιάγραμμα που δίνεται από την Εξ. (16).

2.3.3 Ομόδυνη Ανίχνευση

Η ομόδυνη ανίχνευση αναφέρεται στην περίπτωση που $\omega_{IF} = 0$. Το ρεύμα φωτοδίοδου από τον ομόδυνο δέκτη γίνεται

$$I(t) = 2R\sqrt{P_s(t)P_l} \cos\{\theta_{sig}(t) - \theta_l(t)\}. \quad (17)$$

Η εξίσωση (17) υποδηλώνει ότι ο ομόδυνος δέκτης μετρά το εσωτερικό γινόμενο μεταξύ των φασεοδιαγράμματος σήματος και τοπικού ταλαντωτή, όπως φαίνεται στην εικόνα 21.

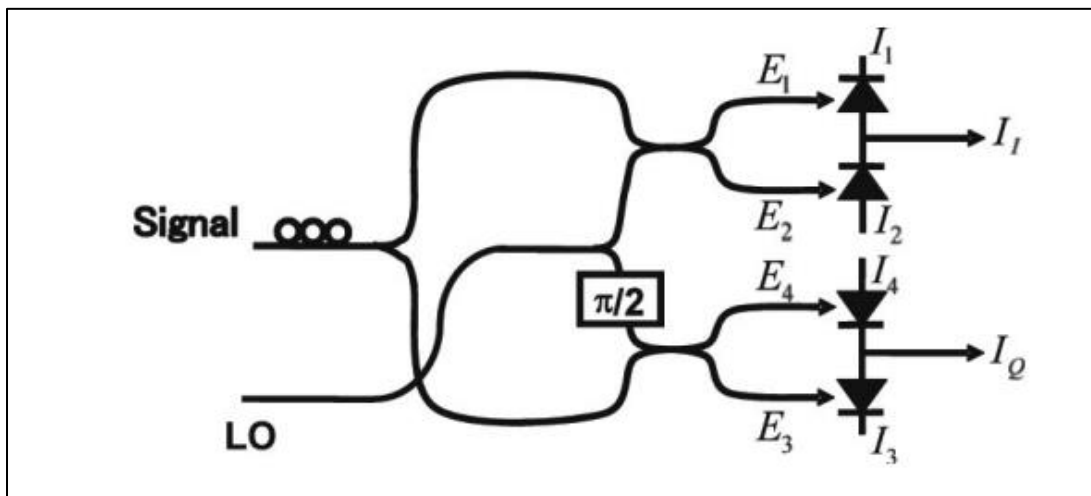


Εικόνα 21: Διάγραμμα φασεοδιαγράμματος του σήματος και του τοπικού ταλαντωτή για ομόδυνη ανίχνευση, το οποίο μετρά το εσωτερικό γινόμενο μεταξύ του σήματος και των φάσεων του τοπικού ταλαντωτή. [2]

Για να αποκωδικοποιηθεί σωστά το σύμβολο, η φάση του τοπικού ταλαντωτή $\theta_l(t)$ πρέπει να παρακολουθεί τον θόρυβο φάσης του πομπού $\theta_{sn}(t)$ έτσι ώστε $\theta_n(t)=0$. Αυτή η λειτουργία πρέπει να πραγματοποιηθεί από το OPLL. Ωστόσο, στην πράξη, η εφαρμογή ενός τέτοιου βρόχου δεν είναι απλή και αυξάνει την πολυπλοκότητα της διαμόρφωσης. Επιπλέον, η εξ. (17) δίνει μόνο το συνημίτονο (με άλλα λόγια, τη συνιστώσα εντός φάσης σε σχέση με τη φάση του τοπικού ταλαντωτή), και η ημιτονοειδής συνιστώσα (η συνιστώσα τετραγωνισμού) δεν μπορεί να ανιχνευθεί την ίδια στιγμή. Επομένως, αυτός ο τύπος ομόδυνου δέκτη δεν είναι σε θέση να εξαγάγει πλήρεις πληροφορίες για το σήμα μιγαδικού πλάτους.

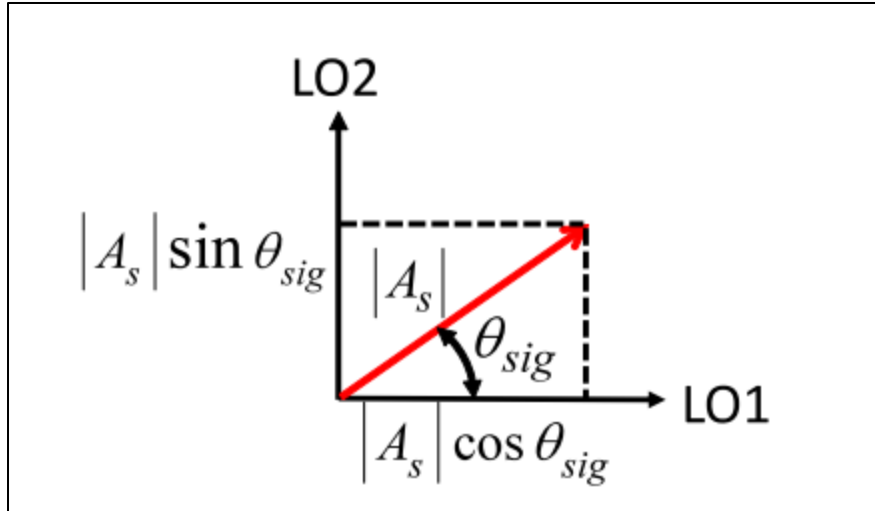
2.4 Ποικιλομορφία Φάσεων (phase diversity)

Με την προετοιμασία ενός άλλου τοπικού ταλαντωτή, του οποίου η φάση μετατοπίζεται κατά 90° , μέσα στον ομόδυνο δέκτη και με διακλάδωση του σήματος σε δύο μονοπάτια, μπορούμε να ανιχνεύσουμε και τα δύο στοιχεία IQ του σήματος φωτός ταυτόχρονα, όπως φαίνεται στην εικόνα 22.



Εικόνα 22: Διαμόρφωση του ομόδυνου δέκτης ποικίλων φάσεων με χρήση ενός οπτικού υβρίδιου 90° . Η συνιστώσα I (in-phase) και η συνιστώσα Q (quadrature) του σήματος μιγαδικού πλάτους λαμβάνονται ταυτόχρονα. [2]

Το οπτικό κύκλωμα που δίνει την μετατόπιση φάσης 90° ονομάζεται οπτικό υβρίδιο 90° . Το διάγραμμα φασεοδιάνυσματων στην εικόνα 23 δείχνει ότι μπορούμε να μετρήσουμε το στοιχείο I (in-phase) με τον τοπικό ταλαντωτή 1 (LO1) και το Q (quadrature) με τον τοπικό ταλαντωτή 2 (LO2).



Εικόνα 23: Διάγραμμα φασεοδιάνυσματος του σήματος και του τοπικού ταλαντωτή για ομόδυνη ανίχνευση ποικίλων φάσεων. Και τα δύο στοιχεία IQ μετρώνται ταυτόχρονα. [2]

Χρησιμοποιώντας τον δέκτη που φαίνεται στην εικόνα 22, μπορούμε να λάβουμε τέσσερις εξόδους E_1 , E_2 , E_3 , και E_4 από τις δύο εισόδους όπου:

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_s + E_l), \quad (18)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_s - E_l), \quad (19)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_s + iE_l), \quad (20)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_s - iE_l), \quad (21)$$

Στη συνέχεια δίνονται φωτορεύματα (photocurrents) εξόδου από ισορροπημένες φωτοδιόδους :

$$\begin{aligned} I_I(t) &= I_{I1}(t) - I_{I2}(t) \\ &= R\sqrt{P_s P_l} \cos\{\theta_{sig}(t) - \theta_l(t)\}, \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} I_Q(t) &= I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) \\ &= R\sqrt{P_s P_l} \cos\{\theta_{sig}(t) - \theta_l(t)\}, \end{aligned} \quad (23)$$

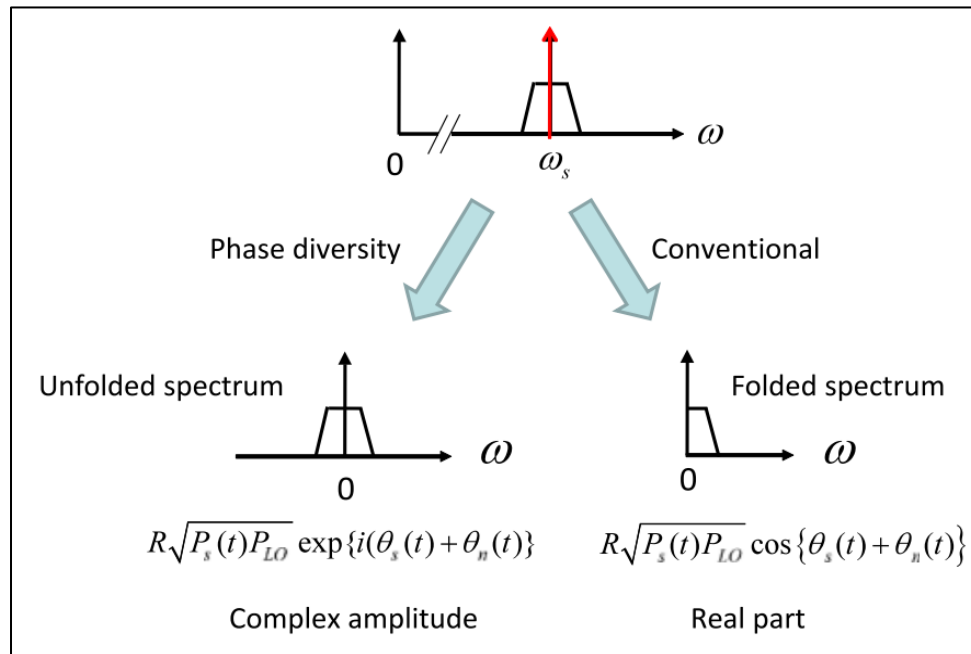
Χρησιμοποιώντας τις Εξ. (22) και (23), μπορούμε να επαναφέρουμε το μιγαδικό πλάτος όπως φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση:

$$I_C(t) = I_I(t) + iI_Q(t)$$

$$= R\sqrt{P_s P_l} \exp\{i\{\theta_s(t) + \theta_n(t)\}\}, \quad (24)$$

που ισοδυναμεί με το μιγαδικό πλάτος του οπτικού σήματος με εξαίρεση την αύξηση του θορύβου φάσης.

Η εξίσωση (24) δείχνει ότι το ηλεκτρικό πεδίο του σήματος φωτός μειώνεται στη βασική ζώνη. Όπως φαίνεται στο μειωμένο φάσμα της εικόνας 24, πρέπει να επιτρέψουμε την αρνητική συχνότητα για να εκφράσουμε το μιγαδικό πλάτος στη βασική ζώνη, που περιέχει τόσο την I (ή συνημίτονο) όσο και την Q (ή ημίτονο).



Εικόνα 24: Φάσματα (α) του οπτικού σήματος και (β) του σήματος της βασικής ζώνης ομοδύνης ανίχνευσης. Ο συμβατικός ομοδύνης δέκτης μετρά μόνο το πραγματικό μέρος του μιγαδικού πλάτους, ενώ ο δέκτης ποικίλων φάσεων μετράει το ίδιο το μιγαδικό πλάτος, του οποίου το φάσμα υπάρχει τόσο στη θετική όσο και στην αρνητική πλευρά της συχνότητας. [2]

Αντίθετα ο συμβατικός ομοδύνης δέκτης μετρά μόνο το στοιχείο εντός φάσης (ή cos), επειδή το φάσμα διπλώνεται στην πλευρά της θετικής συχνότητας. Αυτός ο τύπος δέκτη αποκαλείται συνήθως «ομοδύνης δέκτης ποικίλων φάσεων». Ο ομοδύνης δέκτης ποικίλων φάσεων τονίζει την ικανότητά του για ταυτόχρονες μετρήσεις IQ.

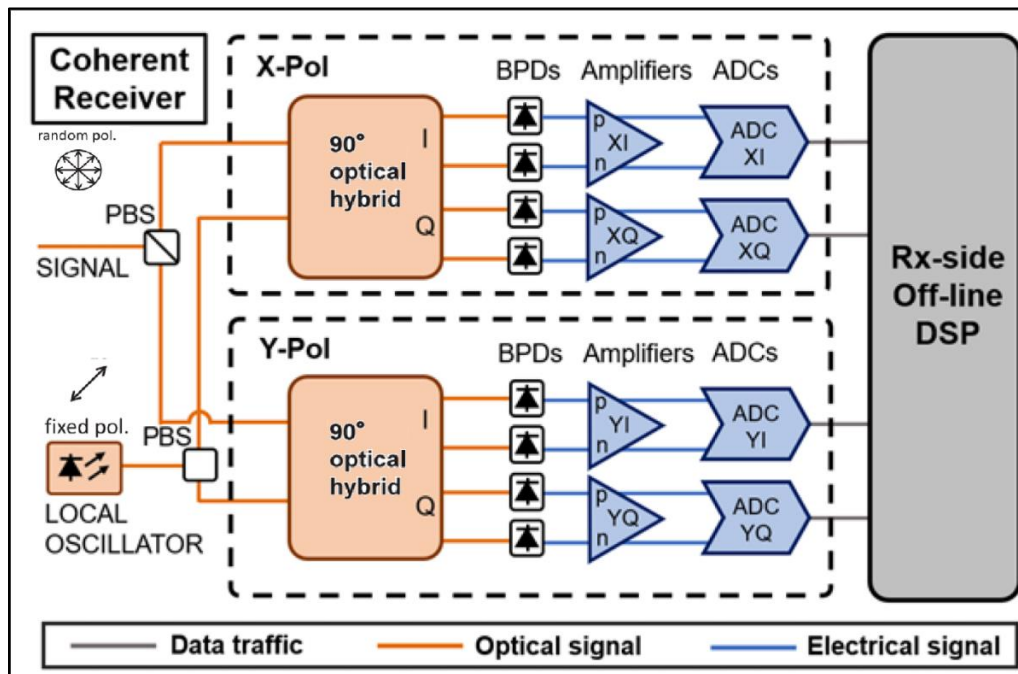
Τελικά, ο ομοδύνης δέκτης ποικίλων φάσεων και ο ετερόδύνης δέκτης μπορεί παρομοίως να επαναφέρει τις πλήρεις πληροφορίες του οπτικού μιγαδικού πλάτους, όπως φαίνεται από την Εξ. (16) και (24), αντίστοιχα. Ωστόσο, επειδή ο ομοδύνης δέκτης ποικίλων φάσεων παράγει απευθείας το σήμα της βασικής ζώνης, έχει πλεονεκτική θέση έναντι

του ετερόδυνου δέκτη, ο οποίος πρέπει να αντιμετωπίσει μια αρκετά υψηλή ενδιάμεση συχνότητα .

2.5 Ποικιλομορφία πολώσεων

Μέχρι στιγμής, υποτίθεται ότι η πόλωση ενός εισερχόμενου σήματος ήταν πάντα ευθυγραμμισμένη με αυτή του τοπικού ταλαντωτή. Ωστόσο, στην πράξη, η πόλωση του εισερχόμενου σήματος είναι απίθανο να παραμείνει ευθυγραμμισμένη με την κατάσταση πόλωσης του τοπικού ταλαντωτή λόγω των τυχαίων αλλαγών στη διπλή διάθλαση των ινών μετάδοσης. Για να το αντιμετωπιστεί αυτό πρόβλημα, έχει εισαχθεί ο δέκτης ποικίλων πολώσεων στον σύμφωνο δέκτη.

Ο ομόδυνος δέκτης που χρησιμοποιεί ποικιλία πολώσεων και φάσεων φαίνεται στην εικόνα 25.



Εικόνα 25: Διαμόρφωση του ομόδυνου δέκτη που χρησιμοποιεί ποικιλία φάσεων και πολώσεων. [19]

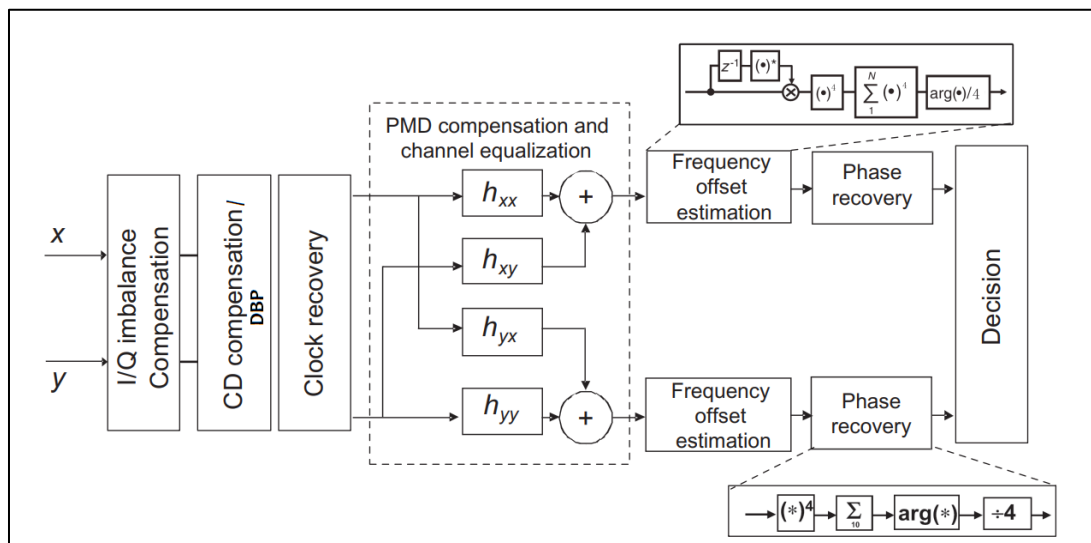
Το οπτικό σήμα DP-QPSK διαχωρίζεται σε κάθε πόλωση και στη συνέχεια ανακατεύεται με μια πηγή φωτός λέιζερ, τον τοπικό ταλαντωτή (LO) προκειμένου να ανιχνεύσει τις συνιστώσες I- και Q των πολωμένων κυμάτων X και Y. Τα ανιχνευόμενα συστατικά I- και Q των πολωμένων κυμάτων X και Y μετατρέπονται σε ηλεκτρικά σήματα από τους φωτοανιχνευτές και στη συνέχεια μετατρέπονται σε ψηφιακά δεδομένα δειγματοληψίας από Αναλογικό σε Ψηφιακό Μετατροπέα (ADC). Τα δεδομένα ψηφιακής δειγματοληψίας υπόκεινται σε ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP) έτσι ώστε να μπορούν να αντισταθμιστούν οι παραμορφώσεις σήματος της οπτικής ίνας.

2.6 Βασικές μέθοδοι επεξεργασίας σήματος στον πομπό (DSP)

Όπως είδαμε στην εικόνα 18 σε ένα σύστημα συμφωνών επικοινωνιών απαιτείται η χρήση ηλεκτρονικών συσκευών τόσο από το πομπό π.χ. DAC, MZM όσο και από το δέκτη π.χ. ADC. Λόγω διαφορών που παρουσιάζουν αυτά τα κυκλώματα, όπως είναι οι διακυμάνσεις των κατασκευαστικών ανοχών, τα χαρακτηριστικά τους και οι μεταξύ τους συνδέσεις μπορεί να μην είναι απαραίτητα ομοιόμορφα (ως προς την κατασκευή) όταν είναι όλες διασυνδεδεμένες. Αυτές οι διαφοροποιήσεις μπορεί να έχουν σημαντικό αντίκτυπο στην ποιότητα του σήματος, των σημάτων υψηλού ρυθμού baud και των σημάτων με μεγάλο αριθμό bit ανά σύμβολο. Καταφέραμε να επιτύχουμε ουσιαστικές βελτιώσεις στην ποιότητα του σήματος χρησιμοποιώντας την ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP) στον πομπό για να πραγματοποιήσουμε εξαιρετικά ακριβή προ-εξισορρόπηση (pre-equalization) και βαθμονόμηση των χαρακτηριστικών της συχνότητας και της διακύμανσης των συσκευών στον πομπό. Η προ-εξισορρόπηση εξομαλύνει το οπτικό φάσμα και βελτιώνει την ποιότητά του, έτσι ώστε ο αδιάκριτος αστερισμός του σήματος να αναλύεται σε ένα σύνολο σαφώς διακριτών σημείων. Βασικές τεχνικές DSP στον πομπό είναι επίσης η pulse-shaping, up-sampling, RRC και FEC.

2.7 Βασικές μέθοδοι επεξεργασίας σήματος στον δέκτη (DSP)

Ο τυπικός ψηφιακός σύμφωνος δέκτης με DSP για εξισορρόπηση και ανάκτηση σήματος φαίνεται στην εικόνα 26. Το οπτικό σήμα υπόκειται σε σύμφωνη ανίχνευση από ένα οπτικό υβρίδιο 90° καθώς και από έναν τοπικό ταλαντωτή, ο οποίος μετατρέπει τα οπτικά σήματα σε ηλεκτρικά σήματα I (in-phase) και Q (quadrature) σε πολώσεις X και Y μετά από τους ισορροπημένους φωτοανιχνευτές. Στη συνέχεια γίνεται δειγματοληψία και ψηφιοποίηση των ηλεκτρικών σημάτων μετά τις φωτοδιόδους από τα ADC και στη συνέχεια υποβάλλονται σε επεξεργασία από το DSP όπως φαίνεται στην εικόνα 26. Γενικά, το DSP στην πλευρά του δέκτη μπορεί να χωριστεί σε πολλά υποσυστήματα ή υπομονάδες, και καθεμία από αυτές εφαρμόζεται για την αντιμετώπιση ενός συγκεκριμένου προβλήματος στη ζεύξη μετάδοσης και στους αναμεταδότες.



Εικόνα 26: Βασικές μέθοδοι επεξεργασίας σήματος στον δέκτη (DSP). [5]

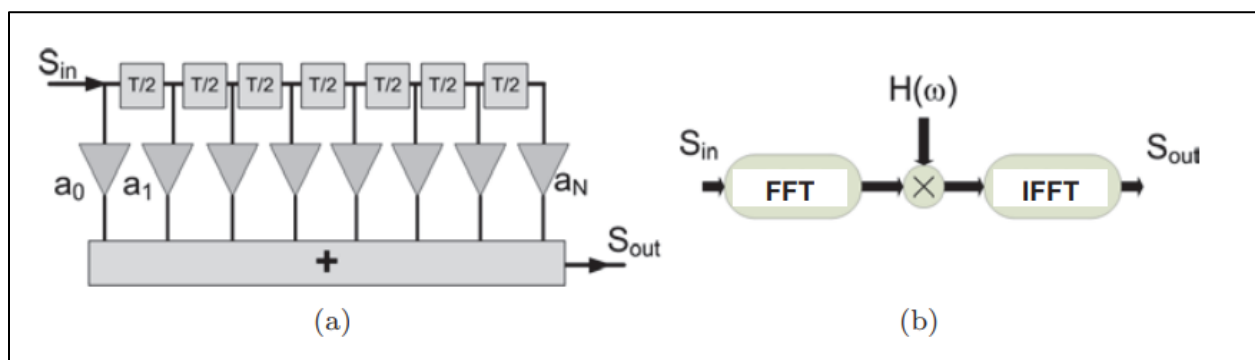
2.7.1 Αντιστάθμιση ανισότητας I/Q

Στην ιδανική περίπτωση, τα σήματα I και Q θα πρέπει να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Ωστόσο, σε ένα ρεαλιστικό σύστημα, τα σήματα I/Q δεν είναι ορθογώνια μεταξύ τους λόγω της ανισότητας μεταξύ αυτών των δύο σημάτων. Αυτές οι ανισότητες μπορούν να προκληθούν από bias drift, ελάττωμα των συσκευών διαμόρφωσης και των φωτοδιόδων ή διαφορές ισχύος μετά από τα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Για να ανακτηθούν σωστά τα σήματα, I/Q η αντιστάθμιση ανισότητας θα πρέπει να εφαρμόζεται πρώτα στα ψηφιοποιημένα σήματα. Αυτή η διαδικασία μπορεί να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας τον αλγόριθμο Gram–Schmidt Orthogonalization Process (GSOP). Ο GSOP δημιουργεί ένα σύνολο κοινών ορθογώνιων διανυσμάτων, λαμβάνοντας ως αναφορά το πρώτο διάνυσμα έναντι του οποίου όλα τα επόμενα διανύσματα γίνονται ορθογώνια. Ο αλγόριθμος GSOP είναι μια αποτελεσματική μέθοδος για τη μετατροπή μη ισορροπημένων ή μη ορθογώνιων δειγμάτων σε ισορροπημένα και ορθογώνια δείγματα

2.7.2 Χρωματική Διασπορά (CD)

Στη συνέχεια τα σήματα επεξεργάζονται με τη γραμμική επεξεργασία σήματος για να αντισταθμίσουν ηλεκτρικά τη χρωματική διασπορά (CD). Η ανταπόκριση του καναλιού μιας ίνας με CD μπορεί να αναπαρασταθεί ως γραμμική συνάρτηση. Η αντιστάθμιση CD μπορεί να πραγματοποιηθεί στην πλευρά του δέκτη συναρτήσει της συχνότητας ή συναρτήσει του χρόνου (Εικόνα 27).

Η ψηφιακή αντιστάθμιση CD μπορεί να υποβληθεί σε επεξεργασία στον χρόνο με βάση την πεπερασμένη παλμική απόκριση (finite impulse response-FIR) ή στην συχνότητα με βάση της συνάρτηση μεταφοράς.



Εικόνα 27: αντιστάθμιση χρωματικής διασποράς (α) μέσω FIR στο πεδίο του χρόνου . (b) στο πεδίο της συχνότητας με βάση τις διαδικασίες FFT(Fast Fourier transform) και IFFT(Inverse Fast Fourier transform). [5]

Στο πεδίο του χρόνου, οι απαιτούμενοι συντελεστές φιλτραρίσματος για τη FIR μπορούν να ληφθούν από τη συνάρτηση μεταφοράς χρωματικής διασποράς της ίνας χρησιμοποιώντας είτε τη μέθοδο περικοπής στην συχνότητα είτε τη μέθοδο περικοπής στον χρόνο.

Ο συντελεστής FIR κάθε tap α_k μπορεί να υπολογιστεί με τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\alpha_k = \sqrt{\frac{j c T^2}{D \lambda^2 z}} \exp \left(-j \frac{\pi c T^2}{D \lambda^2 z} k^2 \right), \quad -\left[\frac{N}{2}\right] \leq k \leq \left[\frac{N}{2}\right] \quad (1.1)$$

$$N = 2 \left\lceil \frac{|D| \lambda^2 z}{2 c T^2} \right\rceil + 1 \quad (1.2)$$

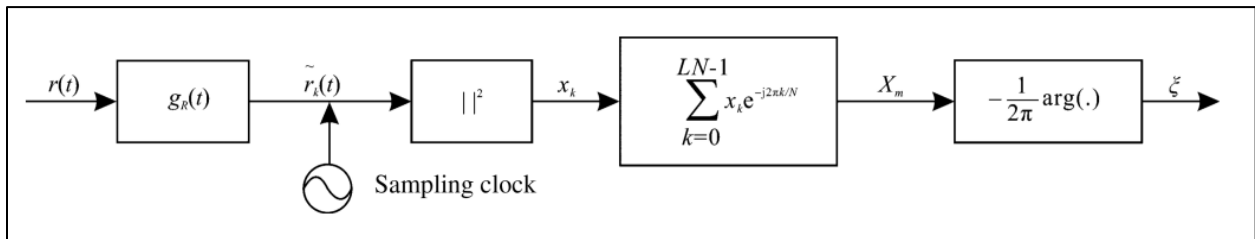
Στις παραπάνω εξισώσεις, D είναι ο συντελεστής διασποράς, λ είναι το μήκος κύματος και z το μήκος της ίνας, c είναι η ταχύτητα του φωτός, T είναι η περίοδος, k είναι η σειρά των taps και N είναι ο συνολικός αριθμός FIR taps. Για μικρή απόσταση, η μέθοδος συναρτήσεως του χρόνου παρουσιάζει λιγότερη πολυπλοκότητα. Ωστόσο για μετάδοση μεγάλων αποστάσεων (πάνω από 1000 km) είναι προτιμότερη η μέθοδος στο πεδίο της συχνότητας με βάση τις διαδικασίες FFT καθώς παρουσιάζουν μικρότερη πολυπλοκότητα υπολογισμού:

$$H(\omega) = \exp \left(j \frac{D \lambda^2 z}{4 \pi c} \omega^2 \right) \quad (1.3)$$

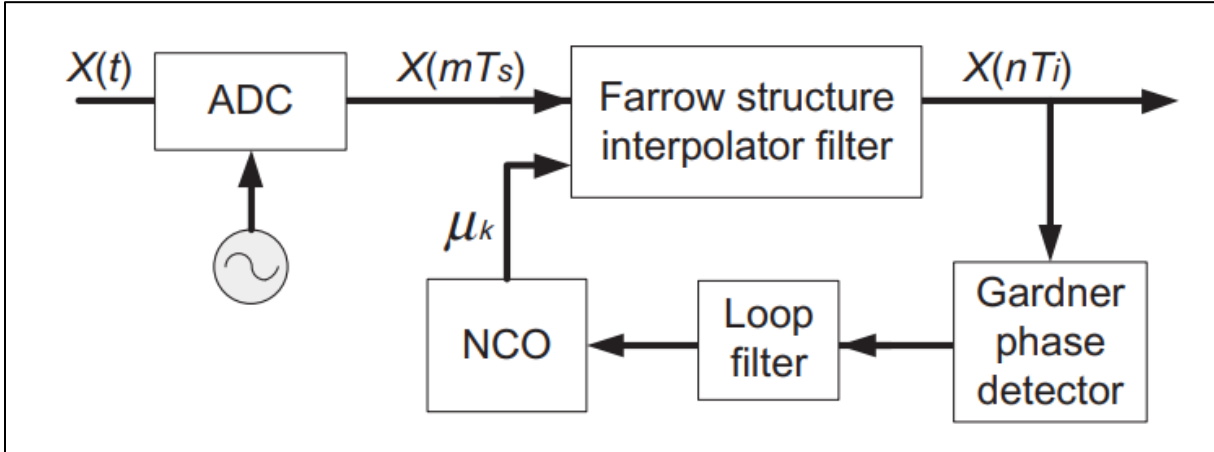
Η απόκριση καναλιού στο πεδίο της συχνότητας εμφανίζεται στην Εξ. (1.3). Όταν κάνουμε την αντιστάθμιση τη χρωματικής διασποράς στο πεδίο της συχνότητας, πρέπει να μεταφερθούν τα δεδομένα στο πεδίο της συχνότητας χρησιμοποιώντας τη διαδικασία FFT. Μετά τον πολλαπλασιασμό της συνάρτησης μεταφοράς, τα δεδομένα μπορούν να ανακτηθούν με τη διαδικασία IFFT.

2.7.3 Clock recovery

Άλλο ένα πρόβλημα, όπως η αντιστάθμιση χρονισμού που προκαλείται από το ADC μπορεί επίσης να επιδιορθωθεί στον ψηφιακό τομέα μέσω αλγορίθμων ανάκτησης χρονισμού. Υπάρχουν αρκετοί αλγόριθμοι ανάκτησης που μπορούν να μας βοηθήσουν σε αυτή τη διαδικασία, όπως είναι ο square-timing και ο Gardner-timing.



Εικόνα 28: Square-timing ανάκτηση βασισμένη σε feedforward. [5]



Εικόνα 29: Gardner-timing ανάκτηση βασισμένη σε feedback. [5]

Γενικά, η ανάκτηση Square-timing είναι μια μέθοδος feedforward, όπως φαίνεται στην εικόνα 28, και απαιτούνται τουλάχιστον τέσσερα δείγματα ανά σύμβολο για να βρεθούν οι σωστές πληροφορίες χρονισμού. Επομένως, δεν μπορεί να παρακολουθήσει τη μετατόπιση του ρολογιού και έχει μεγάλη πολυπλοκότητα υπολογισμού. Μια άλλη μέθοδος είναι η ανάκτηση Gardner-timing που χρησιμοποιείται ευρέως στο ψηφιακό σύμφωνο σύστημα. Απαιτεί μόνο δύο δείγματα ανά σύμβολο και είναι αλγόριθμος τύπου feedback (Εικόνα 29).

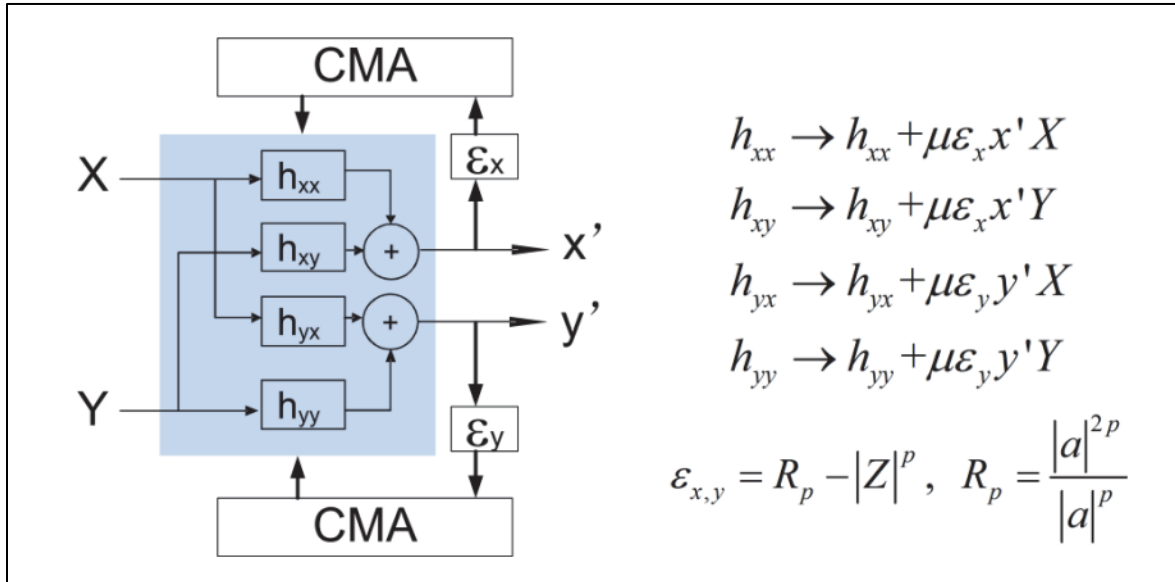
Υποθέστε το k-οστο σύμβολο με τα στοιχεία I και Q ως $\{y_I(k)\}$, $\{y_Q(k)\}$, και $\{y_I(k - \frac{1}{2})\}$, $\{y_Q(k - \frac{1}{2})\}$.

Στη συνέχεια, σύμφωνα με τον αλγόριθμο ανάκτησης Gardner, η συνάρτηση σφάλματος για την ενημέρωση του ρολογιού βασίζεται στην ακόλουθη εξίσωση:

$$\begin{aligned} \mu_k = & y_I \left(k - \frac{1}{2} \right) [y_I(k) - y_I(k - 1)] \\ & + y_Q \left(k - \frac{1}{2} \right) [y_Q(k) - y_Q(k - 1)] \end{aligned} \quad (1.4)$$

2.7.4 Αποπολυπλεξία πόλωσης και αντιστάθμιση διασποράς του τρόπου πόλωσης (polarization mode dispersion-PMD).

Όπως αναλύθηκε παραπάνω, υπάρχουν δύο γραμμικά προβλήματα που θα μπορούσαν να επηρεάσουν τα σήματα που έχουν πολυπλεχθεί στην πόλωση. Για να ληφθούν τα δεδομένα για κάθε πόλωση, χρειάζεται να γίνει αποπολυπλεξία πόλωσης και αντιστάθμιση διασποράς του τρόπου πόλωσης (PMD).



Εικόνα 30: Οι τέσσερις προσαρμοστικοί ισοσταθμιστές πεταλούδας που βασίζονται στον αλγόριθμο σταθερού συντελεστή (CMA) με τις συναρτήσεις ενημέρωσής. [5]

Στη συνέχεια, οι ακόλουθοι τέσσερις προσαρμοστικοί ισοσταθμιστές πεταλούδας (butterfly equalizers) χρησιμοποιούνται για :

- ✓ την αποπολυπλεξία πόλωσης,
- ✓ εξισορρόπηση των καναλιών
- ✓ αντιστάθμιση διασποράς του τρόπου πόλωσης

Η εικόνα 30 δείχνει τη δομή και την αρχή της ανάκτησης σήματος με τους προσαρμοστικούς ισοσταθμιστές πεταλούδας, βάση του αλγόριθμου σταθερού συντελεστή (CMA). Επίσης μας δείχνει τις εξισώσεις ενημέρωσης των φίλτρων. Η συνάρτηση κόστους και η συνάρτηση σφάλματος βασίζονται στα δεδομένα εξόδου και εισόδου. Οι γραμμικές παραμορφώσεις που προκαλούνται από τις επιδράσεις οπτικού φιλτραρίσματος μιας σύνδεσης εξισώνονται από τα φίλτρα FIR στο πεδίο του χρόνου. Γενικά, φίλτρα FIR σε απόσταση $T/2$ χρησιμοποιούνται στη DSP και οι συντελεστές φίλτρου ενημερώνονται προσαρμοστικά χρησιμοποιώντας :

- ✓ τον αλγόριθμο CMA
- ✓ τον αλγόριθμο cascaded multi-modulus algorithm (CMMA)
- ✓ τον αλγόριθμο decision-directed least-mean square (DD-LMS)

ανάλογα με τις μορφές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στο σύστημα.

Για σήματα QPSK, το σχήμα που βασίζεται στο CMA χρησιμοποιείται κυρίως στις προηγούμενες εργασίες ενώ τα CMMA και DD-LMS απαιτούνται για μορφές υψηλότερης διαμόρφωσης για περαιτέρω βελτιώσεις στην απόδοση, δηλαδή στα 16QAM και 64QAM.

2.7.5 Εκτίμηση μετατόπισης συχνότητας και ανάκτηση φάσης (Frequency-offset estimation and phase recovery)

Τέλος, η ανάκτηση του φέροντος σήματος πραγματοποιείται από υπομονάδες DSP δύο σταδίων:

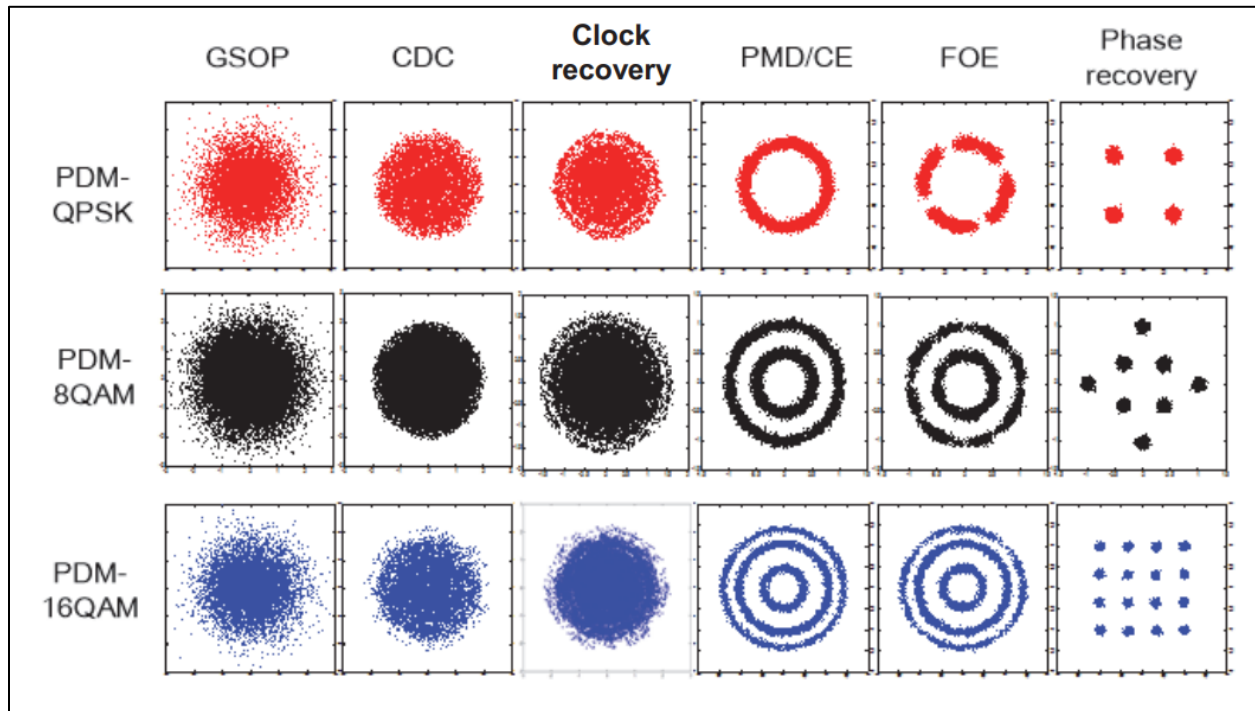
1. εκτίμηση μετατόπισης συχνότητας (FOE)
2. ανάκτηση φάσης

Εφόσον οι περισσότερες μέθοδοι ανάκτησης φάσης απαιτούν μηδενική μετατόπιση συχνότητας, η FOE πραγματοποιείται πάντα πριν από την ανάκτηση φάσης. Για το FOE, υπάρχουν δύο κύριοι αλγόριθμοι. Ο πρώτος βασίζεται στις μεθόδους που κάνουν χρήση της διαφορικής φάσης ενώ ο δεύτερος βασίζεται στις φασματικές μεθόδους που χρησιμοποιούν την ανάλυση φασμάτων FFT. Ο πρώτος είναι επίσης γνωστός ως αλγόριθμος Viterbi–Viterbi m-οστης δύναμης για σήματα QPSK. Ωστόσο, για μορφές διαμόρφωσης υψηλού επιπέδου, απαιτείται διαχωρισμός (partitioning) για τη βελτίωση της ακρίβειας. Ο δεύτερος, από την άλλη, είναι μια καθολική μέθοδος για οποιαδήποτε μορφή διαμόρφωσης.

Γενικά, υπάρχουν δύο κύριες μέθοδοι για την ανάκτηση φάσης. Η πρώτη μέθοδος ονομάζεται μέθοδος ανάδρασης-feedforward, η οποία πραγματοποιείται είτε με τον αλγόριθμο Viterbi–Viterbi m-οστης δύναμης, είτε με την μέθοδο τυφλής αναζήτησης φάσης (BPS). Η δεύτερη μέθοδος είναι η μέθοδος ανάδρασης-feedbackward άμεσης απόφασης, όπως η μέθοδος DD-maximum-likelihood (ML). Η μέθοδος αλγορίθμου Viterbi–Viterbi δείχνει μικρή πολυπλοκότητα υπολογισμού, ωστόσο, σε μορφές διαμόρφωσης υψηλού επιπέδου δεν έχουν καλές επιδόσεις. Παρόμοια με την FOE, απαιτείται επίσης διαχωρισμός. Το BPS είναι μια καθολική μέθοδος για οποιαδήποτε μορφή διαμόρφωσης. Ωστόσο, για να επιτευχθούν καλύτερες επιδόσεις, η πολυπλοκότητα του υπολογισμού αυξάνεται με την αύξηση των μορφών διαμόρφωσης. Έγιναν αρκετές συζητήσεις σχετικά με τη μείωση της πολυπλοκότητας χρησιμοποιώντας την υβριδική μέθοδο που βασίζεται σε BPS, ML και Viterbi–Viterbi.

2.8 Αποτελέσματα εξόδου για τις διαφορετικές μεθόδους επεξεργασίας σήματος.

Ως επίδειξη και συμπέρασμα, η εικόνα 31 δείχνει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης 32 GBaud σήματων (QPSK, 8QAM και 16QAM) μετά από μετάδοση 1000 χλμ και χρήση των βασικών μεθόδων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος.



Εικόνα 31:Ο αστερισμός των διαφορετικών σημάτων μετά από μετάδοση 1000 χλμ με DSP. [5]

Με βάση τις υπομονάδες DSP, μπορούμε να παρατηρήσουμε τη διαδικασία ανάκτησης αστερισμού μετά από όλους αυτούς τους αλγόριθμους. Στην παραπάνω επίδειξη προσομοίωσης, τα σήματα QPSK επεξεργάζονται με βάση τον αλγόριθμο σταθερού συντελεστή (CMA), ενώ τα 8QAM και 16QAM βασίζονται σε CMA και DDLMS. Για FOE και ανάκτηση φάσης, το σήμα QPSK επεξεργάζεται με τον αλγόριθμο Viterbi-Viterbi 4ης δύναμης, ενώ τα 8QAM και 16QAM επεξεργάζονται με τη μέθοδο FOE και BPS στην συχνότητα.

3^ο κεφάλαιο: Μη-γραμμικά φαινόμενα σε συστήματα σύμφωνων οπτικών επικοινωνιών

Η αντιστάθμιση μη γραμμικών φαινομένων (NLC) με τη χρήση DSP έχει γίνει θέμα έρευνας αυτά τα χρόνια για σύμφωνη μετάδοση υψηλών ταχυτήτων σε μεγάλες αποστάσεις. Η ψηφιακή οπίσθια διάδοση (DBP) έχει αποδειχθεί ως ένας αποτελεσματικός τρόπος για να αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων Kerr, συμπεριλαμβανομένης της Αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM), Ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XMP) και της μίξης τεσσάρων κυμάτων (FWM). Επίσης οι διάφορες τεχνικές

διαμορφώσεις όπως είναι η γεωμετρική διαμόρφωση, η πιθανοκρατική διαμόρφωση ή και ο συνδυασμός των 2 προαναφερθέντων μπορεί να συμβάλει στην μείωση των μη γραμμικών φαινομένων. Αναλυτική περιγραφή, αποτελέσματα και εξομοίωση του σήματος με χρήση γεωμετρικής διαμόρφωσης θα αναπτυχθεί στο 4^ο κεφάλαιο. Επίσης αντιστάθμιση μη γραμμικών φαινομένων καθίσταται εφικτή και με την χρήση της σειράς Volterra.

3.1 Ψηφιακή οπίσθια διάδοση (DBP)

Η ψηφιακή οπίσθια διάδοση Digital backpropagation (DBP) είναι αναμφισβήτητα η πιο δημοφιλής τεχνική επεξεργασίας ψηφιακού σήματος (DSP) για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων που προκύπτουν με την μετάδοση των οπτικών ινών. Αυτό που γίνεται στην ουσία είναι να αντιστραφεί η μη γραμμική εξίσωση Schrödinger. Δηλαδή ενώ κανονικά έχουμε για την εξίσωση διάδοσης ότι:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = i\beta_{NL}A - \frac{\alpha}{2}A.$$

Όπου:

- β_1 είναι αντιστρόφως ανάλογη της ταχύτητας ομάδας
- β_2, β_3 αποτελούν την δεύτερη και τρίτη τάξη διασποράς αντίστοιχα
- $\beta_2 \sim 0$ στο μήκος κύματος $\sim 1.3 \mu\text{m}$
- β_{NL} είναι ένας μη γραμμικός συντελεστής
- α Συντελεστής απωλειών
- Τέλος το β_{NL} ισούται με:

$$\beta_{NL} = \frac{2\pi}{\lambda_0} (n_2 I) = \frac{2\pi n_2}{\lambda_0} (|A|^2 / A_{eff}) = \gamma |A|^2$$

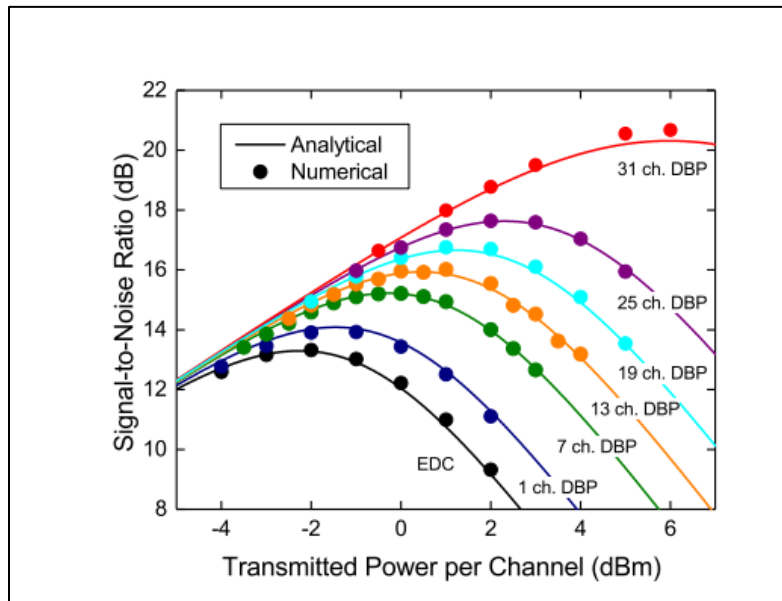
η παραπάνω εξίσωση διαμορφώνεται ως εξής:

$$-\frac{\partial A}{\partial z} - \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} - \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = -i\beta_{NL}A + \frac{\alpha}{2}A.$$

Η αρχική εξίσωση διάδοσης λόγω των αρκετών συντελεστών που εισάγει παράγει μια αλλοιωμένη έξοδο. Αυτό που επιδιώκουμε είναι να κάνουμε μια εξομοίωση του σήματος στον δεκτή με ένα αντίστροφο σήμα από αυτό που έλαβε χώρα στην πραγματικότητα (σαν να τρέχει το σήμα δηλαδή σε μια οπτική ίνα με τελείως αντίθετα αποτελέσματα σε

σχέση με τα αρχικά). Έτσι μπορώ να άρω τα προβλήματα που εισήχθησαν από την κανονική ίνα μετά την εκτέλεση της εξίσωσης διάδοσης.

Η αποτελεσματικότητα του αλγορίθμου έγκειται στην ικανότητά του να αναιρεί πλήρως το ντετερμινιστικό σήμα-παρεμβολών από μη γραμμικά φαινόμενα. Παρά τα θεωρητικά ευεργετικά αποτελέσματα, πολλοί παράγοντες μπορούν να συμβάλουν στον περιορισμό της απόδοσης αυτού του αλγορίθμου, όπως: μη γραμμικά φαινόμενα που προκύπτουν από την αλληλεπίδραση μεταξύ του σήματος και του ενισχυμένου θορύβου αυτόματης εκπομπής (ASE), διασπορά τρόπου πόλωσης, πολυπλοκότητα DSP στο δέκτη και περιορισμένο εύρος ζώνης αντιστάθμισης μη γραμμικότητας (NLC). Συγκεκριμένα, έχει αποδειχθεί ότι σε συστήματα πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος WDM, τα κέρδη του DBP μειώνονται σε πολύ μεγάλο βαθμό όταν το DBP εφαρμόζεται σε εύρος ζώνης NLC που είναι σχετικά μικρό σε σύγκριση με το συνολικό μεταδιδόμενο οπτικό εύρος ζώνης. Αυτό αποτελεί σημαντικό μειονέκτημα στην αποτελεσματικότητα της πολυκαναλικής απόδοσης DBP, καθώς η περαιτέρω αύξηση του εύρους ζώνης NLC δεν είναι προς το παρόν εφικτή.



Εικόνα 32: Σχεδιάγραμμα ισχύος (dBm) συνάρτηση SNR (dB) για το DBP για ποικιλία καναλιών με εμφανή επίδραση μη-γραμμικότητας (λόγω του ότι όσο αυξάνεται η ισχύ μειώνεται το SNR). [7]

3.2 Αντιμετώπιση μη γραμμικών φαινομένων βάση της Volterra

Η σειρά Volterra είναι ένα πολύ γνωστό αριθμητικό εργαλείο για τη μοντελοποίηση και την αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων. Βασίζεται σε μια πολυώνυμη επέκταση, περικομμένη στη ν-οστή σειρά, συμπεριλαμβάνοντας εφέ μνήμης μέσω μιας σειράς ολοκληρωμάτων συνέλιξης. Εφαρμόστηκε για την επίλυση της μη γραμμικής εξίσωσης Schrödinger (NLSE) στο πεδίο της συχνότητας, επιτρέποντας την εξαγωγή ενός συνόλου μιας ν-οστής σειράς μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς για μονότροπη οπτική ίνα, τη λεγόμενη συνάρτηση μεταφοράς σειράς Volterra (Volterra series transfer function-VSTF). Αναστρέφοντας τη συνάρτηση μη γραμμικής μεταφοράς 3ης τάξης, εφαρμόστηκε για πρώτη φορά μια αντίστροφη VSTF (Inverse-VSTF) για την αντιστάθμιση των μη γραμμικών ινών στην οπτική μετάδοση μονής πόλωσης. Αποδείχθηκε ότι, όταν εφαρμόζεται με χαμηλό ρυθμό δειγματοληψίας (2 δείγματα ανά σύμβολο), μια τρίτη σειρά περικομμένη IVSTF θα μπορούσε να προσφέρει υψηλότερη απόδοση από DBP που βασίζεται σε split-step λόγω της αποφυγής αναδρομικών μεταβάσεων χρόνου / συχνότητας. Στην πολυπλεγμένη μορφή της πόλωσης, το μη γραμμικό αντισταθμισμένο οπτικό πεδίο στο πεδίο συχνότητας για το σήμα x-πόλωσης, δίνεται από:

$$\tilde{A}_x^{NL}(\omega_n, z - L) = -j \frac{8}{9} \xi \gamma K_1(\omega_n, L) \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^N K_3(\omega_n, \omega_k, \omega_m) \tilde{A}_x(\omega_{n+m-k}, z)$$

$$x[\tilde{A}_x(\omega_k, z) \tilde{A}_x^*(\omega_m, z) + \tilde{A}_y(\omega_k, z) \tilde{A}_y^*(\omega_k, z)]$$

όπου A_x είναι το σήμα λαμβανόμενου πεδίου συχνότητας στην πόλωση x, το γ είναι ο μη γραμμικός συντελεστής, L είναι το βήμα του βήματος IVSTF (πολλαπλάσιο του μήκους της έκτασης, L_s), $0 < \xi \leq 1$ είναι μια ελεύθερη παράμετρος βελτιστοποίησης, το N είναι το μέγεθος μπλοκ μετασχηματισμού Fourier (FFT) και το ω_n είναι γωνιακή συχνότητα στο δείκτη n στο μπλοκ FFT. Ο γραμμικός πυρήνας πολλαπλών διαστάσεων, K_1 , αντιστοιχεί σε εξασθένηση και χρωματική διασπορά ως

$$K_1(\omega_n, L) = \exp\left(\frac{a}{2} L_s - j \frac{\beta_2}{2} \omega_n^2 z\right)$$

όπου τα a και β_2 αποτελούν την απόσβεση καθώς και τους συντελεστές διασποράς ομαδικής ταχύτητας, αντίστοιχα. Το β_2 αξιολογείται στο κεντρικό μήκος κύματος του καναλιού οπίσθιας διάδοσης. Τέλος, η 3^η σειρά multi-span μη γραμμικού πυρήνα, K_3 , δίνεται από

$$K_3(\omega_n, \omega_k, \omega_m) = \frac{1 - \exp(aL_s - j\beta_2(\omega_k - \omega_n)(\omega_k - \omega_m)L_s)}{-\alpha + j\beta_2(\omega_k - \omega_n)(\omega_k - \omega_m)} F(\omega_n, \omega_k, \omega_m)$$

όπου $F(\omega_n, \omega_k, \omega_m)$ είναι ο συντελεστής συστοιχίας φάσεων πολλαπλών spans που αντιπροσωπεύει τη σύμφωνή συσσώρευση μη γραμμικών φαινομένων μεταξύ των ινών

$$F(\omega_n, \omega_k, \omega_m) =$$

$$\exp\left(-j\frac{\beta_2(\omega_k - \omega_n)(\omega_k - \omega_m)}{2}(L - L_s)\right) \frac{\sin(\beta_2(\omega_k - \omega_n)(\omega_k - \omega_m)L/2)}{\sin(\beta_2(\omega_k - \omega_n)(\omega_k - \omega_m)L_s/2)}$$

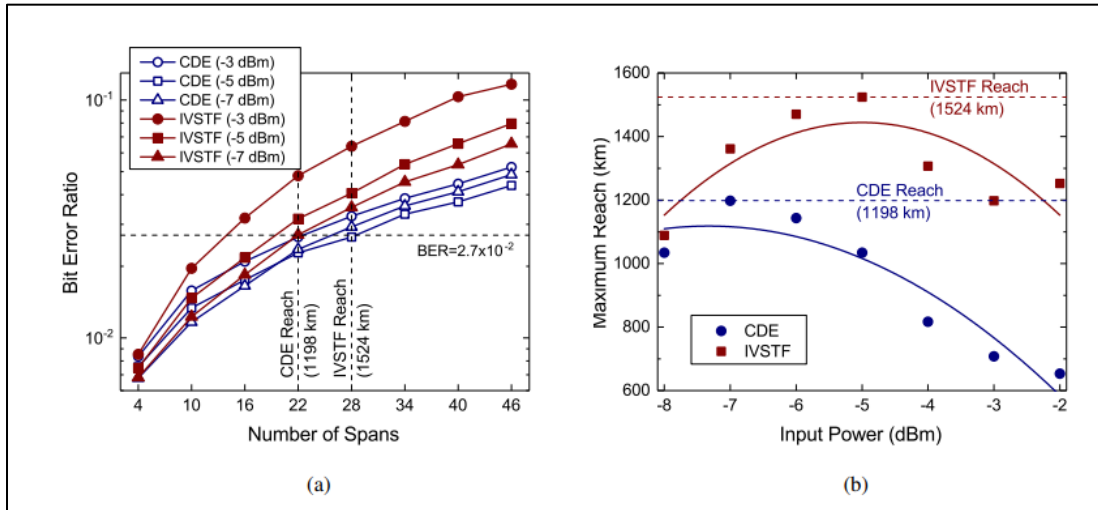
Το μη γραμμικό εξισωμένο οπτικό πεδίο,

$$\tilde{A}_x^{NL}$$

τελικά αθροίζεται με το σήμα εξισορρόπησης χρωματικής διασποράς (chromatic dispersion equalization-CDE), αποδίδοντας το οπτικό πεδίο εξόδου μετά από κάθε βήμα IVSTF ως:

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

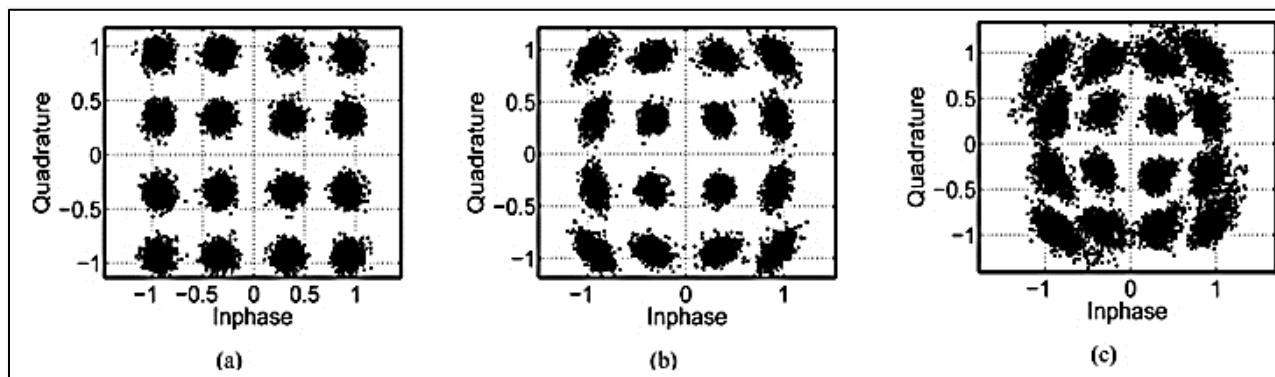
Σημειώστε ότι η εξίσωση του σήματος γ-πόλωσης επιτυγχάνεται απλώς με την ανταλλαγή των όρων x και y



Εικόνα 33: Απόδοση BER και μέγιστη εμβέλεια σήματος 124,8 Gbit/s PM-64QAM τροφοδοτούμενη από CDE και IVSTF. (α) BER σε σχέση με τον αριθμό των spans για διαφορετικές ισχύς εκκίνησης καναλιών (β) Μέγιστη εμβέλεια έναντι της ισχύος εκκίνησης. [7]

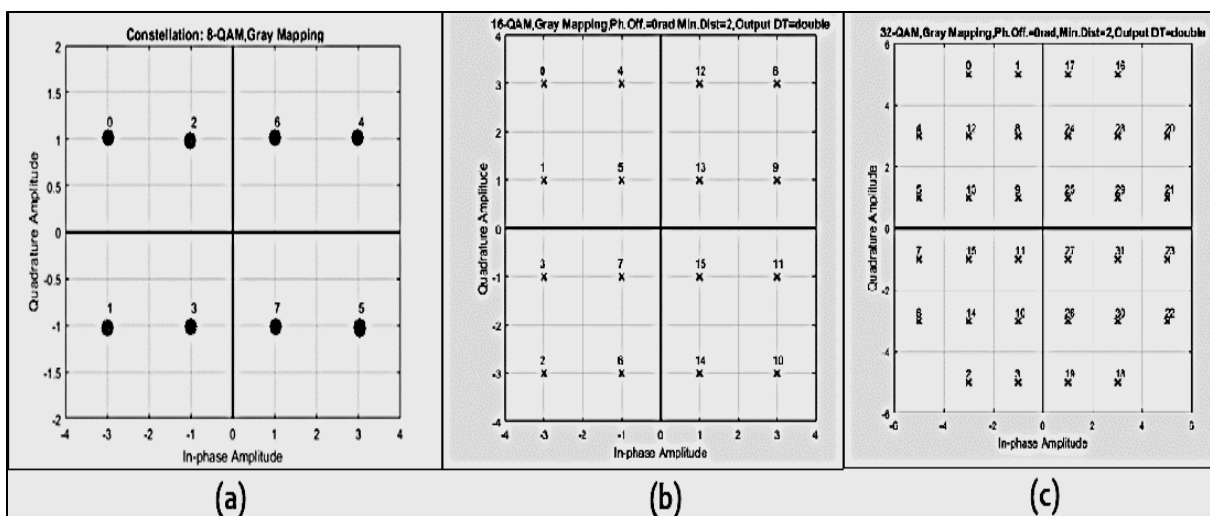
3.3 Γεωμετρική Διαμόρφωση

Η κύρια η ιδέα ήταν να περιοριστούν τα σύμβολα υψηλής ενέργειας στον αστερισμό, μειώνοντας έτσι την αναλογία μέγιστης προς μέση ισχύ και μετριάζοντας τις μη γραμμικές επιδράσεις. Ως σύμβολα υψηλής ενέργειας εννοούμε τα ακριανά σύμβολα δηλαδή αυτά με την μεγαλύτερη ακτίνα. Στην παρακάτω εικόνα θα εξηγήσουμε την ανάγκη για την εξάλειψη των μη γραμμικών φαινομένων.



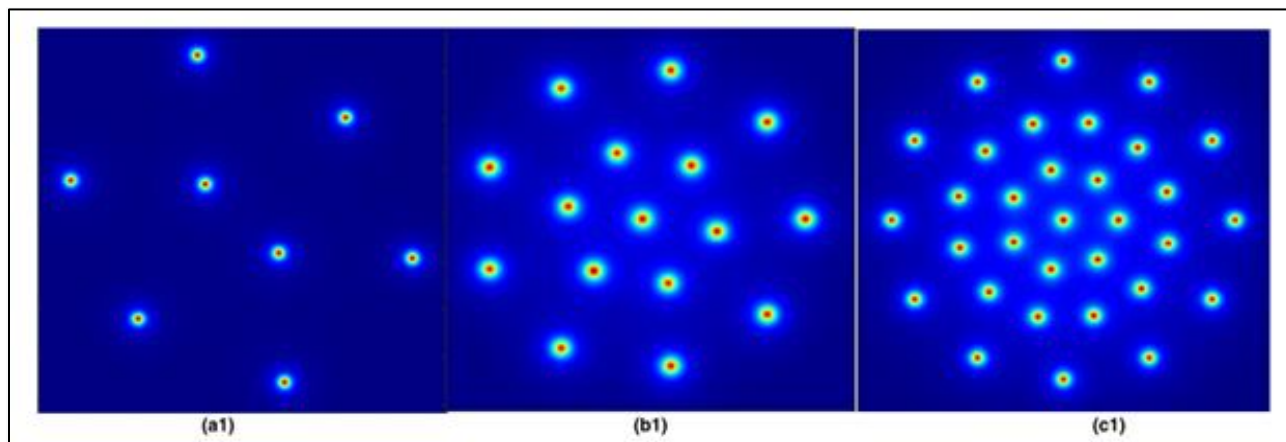
Εικόνα 34:(α)16QAM αστερισμός χωρίς την παρουσία μη γραμμικών φαινομένων.(β) Εμφανή επίδραση μη γραμμικών φαινομένων στα ακριανά σύμβολα λόγω της μεγαλύτερης ισχύος που υφίστανται με αποτέλεσμα το ωοειδές σχήμα που απεικονίζεται (που σημαίνει αλλαγή στην φάση) .(c) Περεταίρω αύξηση των μη γραμμικών φαινομένων με αποτέλεσμα την καταστροφή του σήματος.

Αυτό που βλέπουμε στην εικόνα 34(a) είναι ότι ένας απλός αστερισμός 16QAM σε ένα σύστημα που δεν έχει μη γραμμικότητα. Αυτό που παρατηρούμε είναι ότι όλα τα σύμβολα αποκτούν μια διασπορά λόγω θορύβου ίδια. Αυτό συμβαίνει διότι δεν υπάρχουν μη γραμμικά φαινόμενα. Επομένως όλα βαίνουν καλώς. Όταν όμως ξεκινήσει η αύξηση της ισχύος στο σύστημα μας (εικόνα 34(b)) παρατηρούμε ότι τα μεσαία σύμβολα συνεχίζουν να έχουν μια σχετικά κανονική κατανομή του θορύβου (κυκλική μορφή) ενώ στα ακριανά σύμβολα λόγω της μεγαλύτερης ισχύος (απέχουν δηλαδή την μεγαλύτερη απόσταση από την αρχή των αξόνων) δημιουργείτε μεγαλύτερη παρεμβολή λόγω της μη γραμμικότητας, αποκτούν δηλαδή μια άλλη κατανομή θορύβου (οβάλ) που σημαίνει αλλαγή φάσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αλλοίωση του σήματος. Τα καταστροφικά αποτελέσματα φαίνονται στην εικόνα 34(c) όπου λόγω της περεταίρω αύξησης της ισχύος σε ένα σύστημα το σήμα έχει αλλοιωθεί σε καταστροφικό σημείο λόγω των μη γραμμικών φαινομένων.



Εικόνα 35: (a) Η κλασική διαμόρφωση για τα 8-QAM(χαρτογράφηση Gray). (b) Η κλασική διαμόρφωση για τα 16- QAM (χαρτογράφηση Gray). (c) Η κλασική διαμόρφωση για τα 32-QAM (χαρτογράφηση Gray).

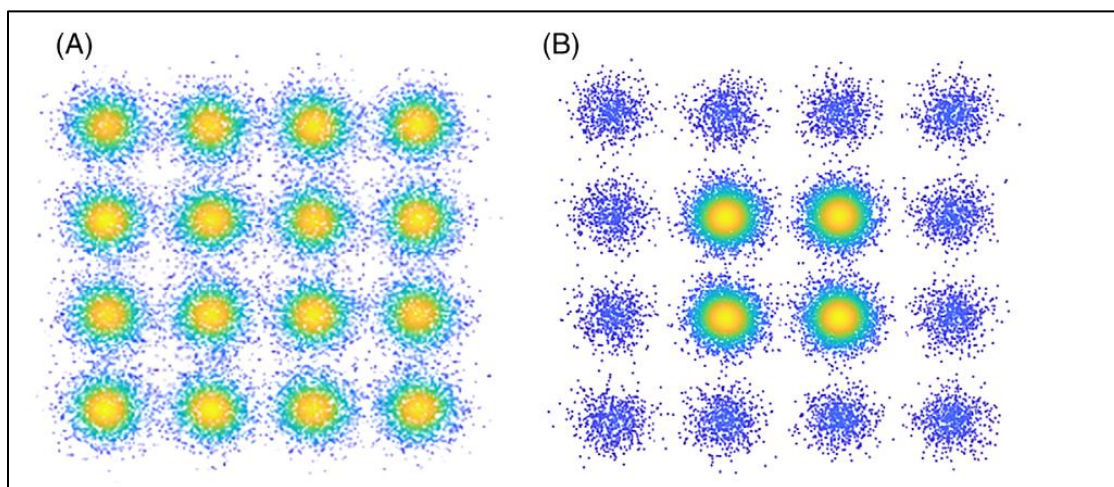
Όποτε αυτό που προσπαθούμε είναι να διατάξουμε τα σύμβολα μας κατά τέτοιο τρόπο ώστε και να μην κάνουν παρεμβολές το ένα σύμβολο στο άλλο αλλά και να μην είναι σε ακριανές θέσεις (δηλαδή να έχουν μεγάλη ακτίνα). Για το σκοπό αυτό, μελετήθηκαν αστερισμοί δακτυλίου και βελτιστοποιήθηκαν για την μετάδοση μέσω ινών.



Εικόνα 36: Παραπάνω βλέπουμε κάποιους αστερισμούς δακτυλίου για GS-8-QAM, GS-16-QAM, GS-32-QAM αντίστοιχα. Κάθε σύμβολο έχει ίδια πιθανότητα εμφάνισης και για κάθε QAM αντίστοιχα βλέπουμε πως τοποθετούνται για να επιτευχθεί ένα καλύτερο αποτέλεσμα και να περιοριστούν όσο γίνεται τα μη γραμμικά φαινόμενα. [1]

3.4 Πιθανοκρατική Διαμόρφωση

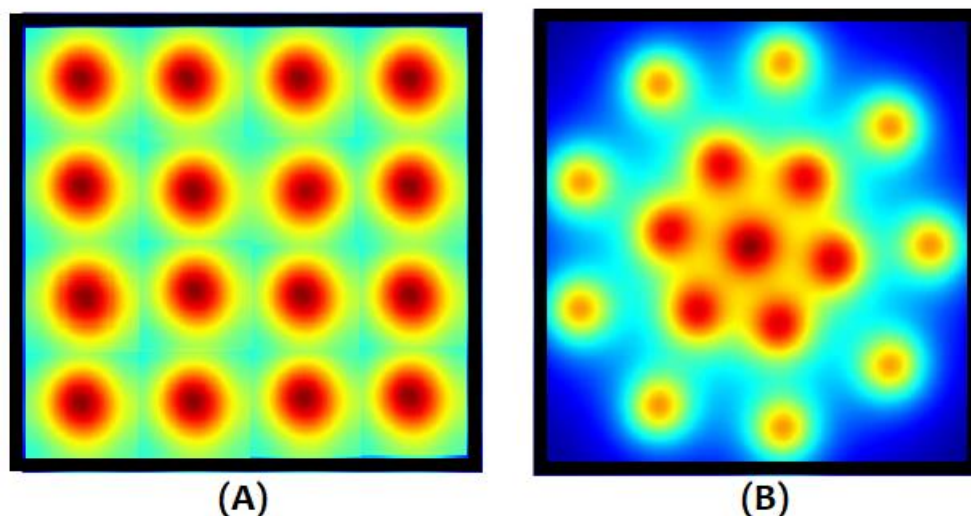
Αντίστοιχα με την γεωμετρική διαμόρφωση η κύρια η ιδέα στην πιθανοκρατική διαμόρφωση ήταν να περιοριστούν τα σύμβολα υψηλής ενέργειας στον αστερισμό. Επομένως τα ακριανά σύμβολα έχουν πλέον μικρότερες πιθανότητες εμφάνισης ενώ τα κεντρικά σύμβολα έχουν περισσότερες πιθανότητες εμφάνισης όπως φαίνεται και στην εικόνα 37.



Εικόνα 37:(Α)Τυπική 16-QAM διαμόρφωση (Β)16QAM πιθανοκρατική διαμορφωση. [13]

3.5 Συνδυασμός πιθανοκρατικής και γεωμετρικής διαμόρφωσης

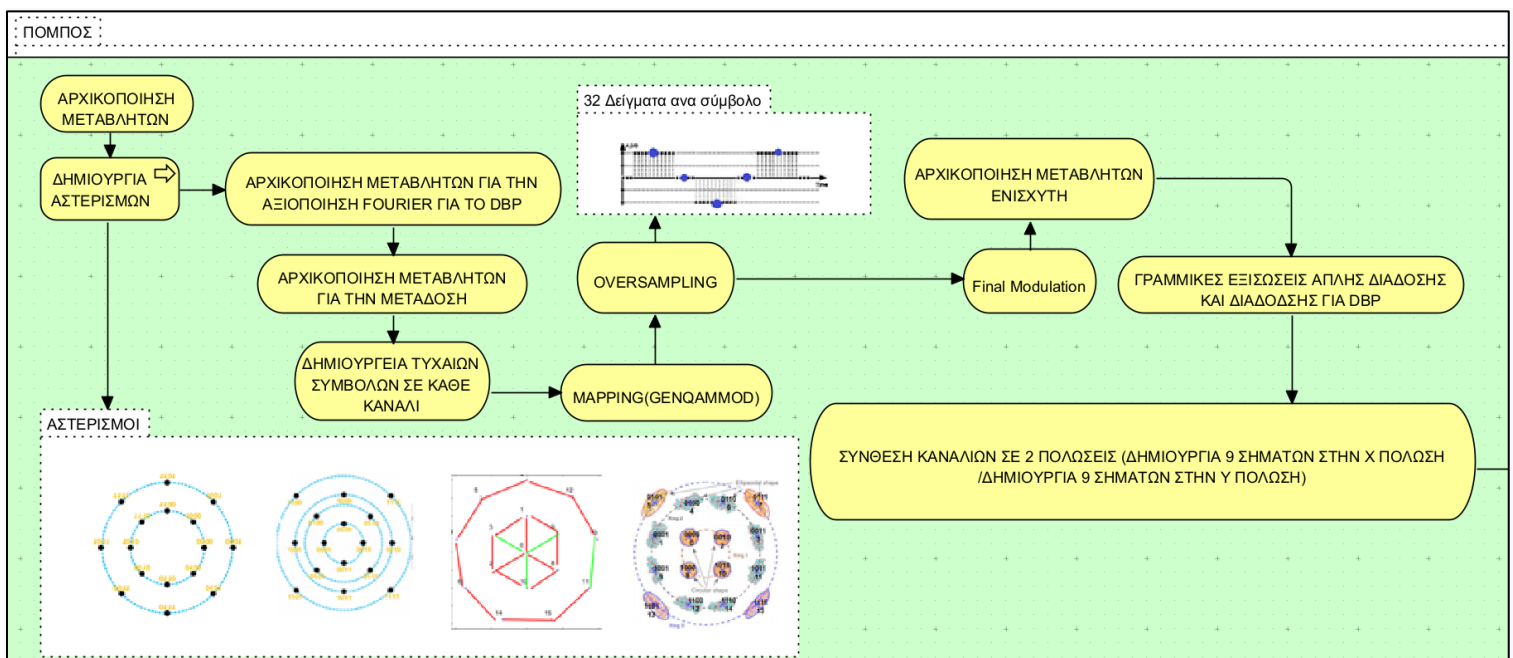
Τέλος ο συνδυασμός της πιθανοκρατικής και γεωμετρικής διαμόρφωσης αναφέρεται σε αστερισμούς τους οποίους έχουμε διαμορφώσει τόσο με γεωμετρικό όσο και με πιθανοκρατικό τρόπο όπως φαίνεται και στην εικόνα 38 στο σχήμα β.



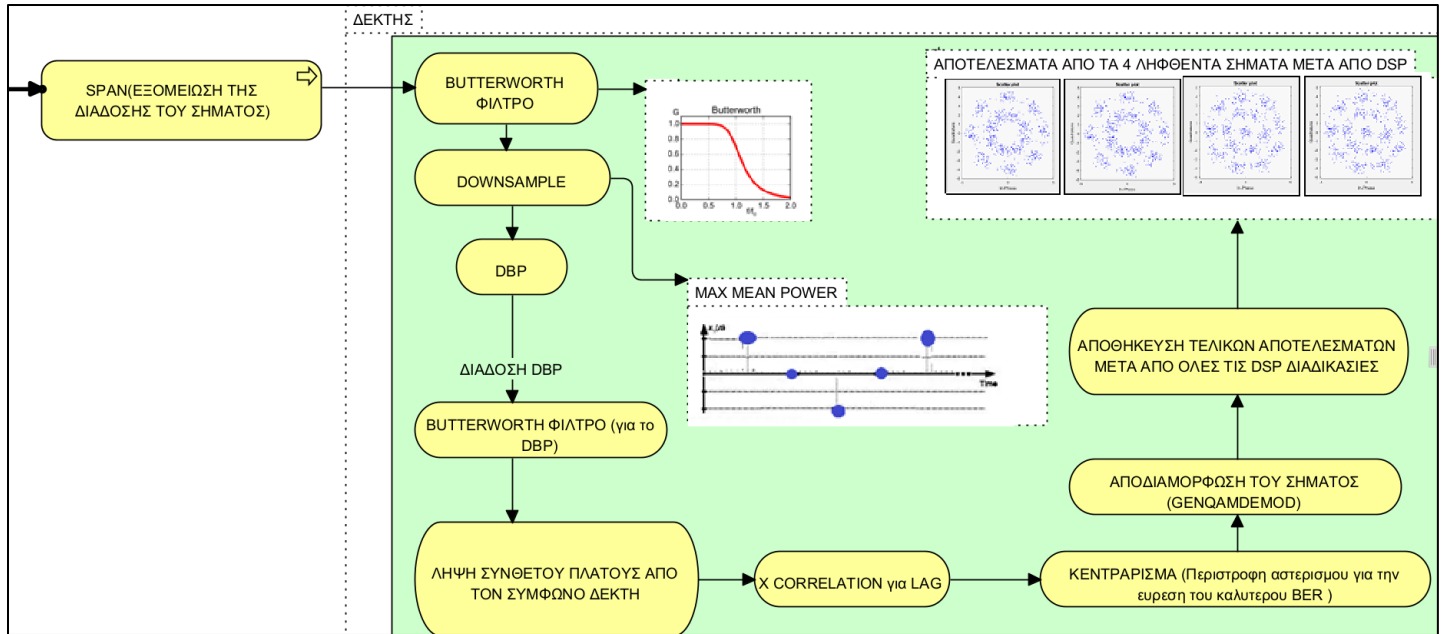
Εικόνα 38: (Α) Τυπική 16-QAM διαμόρφωση (Β) Συνδυασμός πιθανοκρατικής και γεωμετρικής διαμόρφωσης για 16-QAM. [1]

4ο κεφάλαιο: Γεωμετρική Διαμόρφωση με προσομοίωση στο MATLAB

Για να μπορέσουμε να κάνουμε την συγκριτική μας μελέτη θα πρέπει να λάβουμε πολλές παραμέτρους (ισχύ, spans, αστερισμοί, κλπ) υπόψη μας διότι αυτές συνδυαστικά θα μπορέσουν να μας παράγουν το βέλτιστο αποτέλεσμα για να μπορέσουμε να καταλήξουμε στην βέλτιστη απόδοση. Σκοπός είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερο capacity όσο πιο μακριά γίνεται με βοήθεια της γεωμετρικής διαμόρφωσης για να εξαλειφθούν όσο γίνεται τα μη γραμμικά φαινόμενα. Ο κώδικας που δημιουργήθηκε δημιουργεί όλα τα πιθανά σενάρια για την εύρεση του καλύτερου. Παρακάτω παρουσιάζεται συνοπτικά η λειτουργία του κώδικα μέσω διαγραμμάτων ροής δεδομένων ενώ στις επόμενες ενότητες αναλύουμε των κώδικα.



Εικόνα 39: Διάγραμμα ροής για τον πομπό.



Εικόνα 40:Διάγραμμα ροής για τον δέκτη.

4.1 Επεξήγηση κώδικα

- Αρχικά θα ορίσουμε τις τιμές με την ισχύ που θα εισάγουμε. Θα δοκιμάσουμε για το εύρος -13dBm έως και -6dBm (όχι για παραπάνω γιατί το σήμα αρχίζει να παραμορφώνεται πάρα πολύ λόγω των μη γραμμικών φαινομένων)

Power_dBm=[-13:1:-6]

- Έπειτα θα μετατρέψουμε τα dB σε watt

Power_Watt=10.^((Power_dBm-30)/10)/10;

- Θα δοκιμάσουμε από 10 μέχρι 20 spans (τη μέγιστη δηλαδή απόσταση)

Spans=[10:1:20]

- Θα χρειαστούμε ένα μεγάλο εύρος δειγμάτων για να μπορέσουμε να έχουμε αξιόλογο και ορθό αποτέλεσμα επομένως κάπου στα 524.288 σύμβολα.

Nt=2^19

- Η πολυπλεξία που έχουμε είναι wdm για 9 κανάλια

num_of_total_channels =9

- Θα χρησιμοποιηθεί ένας 16QAM αστερισμός

M2=16

- Σταθερά για την ψηφιακή οπίσθια διάδοση DBP

downDBP=4

- Το dt είναι ο χρόνος δειγματοληψίας για την προσομοίωσης στο σύστημα μας. Το κάθε σύμβολο είναι 40 picosecond και εμείς χωρίζουμε τον χρόνο σε 32 κομμάτια δηλαδή προσομοιώνουμε το κάθε σύμβολο με 32 samples.

dt=4e-11/32

- Ο χρόνος που λαμβάνει χώρα η ψηφιακή οπίσθια διάδοση.

dtDBP=dt*downDBP;

- Ο συνολικός χρόνος για όλα τα σύμβολα δίνεται από το γινόμενο όλων των συμβολών με την διάρκεια δειγματοληψίας του κάθε ενός από αυτά.

Tw=dt*Nt

- Το πλήθος των δειγμάτων για το DBP

NtDBP=Nt/downDBP;

- Ακτίνα του κάθε κύκλου που θα χρησιμοποιηθεί αργότερα για την δημιουργία των αστερισμών.

Amp=4;

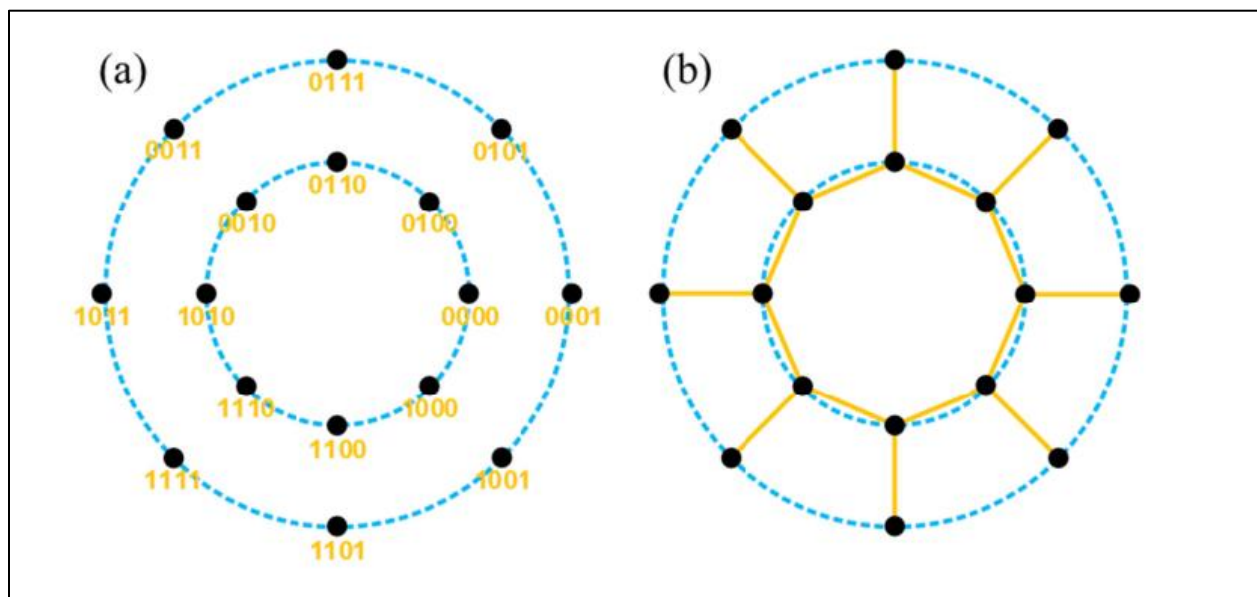
- Αρχικοποιώ έναν πίνακα Greycode{} έτσι ώστε σε κάθε θέση να έχω αποθηκευμένη την κάθε μια από τις γεωμετρικές διαμορφώσεις που θα κάνω για να μπορέσω να μελετήσω τον κάθε αστερισμό ξεχωριστά πως συμπεριφέρεται υπό διαφορετικές συνθήκες.

GreyCode={};

Μπορούν να δημιουργηθούν αρκετές γεωμετρικές διαμορφώσεις, με τον κάθε αστερισμό να έχει διαφορετική απόδοση. Στον κώδικα μας έχουμε δημιουργήσει τους βασικότερους όπως φαίνεται παρακάτω.

4.1.2 Για το σύστημα $16=8+8$

Στη συνέχεια θα κάνουμε έναν αστερισμό με βάση 2 δαχτυλίδια όπου το κάθε δαχτυλίδι θα περιλαμβάνει 8 σύμβολα το κάθε ένα όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 41:Αναπαράσταση του αστερισμού $16=8+8$. [8]

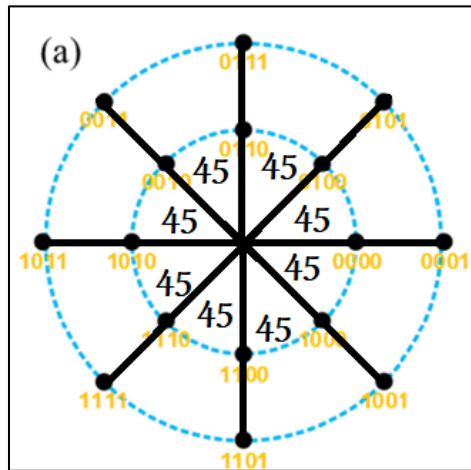
- Το κάθε ένα θα λάβει συντεταγμένες $x(\text{realconst})$ και $y(\text{imagconst})$ με βάση τους παρακάτω τύπους :

```
theta1=[0:(1/8):1-1/8];  
realconst=[sin(theta1*2*pi)*Amp sin(theta1*2*pi+pi/8)*Amp/2];  
imagconst=[cos(theta1*2*pi)*Amp cos(theta1*2*pi+pi/8)*Amp/2];  
const=realconst+ 1i*imagconst; const=const.';  
mygrey=[11 3 16 8 10 2 9 1 12 4 15 7 13 5 14 6];  
coordinates=[];
```

όπου για να βρούμε το κάθε σημείο γνωρίζουμε ότι κάθε σύμβολο βρίσκεται σε έναν από τους δυο κύκλους, απόσταση δηλαδή ίση με την ακτίνα του κάθε κύκλου αντίστοιχα.

Μελέτη Γεωμετρικών Τεχνικών Διαμόρφωσης Για Την Αντιμετώπιση Μη Γραμμικών Φαινομένων Στην Οπτική Ίνα.

Εφόσον έχουμε σε κάθε κύκλο 8 σύμβολα θα χρειαστούμε μια γωνιά θ_1 (έτσι ώστε να μεταβάλλεται ανά 45 μοίρες).



Εικόνα 42: Εικονική αναπαράσταση του αστερισμού $16=8+8$ για την ακριβή εύρεση των σημείων x και y μέσω ημίτονου και συνημίτονου της γωνίας.

Επίσης καθώς γνωρίζουμε και την ακτίνα του κάθε κύκλου (Amp και $Amp/2$) μπορούμε να βρούμε το x με το ημίτονο της γωνίας και y με το συνημίτονο της γωνίας.

- Επομένως ο αστερισμός θα χαρτογραφηθεί όπως φαίνεται στην προηγούμενη εικόνα.

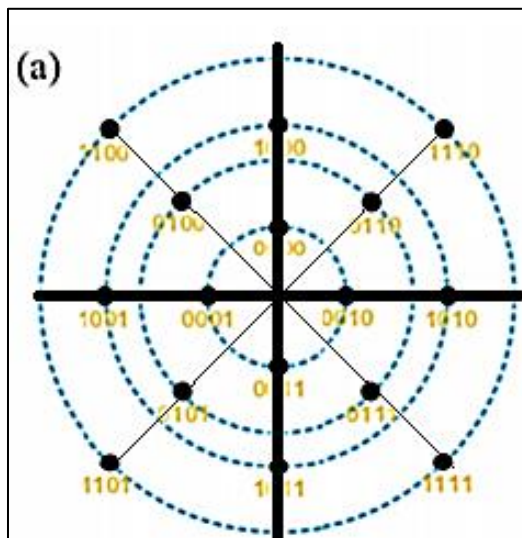
```
for k=1:M
    temp=const(mygrey(k));
    coordinates=[coordinates temp];
end
```

- Το σύστημα $16=8+8$ το αποθηκεύουμε στον πίνακα GreyCode στην θέση {1}

```
GreyCode{1}=coordinates;
```

4.1.3 Για το σύστημα $16=4+4+4+4$

Στη συνέχεια θα κάνουμε έναν αστερισμό με βάση 4 δαχτυλίδια όπου το κάθε δαχτυλίδι θα περιλαμβάνει 4 σύμβολα το κάθε ένα όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 43: Αναπαράσταση του αστερισμού $16=4+4+4+4$. Με έντονο χρώμα γίνεται η τομή των κύκλων ανά γωνίες $\theta_1=90^\circ$ ενώ με το πιο μικρές μαύρες ευθείες γίνεται η τομή των κύκλων ανά γωνίες $\pi/4=45^\circ$. Έτσι έχοντας τις γωνίες καθώς και τις ακτίνες προσδιορίζουμε ακριβώς το σημείο που θα βάλουμε τα σύμβολα μέσω του MATLAB για να έχουμε τον παραπάνω αστερισμό.

- Το κάθε ένα θα λάβει συντεταγμένες $x(\text{realconst})$ και $y(\text{imagconst})$ με βάση τους παρακάτω τύπους αντίστοιχα:

```
theta1=[0:(1/4):1-1/4];
```

```
realconst=[
sin(theta1*2*pi+pi/4)*Amp
sin(theta1*2*pi)*Amp*3/4
sin(theta1*2*pi+pi/4)*Amp*2.2/4
sin(theta1*2*pi)*Amp*1.1/4];
```

```
imagconst=[
cos(theta1*2*pi+pi/4)*Amp
cos(theta1*2*pi)*Amp*3/4
cos(theta1*2*pi+pi/4)*Amp*2.2/4
cos(theta1*2*pi)*Amp*1.1/4];
const=realconst+ 1i*imagconst; const=const.';
```

```
mygrey=[13 16 14 15 9 12 10 11 5 8 6 7 1 4 2 3];
```

Έχουμε 4 σύμβολα σε κάθε κύκλο. Γνωρίζουμε την ακτίνα του κάθε κύκλου και την αντίστοιχη γωνιά του, όπως με το προηγούμενο παράδειγμα μπορούμε να βρούμε το x με το ημίτονο της γωνιάς και y με το συνημίτονο της γωνιάς.

- Επομένως ο αστερισμός θα χαρτογραφηθεί όπως φαίνεται στην προηγούμενη εικόνα.

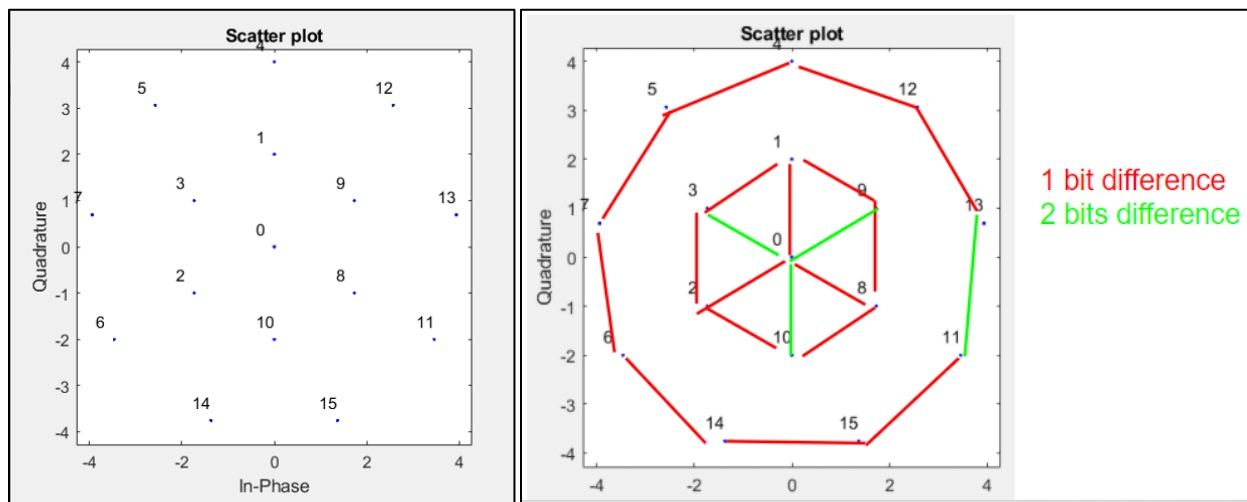
```
coordinates=[];  
for k=1:M  
    temp=const(mygrey(k));  
    coordinates=[coordinates temp];  
end
```

- Το σύστημα $16=4+4+4+4$ το αποθηκεύουμε στον πίνακα GreyCode στην θέση {2}

```
GreyCode{2}=coordinates;
```

4.1.4 Για το σύστημα $16=1+6+9$ (ZHEN QU AND IVAN B. DJORDJEVIC)

Στη συνέχεια θα κάνουμε έναν αστερισμό με βάση 3 δαχτυλίδια όπου το πρώτο δαχτυλίδι θα περιλαμβάνει 1 σύμβολο το δεύτερο δαχτυλίδι 6 σύμβολα και το τρίτο δαχτυλίδι 9 σύμβολα, το κάθε ένα όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 44: Αναπαράσταση του αστερισμού $16=1+6+9$.

Το κάθε ένα θα λάβει συντεταγμένες x (realconst) και y (imagconst) με βάση τους παρακάτω τύπους αντίστοιχα:

- Για τον πρώτο κύκλο με τα 6 σύμβολα:

```
theta1=[0:(1/6):1-1/6];  
realconst1=sin(theta1*2*pi+3.1*pi/6)*Amp*0.9/2;  
imagconst1=cos(theta1*2*pi+3.1*pi/6)*Amp*0.9/2;
```

- Για τον εξωτερικό κύκλο με τα 9 σύμβολα:

```
theta2=[0:(1/9):1-1/9];  
realconst2=sin(theta2*2*pi)*Amp;  
imagconst2=cos(theta2*2*pi)*Amp;
```

- Και το σύμβολο στην μέση είναι το (0,0)

```
realconst=[0 realconst1 realconst2];  
imagconst=[0 imagconst1 imagconst2];  
const=realconst+ 1i*imagconst; const=const.';  
mygrey=[1 2 6 7 8 16 14 15 4 3 5 11 9 10 13 12];
```

- Επομένως θα χαρτογραφηθεί όπως φαίνεται στην προηγούμενη εικόνα

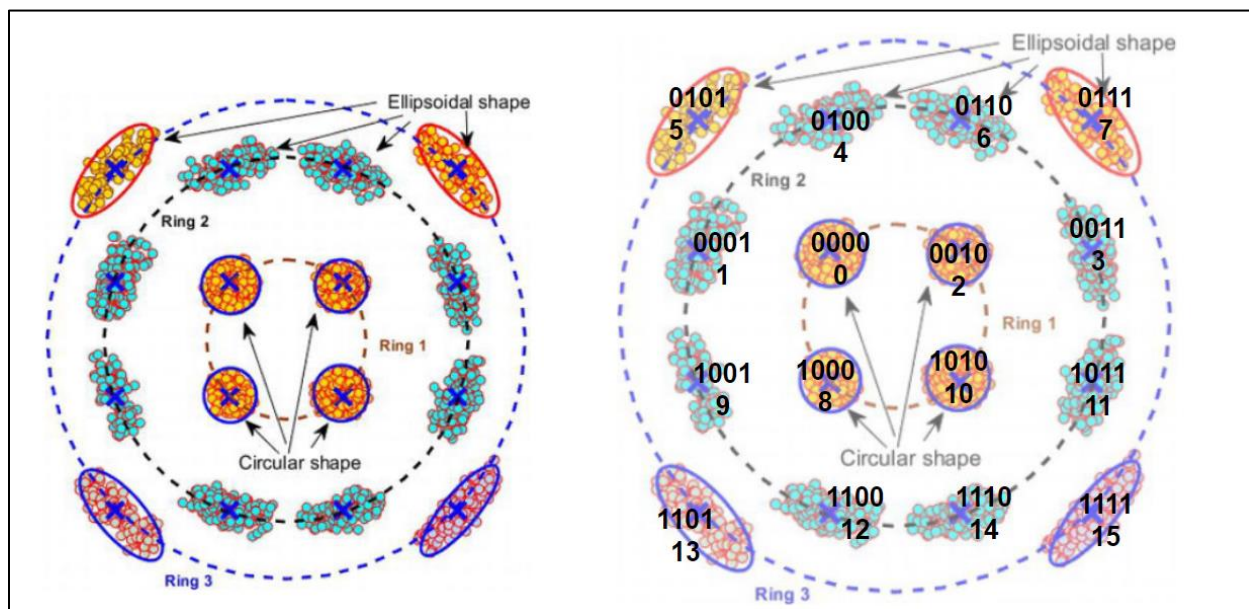
```
coordinates=[];  
for k=1:M  
    temp=const(mygrey(k));  
    coordinates=[coordinates temp];  
end
```

- Το σύστημα $16=1+6+9$ το αποθηκεύουμε στον πίνακα GreyCode στην θέση {3}

```
GreyCode{3}=coordinates;
```

4.1.5 Για το σύστημα $16=4+8+4$

Στη συνέχεια θα κάνουμε έναν αστερισμό με βάση 3 δαχτυλίδια όπου το πρώτο δαχτυλίδι θα περιλαμβάνει 4 σύμβολα το δεύτερο δαχτυλίδι 8 σύμβολα και το τρίτο δαχτυλίδι 4 σύμβολα, το κάθε ένα όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 45: Αναπαράσταση του αστερισμού $16=4+8+4$ (με την ελλειψοειδή απεικόνιση των ακριανών συμβολών λόγω παρουσίας μη γραμμικών φαινομένων). [11]

Το κάθε ένα θα λάβει συντεταγμένες $x(\text{realconst})$ και $y(\text{imagconst})$ με βάση τους παρακάτω τύπους:

- Για τον εσωτερικό κύκλο με τα 4 σύμβολα:

$\theta_1 = [0:(1/4):1-1/4];$
 $\text{realconst}_1 = \sin(\theta_1 * 2 * \pi + \pi/4) * \text{Amp} * 1/4;$
 $\text{imagconst}_1 = \cos(\theta_1 * 2 * \pi + \pi/4) * \text{Amp} * 1/4;$

- Για τον ενδιάμεσο κύκλο με τα 8 σύμβολα :

$\theta_2 = [0:(1/8):1-1/8];$
 $\text{realconst}_2 = \sin(\theta_2 * 2 * \pi + \pi/8) * \text{Amp} * 2.4/4;$
 $\text{imagconst}_2 = \cos(\theta_2 * 2 * \pi + \pi/8) * \text{Amp} * 2.4/4;$

- Για τον εξωτερικό κύκλο με τα 4 σύμβολα:

```
realconst3=sin(theta1*2*pi+pi/4)*Amp;  
imagconst3=cos(theta1*2*pi+pi/4)*Amp;  
realconst=[realconst1 realconst2 realconst3]; %realconst=realconst.';  
imagconst=[imagconst1 imagconst2 imagconst3]; %imagconst=imagconst.';  
const=realconst+ 1i*imagconst; const=const.';  
mygrey=[4 11 1 6 12 16 5 13 3 10 2 7 9 15 8 14];
```

- Επομένως θα χαρτογραφηθεί όπως φαίνεται στην προηγούμενη εικόνα

```
coordinates=[];  
for k=1:M  
    temp=const(mygrey(k));  
    coordinates=[coordinates temp];  
end
```

- Το σύστημα $16=4+8+4$ το αποθηκεύουμε στον πίνακα GreyCode στην θέση {4}

```
GreyCode{4}=coordinates;theta1=[0:(1/4):1-1/4];
```

- Η απόσταση σε GHz των καναλιών δίνεται από το df δηλαδή στην αρχική περίπτωση μας για 50GHz έχουμε 0.4 nmout:

```
df=50e9;
```

- Ο ρυθμός των συμβολών δίνεται από το Symbol_rate:

```
Symbol_rate=25e9;
```

- Έπειτα υπολογίζω ποσά δείγματα έχω ανά σύμβολο (64);

```
samples_symbol=1/Symbol_rate/dt;
```

- Πόσα σύμβολα θα μπορέσω να βάλω στο κανάλι:

```
symbols=ceil(Nt/samples_symbol*2/3);
```

Μελέτη Γεωμετρικών Τεχνικών Διαμόρφωσης Για Την Αντιμετώπιση Μη Γραμμικών Φαινομένων Στην Οπτική Ίνα.

- Χρησιμοποιώ τις ιδιότητες Fourier έτσι ώστε να βρω το wDBP για την εξίσωση της διάδοσης του DBP.

$$\begin{aligned}dw &= 1/dt/Nt^2 \cdot \pi; \\ dwDBP &= 1/dt/Nt^2 \cdot \pi;\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}w_{max} &= 1/dt \cdot \pi - dw; \\ w_{min} &= -1/dt \cdot \pi; \\ w &= w_{min}:dw:w_{max};\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}w_{maxDBP} &= 1/dtDBP \cdot \pi - dwDBP; \\ w_{minDBP} &= -1/dtDBP \cdot \pi; \\ wDBP &= w_{minDBP}:dwDBP:w_{maxDBP};\end{aligned}$$

- Η απόσταση μεταξύ δυο ενισχυτών την ορίζουμε με το L :

$$L = 50e3;$$

- Η δεύτερης τάξης διασπορά ορίζεται από το b2:

$$b2 = -20e-27;$$

- Η τρίτης τάξης διασπορά ορίζεται από το b3:

$$b3 = 0;$$

- Η μη γραμμικότητα της οπτικής ίνας ορίζεται από την παράμετρο g:

$$g = 1.3e-3;$$

- Οι απώλειες ορίζονται με την παράμετρο α:

$$a = 0.2/4.343/1000;$$

- Το gain που πρέπει να έχει ο ενισχυτής μου για να κάνει πλήρη εξάλειψη των απωλειών ανά 50km δίνεται από:

G=exp(a*L);

- Το διάστημα για το οποίο λαμβάνει χώρα η προσομοίωση είναι το dz. Δηλαδή η προσομοίωση για να κάνει την διάδοση στα 50km 'σπάει' το διάστημα των 50km ανά 100m περίπου:

dz=0.1e3;

- Από τα L και dz προκύπτει το Nz που μας δείχνει πόσα κομμάτια έχω ανά span για την προσομοίωση μου.

Nz=L/dz;

- Για να μπορέσω να κάνω την συγκριτική μου μελέτη θα πρέπει να μελετηθούν όλοι οι συνδυασμοί που μπορούν να γίνουν ανάλογα με την γεωμετρική διαμόρφωση την ισχύ και τα spans. Έτσι έχουμε 3 for για να καλύψουμε όλα τα σενάρια:

```
for igrey=1:length(GreyCode)  
for iii=1:length(Power_dBm)  
for ispan=1:length(Spans)
```

- Δημιουργούμε σύμβολα για κάθε κανάλι με σύμβολα τάξης M δηλαδή από 0 έως 15 εφόσον μιλάμε για 16 QAM. Έπειτα η genqammod ανάλογα με τον εκάστοτε αστερισμό που έχουμε (GreyCode{igrey}) τοποθετεί τα σύμβολα στον αστερισμό στο κατάλληλο σημείο. Η παραπάνω διαδικασία θα γίνει για όλα τα κανάλια. Βάζουμε 2 φορές το πλήθος των καναλιών διότι έχουμε 2 σήματα ανά μήκος κύματος, ένα σε κάθε πόλωση.

```
rng('shuffle');  
for chan=1:2*num_of_total_channels  
    data{chan}=randi([0,M-1],1,symbols,'uint8');  
    mod_data{chan}=genqammod(data{chan},GreyCode{igrey}); %modulated data  
    meanP{chan}=mean(abs(mod_data{chan}).^2);
```

- Αρχικοποίηση πίνακα

```
% Initially Ax = sqrt(Pow)  
A{chan}=ones(1, Nt)*sqrt(Power_Watt(iii));  
Aloc{chan}=A{chan};
```

- Για να έχω ένα οπτικό αποτέλεσμα του αστερισμού

```
if (chan==1) && (iii==1) && (ispan==1)
```

```
index=[0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15];
scatterplot(mod_data{1})
hold on
for k = 1:M
    text(real(GreyCode{igrey}(k))-0.4,imag(GreyCode{igrey}(k))+0.4,num2str(index(k)));
    %num2str(data(k))
end
hold off
end
```

- Έπειτα κάνω oversampling γιατί προηγούμενος έβγαζα μια τιμή ανά σύμβολο ενώ εγώ έχω για κάθε σύμβολο 32 δείγματα. Οπότε παίρνω αυτή την τιμή και την κάνω 32 φορές επανάληψη για όλη την διάρκεια του συμβόλου για να θεωρήσω ότι κάνω αναλογική διαμόρφωση.

```
for kk=1:length(cell2mat(mod_data(chan)))
    Resampled{chan}(samples_symbol*(kk-1)+1:samples_symbol*kk)=mod_data{chan}(kk);
end
```

- Περνάω στα κανάλια ένα προς ένα τις τιμές των Resampled καναλιών πολλαπλασιασμένες με την ισχύ

```
Diff{chan}=length(A{chan})-length(Resampled{chan});
%final modulation
A{chan}(Diff{chan}/2:length(Resampled{chan})+Diff{chan}/2-1)=sqrt(Power_Watt(iii))*Resampled{chan};
```

- Για να δω πόση είναι η πραγματική ισχύς σε γραμμική κλίμακα:

```
Power1=mean(abs(A{1})(Diff{1}/2:length(Resampled{1})+Diff{1}/2-1)).^2);
```

- Για να δω πόση είναι η πραγματική ισχύς σε λογαριθμική κλίμακα;

```
PdBm1=10*log10(1000*Power1);
```

- Ορίζω τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή και τον θόρυβο του:

```
h=6.626070040e-34;
fo=228.85e12;
nsp=1.5;
Geq=10;
```


- Ορίζουμε 2 span για την Ψηφιακή οπίσθια διάδοση:

$$NzDBP=2;$$

- Το διάστημα για το οποίο λαμβάνει χώρα η Ψηφιακή οπίσθια διάδοση ορίζεται από το **dzDBP** και είναι 25km

$$dzDBP=L/NzDBP;$$

- Η γραμμική εξίσωση της διάδοσης

$$Linear=\exp(-a/2*dz+1i*(w.^2*b2*dz/2.0+w.^3*b3*dz/6.0));$$

- Η εξίσωση για την Ψηφιακή οπίσθια διάδοση

$$LinearDBP=\exp(a/2*dzDBP-1i*(wDBP.^2*b2*dzDBP/2.0+wDBP.^3*b3*dzDBP/6.0));$$

- Έπειτα συνθέτω τα κανάλια σε 2 πολώσεις Ax και Ay όπου 9 σήματα είναι στην x πόλωση και άλλα 9 σήματα στην y πόλωση αντίστοιχα. Διπλά από κάθε A{ } υπάρχει το exp που χρησιμοποιείται για να προσδιορίσει την θέση του κάθε A αντίστοιχα. Για παράδειγμα στο A{3} το γινόμενο του με το **exp(-1i*df*2*pi*t)** σημαίνει ότι το A{3} θα πάει 50giga αριστερά (λόγω του αρνητικού πρόσημου) από το κεντρικό κανάλι. Το A{5} θα πάει 50giga δεξιά (λόγω του θετικού πρόσημου) από το κεντρικό κανάλι. Το A{7} βρίσκεται 100giga αριστερά (2 θέσεις αριστερά) ενώ το A{9} βρίσκεται 100giga δεξιά (2 θέσεις δεξιά) κ.ο.κ.

$$Ain=A;$$

$$Ax=A\{1\}+...$$

$$\begin{aligned} &+1*A\{3\}.*\exp(-1i*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{5\}.*\exp(1i*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{7\}.*\exp(-1i*2*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{9\}.*\exp(1i*2*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{11\}.*\exp(-1i*3*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{13\}.*\exp(1i*3*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{15\}.*\exp(-1i*4*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{17\}.*\exp(1i*4*df*2*pi*t); \end{aligned}$$

$$Ay=A\{2\}...$$

$$\begin{aligned} &+1*A\{4\}.*\exp(-1i*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{6\}.*\exp(1i*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{8\}.*\exp(-1i*2*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{10\}.*\exp(1i*2*df*2*pi*t)... \\ &+1*A\{12\}.*\exp(-1i*3*df*2*pi*t)... \end{aligned}$$

```
+1*A{14}.*exp(1i*3*df*2*pi*t)...  
+1*A{16}.*exp(-1i*4*df*2*pi*t)...  
+1*A{18}.*exp(1i*4*df*2*pi*t) ;
```

- Η ισχύ που εισάγω κάθε φορά για να μπορέσω να κάνω τις γραφικές παραστάσεις της ισχύς συνάρτησή του BER.

```
AllMean=10*log10(mean(abs(Ax).^2+abs(Ay).^2));
```

- Η συνάρτηση της span κάνει την διάδοση του σήματος. Στην ουσία μετατρέπουμε την εξίσωση της διάδοσης σε μια εξίσωση λύνοντας το γραμμικά επειδή η εξίσωση της διάδοσης έχει 2 ορούς .Ο πρώτος ορός είναι μεταβαλλόμενος με το dz και ο δεύτερος ορός είναι μεταβαλλόμενος με τον χρόνο dt. Αυτό που κάνω είναι να αναπαραστήσω τον ορό που είναι στον χρόνο στην συχνότητα. Δηλαδή μετασχηματίζω όλη την διαφορική εξίσωση στο πεδίο της συχνότητας με ένα Fourier έτσι ώστε η παράγωγος στον χρόνο να γίνει i*ω στην συχνότητα.

tic

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

toc

- Περνάμε τα σήματα Ax και Ay από το φίλτρο butterworth. Τα φίλτρα Butterworth χρησιμοποιούνται επειδή δεν έχουν σημεία κορύφωσης για να μπορέσει να έχει το σήμα απόκριση συχνότητας όσο το δυνατόν πιο επίπεδη στη ζώνη διέλευσης.

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

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

- Πετάμε τα περιττά δείγματα αξιοποιώντας την μέση ισχύ από τα δείγματα για το κάθε σύμβολο αντίστοιχα

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

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

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

- Η διάδοση του σήματος με την ψηφιακή οπίσθια διάδοση

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

- Περνάμε τα σήματα Ax και Ay του DBP από το φίλτρο butterworth

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

- Λήψη του μιγαδικού πλάτους από τον σύμφωνο δεκτή.

```
Axout=AxDBP;  
Ayout=AyDBP;  
realx=real(Axout);  
imagx=imag(Axout);
```

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

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

- Για να βρω το σημείο με το καλύτερο ber για τα x,y διότι μπορεί το σύμβολο να έχει μια μικρή απόκλιση (από την επιθυμητή τιμή) στον χρόνο και στην φάση, ούτως ώστε να έχω καλύτερη εικόνα των αποτελεσμάτων.

```
%% xcorrelation for lag  
[xC,lagx]=xcorr(Ain{1},Axout);  
xC=xC/max(xC);  
[Mcx,lcx]=max(xC);  
t_cor_x=lagx(lcx);
```

```
[yC,lagy]=xcorr(Ain{2},Ayou);  
yC=yC/max(yC);  
[Mcy,lcy]=max(yC);  
t_cor_y=lagy(lcy);
```

- Επειδή ο αστερισμός είναι ευαίσθητος στην φάση καθώς έχει σύμβολα φάσης και πλάτους μικρές μεταβολές στο ber σημαίνουν πως ο αστερισμός μας δεν θα κεντραριστεί όπως πρέπει. Επομένως κάνουμε διαδοχικές μικρές ολισθήσεις για να βρούμε το καλύτερο ber ώστε να κεντραριστεί σωστά ο αστερισμός για κάθε μια από τις γεωμετρικές διαμορφώσεις που έχουμε πει παραπάνω.

```
Diff_x=Diff{1}/downDBP;  
Diff_y=Diff{2}/downDBP;  
samples_symbol2=samples_symbol/downDBP;
```

```
for kk=1:length(mod_data{1})  
out_data_x(kk)=out_complex_x(Diff_x/2+samples_symbol2*(kk-  
1)+samples_symbol2/2-0*t_cor_x);  
out_data_y(kk)=out_complex_y(Diff_y/2+samples_symbol2*(kk-  
1)+samples_symbol2/2-0*t_cor_y);  
end
```

```
out_data_x=sqrt(meanP{1})*out_data_x/sqrt(mean(abs(out_data_x).^2));  
out_data_y=sqrt(meanP{2})*out_data_y/sqrt(mean(abs(out_data_y).^2));
```

```
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);
```

- Αποδιαμόρφωση του τελικού σήματος μετα από όλες τις DSP τεχνικές

```
Rec_data_x=genqamdemod(out_data_shift_x, GreyCode{igrey});  
Rec_data_y=genqamdemod(out_data_shift_y, GreyCode{igrey});
```

- Εύρεση τελικού BER

```
[NNx,RRx]=biterr(data{1}, Rec_data_x);  
[NNy,RRy]=biterr(data{2}, Rec_data_y);
```

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

```
end
```

```
[minBERx,lx] = min(BER_x);
minBERx
[minBERy,ly] = min(BER_y);
minBERy
```

```
sprintf('minBERx= %f', minBERx);
sprintf('minBERy= %f', minBERy);
```

- Εξάγω όλα τα αποτελέσματα μου σε txt αρχεία για να μπορέσω μετά να κάνω τις γραφικές παραστάσεις από τα αποτελέσματα που έχουν προκύψει και να μπορέσω να συγκρίνω όλες τις περιπτώσεις και τους αστερισμούς

```
%% Export data
%3 for geo qam
%igrey for each grey 1 2 3 4
writtenData=[3 symbols igrey Spans(ispan) Power_dBm(iii) AllMean minBERx
minBERy];
dlmwrite('PowerBERgeo.txt',writtenData, '-append');
```

```
X_x_real=real(out_data_x*exp(-lx*1i*2*pi/360));
X_x_imag=imag(out_data_x*exp(-lx*1i*2*pi/360));
```

```
X_y_real=real(out_data_y*exp(-ly*1i*2*pi/360));
X_y_imag=imag(out_data_y*exp(-ly*1i*2*pi/360));
```

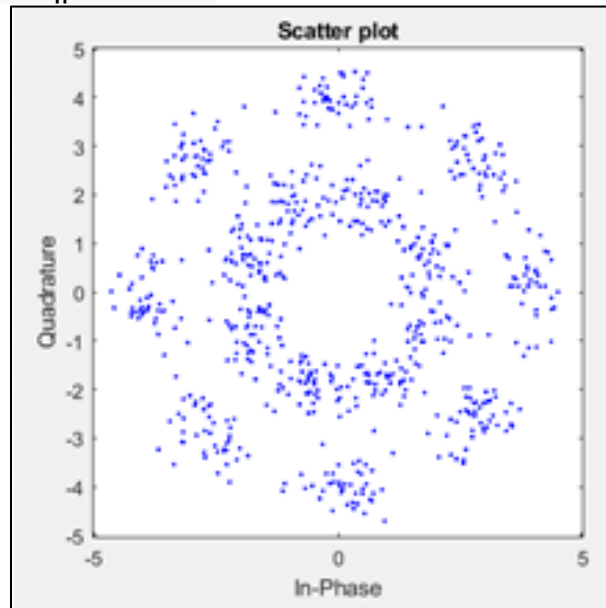
```
X_x=[X_x_real, X_x_imag];
X_y=[X_y_real, X_y_imag];
```

```
str=sprintf("_%d_%d_%d_%d.txt",M,Spans(ispan),Power_dBm(iii),igrey);
% EXPORTS central
filenameXx = "X_x"+str;
csvwrite(filenameXx,X_x)
```

```
filenameYx="Y_x"+str;
csvwrite(filenameYx,Rec_data_x')
filenameXy="X_y"+str;
csvwrite(filenameXy,X_y)
filenameYy="Y_y"+str;
csvwrite(filenameYy,Rec_data_y')
```

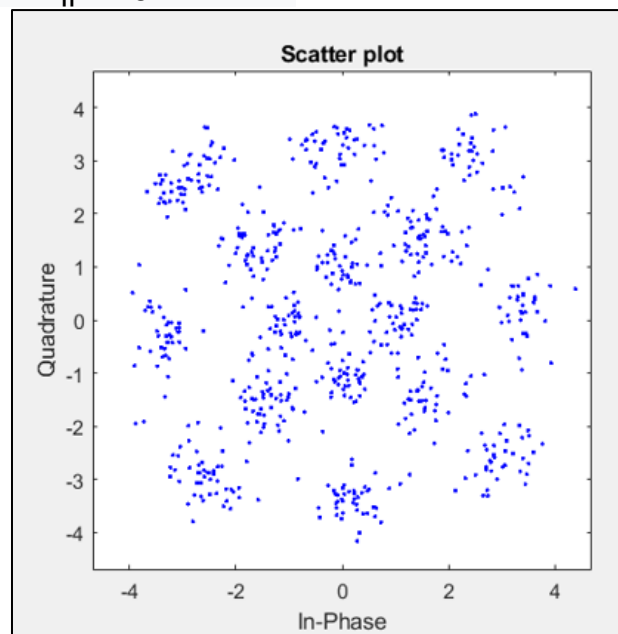
4.2 ΟΠΤΙΚΟ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΓΙΑ ΚΑΘΕ ΑΣΤΕΡΙΣΜΟ (στα 50 GHz wavelength)

- Για το σύστημα $16=8+8$



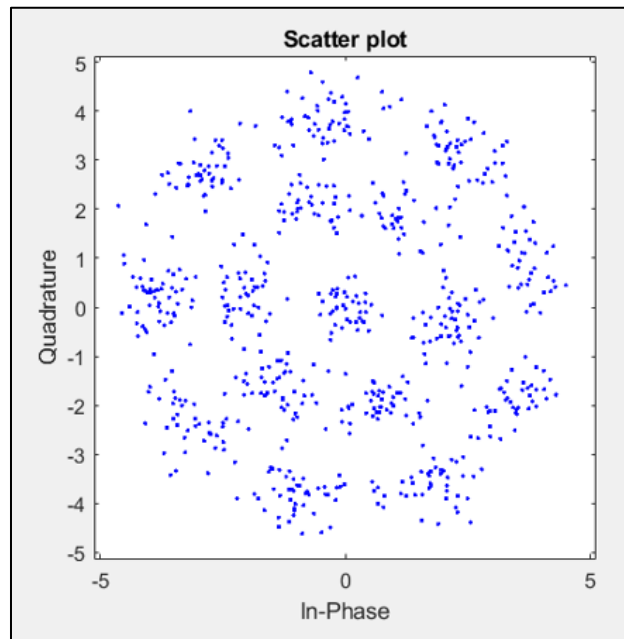
Εικόνα 46: Κατανομή των συμβολών για την γεωμετρική διαμόρφωση με αστερισμό $16=8+8$ για 50 GHz wavelength στα 20 spans .

- Για το σύστημα $16=4+4+4+4$



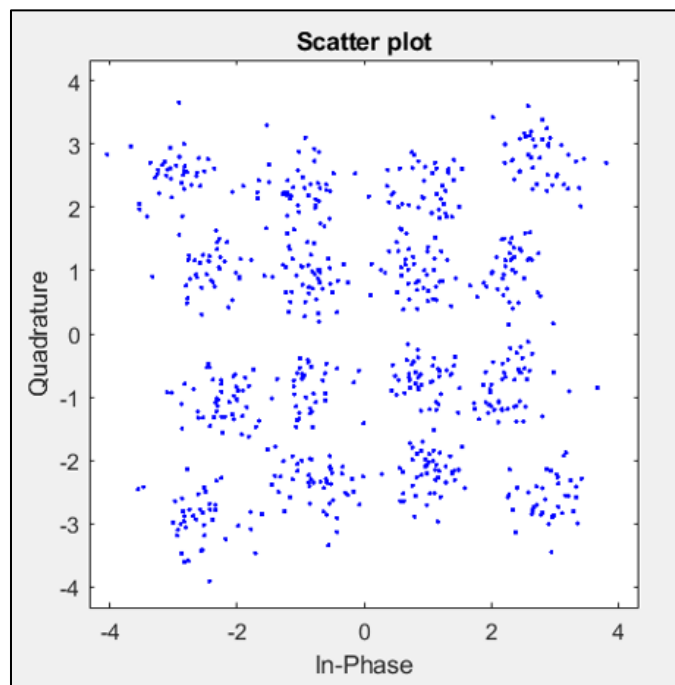
Εικόνα 47: Κατανομή των συμβολών για την γεωμετρική διαμόρφωση με αστερισμό $16=4+4+4+4$ για 50 GHz wavelength στα 20 spans .

- Για το σύστημα $16=1+6+9$ (ZHEN QU AND IVAN B. DJORDJEVIC)



Εικόνα 48: Κατανομή των συμβολών για την γεωμετρική διαμόρφωση με αστερισμό $16=1+6+9$ για 50 GHz wavelength στα 20 spans .

- Για το σύστημα $16=4+8+4$



Εικόνα 49: Κατανομή των συμβολών για την γεωμετρική διαμόρφωση με αστερισμό $16=4+8+4$ για 50 GHz wavelength στα 20 spans .

4.3 Γραφικές παραστάσεις

Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα μέσω γραφικών παραστάσεων αλλάζοντας αυτή τη φορά και το wavelength για να μπορέσουμε να δούμε το βέλτιστο αποτέλεσμα σε ποιο μήκος κύματος επιτυγχάνεται ,για ποιο BER,για ποια ισχύ, σε ποιον αστερισμό.

4.3.1 Για απόσταση 20 spans στα 50 GHz wavelength

-10 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.013412	0.013778	0.013595
4+4+4+4	0.014053	0.014946	0.0144995
1+6+9	0.011741	0.011467	0.011604
4+8+4	0.014167	0.013412	0.0137895

-9 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.012405	0.013046	0.0127255
4+4+4+4	0.013527	0.01284	0.0131835
1+6+9	0.01181	0.0097958	0.0108029
4+8+4	0.01165	0.012382	0.012016

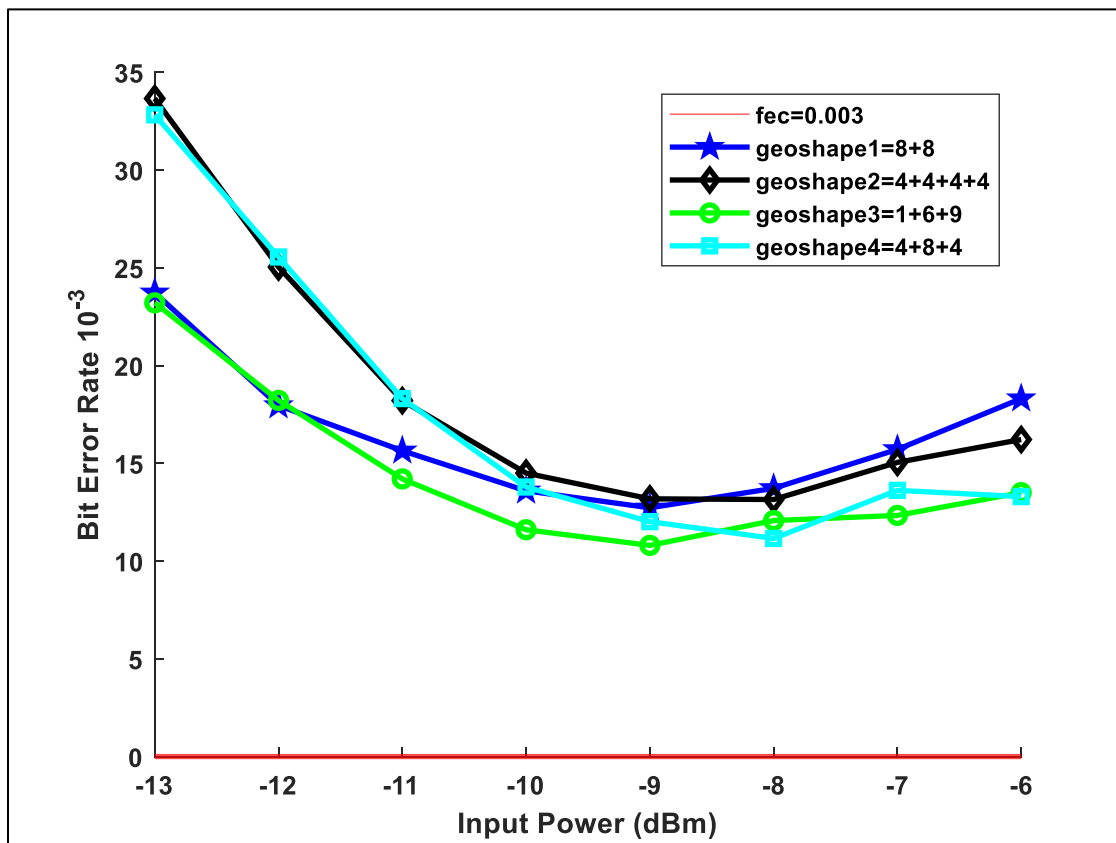
-8 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.014236	0.013206	0.013721
4+4+4+4	0.014099	0.012199	0.013149
1+6+9	0.011741	0.012405	0.012073
4+8+4	0.012222	0.010093	0.0111575

-7 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.015953	0.015472	0.0157125
4+4+4+4	0.015586	0.014511	0.0150485

1+6+9	0.012657	0.012016	0.0123365
4+8+4	0.013458	0.013778	0.013618



Εικόνα 50:Γραφική παράσταση BER συνάρτηση της ισχύος εισόδου για απόσταση 20 spans στα 50 GHz για τους 4 διαφορετικούς αστερισμούς.

4.3.2 Για απόσταση 20 spans στα 75 GHz wavelength

-10 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	bery	average
8+8	0.0086057	0.0086286	0.00861715
4+4+4+4	0.007324	0.0078504	0.0075872
1+6+9	0.006706	0.0062712	0.0064886
4+8+4	0.0076902	0.0071409	0.00741555

-9 dB 20 spans

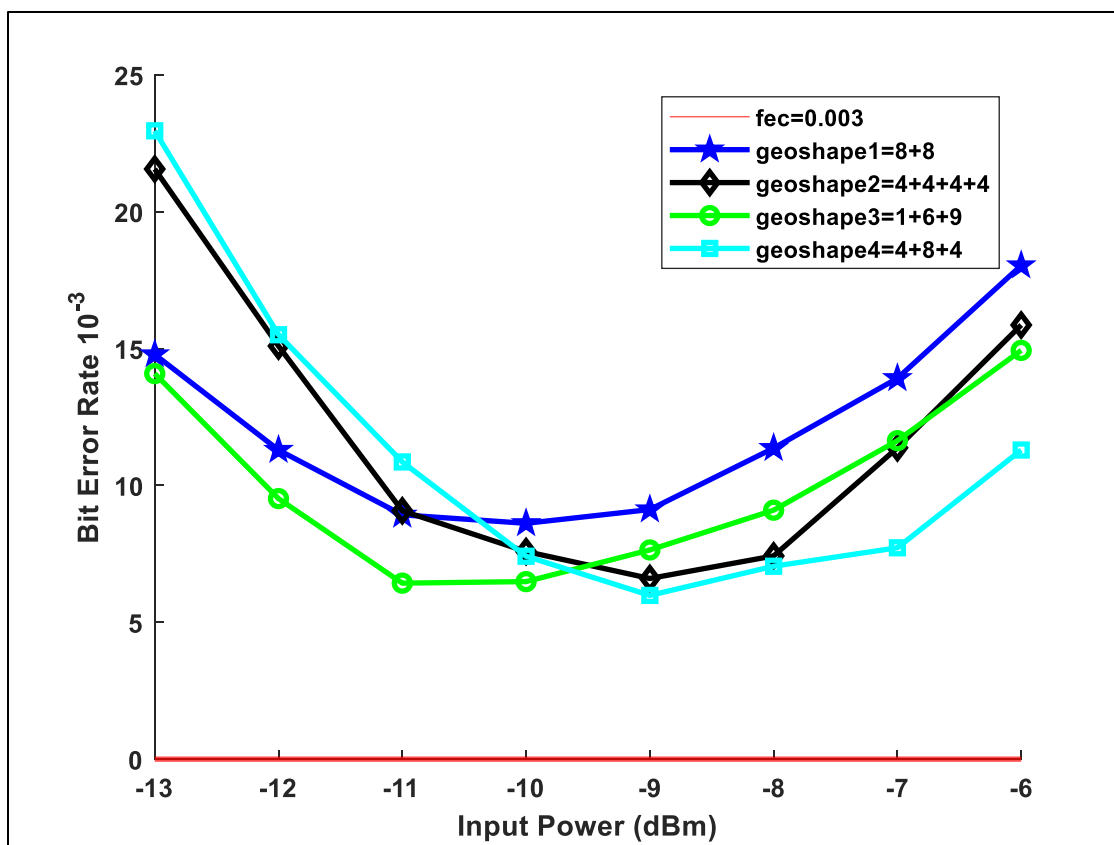
Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.0091321	0.0091092	0.00912065
4+4+4+4	0.0071409	0.0060652	0.00660305
1+6+9	0.0077817	0.0075071	0.0076444
4+8+4	0.0060194	0.0059507	0.00598505

-8 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.011604	0.011123	0.0113635
4+4+4+4	0.0075071	0.0073469	0.007427
1+6+9	0.0090634	0.0091321	0.00909775
4+8+4	0.0071867	0.006912	0.00704935

-7 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.013618	0.014213	0.0139155
4+4+4+4	0.01181	0.01094	0.011375
1+6+9	0.011375	0.011901	0.011638
4+8+4	0.007942	0.0075071	0.00772455



Εικόνα 51: Γραφική παράσταση BER συνάρτηση της ισχύος εισόδου για απόσταση 20 spans στα 75 GHz για τους 4 διαφορετικούς αστερισμούς.

4.3.3 Για απόσταση 20 spans στα 100 GHz wavelength

-10 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	bery	average
8+8	0.0080793	0.0078046	0.007942
4+4+4+4	0.0057905	0.0063169	0.006054
1+6+9	0.0060881	0.0061338	0.006111
4+8+4	0.0062025	0.0069349	0.006569

-9 dB 20 spans

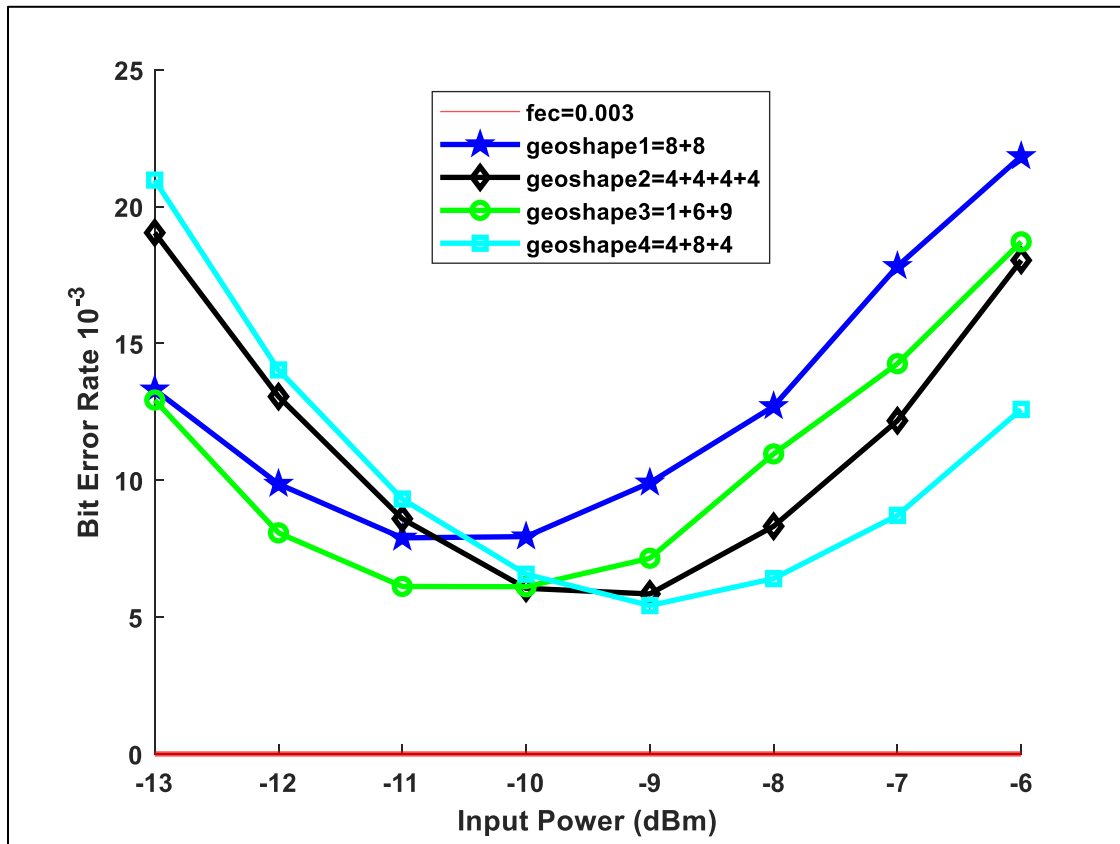
Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.010002	0.0098187	0.00991
4+4+4+4	0.0063398	0.0053557	0.005848
1+6+9	0.0072553	0.0070493	0.007152
4+8+4	0.0050352	0.0058134	0.005424

-8 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.012771	0.012634	0.012703
4+4+4+4	0.0086057	0.0080335	0.00832
1+6+9	0.010551	0.011375	0.010963
4+8+4	0.0064772	0.0063398	0.006409

-7 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.01847	0.017166	0.017818
4+4+4+4	0.012588	0.011764	0.012176
1+6+9	0.014579	0.013938	0.014259
4+8+4	0.009155	0.0082853	0.00872



Εικόνα 52:Γραφική παράσταση BER συνάρτηση της ισχύος εισόδου για απόσταση 20 spans στα 100 GHz για τους 4 διαφορετικούς αστερισμούς.

Επομένως βλέπουμε ότι το καλύτερο BER μπορεί να επιτευχθεί για 100 GHz wavelength στα -9 dB με μέσο $BER=5,424 \times 10^{-3}$.

4.4 Γεωμετρική διαμόρφωση με RRC (Root-raised-cosine) φίλτρο.

Ωστόσο μπορούμε να μειώσουμε το wavelength σε μεγάλο βαθμό πετυχαίνοντας ακόμα καλύτερα αποτελέσματα (σχεδόν αγγίζοντας το $FEC=0,003$) αν τροποποιήσουμε τον παραπάνω κώδικα και εισάγουμε RRC.

Στην επεξεργασία σήματος (DSP), ένα φίλτρο RRC, χρησιμοποιείται συχνά ως φίλτρο εκπομπής και λήψης σε ένα ψηφιακό σύστημα επικοινωνίας για την εκτέλεση αντιστοίχισης φιλτραρίσματος. Αυτό βοηθά στην ελαχιστοποίηση της παρεμβολής μεταξύ συμβόλων (ISI). Η συνδυασμένη απόκριση δύο τέτοιων φίλτρων είναι αυτή του RRC φίλτρου. Το όνομά του το πήρε από το γεγονός ότι η απόκριση συχνότητάς του, $H_{rrc}(f)$ είναι η τετραγωνική ρίζα της απόκρισης συχνότητας του φίλτρου ανυψωμένου συνημίτονου $H_{rc}(f)$.

Δηλαδή $H_{rc}(f) = H_{rrc}(f) * H_{rrc}(f)$

- Στην ουσία το μόνο που αλλάζω είναι οι παράμετροι για να εισάγω το RRC

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

- Εφαρμόζω το φίλτρο με το upfirdn στα κανάλια που θέλω

```
mod_data_rrc{chan} = upfirdn(mod_data{chan}, b, sps);
```

- Μετά τη διάδοση εφαρμόζω το αντίστροφο φίλτρο.

```
out_data_x = upfirdn(out_data_x_rcc, b, 1, sps);
out_data_y = upfirdn(out_data_y_rcc, b, 1, sps);
```

- Τέλος μηδενίζω επιπλέον σύμβολα που προκύπτουν από το αντίστροφο φίλτρο.

```
out_data_x(1:span_RRC)=[];
out_data_x((end-span_RRC+1):end)=[];
out_data_y(1:span_RRC)=[];
out_data_y((end-span_RRC+1):end)=[];
```

4.5 Γραφικές παραστάσεις με RRC

Στα επόμενα υποκεφάλαια παρατίθενται τα αποτελέσματα της συγκριτικής μελέτης μετά την τροποποίηση του κώδικα (με την εισαγωγή του RRC). Έχουν δημιουργηθεί πίνακες με τις κυριότερες τιμές καθώς επίσης και γραφικές παραστάσεις που δείχνουν συνολικά την ευεργετική επίδραση του RRC.

4.5.1 Για απόσταση 20 spans στα 50 GHz wavelength με RRC

-4 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	ber y	average
8+8	0.014396	0.01316	0.013778
4+4+4+4	0.015838	0.013961	0.0149

Μελέτη Γεωμετρικών Τεχνικών Διαμόρφωσης Για Την Αντιμετώπιση Μη Γραμμικών Φαινομένων Στην Οπτική Ίνα.

1+6+9	0.012359	0.011764	0.012062
4+8+4	0.012771	0.01284	0.012806

-3 dB 20 spans

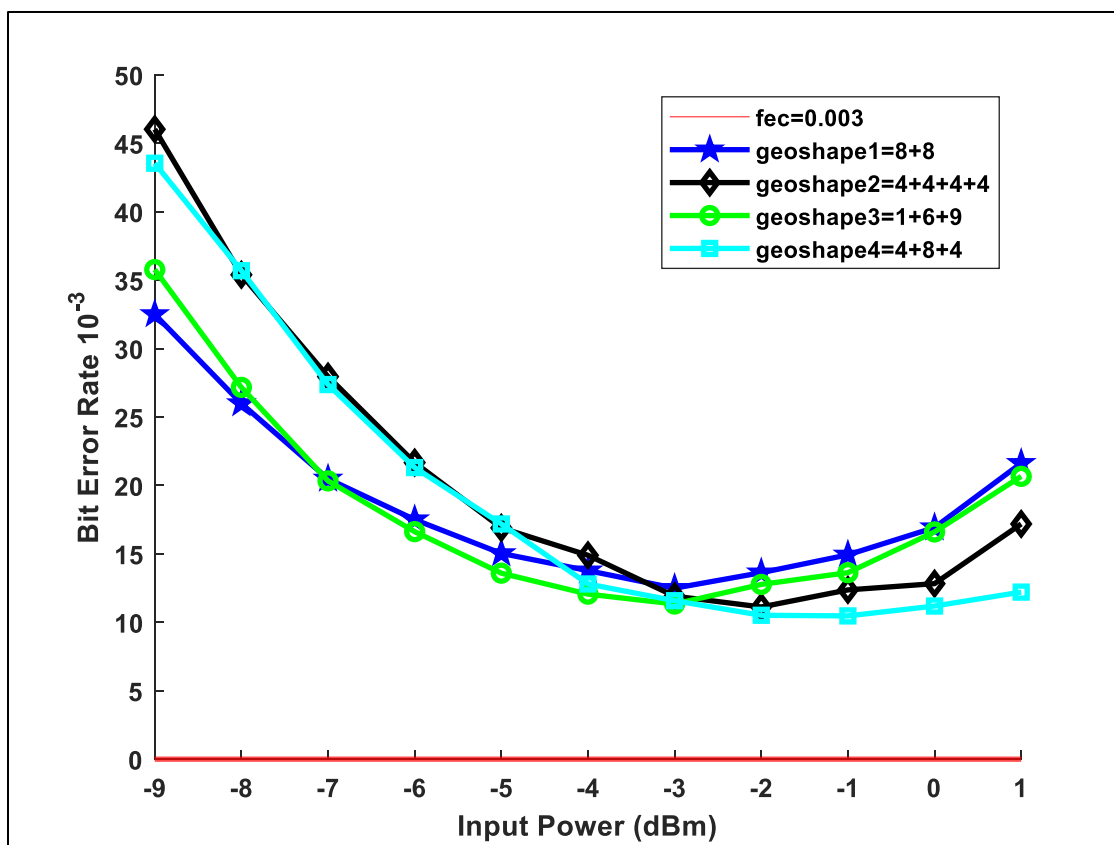
Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.012817	0.012176	0.012497
4+4+4+4	0.012245	0.011581	0.011913
1+6+9	0.010986	0.011696	0.011341
4+8+4	0.011787	0.011375	0.011581

-2 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.01371	0.013549	0.0136295
4+4+4+4	0.011924	0.010322	0.011123
1+6+9	0.012909	0.012634	0.0127715
4+8+4	0.010231	0.010803	0.010517

-1 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.014785	0.015083	0.014934
4+4+4+4	0.012405	0.012336	0.0123705
1+6+9	0.014053	0.013206	0.0136295
4+8+4	0.010826	0.010116	0.010471



Εικόνα 53:Γραφική παράσταση BER συνάρτηση της ισχύος εισόδου για απόσταση 20 spans στα 50 GHz για τους 4 διαφορετικούς αστερισμούς με RRC.

4.5.2 Για απόσταση 20 spans στα 75 GHz wavelength με RRC

-4 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.007759	0.007576	0.00766735
4+4+4+4	0.006912	0.006958	0.0069349
1+6+9	0.00618	0.005241	0.0057104
4+8+4	0.007599	0.007027	0.00731255

-3 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	berx	average
8+8	0.008011	0.008652	0.00833105
4+4+4+4	0.006477	0.004784	0.00563035
1+6+9	0.006798	0.005745	0.0062712

Μελέτη Γεωμετρικών Τεχνικών Διαμόρφωσης Για Την Αντιμετώπιση Μη Γραμμικών Φαινομένων Στην Οπτική Ίνα.

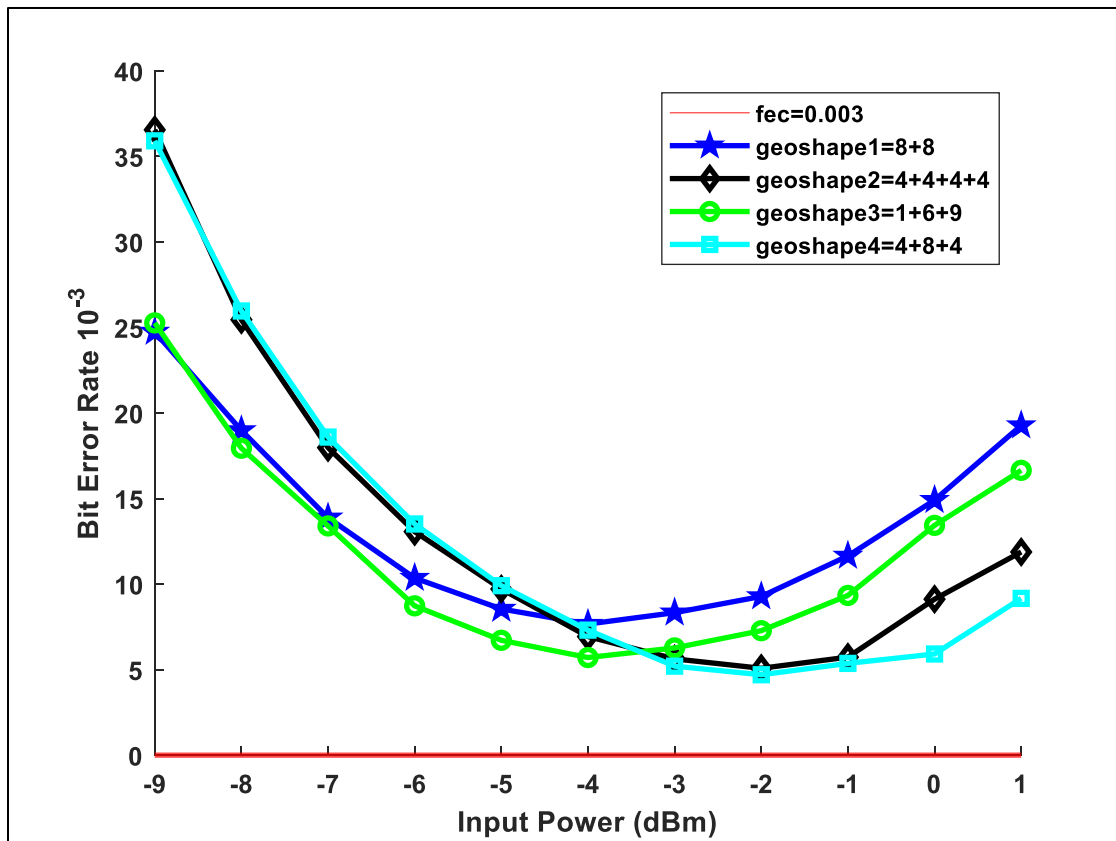
4+8+4	0.005401	0.005012	0.0052069
-------	----------	----------	-----------

-2 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	bery	average
8+8	0.00975	0.008812	0.0092809
4+4+4+4	0.005196	0.004967	0.00508105
1+6+9	0.007713	0.006843	0.00727825
4+8+4	0.005035	0.004372	0.00470335

-1 dB 20 spans

Geometric shaping	berx	bery	average
8+8	0.011467	0.011833	0.01165
4+4+4+4	0.006203	0.005264	0.0057333
1+6+9	0.009407	0.009269	0.0093381
4+8+4	0.005768	0.004967	0.0053671



Εικόνα 54: Γραφική παράσταση BER συνάρτησης της ισχύος εισόδου για απόσταση 20 spans στα 75 GHz για τους 4 διαφορετικούς αστερισμούς με RRC.

Συμπεράσματα

Επομένως στην παρούσα διπλωματική 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 σύμφωνα οπτικές επικοινωνίες. Τέλος εστίασαμε στην αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων με τεχνικές DBP, Volterra και κυρίως γεωμετρικής διαμόρφωσης όπου είδαμε ότι ο βέλτιστος αστερισμός είναι το geoshape4 = 4+8+4 με την καλύτερη επίδοση να λαμβάνει χώρα με την χρήση του RRC φίλτρου για ισχύ=-2 dB, AverageBER= $4,7 \cdot 10^{-3}$, με 75 GHz wavelength σε μια απόσταση 1000 km (20 spans). Ευκολά λοιπόν μπορεί να γίνει αντιληπτό πως η γεωμετρική διαμόρφωση από την μεριά του πομπού από μόνη της αλλά αν ακόμα καλύτερα συνδυαστεί και με πιθανοκρατική διαμόρφωση και με την βοήθεια DSP τεχνικών μας καθιστά δυνατή την μετάδοση μεγάλου όγκου δεδομένων σε πολύ μεγάλες αποστάσεις καθώς αντισταθμίζει σε ικανοποιητικό βαθμό την εμφάνιση των μη γραμμικών φαινομένων.

Βιβλιογραφία

- [1] Qu, Z. and Djordjevic, I., 2019. *On the Probabilistic Shaping and Geometric Shaping in Optical Communication Systems*. Available at: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8633909>>. (Accessed: 23/11/2020)
- [2] Kikuchi, K., 2016. *Fundamentals of Coherent Optical Fiber Communications. Journal of Lightwave Technology*, Available at: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7174950>>. (Accessed: 28/1/2022)
- [3] G. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems 4e w/CD*, 4th ed. John Wiley & Sons Incorporated, 2011.
- [4] Αλεξόπουλος, Ά. and Λαγογιάννης, Γ., 2016. *Τηλεπικοινωνίες και Δίκτυα Υπολογιστών*. 10th ed. Γιαλός.
- [5] Yu, J., Li, X. and Zhang, J., 2018. *Digital Signal Processing For High-speed Optical Communication*. Available at: <https://www.worldscientific.com/doi/pdf/10.1142/9789813233980_0001>. (Accessed: 28/1/2022)
- [6] Ip, E., Lau, A., Barros, D. and Kahn, J., 2008. *Coherent detection in optical fiber systems: erratum*. *Optics Express*, [online]. Available at: <<https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-16-2-753&id=148801>>. (Accessed: 28/1/2022)
- [7] Cartledge, J., Guimar, F., Kschischang, F., Liga, G. and Yankov, M., 2017. *Digital signal processing for fiber nonlinearities [Invited]*. *Optics Express*, [online]. Available at: <<https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-25-3-1916&id=357640>>. (Accessed: 25/11/2020)
- [8] Ren, J., Liu, B., Xu, X., Zhang, L., Mao, Y., Wu, X., Zhang, Y., Jiang, L. and Xin, X., 2019. *A probabilistically shaped star-CAP-16/32 modulation based on constellation design with honeycomb-like decision regions*. *Optics Express*, [online]. Available at: <<https://opg.optica.org/oe/fulltext.cfm?uri=oe-27-3-2732&id=404374>>. (Accessed: 2/2/2021)
- [9] Αβραμόπουλος, Η., n.d. *Συστήματα Μετάδοσης & Δίκτυα Οπτικών Ινών*. Available at: <[https://www.photonics.ntua.gr/Diafaneies Susthmata metadoshs/Enotita 2 DiadosiSelnes.pdf](https://www.photonics.ntua.gr/Diafaneies_Susthmata_metadoshs/Enotita_2_DiadosiSelnes.pdf)>. (Accessed: 5/2/2021)
- [10] Cho, J., 2019. *Probabilistic Constellation Shaping for Optical Fiber Communications*. Available at: <<https://ieeexplore.ieee.org/ielx7/50/8677298/08640810.pdf>>. (Accessed: 7/2/2021)
- [11] Fernández, E., Soto, A., Gonzalez, N., Serafino, G., Ghelfi, P. and Bogoni, A., 2019. *Machine Learning Techniques to Mitigate Nonlinear Phase Noise in Moderate Baud Rate Optical Communication Systems*. Available at: <<https://www.intechopen.com/chapters/69488>>. (Accessed: 10/3/2021)
- [12] Ip, E., Lau, A., Barros, D. and Kahn, J., 2008. Available at: <<https://ee.stanford.edu/~jmk/pubs/coherent.review.optics.express.pdf>>. (Accessed: 26/9/2021)

- [13] Jing, Z., Tian, Q., Xin, X., Ding, J., Yu, J., Pan, X., Zhang, Q., Zhu, L., Tian, F., Wang, Y. and Gao, R., 2021. *A multi-repeat mapping based probabilistic shaping coding method applied to data center optical networks*. *Optical Fiber Technology*, Available at: <<https://reader.elsevier.com/reader/sd/pii/S1068520020303916?token=5D18BC5242C9A30835D9805EAA487E8E42DD27B1776473DC4A07A88CE3427C201E3BFC8660F169F783298B1F1589C56F&originRegion=eu-west-1&originCreation=20220228190923>>. (Accessed: 13/5/2021)
- [14] Fiberlabs Inc. 2022. *Wavelength-Division Multiplexing (WDM)*. Available at: <<https://www.fiberlabs.com/glossary/about-wdm>>. (Accessed: 7/1/2021)
- [15] Li, W., Chun, S., Luo, M. and Huynh, Q., 2022. *Fiber optic macro-bend based sensor for detection of metal loss*. Available at: <<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1361-665X/aa5d5d>>. (Accessed: 20/3/2021)
- [16] Ευαγγελία, Ν., 2010. *Αντιστάθμιση Διασποράς σε Οπτικά Δίκτυα*. [online]. Available at: <https://amitos.library.uop.gr/xmlui/bitstream/handle/123456789/1020/359_000005m.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. (Accessed: 3/8/2021)
- [17] MATSUI, J., HORITA, S., ITO, Y., SATO, M., OKAMOTO, T. and YOSHIHARA, T., 2016. *Development of the Digital Coherent Optical Transmission Technology: 2015* | NEC. [online] Available at: <https://www.nec.com/en/global/techrep/journal/recommend_year/2015/07.html>. (Accessed: 10/1/2022)
- [18] Martin, M., 2018. *Optical Fibre: Chromatic Dispersion*. Available at: <<https://vividcomm.com/2018/12/23/optical-fibre-chromatic-dispersion/>>. (Accessed: 29/1/2021)
- [19] Wang, Q. and Yue, Y., 2020. *Accurate and Rigorous Calibration of Intradyne Coherent Receiver Using Polarization-Multiplexed Signal Generated within Intradyne Coherent Transmitter*. Available at: <<https://www.mdpi.com/2076-3417/10/10/3467/htm>>. (Accessed: 12/9/2021)
- [20] Kisaka, Y., Tomizawa, M. and Miyamoto, Y., 2022. *Digital Signal Processor (DSP) for Beyond 100G Optical Transport*. [ebook] Available at: <https://www.ntt-review.jp/archive/ntttechnical.php?contents=ntr201609fa2.pdf&mode=show_pdf>. (Accessed: 15/9/2021)
- [21] Ramanjaneyulu, P. and Miglani, R., 2016. *A Survey on Hybrid Optical Amplifiers*. *Indian Journal of Science and Technology*, [online] Available at: <https://www.researchgate.net/publication/261494709_Transient_Correction_Using_EDFA_In-Line_Optical_Fiber_with_Feedback>. (Accessed: 26/2/2021)
- [22] Fiberlabs Inc. n.d. *What is telecom optical wavelength bands ?* | Fiberlabs Inc. [online] Available at: <<https://www.fiberlabs.com/glossary/about-optical-communication-band/>>. (Accessed: 27/1/2021)
- [23] Clesca, B., 2017. *Shannon Limit* | OpticalCloudInfra. [online] Available at: <<http://opticalcloudinfra.com/index.php/2017/07/09/shannon-limit-sets-upper-bar-optical-networks/>>. (Accessed 3/3/2021).

- [24] <
- [26] <