



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

**Αλγοριθμικός υπολογισμός της επίδρασης των μη
γραμμικών φαινομένων στα σύμφωνα οπτικά
συστήματα**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνα Χ. Καντά

Επιβλέπων: Ηρακλής Β. Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Σεπτέμβριος, 2017



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

**Αλγοριθμικός υπολογισμός της επίδρασης των μη
γραμμικών φαινομένων στα σύμφωνα οπτικά
συστήματα**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνα Χ. Καντά

Επιβλέπων: Ηρακλής Β. Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την

.....
Ηρακλής Αβραμόπουλος
Καθηγητής

.....
Γεώργιος Φικιώρης
Αναπληρωτής Καθηγητής

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής

Αθήνα, Σεπτέμβριος, 2017

.....
Κωνσταντίνα Χ. Καντά

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

Copyright © Κωνσταντίνα Καντά, 2017.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Η συνεχής αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης θέτει ως ζητούμενο την αποδοτικότερη χρήση του εύρους ζώνης των οπτικών δικτύων. Η χρήση σύμφωνων οπτικών συστημάτων επέτρεψε την επίτευξη μεγάλων τιμών χωρητικότητας και φασματικής απόδοσης, δίνοντας εν μέρη λύση στο πρόβλημα της συνεχούς αύξησης της ζήτησης των χρηστών. Η επίδοση των συστημάτων αυτών όμως περιορίζεται σημαντικά από μια σειρά φαινομένων που λαμβάνουν χώρα κατά τη μετάδοση.

Τα μη γραμμικά φαινόμενα Kerr, είναι ένας από τους σημαντικότερους παράγοντες υποβάθμισης της επίδοσης των οπτικών συστημάτων. Η χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος έχει δώσει λύση στην αντιστάθμιση των περισσότερων μηχανισμών υποβάθμισης της ποιότητας του σήματος στο δέκτη. Η αλγοριθμική αντιμετώπιση, όμως, της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων είναι ακόμα . Συνεπώς, η ύπαρξη των μη γραμμικότητων δεν επιτρέπει τη χρήση στο έπακρο των δυνατοτήτων των σύμφωνων οπτικών συστημάτων.

Αντικείμενο της παρούσας εργασίας είναι ο αλγοριθμικός υπολογισμός της φασματικής πυκνότητας ισχύος των μη γραμμικών φαινομένων που παρουσιάζονται σε μια ζεύξη στην οποία μεταδίδονται κανάλια με τη χρήση της τεχνικής πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM). Ο υπολογισμός αυτός των μη γραμμικών παρεμβολών χρησιμοποιείται κατόπιν στη μελέτη της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων στην επίδοση των σύμφωνων οπτικών συστημάτων.

Λέξεις Κλειδιά

Σύμφωνα οπτικά συστήματα, Μη γραμμικά φαινόμενα, Μηχανισμοί υποβάθμισης οπτικού σήματος, Επίδοση οπτικών συστημάτων, Τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος

Abstract

The constant elevation of telecommunication traffic poses a challenge to efficiently utilize the resources of an optical network. Coherent optical systems supported the transition towards higher capacity and spectral efficiency of the networks, upgrading the legacy intensity modulation/direct detection systems. However, the performance of such systems is limited, due to linear and non-linear transmission impairments.

Non-linear Kerr effects, is one of the most important reasons for the deterioration of the performance of optical systems. Despite the fact that the majority of the linear impairments are mitigated by digital signal process techniques, non-linear effects are not effectively compensated with practical implementations. As a result, coherent optical systems do not achieve optimum performance.

The purpose of the current thesis, is the algorithmic calculation of the phase signal density of non-linear effects, which appear in an optical link. The calculation of non-linear effects can be used in order to study the impact of non-linear effects in the performance of coherent optical systems.

Key Words

Coherent optical systems, Non-linear effect, Means of degrading of an optical signal, Optical systems performance, Digital signal process techniques

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμότερες ευχαριστίες μου στον καθηγητή της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών και επιβλέποντα της συγκεκριμένης εργασίας κ. Ηρακλή Αβραμόπουλο για τη δυνατότητα που μου προσέφερε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτωρα Νίκο Αργύρη για τον πολύτιμο χρόνο που μου έχει αφιερώσει και για την καθοδήγηση και τις πληροφορίες που μου έχει δώσει. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους μου για τη συνεχή υποστήριξη τους.

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	5
Abstract.....	7
Ευχαριστίες.....	9
Λίστα σχημάτων.....	14
1 Εισαγωγή.....	16
1.1 Η αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης και η ανάγκη για μέγιστη αξιοποίηση των οπτικών δικτύων	16
1.2 Η Εξάπλωση των σύμφωνων οπτικών συστημάτων	17
1.3 Οι παράγοντες υποβάθμισης των σύμφωνων οπτικών συστημάτων και τα μη γραμμικά φαινόμενα	18
1.4 Αντικείμενο της παρούσας εργασίας.....	19
2 Σύμφωνα οπτικά συστήματα	20
2.1 Αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και αύξηση της χωρητικότητας με χρήση τεχνικών πολυπλεξίας.....	21
2.2 Ανώτερα σχήματα διαμόρφωσης του σήματος.....	24
2.3 Παλμοί μορφοποίησης.....	26
2.4 Ψηφιακή επεξεργασία σήματος	27
2.5 Κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση του σήματος.....	28
2.6 Ο οπτικός πομποδέκτης	29
2.6.1 Η πλευρά του πομπού.....	29
2.6.2 Η πλευρά του δέκτη	30
3 Υποβάθμιση της μετάδοσης του σήματος και μετρικές της οπτικής επίδοσης	32
3.1 Μηχανισμοί υποβάθμισης της μετάδοσης	32
3.1.1 Μηχανισμοί απωλειών.....	32
3.1.2 Φαινόμενα διασποράς.....	33
3.1.3 Μη γραμμικά φαινόμενα	35
3.2 Μέθοδοι ποσοτικοποίησης της επίδοσης των οπτικών συστημάτων.....	38
3.2.1 Ο οπτικός σηματοθυροβικός λόγος	38
3.2.2 Ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων.....	39
3.2.3 Φασματική απόδοση και χωρητικότητα καναλιού.....	40

4	Μέθοδος υπολογισμού της επίδρασης μη γραμμικών φαινομένων στις ζεύξεις οπτικών ινών	42
4.1	Περιγραφή του συστήματος υπό μελέτη.....	42
4.2	Το μοντέλο Gauss για την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων στη μετάδοση σήματος μέσω οπτικών ινών.....	43
4.3	Το μη-σύμφωνο γκαουσιανό μοντέλο (IGN model)	47
4.4	Εφαρμογή του μη-σύμφωνου γκαουσιανού μοντέλου σε δεδομένο οπτικό σύστημα	48
4.5	Απλοποίηση του μη σύμφωνου μοντέλου Gauss	51
4.6	Μελέτη της επίδοσης του συστήματος.....	52
5	Εκτέλεση προσομοιώσεων με χρήση του μοντέλου Gauss για τον υπολογισμό της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα	54
5.1	Τα χαρακτηριστικά του συστήματος και του σήματος υπό μελέτη	54
5.2	Μελέτη της επίδοσης του συστήματος.....	55
5.3	Αποτελέσματα της προσομοίωσης	57
6	Συμπεράσματα και περαιτέρω έρευνα.....	68
6.1	Συμπεράσματα	68
6.2	Περαιτέρω έρευνα	69
	Αναφορές – Βιβλιογραφία.....	71
	Παράρτημα Α – Κώδικες Matlab.....	74

Λίστα Σχημάτων

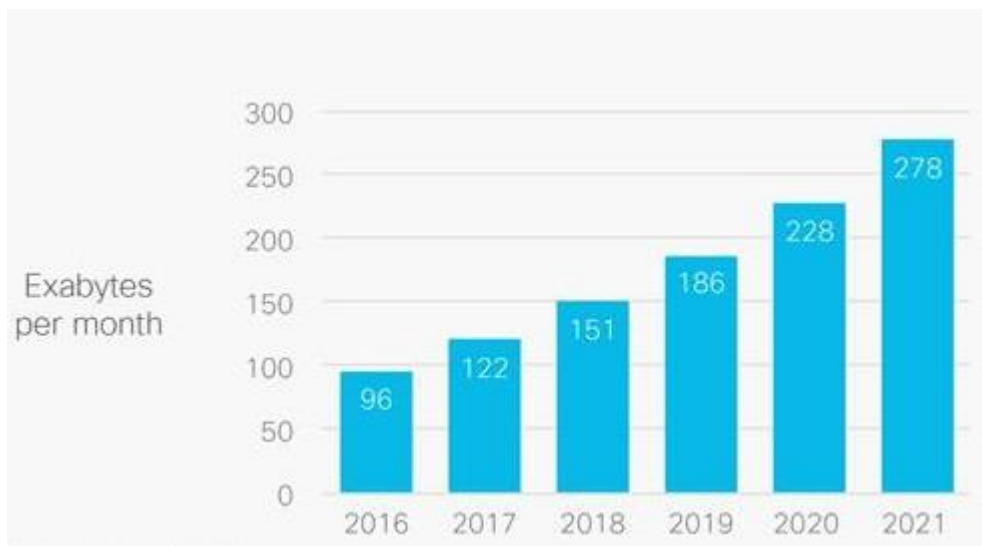
Σχήμα 1-1 Αύξηση της συνολικής IP κίνησης (ενσύρματης και ασύρματης) μέχρι το 2021	16
Σχήμα 2-1 Διαγραμματική δομή ενός τυπικού σύμφωνου οπτικού συστήματος	21
Σχήμα 2-2 Η λειτουργία της μεθόδου πολυπλεξίας TDM	21
Σχήμα 2-3 Η λειτουργία της μεθόδου πολυπλεξίας WDM	22
Σχήμα 2-4 Η κατανομή των καναλιών σε συστήματα σταθερής και μεταβλητής διαβάθμισης [30]	23
Σχήμα 2-5 Αστερισμοί της MPAM διαμόρφωσης [26]	24
Σχήμα 2-6 Αστερισμοί της MPSK διαμόρφωσης [27]	25
Σχήμα 2-7 Αστερισμοί της MQAM διαμόρφωσης [28]	25
Σχήμα 2-8 Αστερισμοί της MAPSK διαμόρφωσης [29]	26
Σχήμα 2-9 Παλμοί NRZ και RZ [18]	27
Σχήμα 2-10 Η λειτουργία της κωδικοποίησης και της αποκωδικοποίησης	29
Σχήμα 2-11 Δομή ενός τυπικού σύμφωνου οπτικού δέκτη	31
Σχήμα 3-1 Διαπλάτυνση παλμού λόγω διασποράς.....	33
Σχήμα 3-2 Κυματοδήγηση διαφορετικών τρόπων διάδοσης.....	35
Σχήμα 3-3 Η πιθανότητα λήψης εσφαλμένου ψηφίου σε συνάρτηση με τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο για τις διαμορφώσεις 4QAM, 16QAM και 64QAM	40
Σχήμα 4-1 Η υπό μελέτη διάταξη	42
Σχήμα 4-2 Παρεμβολή τριών καναλιών σε ένα (MCI)	46
Σχήμα 4-3 Παρεμβολή δύο καναλιών σε ένα (MCI)	46
Σχήμα 4-4 Παρεμβολή ενός καναλιού σε ένα γειτονικό (XCI)	47
Σχήμα 4-5 Παρεμβολή ενός καναλιού στον εαυτό του (SCI)	47
Σχήμα 4-6 Φασματική πυκνότητα ισχύος (σε W/Hz) των μη γραμμικών φαινομένων (μπλε κυματομορφή) σε σύγκριση με τη φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος (κόκκινη κυματομορφή), για μετάδοση 5 καναλιών.....	49
Σχήμα 4-7 Φασματική πυκνότητα ισχύος (σε W/Hz) των μη γραμμικών φαινομένων (μπλε κυματομορφή) σε σύγκριση με τη φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος (κόκκινη κυματομορφή), για μετάδοση 11 καναλιών.....	49
Σχήμα 4-8 Φασματική πυκνότητα ισχύος (σε W/Hz) των μη γραμμικών φαινομένων (μπλε κυματομορφή) σε σύγκριση με τη φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος (κόκκινη κυματομορφή), για μετάδοση 20 καναλιών.....	50
Σχήμα 4-9 Φασματική πυκνότητα ισχύος (σε W/Hz) των μη γραμμικών φαινομένων (μπλε κυματομορφή) σε σύγκριση με τη φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος (κόκκινη κυματομορφή), για μετάδοση 80 καναλιών.....	50
Σχήμα 5-1 Γραφική απεικόνιση της σχέσης OSNR και P του μεταδιδόμενου σήματος μπλε γραμμή: 1 spans, κόκκινη γραμμή: 3 spans, μωβ γραμμή: 5spans, πράσινη γραμμή: 7 spans.....	58
Σχήμα 5-2 Γραφική απεικόνιση των τιμών του OSNR, για τις οποίες είναι εφικτή η χρήση των διαμορφώσεων 64QAM, 16QAM και QPSK μπλε γραμμή: 1 spans, κόκκινη γραμμή: 3 spans, μωβ γραμμή: 5 spans, πράσινη γραμμή: 7 spans.....	61
Σχήμα 5-3 Γραφική απεικόνιση της σχέσης OSNR και P του μεταδιδόμενου σήματος μπλε γραμμή: 8 spans, κόκκινη γραμμή: 11 spans, μωβ γραμμή: 14 spans, πράσινη γραμμή: 17 spans, κίτρινη γραμμή: 20 spans.....	62
Σχήμα 5-4 Γραφική απεικόνιση των τιμών του OSNR, για τις οποίες είναι εφικτή η χρήση των διαμορφώσεων 64QAM, 16QAM και QPSK μπλε γραμμή: 8 spans, κόκκινη γραμμή: 11 spans, πράσινη γραμμή: 14 spans, μωβ γραμμή: 17 spans, κίτρινη γραμμή: 20 spans	64
Σχήμα 5-5 Γραφική απεικόνιση της σχέσης OSNR και P του μεταδιδόμενου σήματος μπλε γραμμή: 21 spans, κόκκινη γραμμή: 24 spans, κίτρινη γραμμή: 27 spans, πράσινη γραμμή: 30 spans	65

Σχήμα 5-6 Γραφική απεικόνιση των τιμών του OSNR, για τις οποίες είναι εφικτή η χρήση των διαμορφώσεων 64QAM, 16QAM και QPSK μπλε γραμμή: 21 spans, κόκκινη γραμμή: 24 spans, κίτρινη γραμμή: 27 spans, πράσινη γραμμή: 30 spans..... 67

1 Εισαγωγή

1.1 Η αύξηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης και η ανάγκη για μέγιστη αξιοποίηση των οπτικών δικτύων

Χρόνο με το χρόνο, η ανάγκη για μεγαλύτερη χωρητικότητα και καλύτερη αξιοποίηση του εύρους ζώνης των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων αυξάνεται. Συγκεκριμένα, η ευρεία πλέον χρήση υπηρεσιών clouding, οι απαιτήσεις των χρηστών για γρήγορο video streaming και καλύτερη ανάλυση εικόνας και η εξάπλωση των μέσων κοινωνικής δικτύωσης είναι μόνο μερικές από τις εφαρμογές που αυξάνουν την τηλεπικοινωνιακή κίνηση η οποία οδηγεί στην απαίτηση για μεγαλύτερο εύρος ζώνης κατά 40% ετησίως. Τα παραπάνω σε συνδυασμό με τη συνεχή αύξηση του αριθμού των συσκευών που συνδέονται στο διαδίκτυο αναμένεται να αυξήσουν την τηλεπικοινωνιακή κίνηση σημαντικά τα επόμενα χρόνια όπως φαίνεται και στο επόμενο σχήμα [1]



Σχήμα 1-1 Αύξηση της συνολικής IP κίνησης (ενσύρματης και ασύρματης) μέχρι το 2021

Σημαντικό ρόλο στην εξυπηρέτηση της συνεχώς αυξανόμενης τηλεπικοινωνιακής κίνησης παίζει η χρήση οπτικών δικτύων. Αυτή τη στιγμή χρησιμοποιούνται για αυτό το σκοπό, περισσότερα από δύο δισεκατομμύρια χιλιόμετρα οπτικής ίνας, προκειμένου να διασυνδεθούν περισσότεροι από εκατό εκατομμύρια χρήστες παγκοσμίως. Η προσπάθεια κατασκευής κατάλληλων συστημάτων για μετάδοση πληροφορίας με τη μορφή φωτός, ξεκίνησε εξαιτίας της μεγαλύτερης ταχύτητας διάδοσης ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος στην οπτική ίνα σε σύγκριση με αυτή σε ένα χάλκινο καλώδιο, και άρα της δυνατότητας για γρηγορότερη μετάδοση σε

σύγκριση με τα ηλεκτρικά συστήματα επικοινωνιών. Η εξέλιξη των οπτικών ινών σαν μέσο μετάδοσης έχει πλέον οδηγήσει στη δημιουργία οπτικών ζεύξεων με μεγάλο εύρος ζώνης και πολύ χαμηλές απώλειες, καθιστώντας τελικά την οπτική ίνα κυρίαρχο μέσο κυματοδότησης πληροφορίας. [2], [3]

Καθοριστικό ρόλο στο σχεδιασμό αποδοτικών οπτικών συστημάτων και τη ραγδαία εξάπλωσή τους, έπαιξε η χρήση μιας σειράς τεχνικών που ως στόχο είχαν την καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Χάρη στην πολυπλεξία μήκους κύματος, μπόρεσαν να πολυπλεχθούν και να μεταδοθούν, ταυτόχρονα, στο ίδιο μέσο περισσότερο από ένα σήματα χρησιμοποιώντας το καθένα ένα τμήμα του φάσματος της ζεύξης. Αυτό δε θα ήταν εφικτό χωρίς τη χρήση παλμών μορφοποίησης που περιορίζουν φασματικά το σήμα που μεταδίδεται σε κάθε κανάλι και αποτρέπουν την παρεμβολή μεταξύ γειτονικών καναλιών. Έπειτα, με τη χρήση ανώτερων σχημάτων διαμόρφωσης, η μεταδιδόμενη πληροφορία αντιστοιχίζεται σε ομάδες ψηφίων (σύμβολα), αυξάνοντας τη χωρητικότητα των καναλιών. Η γρήγορη και οικονομική υλοποίηση των παραπάνω έγινε χάρη στη χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Αν και τα παραπάνω επέτρεψαν την αποδοτική χρήση του φάσματος, τη λύση στην εξυπηρέτηση της αυξανόμενης τηλεπικοινωνιακής κίνησης την έδωσε η χρήση της σύμφωνης ανίχνευσης στον οπτικό δέκτη και η εξάπλωση, τελικά, των σύμφωνων οπτικών συστημάτων. Από την άλλη, η ανάπτυξη των παραπάνω τεχνικών συνεχώς αυξάνει την πολυπλοκότητα των οπτικών συστημάτων και μαζί με αυτήν και την ευαισθησία τους στα διάφορα δυσμενή φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα κατά τη διάδοση σήματος. Τα φαινόμενα αυτά καταλήγουν να περιορίζουν σημαντικά την επίδοση των οπτικών συστημάτων. [4], [5]

1.2 Η Εξάπλωση των σύμφωνων οπτικών συστημάτων

Η μελέτη των σύμφωνων οπτικών συστημάτων ξεκίνησε στα τέλη της δεκαετίας του 1980, με τη χρήση, αρχικά, της σύμφωνης 4Gb/s BPSK διαμόρφωσης και έπειτα της 310Mb/s QPSK διαμόρφωσης. Έναυσμα για αυτή τη μελέτη ήταν η ασυμβατότητα που υπήρχε μεταξύ των οπτικών δικτύων με τα ασύρματα συστήματα και τις ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές. Η ανάπτυξη, όμως, των σύμφωνων δικτύων ξεκίνησε ουσιαστικά τη δεκαετία του 1990, όταν εφευρέθηκε ο ενισχυτής ίνας ερβίου. Η εφεύρεση αυτή κατέστησε εφικτή τη μετάδοση πληροφορίας σε μεγάλες αποστάσεις χωρίς την αναμετάδοση του σήματος. Η συνδυασμένη χρήση του φάσματος των συχνοτήτων της C-band (1530-1570 nm) και της L-band (1570-1610 nm), οδήγησε τελικά στην αύξηση του διαθέσιμου φάσματος για μετάδοση οπτικών σημάτων στα 10THz. Παρ' όλα αυτά, εξαιτίας της ταχύτατης αύξησης της διαδικτυακής κίνησης, το διαθέσιμο εύρος ζώνης τείνει να κορεστεί. Έτσι, είναι πλέον αναγκαία η εύρεση τεχνικών για περαιτέρω αύξηση της φασματικής επίδοσης των χρησιμοποιούμενων δικτύων.

Ένας ακόμη παράγοντας, ο οποίος συνετέλεσε στην εκτεταμένη χρήση των σύμφωνων συστημάτων, ήταν η ανάπτυξη πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (VLSI), χάρη στα οποία έγινε εφικτή η χρήση ψηφιακών τεχνικών για την επεξεργασία του σήματος τόσο

στον πομπό, όσο και στο δέκτη. Η εφαρμογή κατάλληλων αλγορίθμων στο ψηφιοποιημένο ηλεκτρικό σήμα, αυξάνει την αξιοπιστία ανάκτησης της πληροφορίας μειώνοντας το χρησιμοποιούμενο εξοπλισμό και άρα το κόστος του συστήματος. Ταυτόχρονα, καθιστά εφικτή την αντιστάθμιση της επίδρασης μιας σειράς φαινομένων υποβάθμισης του σήματος που λαμβάνουν χώρα κατά τη μετάδοση, ακόμα και για μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης συμβόλων (της τάξεως των Gbaud). Τέτοια φαινόμενα είναι η χρωματική διασπορά, φαινόμενα πόλωσης και ο θόρυβος φάσης στο φέρον του σήματος. [6]

1.3 Οι παράγοντες υποβάθμισης των σύμφωνων οπτικών συστημάτων και τα μη γραμμικά φαινόμενα

Καθώς ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων, το μέγεθος του σηματικού αστερισμού του σχήματος διαμόρφωσης και το μήκος μετάδοσης αυξάνονται, τα οπτικά συστήματα και οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται για την υλοποίησή τους γίνονται ολοένα και πιο πολύπλοκοι. Η αύξηση της πολυπλοκότητας των συστημάτων οδηγεί στην εμφάνιση δυσμενών φαινομένων με μεγαλύτερη ένταση, τα οποία τελικά οι χρησιμοποιούμενοι αλγόριθμοι αδυνατούν να αντιμετωπίσουν στο σύνολό τους, αφήνοντάς τα να αποτελούν σημαντικό παράγοντα υποβάθμισης της επίδοσης των οπτικών συστημάτων.

Μια κομβική διαφορά μεταξύ της μετάδοσης σε οπτικές ίνες σε σχέση με τη μετάδοση σε άλλου είδους μέσα είναι ότι η διάδοση του σήματος γίνεται με μη γραμμικό τρόπο εξαιτίας της πολύ μικρής απόστασης μεταξύ των οπτικών κυμάτων που διαδίδονται σε αυτές, πράγμα το οποίο οδηγεί στην εμφάνιση ηλεκτρικού πεδίου μεγάλης έντασης. Η εμφάνιση αυτή των μη γραμμικοτήτων θέτει όρια στη χωρητικότητα της ζεύξης, καθώς η ψηφιακή αντιστάθμιση τέτοιων φαινομένων αποτελεί ακόμα αντικείμενο μελέτης. [6]

Η εμφάνιση μη γραμμικών φαινομένων είναι ένα σύνθετο ζήτημα καθώς η ισχύς των μη γραμμικοτήτων εξαρτάται από τα ίδια τα χαρακτηριστικά του μεταδιδόμενου σήματος. Στα χαρακτηριστικά αυτά συμπεριλαμβάνεται η ισχύς, το σχήμα διαμόρφωσης και ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων. Στα πολυκάναλα συστήματα, η εμφάνιση μη γραμμικών φαινομένων είναι ακόμα πιο έντονη. Ο λόγος που γίνεται ιδιαίτερη αναφορά σε αυτά τα φαινόμενα είναι η μεγάλη ισχύς τους, η οποία μπορεί να γίνει συγκρίσιμη με την ισχύ του σήματος σε συνδυασμό με την αδυναμία των σύμφωνων οπτικών συστημάτων να τα αντισταθμίσουν πλήρως. Ως επακόλουθο προκύπτει η αδυναμία ανάκτησης του σήματος όταν τα φαινόμενα αυτά έχουν μεγάλη ισχύ.

Αποτέλεσμα της παραπάνω αδυναμίας είναι τα σύμφωνα οπτικά δίκτυα να σχεδιάζονται στην πράξη με τρόπο τέτοιο ώστε να αποφεύγεται η διέγερση των μη γραμμικοτήτων. Προκειμένου, όμως, να επιτευχθεί αυτό, αποφεύγεται η ταυτόχρονη χρήση σύνθετων σχημάτων διαμόρφωσης, η πολυπλεξία πολλών καναλιών και η μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις. Χωρίς τη συνδυασμένη χρήση των παραπάνω τεχνικών, όμως, δε μπορεί να αυξηθεί σημαντικά η

φασματική επίδοση των σημερινών οπτικών συστημάτων ,ωστε να ανταποκριθούν στην αυξανόμενη ζήτηση των χρηστών.

Συνοψίζοντας, βλέπουμε τον καθοριστικό ρόλο που παίζει η εύρεση κατάλληλων τεχνικών για την αντιστάθμιση της εμφάνισης μη γραμμικών φαινομένων κατά τη μετάδοση. Η εύρεση των τεχνικών αυτών, δε μπορεί παρά να στηριχθεί αρχικά σε κάποιο μοντέλο το οποίο να περιλαμβάνει το σύνολο των παραμέτρων που εγείρουν μη γραμμικότητες και να ποσοτικοποιεί ικανοποιητικά την επίδραση των παραμέτρων αυτών.

1.4 Αντικείμενο της παρούσας εργασίας

Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι η μελέτη της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων στην επίδοση των σύμφωνων οπτικών συστημάτων. Για το σκοπό αυτό, υλοποιήθηκε, αρχικά, ένας αλγόριθμος για τον υπολογισμό της ισχύος των μη γραμμικών φαινομένων που εγείρονται κατά τη μετάδοση σε πολυκάναλα WDM συστήματα, με σταθερό φασματικό εύρος καναλιού, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό της ισχύος αυτής σε συστήματα με διαφορετικά χαρακτηριστικά (μήκος ζεύξης, πλήθος καναλιών). Έπειτα, οι τιμές αυτές της ισχύος, χρησιμοποιήθηκαν για τον προσδιορισμό της επίδοσης των συστημάτων αυτών με χρήση κατάλληλων μετρικών, όπως ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος (OSNR) και ο ρυθμός λήψης εσφαλμένων ψηφίων στο δέκτη(BER).

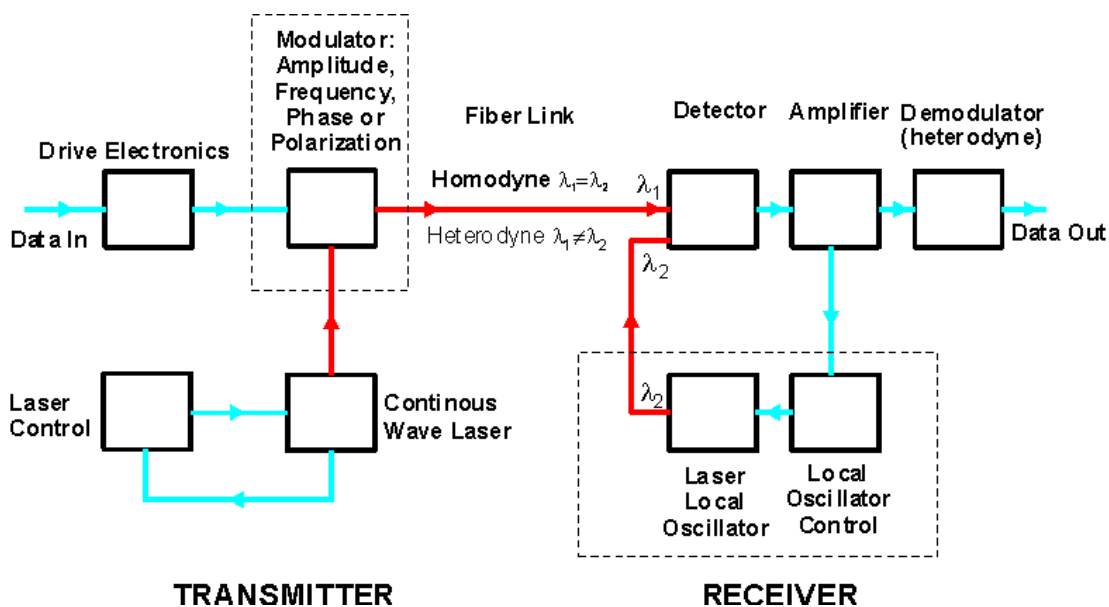
Προκειμένου να παρουσιαστεί η παραπάνω μελέτη, αρχικά γίνεται περιγραφή των δομικών μερών και της λειτουργίας ενός τυπικού σύμφωνου οπτικού συστήματος (κεφάλαιο 3). Έπειτα, αναλύονται οι παράγοντες που υποβαθμίζουν το σήμα σε μια οπτική ζεύξη και αναφέρονται οι μετρικές που χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό της επίδοσης των οπτικών συστημάτων (κεφάλαιο 3). Κατόπιν, περιγράφεται το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό της ισχύος των μη γραμμικών φαινομένων (κεφάλαιο 4). Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και γίνεται σχολιασμός αυτών (κεφάλαιο 5). Τέλος, γίνεται σύνοψη της παρούσας εργασίας και προτάσεις για περαιτέρω έρευνα.

2 Σύμφωνα οπτικά συστήματα

Σε πολλά συστήματα επικοινωνίας, η μετάδοση πληροφορίας στηρίζεται στη διαμόρφωση της συχνότητας ή της φάσης του οπτικού φέροντος και έπειτα στην ανίχνευση του μεταδιδόμενου σήματος με τη χρήση ομόδυνων ή ετερόδυνων τεχνικών ανίχνευσης. Η συμφωνία φάσης του οπτικού φέροντος παίζει πολύ σημαντικό ρόλο σε αυτές τις τεχνικές, που ονομάζονται σύμφωνες τεχνικές ανίχνευσης. Αντίστοιχα τα συστήματα που τις χρησιμοποιούν ονομάζονται σύμφωνα οπτικά συστήματα.

Χάρη στη χρήση των παραπάνω τεχνικών, η ευαισθησία στο δέκτη μπορεί να βελτιωθεί μέχρι και 20dB σε σύγκριση με τα συστήματα που στηρίζονται στη διαμόρφωση πλάτους και την άμεση ανίχνευση (IM/DD). Η αύξηση αυτή της ευαισθησίας του δέκτη επιτρέπει την αύξηση της απόστασης μετάδοσης (μέχρι και πάνω από 100km στα 1,55μm) για την ίδια ποσότητα ισχύος του πομπού, ενώ η σύμφωνη ανίχνευση επιτρέπει επαρκή χρήση του εύρους ζώνης της ίνας μέσω της μετάδοσης πολλών καναλιών ταυτόχρονα από την ίδια οπτική ίνα. [3]

Η βελτίωση της επίδοσης που επιτυγχάνεται μέσω των σύμφωνων οπτικών συστημάτων οφείλεται στη διεξαγωγή μιας σειράς από λειτουργίες με χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, αλλά και στην ταυτόχρονη μετάδοση μεγαλύτερου όγκου πληροφορίας χάρη στις διάφορες τεχνικές πολυπλεξίας. Η χρήση software μπορεί να αντικαταστήσει τη χρήση σύνθετου εξοπλισμού για λειτουργίες όπως η αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς και των μη γραμμικών φαινομένων αλλά και για την εφαρμογή πολύπλοκων σχημάτων διαμόρφωσης, καθώς και μεγαλύτερου ρυθμού μετάδοσης συμβόλων [OIF]. Από την πλευρά του δέκτη, η αποδιαμόρφωση των σύνθετων αυτών σχημάτων και η λήψη πληροφορίας χρησιμοποιώντας όλες τις παραμέτρους που χαρακτηρίζουν ένα σήμα, δηλαδή το πλάτος, τη συχνότητα, την πόλωση και τη φάση δε θα ήταν εφικτή χωρίς τη χρήση της μεθόδου της σύγχρονης ανίχνευσης. Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται διαγραμματικά ένα σύμφωνο οπτικό σύστημα.

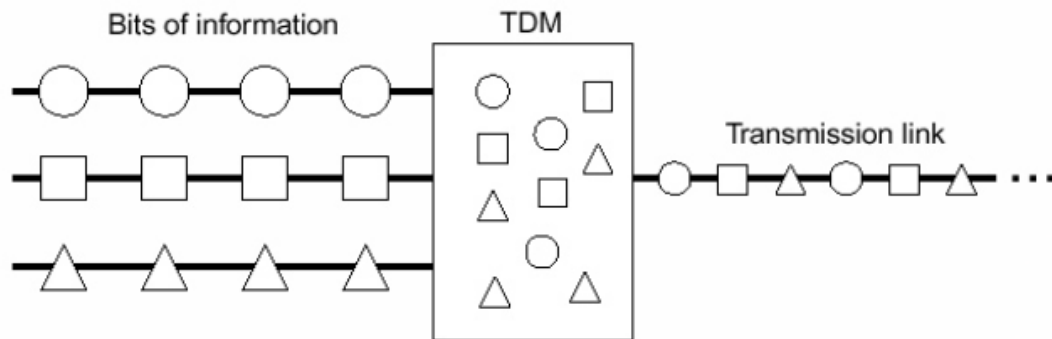


2.1 Αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και αύξηση της χωρητικότητας με χρήση τεχνικών πολυπλεξίας.

Η ευρεία χρήση οπτικών συστημάτων επικοινωνίας οφείλεται στη δυνατότητα που δίνουν τα συστήματα αυτά για μετάδοση σημάτων πολύ μεγάλου εύρους ζώνης, το οποίο υπερβαίνει το 1THz. Στην πράξη βέβαια, παράγοντες όπως η διασπορά, η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων αλλά και η ταχύτητα των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων του συστήματος περιορίζουν την ταχύτητα μετάδοσης και άρα την δυνατότητα αξιοποίησης του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Από την άλλη η δραματική αύξηση της ανάγκης για χωρητικότητα, επιβάλλει είτε την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας των οπτικών συστημάτων, χρησιμοποιώντας την τεχνική της πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου, ή την αύξηση του αριθμού των μηκών κύματος που διαδίδονται ταυτόχρονα σε μια οπτική ίνα, χρησιμοποιώντας την τεχνική της πολυπλεξίας μήκους κύματος. Μια ακόμα λύση είναι η τοποθέτηση επιπλέον οπτικών ινών. Η λύση αυτή, όμως είναι ιδιαίτερα δαπανηρή κι έτσι, θα δούμε παρακάτω πώς μπορεί να αυξηθεί το εύρος ζώνης των ήδη υπάρχουσών.

- Πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου

Με την τεχνική της πολυπλεξίας διαίρεσης χρόνου, πολλές ροές δεδομένων χαμηλής ταχύτητας πολυπλέκονται σε μια ροή δεδομένων. Συγκεκριμένα, ο χρόνος διαιρείται σε σχισμές σταθερού μεγέθους και καθεμιά από τις επιμέρους ροές χρησιμοποιεί διαφορετική σχισμή. Με αυτό το διαμερισμό του χρόνου σε μικρότερα διαστήματα, ψηφία από διαφορετικές εισόδους μπορούν να μεταδοθούν ταυτόχρονα στο ίδιο μέσο αυξάνοντας τελικά τη χωρητικότητα του συστήματος, αφού αυξάνεται ο αριθμός των ψηφίων που διαδίδονται ανά δευτερόλεπτο. Η αρχή λειτουργίας αυτής της μεθόδου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

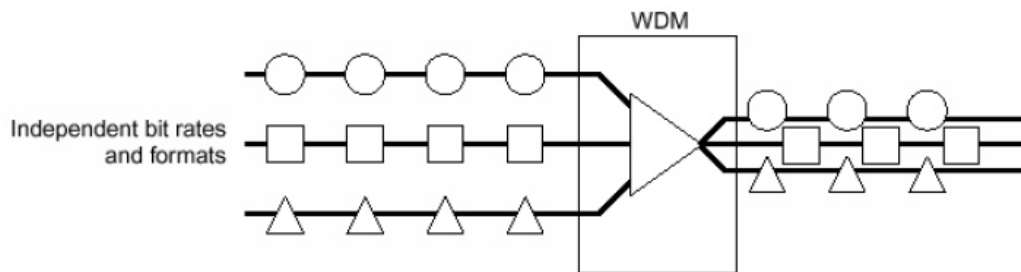


Σχήμα 2-2 Η λειτουργία της μεθόδου πολυπλεξίας TDM

Το βασικό μειονέκτημα της παραπάνω μεθόδου είναι ότι κάθε χρονική σχισμή είναι κατειλημμένη ακόμα κι αν δε μεταφέρεται πληροφορία σε αυτή. [7]

- Πολυπλεξία μήκος κύματος

Η τεχνική πολυπλεξίας που χρησιμοποιείται στα οπτικά συστήματα είναι η πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (WDM). Πρόκειται για τεχνική κατά την οποία πολλά οπτικά φέροντα σε διαφορετικά μήκη κύματος διαμορφώνονται χρησιμοποιώντας ανεξάρτητα ηλεκτρικά ρεύματα bit, έπειτα μεταδίδονται μέσω της ίδιας οπτικής ίνας και τέλος στην πλευρά του δέκτη το οπτικό σήμα υφίσταται αποπολυπλεξία σε ξεχωριστά κανάλια. Στο επόμενο σχήμα φαίνεται η λειτουργία της μεθόδου αυτής.



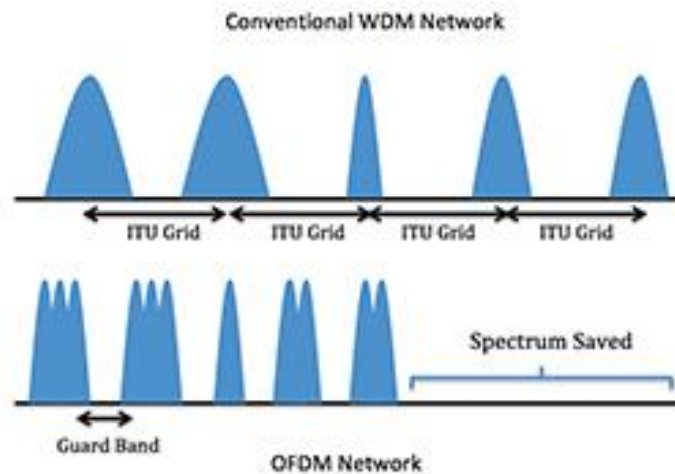
Σχήμα 2-3 Η λειτουργία της μεθόδου πολυπλεξίας WDM

Η πολυπλεξία WDM χρησιμοποιείται τόσο σε συστήματα σημείο-προς-σημείο μεγάλων αποστάσεων, προκειμένου να αυξησει το συνολικό ρυθμό μετάδοσης μιας και περισσότερα κανάλια διαδίδονται ταυτόχρονα στην ταχύτητα που επιτρέπει το σύστημα (συνήθως 10Gb/s), όσο και σε οπτικά δίκτυα μεταγωγής με πολλαπλούς πομπούς και δέκτες. Στη δεύτερη περίπτωση, κάθε πομπός λειτουργεί στη δική του φέρουσα συχνότητα και οι έξοδοι όλων των πομπών πολυπλέκονται, μεταδίδονται μέσω της οπτικής ίνας, αποπολυπλέκονται στο τέλος της ζεύξης και κάθε κανάλι αποστέλλεται στο δικό του δέκτη. [3]

Τελικά, η χωρητικότητα των ζεύξεων στις οποίες μεταδίδονται WDM σήματα εξαρτάται από τον τρόπο με τον οποίο τα πολλαπλά μεταδιδόμενα κανάλια κατανέμονται και αξιοποιούν το συνολικό εύρος ζώνης. Παραδοσιακά, η ζώνη στην οποία γίνεται η μετάδοση (C-Band) χωρίζεται σε ίσα τμήματα φάσματος (παράθυρα), ένα για κάθε μεταδιδόμενο κανάλι, με κριτήριο την αποφυγή της παρεμβολής των καναλιών. Οι συνηθισμένες τιμές εύρους των παραθύρων είναι 12.5, 50 και 100GHz. Οι ανάγκες για περαιτέρω αξιοποίηση του εύρους ζώνης και αύξησης της χωρητικότητας οδήγησαν στην ανάπτυξη συστημάτων μεταβλητής διαβάθμισης του εύρους ζώνης, συστημάτων δηλαδή στα οποία το παράθυρο που διατίθεται σε κάθε κανάλι έχει μεταβλητό μέγεθος.

Στα κλασικά συστήματα σταθερής διαβάθμισης, μεταξύ των διαδοχικών καναλιών παρεμβάλλονται ζώνες στις οποίες δε μεταδίδεται πληροφορία αλλά είναι αναγκαίες προκειμένου τα κανάλια να διατηρούν την αυτονομία τους και να αναγνωρίζονται ως διαφορετικές οντότητες από τους αποπολυπλέκτες και τους δρομολογητές που παρεμβάλλονται στο δίκτυο. Οι ζώνες αυτές αποτελούν το 25% του διαθέσιμου φάσματος, περιορίζοντας σημαντικά την χωρητικότητα των οπτικών συστημάτων. Με την πλέον ευρεία, όμως, χρήση

τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος η αποπολυπλεξία και αποδιαμόρφωση των καναλιών μπορεί να επιτευχθεί ψηφιακά στο δέκτη, γεγονός που επιτρέπει την αντιμετώπιση των πολυπλεγμένων καναλιών σαν μια ολότητα κατά τη μετάδοση. Έτσι, αφ'ενός η χρήση ζωνών συχνοτήτων οριοθέτησης των καναλιών είναι απαραίτητη μόνο πριν το πρώτο και μετά το τελευταίο μεταδιδόμενο κανάλι, αυξάνοντας έτσι τη φασματική επίδοση του συστήματος. Αφ'ετέρου, δίνεται μεγάλη ευελιξία ως προς την επιλογή του κατάλληλου εύρους ζώνης και σχήματος διαμόρφωσης ανεξάρτητα για κάθε κανάλι. Βέβαια, η μετάβαση από τα παραδοσιακά οπτικά συστήματα στα συστήματα μεταβλητής διαβάθμισης απαιτεί τη χρήση αντίστοιχου εξοπλισμού, όπως δρομολογητών. Έτσι η χρήση των συστημάτων αυτών περιορίζεται ακόμα σε βιομηχανικές εφαρμογές. [8]



Σχήμα 2-4 Η κατανομή των καναλιών σε συστήματα σταθερής και μεταβλητής διαβάθμισης [30]

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, στην περίπτωση των συστημάτων σταθερής διαβάθμισης, οι κεντρικές συχνότητες των καναλιών είναι καθορισμένες εξ'αρχής και σε σταθερή απόσταση μεταξύ τους. Η τιμή τους εξαρτάται από το εύρος συχνοτήτων που διατίθεται για τη μετάδοση κάθε καναλιού. Το εύρος αυτό είναι σταθερό και ανεξάρτητο από την ποσότητα της πληροφορίας που μεταδίδεται με κάθε κανάλι. Κυμαίνεται συνήθως από 12,5GHz έως 100GHz, αλλά μπορεί να είναι και μεγαλύτερο. Τότε παίρνει τιμές ίσες με ακέραια πολλαπλάσια των 100GHz. Στην περίπτωση των συστημάτων μεταβλητής διαβάθμισης, οι κεντρικές τιμές των καναλιών μπορούν να πάρουν τιμές $193,1 + n \cdot 0.00625$ (THz), όπου το n μπορεί να είναι οποιοσδήποτε (θετικός ή αρνητικός) ακέραιος αριθμός, μιας και 193,1THz είναι η τιμή της κεντρικής συχνότητας της C-Band. Το φασματικό εύρος, το οποίο διατίθεται αυτή τη φορά για τη μετάδοση περισσότερων καναλιών μαζί, είναι μεταβλητό και παίρνει τιμές $12,5 \cdot m$ GHz, όπου το m είναι θετικός ακέραιος αριθμός. Ο μοναδικός περιορισμός που υπάρχει είναι να μη δημιουργείται αλληλεπικάλυψη κάλυψη γειτονικών παραθύρων. [9]

2.2 Ανώτερα σχήματα διαμόρφωσης του σήματος

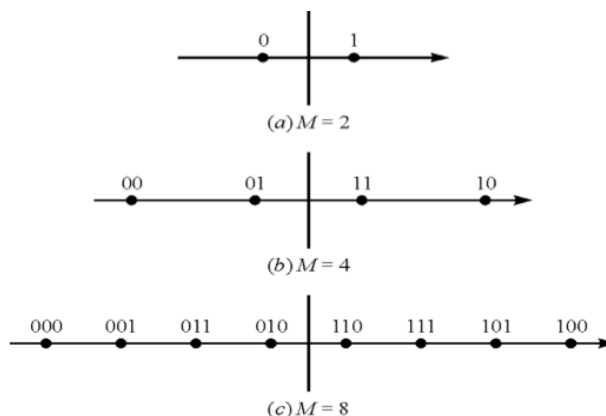
Σημαντικό ρόλο στην επίτευξη μεγαλύτερης χωρητικότητας καναλιού σε ένα σύμφωνο οπτικό σύστημα, παίζει η χρήση ανώτερων σχημάτων διαμόρφωσης. Προκειμένου να επιλεγεί το κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης, συνεκτιμώνται οι ανάγκες για υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, υψηλή φασματική απόδοση, ελαχιστοποίηση της απαιτούμενης ισχύος εκπομπής, ελαχιστοποίηση της πιθανότητας λήψης λανθασμένου ψηφίου στο δέκτη και χαμηλό κόστος εγκατάστασης του συστήματος. Οι παράγοντες αυτοί συνήθως αλληλοσυγκρούονται και έτσι η επιλογή κατάλληλου σχήματος διαμόρφωσης είναι ένα σύνθετο ζήτημα. Για παράδειγμα, χρησιμοποιώντας σχήματα διαμόρφωσης με μεγαλύτερο αστερισμό, δηλαδή με αντιστοίχιση μεγαλύτερου αριθμού ψηφίων στο κάθε σύμβολο, επιτυγχάνεται υψηλότερος ρυθμός μετάδοσης και άρα υψηλότερη φασματική απόδοση. Το κόστος για την επιλογή αυτή, όμως, είναι η επίδραση του θορύβου και των ατελειών του συστήματος στο σήμα να είναι μεγάλη, αυξάνοντας την πιθανότητα λήψης εσφαλμένου ψηφίου στο δέκτη. [10]

Υπάρχουν δύο γενικές κατηγορίες διαμόρφωσης, η διαμόρφωση φάσης/πλάτους και η διαμόρφωση συχνότητας. Η διαμόρφωση φάσης/πλάτους δίνει τη δυνατότητα επιλογής τέτοιου σχήματος, ώστε το φάσμα του σήματος να μένει αναλλοίωτο. Τέτοια σχήματα, βέβαια, απαιτούν τη χρήση πιο ακριβού εξοπλισμού (γραμμικούς ενισχυτές) για την υλοποίησή τους. Απ' την άλλη, στην περίπτωση της διαμόρφωσης συχνότητας η περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος μένει σταθερή.

Παρακάτω αναφέρονται οι κυριότερες κατηγορίες διαμόρφωσης πλάτους. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι το γράμμα M (multiple), αντιστοιχεί στον αριθμό των συμβόλων που χρησιμοποιούνται για την κωδικοποίηση της πληροφορίας. Αντιστοιχεί δηλαδή στο μέγεθος του αστερισμού.

- Διαμόρφωση MPAM (multiple pulse-amplitude modulation)

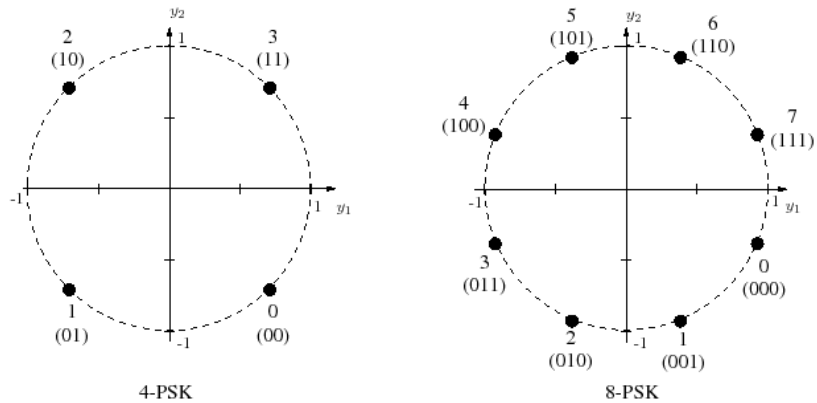
Στα σχήματα διαμόρφωσης τύπου MPAM, η πληροφορία κωδικοποιείται μόνο κατά το πλάτος του σήματος. Έτσι τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν ευθεία.



Σχήμα 2-5 Αστερισμοί της MPAM διαμόρφωσης [26]

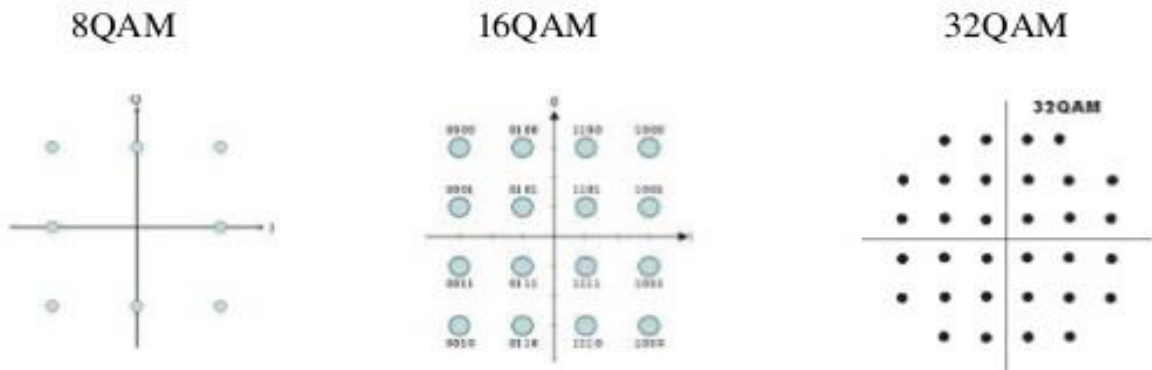
- Διαμόρφωση MPSK (multiple phase-shift keying)

Σε αυτή την περίπτωση η πληροφορία κωδικοποιείται μόνο κατά τη φάση του σήματος. Έτσι τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν κύκλο.



Σχήμα 2-6 Αστερισμοί της MPSK διαμόρφωσης [27]

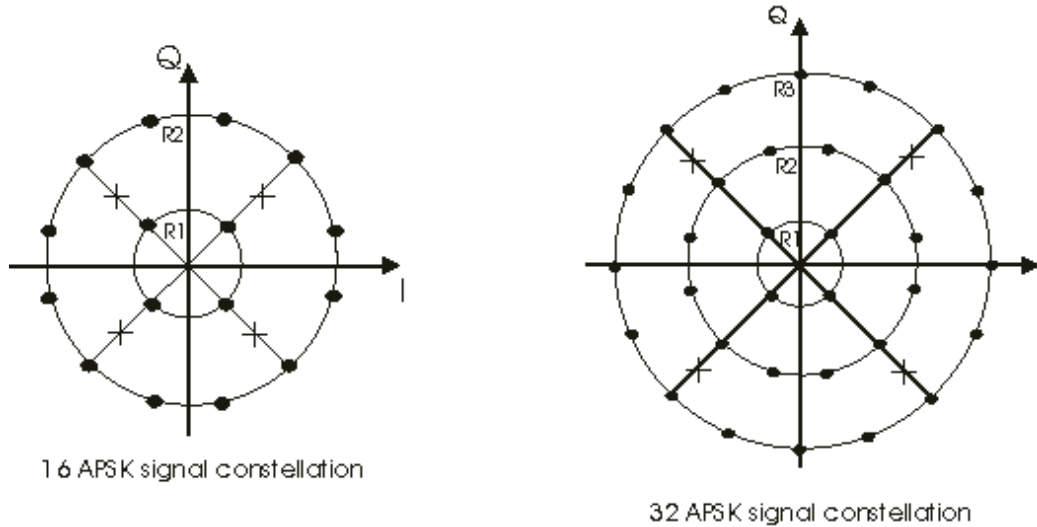
- Διαμόρφωση MQAM (multiple quadrature amplitude modulation)
 Σε αυτή την περίπτωση η πληροφορία κωδικοποιείται κατά το πλάτος και κατά τη φάση του σήματος και τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν ορθογώνιο πλέγμα. Τα σχήματα διαμόρφωσης MQAM διαθέτουν δύο βαθμούς ελευθερίας για την αντιστοίχιση των σημείων του αστερισμού με τα σύμβολα πληροφορίας. Έτσι εμφανίζουν μεγαλύτερη φασματική απόδοση από τα σχήματα που αναφέρονται παραπάνω, μιας και επιτρέπουν τη δυνατότητα μετάδοσης περισσότερων ψηφίων ανά σύμβολο υπό την ίδια μέση ενέργεια συμβόλου. Για το λόγο αυτό η MQAM αποτελεί μια από τις πιο συχνά χρησιμοποιούμενες διαμορφώσεις.



Σχήμα 2-7 Αστερισμοί της MQAM διαμόρφωσης [28]

- Διαμόρφωση MAPSK (multiple amplitude and phase shift keying)
 Πρόκειται για παραλλαγή της MQAM διαμόρφωσης, καθώς και σε αυτή την περίπτωση η πληροφορία κωδικοποιείται κατά το πλάτος και τη φάση του σήματος. Η διαφορά είναι ότι τώρα τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν ομόκεντρους κύκλους. Με αυτό τον τρόπο μειώνεται το

πλήθος των δυνατών τιμών πλάτους που μπορούν να λάβουν τα σημεία αυτά, άρα και η ισχύς τους. Έτσι η MAPSK έχει επίσης πολλές εφαρμογές και αποτελεί το σχήμα που χρησιμοποιείται στις δορυφορικές επικοινωνίες.



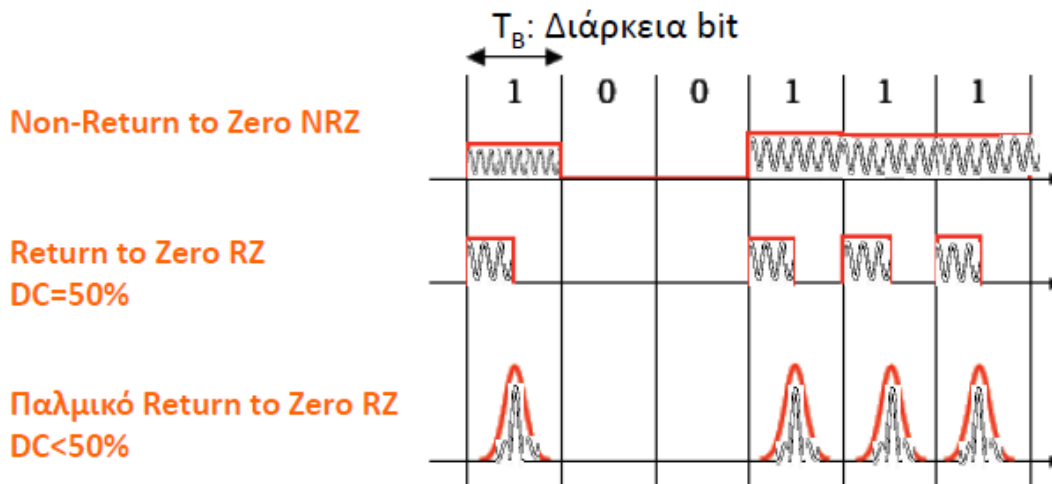
Σχήμα 2-8 Αστερισμοί της MAPSK διαμόρφωσης [29]

Στην περίπτωση της διαμόρφωσης συχνότητας (FSK σχήματα διαμόρφωσης) τα σύμβολα πληροφορίας αντιστοιχίζονται σε διαφορετικές τιμές της φέρουσας συχνότητας του σήματος. Τα διαμορφωμένα κατά συχνότητα σήματα παρουσιάζουν σταθερή περιβάλλουσα. Έτσι απαιτούν εξοπλισμό (μη γραμμικούς ενισχυτές), ο οποίος επιτρέπει καλύτερη αξιοποίηση της ισχύος εκπομπής με τίμημα όμως τη χαμηλή φασματική απόδοση.

2.3 Παλμοί μορφοποίησης

Ένας ακόμη παράγοντας που επιτρέπει την καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος είναι η χρήση κατάλληλων παλμών μορφοποίησης του σήματος που μεταδίδεται σε κάθε κανάλι. Το σχήμα του παλμού που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση των συμβόλων μπορεί να συντεθεί ψηφιακά μέσω ενός μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό σήμα. Το σχήμα αυτό παίζει καθοριστικό ρόλο στη συνολική επίδοση του οπτικού συστήματος, αφού επηρεάζει το φασματικό εύρος το οποίο καταλαμβάνει το σήμα. Επιλέγεται με κριτήριο την εξισορρόπηση των επιπτώσεων της διασυμβολικής παρεμβολής στο πεδίο του χρόνου και της φασματικής αλληλοεπικάλυψης των διαμορφωμένων σημάτων, δεδομένου ότι η αντιμετώπιση του ενός είδους παρεμβολής καθιστά δυσμενέστερες τις επιπτώσεις από το άλλο είδος παρεμβολής.

Σαν παλμοί μορφοποίησης επιλέγονται είτε παλμοί RZ (return-to-zero), στους οποίους το σήμα μηδενίζεται μεταξύ δύο διαδοχικών παλμών, είτε παλμοί NRZ (non return-to-zero), στους οποίους μεταξύ δύο διαδοχικών παλμών δεν παρεμβάλλεται μηδενισμός της ισχύος του σήματος, όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα. Η διαφορά μεταξύ των δύο παραπάνω ειδών είναι ότι στη δεύτερη περίπτωση, ενώ αποφεύγεται η διασυμβολική παρεμβολή, το φάσμα των παλμών NRZ εμφανίζει πλευρικούς λοβούς, οι οποίοι προκαλούν παρεμβολή γειτονικού διαύλου.



Σχήμα 2-9 Παλμοί NRZ και RZ [18]

Για την εξάλειψη της διασυμβολικής παρεμβολής ο παλμός θα πρέπει να πληροί το κριτήριο Nyquist, σύμφωνα με το οποίο ο παλμός θα πρέπει να μηδενίζεται τις στιγμές κατά τις οποίες γίνεται δειγματοληψία γειτονικών συμβόλων στο δέκτη. Με βάση αυτό επιλέγεται η μορφή του φάσματος του παλμού (τετραγωνικός παλμός, παλμός συνημιτόνου μισής περιόδου, παλμός ανυψωμένου συνημιτόνου), αλλά και ο παράγοντας διαπλάτυνσής του (roll-off). Μέσω του παράγοντα αυτού ελέγχεται η έκταση της φασματικής διαπλάτυνσης ενός παλμού. Όταν roll-off=0, προκύπτει ο φασματικά τετραγωνικός παλμός, ο οποίος αποτελεί οριακή περίπτωση των παλμών Nyquist. [10]

2.4 Ψηφιακή επεξεργασία σήματος

Οι τεχνικές χάρη στις οποίες έχει αυξηθεί τόσο, και συνεχίζεται να αυξάνεται, η επίδοση των οπτικών συστημάτων είναι η σύμφωνη ανίχνευση η οποία έχει αναφερθεί παραπάνω και οι τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Σε επίπεδο εφαρμογής η ευελιξία που δίνουν οι τεχνικές αυτές είναι τεράστια και άρα υπάρχουν πολλοί διαφορετικοί αλγόριθμοι για την υλοποίηση της ίδιας λειτουργίας. Έτσι, παρακάτω θα γίνει αναφορά στις λειτουργίες για τις οποίες αξιοποιούνται τέτοιες τεχνικές και όχι στις μεθόδους αυτές καθαυτές.

Στην πλευρά του πομπού, η ψηφιακή επεξεργασία σήματος αξιοποιείται στην αντιστοίχιση του σήματος πληροφορίας στα σημεία του αστερισμού του επιθυμητού σχήματος διαμόρφωσης καθώς και την αντιστάθμιση της χρονικής παραμόρφωσης του σήματος. Τέτοιες τεχνικές αξιοποιούνται επίσης προκειμένου να επιτευχθεί η εκ των προτέρων αντιστάθμιση της επίδρασης της διασποράς και των μη γραμμικών φαινομένων αλλά και η εφαρμογή πολλών σχημάτων διαμόρφωσης και κωδικοποίησης μέσω προγραμματισμού (software). Επιπλέον, επιτυγχάνεται μια πρώτη αντιστάθμιση των μη γραμμικών φαινομένων που εισάγονται στο σήμα μέσω του ηλεκτρικού τμήματος του πομπού και του οπτικού διαμορφωτή. Η διαμόρφωση του σχήματος του παλμού είναι μια ακόμη λειτουργία που γίνεται ψηφιακά καθορίζοντας έτσι το εύρος φάσματος του σήματος. Βλέπουμε λοιπόν ότι με τις παραπάνω λειτουργίες αυξάνεται

σημαντικά η ευελιξία του πομπού, τόσο στην εκ των προτέρων αντιμετώπιση παρασιτικών φαινομένων, όσο και στην ρύθμιση των παραμέτρων των ευέλικτων οπτικών δικτύων μέσω προγραμματισμού. [4]

Στην πλευρά του δέκτη, η χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος επιτρέπει την απόσπαση της μεταδιδόμενης πληροφορίας από το ληφθέν σήμα. Αρχικά, τα σήματα που προκύπτουν στην έξοδο των τεσσάρων φωτοδιόδων του δέκτη, υποβάλλονται σε διαδικασία αντιστάθμισης των ατελειών που εμφανίζουν λόγω του ότι τα μήκη των οπτικών διαύλων μέσω των οποίων διαδίδονται, μπορεί να μην είναι ίδια ή λόγω ατελειών του ίδιου του δέκτη. Συγκεκριμένα, με χρονική μετατόπιση των ληφθέντων σημάτων επιτυγχάνεται ο συγχρονισμός αυτών και έπειτα με ορθογώνια κανονικοποίησή τους, αντισταθμίζονται οι ατέλειες του δέκτη.

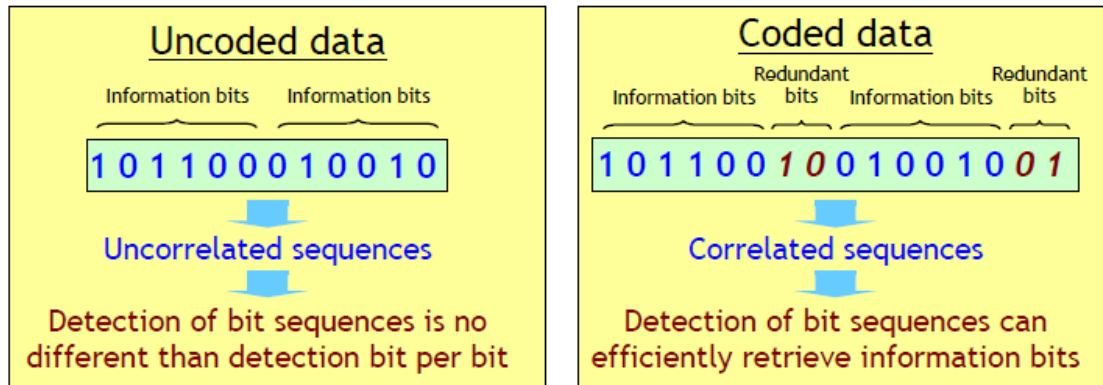
Έπειτα, ακολουθεί η αντιστάθμιση των αλλοιώσεων του σήματος λόγω της μετάδοσης, διαδικασία η οποία επιτυγχάνεται χάρη στην αντιστοίχιση του οπτικού σήματος σε ψηφιακή μορφή με γραμμικό τρόπο. Ο καλύτερος τρόπος για την επίτευξη της αντιστάθμισης αυτής είναι ο διαχωρισμός της σε δύο ανεξάρτητες διαδικασίες, τη στατική και τη δυναμική ισοστάθμιση του σήματος. Κατά τη στατική ισοστάθμιση, επιτυγχάνεται η αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς και των μη γραμμικών φαινομένων με τη χρήση μεγάλων στατικών φίλτρων, ενώ κατά τη δυναμική ισοστάθμιση, μικρότερα προσαρμοστικά φίλτρα αξιοποιούνται προκειμένου να αντισταθμιστούν φαινόμενα όπως η διασπορά τρόπων πόλωσης και οι μετατοπίσεις φάσης, δηλαδή φαινόμενα τα οποία διαφοροποιούνται με την πάροδο του χρόνου. Τόσο στη στατική όσο και στη δυναμική ισοστάθμιση σημαντικό ρόλο παίζουν τα φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης τα οποία επεξεργάζονται το σήμα στο πεδίο των συχνοτήτων, είτε μόνα τους, ή σε συνδυασμό μεταξύ τους, ή ακολουθούμενα από άλλους αλγορίθμους (όπως στην περίπτωση των μη γραμμικών φαινομένων που χρησιμοποιείται φίλτρο FIR ακολουθούμενο από στιγμιαία μη γραμμική μετατόπιση φάσης).

Στη συνέχεια, είναι αναγκαία η διόρθωση της διαφοράς μεταξύ του χρονισμού των συμβόλων και του ρυθμού δειγματοληψίας του μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακού σήματος και η ανάκτηση του σήματος στο χρόνο. Μετά και από αυτή τη διαδικασία είναι πλέον εφικτή, η εκτίμηση της συχνότητας του σήματος και η ανάκτηση του φέροντος. Επιλέγεται αυτές οι δύο διαδικασίες να γίνονται αυτόνομα καθώς η δεύτερη διαδικασία επιτυγχάνεται με μεγαλύτερη αξιοπιστία όταν η μετατόπιση της συχνότητας έχει ήδη αντισταθμιστεί. [11]

2.5 Κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση του σήματος

Μια επιπλέον επεξεργασία στην οποία υποβάλλεται το σήμα είναι η κωδικοποίησή του πριν τη μετάδοση και η αποκωδικοποίησή του αφού φτάσει στο δέκτη. Η κωδικοποίηση είναι αυτή η διαδικασία κατά την οποία, στην υπό μετάδοση αλληλουχία από ψηφία προστίθενται επιπλέον ψηφία που δεν μεταφέρουν πληροφορία. Έτσι, τελικά μεταδίδονται αλληλουχίες ψηφίων οι οποίες αντιστοιχίζονται σε συγκεκριμένες τιμές με βάση κάποιο σχήμα διαμόρφωσης. Η ανάποδη ακριβώς διαδικασία, δηλαδή η λήψη ακολουθιών ψηφίων και η απόρριψη των

άχρηστων ψηφίων είναι η αποκωδικοποίηση. Η διαδικασία αυτή της αποκωδικοποίησης γίνεται χρησιμοποιώντας κάποιον αλγόριθμο διόρθωσης λαθών (FEC). Η παρεμβολή των επιπλέον άχρηστων ψηφίων μεταξύ των ψηφίων πληροφορίας στοχεύει τελικά στην αύξηση της αξιοπιστίας του συστήματος. [12]



Σχήμα 2-10 Η λειτουργία της κωδικοποίησης και της αποκωδικοποίησης

2.6 Ο οπτικός πομποδέκτης

Στην παράγραφο αυτή θα δούμε τα βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται ένας τυπικός οπτικός πομποδέκτης καθώς και τις λειτουργίες που επιτελεί.

2.6.1 Η πλευρά του πομπού

Το πρώτο στοιχείο είναι η πηγή του φέροντος σήματος. Η πηγή αυτή θα πρέπει να παράγει ένα φωτόνιο με σταθερό πλάτος, συχνότητα και φάση. Για το σκοπό αυτό αρχικά χρησιμοποιούνταν φωτοδιόδοι (LED) ενώ πλέον έχουν αντικατασταθεί από μονότροπο laser καταμεμημένης ανάδρασης (DFB) ή laser εξωτερικής κοιλότητας (ECL) με φασματικό εύρος στην περιοχή συχνοτήτων μικρότερων της τάξεως των MHz.

Μια από τις θεμελιώδεις λειτουργίες του πομπού, η διαμόρφωση του σήματος επιτυγχάνεται είτε από ψηφιακές είτε από αναλογικές πηγές πληροφορίας. Τα τρία βασικότερα είδη αναλογικών διαμορφωτών είναι ο απλός διαμορφωτής φάσης, ο διαμορφωτής τύπου Mach – Zehnder και ο οπτικός διαμορφωτής IQ, ο οποίος αποτελείται από έναν απλό διαμορφωτή φάσης και δύο Mach – Zehnder. Οι παραπάνω κατηγορίες διαμορφωτών συνδυάζονται σε διατάξεις τέτοιες ώστε να επιτυγχάνεται το επιθυμητό σχήμα διαμόρφωσης. [Seimetz] Οι

αναλογικοί διαμορφωτές ακολουθούνται από μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, προκειμένου να επιτευχθεί η ψηφιακή διαμόρφωση σήματος.

Έπειτα, προκειμένου το σήμα να μεταδοθεί, αναπαρίσταται από μια σειρά παλμών, πράγμα το οποίο επιτυγχάνεται με αναπαράσταση του σήματος σε ψηφιακή μορφή. Οι λειτουργίες που επιτελούνται στον πομπό προκειμένου να επιτευχθεί το παραπάνω είναι η δειγματοληψία του σήματος, η αντιστοίχιση του κάθε δείγματος σε κάποιο σύμβολο και η κωδικοποίηση. Για να επιτευχθεί η ανακατασκευή του σήματος στο δέκτη, ο ρυθμός δειγματοληψίας πρέπει να είναι διπλάσιος από τη μέγιστη συχνότητα του σήματος που δειγματοληπτείται [13]. Κατόπιν κάθε δείγμα αντιστοιχίζεται με βάση τα χαρακτηριστικά του σε ένα από τα σύμβολα του σχήματος διαμόρφωσης που έχει επιλεγεί. Κάθε σύμβολο μπορεί να αντιμετωπιστεί σαν ένα διάνυσμα με τη συμφασική και την κάθετη συνιστώσα του. Προκειμένου, να μεταδοθούν τα σύμβολα, πολλαπλασιάζονται με παλμούς με ορισμένο εύρος ζώνης και το υπό μετάδοση σήμα είναι στην πραγματικότητα η ακολουθία αυτών των παλμών.

2.6.2 Η πλευρά του δέκτη

2.6.2.1 Η σύμφωνη ανίχνευση

Για αρχή αξίζει να αναλύσουμε την έννοια της σύμφωνης ανίχνευσης κατά την οποία όλη η πληροφορία που μεταδίδεται μέσω του οπτικού σήματος (πλάτος, συχνότητα, φάση, πόλωση) μετατρέπονται σε ηλεκτρική πληροφορία. Έτσι η αποδιαμόρφωση του σήματος μπορεί να επιτευχθεί χωρίς τη χρήση πολύπλοκων οπτικών δομών. Η λειτουργία ενός σύμφωνου τοπικού ταλαντωτή είναι να μετατρέψει τη μεταδιδόμενη πληροφορία σε τέσσερα ηλεκτρικά σήματα τα οποία αντιστοιχούν στη συμφασική και την κάθετη συνιστώσα του οπτικού σήματος και για τις δύο πολώσεις του [14]. Στη συνέχεια θα δούμε τα βασικά μέρη από τα οποία αποτελείται ένας οπτικός δέκτης.

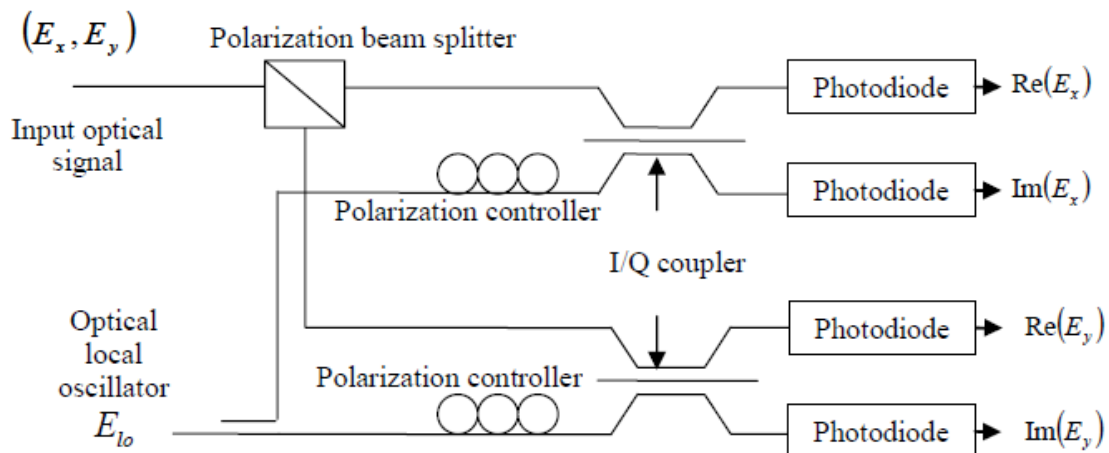
2.6.2.2 Δομικά στοιχεία του δέκτη

Πρώτη λειτουργία του δέκτη είναι η λήψη των πολλαπλών καναλιών που μεταδίδονται συνήθως στα σύγχρονα οπτικά συστήματα και η μετατόπισή τους στο πεδίο των συχνοτήτων ούτως ώστε να διευκολυνθεί η περαιτέρω επεξεργασία τους. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται κάποιος τοπικός ταλαντωτής. Στην περίπτωση που η συχνότητα ταλάντωσης του ταλαντωτή και η συχνότητα μετάδοσης του σήματος είναι ίδιες, ονομάζουμε το σύστημα ομόδουνο, ενώ όταν οι συχνότητες αυτές είναι διαφορετικές μεταξύ τους, το σύστημα ονομάζεται ετερόδουνο. Κατά την ομόδουνη ανίχνευση, η λειτουργία του συστήματος είναι πιο απλή, καθώς η μετατόπιση του σήματος σε συχνότητες γύρω από το μηδέν γίνεται άμεσα, ενώ στην περίπτωση των ετερόδυνων συστημάτων απαιτείται η χρήση ενός επιπλέον εξαρτήματος, ενός μικροκυματικού αποδιαμορφωτή. [15]

Επόμενο βήμα είναι η χρήση ενός εξαρτήματος το οποίο μπορεί να ανιχνεύει τη συμφασική και την κάθετη συνιστώσα του οπτικού σήματος. Ένα τέτοιο εξάρτημα που χρησιμοποιείται πολύ συχνά είναι ο 2×4 90° υβριδικός ανιχνευτής. Το στοιχείο αυτό χρησιμοποιείται αρχικά για την υπέρθεση της εξόδου του τοπικού ταλαντωτή και του ληφθέντος σήματος. Όπως φαίνεται από το όνομά του πρόκειται για ένα στοιχείο με δύο εισόδους και τέσσερις εξόδους. Στις τέσσερις εξόδους, εμφανίζονται τέσσερις διαφορετικές τιμές ισχύος οι οποίες χρησιμοποιούνται προκειμένου να γίνει η ανίχνευση των τεσσάρων συνιστωσών του σήματος. [16], [14]

Στοιχειώδες εξάρτημα για την υλοποίηση του ο 2×4 90° υβριδικού ανιχνευτή είναι ο coupler, ο οποίος συνδυάζει τα σήματα τα οποία λαμβάνει στην είσοδό του είτε ως έχουν είτε αφού αυτά έχουν υποστεί κάποια μετατόπιση φάσης. Για την υλοποίηση του ανιχνευτή οι couplers συνδυάζονται σε διάφορες διατάξεις. Η διαδικασία της σύμφωνης ανίχνευσης μπορεί να γίνει εναλλακτικά από έναν 3×3 coupler. [16]

Τέλος, τα σήματα που έχουν προκύψει ως έξοδοι του σύμφωνου ανιχνευτή συλλέγονται από μια φωτοδίοδο. Τα σήματα αυτά έπειτα ενισχύονται προκειμένου να συνεχιστεί η περαιτέρω επεξεργασία τους και οδηγούνται σε ένα μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό σήμα. Ο μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό σήμα, αποτελείται ουσιαστικά από δύο υποσυστήματα. Το πρώτο υποσύστημα δειγματοληπεί το σήμα στο πεδίου του χρόνου μετατρέποντας το από συνεχές αναλογικό σε διακριτού χρόνου αναλογικό σήμα. Το δεύτερο υποσύστημα κβαντίζει το σήμα, μετατρέποντάς το από αναλογικό σήμα διακριτού χρόνου σε ένα πεπερασμένο σύνολο τιμών, οι οποίες καθορίζονται από τα χρησιμοποιούμενα σύμβολα [11]. Στο επόμενο σχήμα απεικονίζεται ένας σύμφωνος οπτικός δέκτης.



Σχήμα 2-11 Δομή ενός τυπικού σύμφωνου οπτικού δέκτη

3 Υποβάθμιση της μετάδοσης του σήματος και μετρικές της οπτικής επίδοσης

3.1 Μηχανισμοί υποβάθμισης της μετάδοσης

Η μετάδοση σήματος στις οπτικές ίνες υποβαθμίζεται εξαιτίας μιας σειράς από μηχανισμούς, οι οποίοι επιδρούν στα χαρακτηριστικά του σήματος είτε με γραμμικό είτε με μη γραμμικό τρόπο. Σε αυτό το κεφάλαιο θα εξετάσουμε αρχικά τους σημαντικότερους παράγοντες υποβάθμισης της ποιότητας της μετάδοσης, οι οποίοι δεν εξαρτώνται από την ισχύ του μεταδιδόμενου σήματος, όπως είναι η εξασθένηση και η χρωματική διασπορά και έπειτα θα εξετάσουμε την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων.

3.1.1 Μηχανισμοί απωλειών

Αν υποθέσουμε μια ζεύξη στην οποία δε λαμβάνει χώρα κανένα φαινόμενο υποβάθμισης της μετάδοσης πέρα από τους μηχανισμούς εξασθένησης του σήματος θα παρατηρήσουμε εξασθένηση του ηλεκτρικού πεδίου μετά από κάποιο μήκος μετάδοσης εξαρτώμενη από έναν συντελεστή α , όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$x(z = l, t') = x(z = 0, t') \cdot e^{-\frac{\alpha}{2} \cdot l}$$

Ο παράγοντας α , ο οποίος συνηθίζεται να μετράται σε dB/km, εξαρτάται από το μήκος κύματος στο οποίο γίνεται η μετάδοση, μπορεί όμως να θεωρηθεί σταθερός εντός του εύρους ζώνης ενός τυπικού καναλιού. Έχει παρατηρηθεί ότι ο παράγοντας αυτός ελαχιστοποιείται και πέφτει κάτω από τα 0.2 dB/km για μετάδοση σε μήκος κύματος $\lambda = 1550\text{nm}$.

Οι οπτικές ίνες γνωρίζουμε ότι κατασκευάζονται από πυρίτιο. Οι δύο κύριες πηγές απωλειών είναι η απορρόφηση υλικού και η σκέδαση Rayleigh. Σε μικρότερο βαθμό ένας ακόμη παράγοντας που εντείνει το φαινόμενο της εξασθένησης είναι οι ανομοιομορφίες του κυματοδηγού.

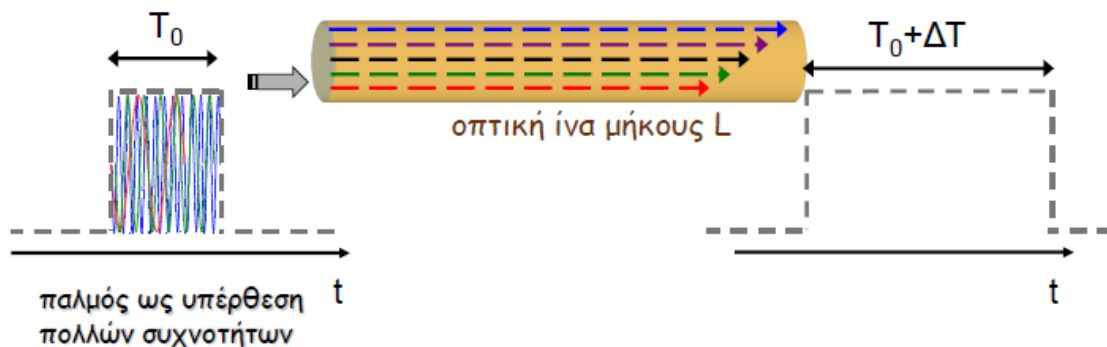
Για μήκη κύματος μεταξύ των 800nm και των 1600nm, οι απώλειες οφείλονται κυρίως στη σκέδαση Rayleigh. Η σκέδαση Rayleigh οφείλεται σε τοπικές μικρομεταβολές της πυκνότητας του υλικού μέσου, οι οποίες έχουν δημιουργηθεί κατά την κατασκευή της ίνας. Όσο το μήκος κύματος αυξάνεται και προσεγγίζει τα 1600nm, η απορρόφηση υλικού γίνεται ο κυρίαρχος μηχανισμός εξασθένησης. Υπάρχουν δύο αιτίες της απορρόφησης. Η μία είναι εξωγενής και αφορά τις ανομοιομορφίες του υλικού. Η άλλη είναι ενδογενής και αποδίδεται σε δευτερεύοντες φυσικούς μηχανισμούς, που σχετίζονται με τις ηλεκτρονικές μεταπτώσεις και τις δονήσεις των μορίων του υλικού κατά την αλληλεπίδρασή του με το οπτικό κύμα.

Μια επιπλέον αιτία απωλειών στις οπτικές ίνες, μικρότερης όμως σημασίας, είναι οι ανομοιομορφίες του κυματοδηγού. Πιο συγκεκριμένα, υπάρχει μια μορφή σκέδασης που ονομάζεται σκέδαση Mie, η οποία οφείλεται στην ύπαρξη διαφοροποιήσεων της ακτίνας του πυρήνα κατά μήκος της ίνας. Αυτή η ανομοιομορφία στην κυλινδρική συμμετρία της ίνας δημιουργεί διαρροή ενέργειας από τον πυρήνα στο στρώμα του μανδύα. Η διαρροή αυτή ενέργειας μπορεί να προκληθεί και από κάμψεις που μπορεί να υποστεί ο κυματοδηγός.

Η εξασθένιση στις ζεύξεις οπτικών ινών μπορεί να αντισταθμιστεί με τη χρήση οπτικών ενισχυτών, όπως ενισχυτών ίνας ερβίου (EDFA). Οι ενισχυτές ίνας ερβίου αποτελούν τον πιο κοινό τρόπο ανάκτησης της ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος και μπορούν να ενισχύσουν ταυτόχρονα τα πολλαπλά κανάλια που μεταδίδονται με πολυπλεξία μήκους κύματος. Επιλέγεται η χρήση ενισχυτών τέτοιων ώστε η τελική μέση ισχύς του σήματος που φτάνει στο δέκτη να είναι αρκετή για να το αναγνωρίσει πλήρως. Σε ζεύξεις πολύ μεγάλου μήκους, προκειμένου να μη χαθεί το σήμα, η οπτική ίνα χωρίζεται σε μικρότερα τμήματα ίνας, το καθένα από τα οποία ακολουθούνται από έναν οπτικό ενισχυτή EDFA. Δυστυχώς, κάθε οπτικός ενισχυτής προσθέτει θόρυβο στο σήμα, επιδρώντας αρνητικά στην επίδοση του οπτικού συστήματος. [16], [17]

3.1.2 Φαινόμενα διασποράς

Διασπορά ονομάζεται το φαινόμενο κατά το οποίο αλλοιώνεται η χρονική μορφή του παλμού του σήματος, ο οποίος συνήθως διευρύνεται χρονικά ή αλλιώς «διασπείρεται». Αιτία του φαινομένου αυτού είναι το γεγονός ότι οι διαφορετικές φασματικές συνιστώσες του παλμού ταξιδεύουν με διαφορετική ταχύτητα και τελικά φτάνουν στην έξοδο της ίνας σε διαφορετικές χρονικές στιγμές [18]. Η διασπορά παίζει σημαντικό ρόλο στο σχεδιασμό και την ανάπτυξη ενός οπτικού δικτύου καθώς η χρονική διαπλάτυνση των παλμών έχει ως αποτέλεσμα την μεταξύ τους παρεμβολή. Παρουσιάζεται έτσι το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής, για το οποίο σημαντικοί παράγοντες είναι τόσο το μήκος της ίνας όσο και ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης.



Σχήμα 3-1 Διαπλάτυνση παλμού λόγω διασποράς

Ανάλογα με τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της ίνας η διασπορά μπορεί να οφείλεται σε διαφορετικούς παράγοντες. Υπάρχουν δύο είδη οπτικών ινών, οι μονότροπες και οι πολύτροπες ίνες. Η βασική διαφορά τους βρίσκεται στη διάμετρο του πυρήνα τους. Στην περίπτωση των πολύτροπων ινών, διεγείρονται περισσότεροι του ενός ρυθμοί μετάδοσης με τον καθένα να έχει τη δική του ταχύτητα ομάδας. Αιτία της διασποράς είναι η πολλαπλή αυτή διέγερση των παλμών. Από την άλλη, η διασπορά στις μονότροπες ίνες, σχετίζεται με τη σχετική κατανομή της ισχύος του διαδιδόμενου παλμού στις περιοχές του μανδύα και του πυρήνα. Στην περίπτωση των μονότροπων ινών η διασπορά εμφανίζεται με τη μορφή της χρωματικής διασποράς, της διασποράς κυματοδηγού και της διασποράς τρόπων πόλωσης. Από τα παραπάνω είδη διασποράς, στις μονότροπες ίνες επικρατεί η χρωματική διασπορά.

- Χρωματική διασπορά

Γνωρίζουμε ότι ο δείκτης διάθλασης ενός διηλεκτρικού μέσου εξαρτάται από το μήκος κύματος του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου που το διανύει. Έτσι, όταν το κύμα αυτό έχει μεγάλο φασματικό εύρος όπως συμβαίνει στους παλμούς, οι διάφορες φασματικές συνιστώσες κυματοδηγούνται με διαφορετική ταχύτητα και καταφθάνουν στην ίδια απόσταση z με διαφορά φάσης, με αποτέλεσμα το χρονικό εύρος του παλμού να μεταβάλλεται ενώ το φασματικό του εύρος να παραμένει αναλλοίωτο. Η επίδραση του υλικού μέσου στο κυματοδηγούμενο πεδίο εκφράζεται μέσω της σταθεράς διάδοσης, η οποία όπως φαίνεται παρακάτω είναι ανάλογη του δείκτη διάδοσης.

$$\beta(\omega) = n(\omega) \cdot (\omega/c)$$

Για να αναλύσουμε μαθηματικά την παραπάνω εξίσωση θα τη μελετήσουμε ως ανάπτυγμα Taylor

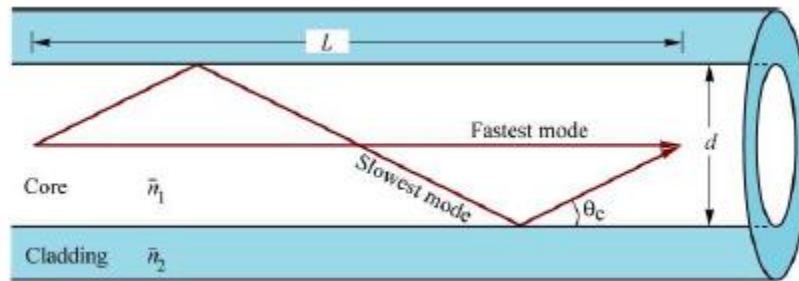
$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + (\frac{1}{2})\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots$$

Αποδεικνύεται ότι για τη διεύρυνση του παλμού, υπεύθυνος είναι ο όρος β_2 .

Για τον υπολογισμό της διασποράς χρησιμοποιείται ευρέως η παράμετρος διασποράς D , η οποία αποτελεί το ρυθμό μεταβολής του όρου β_1 της παραπάνω σχέσης.

- Διασπορά τρόπων διάδοσης

Στις πολυρρυθμικές ίνες, η διεύρυνση του παλμού οφείλεται ουσιαστικά στη διαφορά που υπάρχει στους χρόνους κυματοδηγησης μεταξύ των ρυθμών. Αυτό προκύπτει από τη διαφορετική σταθερά διάδοσης που αντιστοιχεί σε κάθε ρυθμός. Ο γρηγορότερος ρυθμός είναι παράλληλος στον οριζόντιο άξονα διάδοσης της ίνας, ενώ ο πιο αργός προσπίπτει σε αυτόν με μια μέγιστη γωνία. Οι ακτίνες που προσπίπτουν με μεγαλύτερη γωνία από αυτή δεν μπορούν να κυματοδηγηθούν μέσα στην ίνα.



Σχήμα 3-2 Κυματοδότηση διαφορετικών τρόπων διάδοσης

Η επίδραση της γεωμετρίας της οπτικής ίνας στην τιμή της διασποράς, μπορεί να αξιοποιηθεί προκειμένου να κατασκευαστούν οπτικές ίνες με συγκεκριμένες ιδιότητες. Τέτοιες ίνες είναι οι ίνες μετατοπισμένης διασποράς (dispersion shifted fiber – DSF), οι οποίες παρουσιάζουν μηδενική διασπορά για συγκεκριμένο μήκος κύματος, όπως για $\lambda = 1550\text{nm}$ και οι ίνες αντιστάθμισης διασποράς (dispersion compensating fiber – DCF). Η δεύτερη κατηγορία οπτικών ιών χρησιμοποιείται για την πλήρη αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς. Για το σκοπό αυτό τμήματα ίνας DCF (αρνητικής διασποράς) τοποθετούνται μετά από τμήματα οπτικής ίνας στα οποία γίνεται η μετάδοση πληροφορίας, ώστε η συνολική διασπορά να είναι μηδενική. Βέβαια, χάρη στην ανάπτυξη τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, η αντιστάθμιση της διασποράς μπορεί να επιτευχθεί ψηφιακά στο δέκτη με εφαρμογή κατάλληλων αλγορίθμων. [17]

3.1.3 Μη γραμμικά φαινόμενα

Όπως για κάθε διηλεκτρικό υλικό, η απόκριση των οπτικών ιών κατά τη διάδοση φωτός γίνεται μη γραμμική καθώς αυξάνεται η ένταση του μεταδιδόμενου ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Η ανάγκη για μετάδοση σημάτων πληροφορίας σε μεγάλες αποστάσεις με πολυπλεξία μήκους κύματος, οδηγεί στη μετάδοση σημάτων μεγάλης ισχύος προκειμένου να αντισταθμιστεί η επίδραση του θορύβου, που προστίθεται από τους διάφορους οπτικούς ενισχυτές, στην επίδοση του συστήματος. Η εμφάνιση των μη γραμμικών φαινομένων είναι λοιπόν αναπόφευκτη στα σύγχρονα οπτικά συστήματα και αποτελεί έναν από τους κυριότερους παράγοντες υποβάθμισης της επίδοσης των οπτικών συστημάτων.

Υπάρχουν δύο βασικές αιτίες για την εμφάνιση των μη γραμμικών παρεμβολών. Κατ' αρχάς, σε πολλά υλικά, συμπεριλαμβανομένου και του πυριτίου, ο δείκτης διάθλασης είναι συνάρτηση της φωτεινής έντασης, γεγονός το οποίο οφείλεται στη μη αρμονική κίνηση των ηλεκτρονίων δεσμού υπό την επίδραση ενός εφαρμοσμένου πεδίου. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται φαινόμενο Kerr. Η δεύτερη αιτία εμφάνισης μη γραμμικών φαινομένων είναι η μη ελαστική σκέδαση φωτονίων στις οπτικές ίνες, γεγονός το οποίο οδηγεί στην εμφάνιση των φαινομένων της σκέδασης Raman και της σκέδασης Brillouin.

Ο δείκτης διάθλασης στις οπτικές ίνες μπορεί να περιγραφεί από την παρακάτω εξίσωση

$$n(\omega, P) = n_0(\omega) + n_2 \frac{P}{A_{eff}}$$

Όπου n_0 είναι το γραμμικό κομμάτι του συντελεστή και n_2 ο συντελεστής Kerr, η τιμή του οποίου κυμαίνεται συνήθως από 2,2 έως $3,4 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$. Με P συμβολίζεται η ισχύς του σήματος και με A_{eff} η ενεργός διατομή του πυρήνα της ίνας.

Στις μονότροπες οπτικές ίνες η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων είναι εμφανής ακόμα και για μικρές τιμές της ισχύος του σήματος. Αυτό οφείλεται αφενός στη μικρή τιμή της διατομής του πυρήνα, αφέτερου στη μικρή τιμή των απωλειών. Η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ του φωτός επηρεάζει τελικά την τιμή της σταθεράς διάδοσης β , η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$\beta = 2\pi n/\lambda$$

Τελικά, παρατηρείται η παρακάτω μετατόπιση φάσης:

$$\phi_{NL} = \int_0^L [\beta - \beta_0] dz$$

ή

$$\phi_{NL} = \gamma P_0 \int_0^L \exp(-\alpha z) dz = \gamma P_0 \frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha} = \frac{L_{eff}}{L_{NL}}$$

όπου L_{eff} είναι το ενεργό μήκος και L_{NL} το μήκος στο οποίο η μετατόπιση φάσης γίνεται ίση με 1 ακτίνιο και η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων γίνεται εμφανής. [20]

Υπάρχουν τρεις τύποι μη γραμμικών φαινομένων που εμφανίζονται λόγω του φαινομένου Kerr, η αυτοδιαμόρφωση φάσης (self phase modulation - SPM), η ετεροδιαμόρφωση φάσης (cross phase modulation - XPM) και η μίξη τεσσάρων φωτονίων (four wave mixing - FWM).

- Αυτοδιαμόρφωση φάσης

Το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης αναφέρεται στην εξαρτώμενη από την ισχύ μετατόπιση φάσης που προκαλεί ένα οπτικό κύμα στον εαυτό του, όταν διαδίδεται μέσα από μια οπτική ίνα. Αποτέλεσμα αυτού είναι η διεύρυνση του φάσματος του οπτικού παλμού.

Συνολικά, βλέπουμε ότι ο δείκτης διάθλασης της ίνας εξαρτάται τόσο από το μήκος κύματος όσο και από την ισχύ του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που διαδίδεται σε αυτή. Έτσι, τα φαινόμενα της διασποράς και της αυτοδιαμόρφωσης φάσης συνυπάρχουν. Το πρώτο οδηγεί στη χρονική διεύρυνση ή συμπύκνωση ενός παλμού, χωρίς να επιδρά στο φάσμα του ενώ το δεύτερο οδηγεί στην φασματική του διεύρυνση, μιας και η στιγμιαία φάση του εξαρτάται από την ισχύ

του. Παρατηρείται ότι η συνύπαρξη των δύο φαινομένων οδηγεί στην εμφάνιση διαφορετικής κυματομορφής από αυτή που θα περιμέναμε αν απλά υπολογίζαμε ξεχωριστά την επίδρασή τους στο σήμα και απλά προσθέταμε το αποτέλεσμα τους. Συγκεκριμένα, στην περίπτωση της ομαλής διασποράς (διαπλάτυνση του παλμού), ο παλμός διευρύνεται (χρονικά) γρηγορότερα από το αναμενόμενο, πράγμα λογικό, αν λάβουμε υπόψη ότι η αυτοδιαμόρφωση φάσης δημιουργεί νέες πλευρικές φασματικές συνιστώσες, οι οποίες διευρύνουν το φάσμα του παλμού και κάνουν πιο έντονη την επίδραση των φαινομένων της διασποράς.

Αντίθετα, στην περίπτωση διάδοσης παλμών στην περιοχή ανώμαλης διασποράς (συμπίεση του παλμού) της ίνας, ο παλμός αρχικά διευρύνεται χρονικά σε ρυθμό πολύ πιο αργό απ'ότι θα περιμέναμε απουσία SPM και αποκτά μια σταθερή μορφή από ένα μήκος διάδοσης και μετά, ενώ στενεύει φασματικά. Το αποτέλεσμα της παραπάνω διαδικασίας είναι να δημιουργείται ένας παλμός με τελικό σχήμα αυτό της υπερβολικής συνεφαπτομένης.

- Ετεροδιαμόρφωση φάσης

Στην περίπτωση της ετεροδιαμόρφωσης φάσης, η εμφάνιση των μη γραμμικών φαινομένων οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την συνολικά κυματοδηγούμενη ισχύ. Έτσι, σε ένα σύστημα στο οποίο χρησιμοποιείται πολυπλεξία μήκους κύματος, η ισχύς του κάθε καναλιού συμβάλει στη συνολική μη γραμμικότητα, επιδρώντας στα μήκη κύματος των γειτονικών καναλιών.

Η ετεροδιαμόρφωση φάσης συμβαίνει και μεταξύ κυμάτων που έχουν την ίδια φέρουσα συχνότητα αλλά διαφορετικές πολώσεις. Σε αυτή την περίπτωση, η ισχύς του ενός κύματος της μιας πόλωσης, συμβάλει στη μη γραμμική διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης, τον οποίο θα δει το κύμα της άλλης πόλωσης.

- Μίξη τεσσάρων φωτονίων

Το φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων εμφανίζεται όταν τρία οπτικά πεδία σε διαφορετικές φέρουσες συχνότητες $\omega_1, \omega_2, \omega_3$, διαδίδονται ταυτόχρονα σε μια οπτική ίνα και η απόκριση του οπτικού μέσου δημιουργεί επιπλέον πεδία στις συχνότητες $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 + \omega_3$. Στην πράξη, βέβαια, δε δημιουργούνται όλοι αυτοί οι συνδυασμοί, μιας και δε μπορεί να υπάρξει ταύτιση της φάσης τους, αλλά εμφανίζονται τα πεδία στις συχνότητες $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$. Τα επιπλέον αυτά ηλεκτρομαγνητικά κύματα δημιουργούν παρεμβολές στα γειτονικά κανάλια. Είναι λοιπόν προφανές ότι στην περίπτωση που θέλουμε να μεταδώσουμε ένα κανάλι δεν παρουσιάζεται το πρόβλημα της μίξης τεσσάρων φωτονίων. Στα σύγχρονα, όμως, οπτικά συστήματα στα οποία η πολυπλεξία μήκους κύματος χρησιμοποιείται κατά κόρον και πολλά κανάλια μεταδίδονται σε γειτονικές φέρουσες, η μίξη τεσσάρων φωτονίων προκαλεί τη μεταβίβαση ενέργειας από ένα κανάλι στα γειτονικά του και τη δημιουργία παρεμβολής. [17]

Τελικά, βλέπουμε ότι κάποιοι από τους παράγοντες που επιδρούν σημαντικά στην εμφάνιση των μη γραμμικών φαινομένων είναι η ισχύς του μεταδιδόμενου σήματος, το μήκος στο οποίο γίνεται η μετάδοση και το πλήθος των καναλιών που πολυπλέκονται στην περίπτωση

των πολυκάναλων συστημάτων. Το σχήμα διαμόρφωσης που επιλέγεται παίζει επίσης σημαντικό ρόλο στην εμφάνιση μη γραμμικοτήτων. [19]

3.2 Μέθοδοι ποσοτικοποίησης της επίδοσης των οπτικών συστημάτων

Σε αυτή την παράγραφο θα αναφερθούμε στα μεγέθη, τα οποία χρησιμοποιούνται συνήθως για τη μέτρηση της επίδοσης των οπτικών συστημάτων. Τα μεγέθη αυτά είναι ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος (OSNR), ο ρυθμός με τον οποίο εμφανίζονται εσφαλμένα ψηφία στο δέκτη (BER) και η φασματική απόδοση.

3.2.1 Ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος

Μια ποσότητα που χρησιμοποιείται συχνά για να περιγράψει την επίδοση των οπτικών συστημάτων είναι ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος. Για να γίνει περιγραφή αυτού του μεγέθους θα πρέπει αρχικά να γίνει αναφορά στο σηματοθορυβικό λόγο. Ο λόγος αυτός ορίζεται ως το πηλίκο της ισχύος σήματος (P) προς την ισχύ του θορύβου (N) και χρησιμοποιείται για τη μελέτη της επίδοσης οποιουδήποτε συστήματος επικοινωνίας.

$$SNR = \frac{P}{N}$$

Στην περίπτωση, όμως, των οπτικών συστημάτων, ως μέτρο της επίδοσης χρησιμοποιείται ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος, ο οποίος διαφέρει από το σηματοθορυβικό λόγο κατά ένα παράγοντα κανονικοποίησης. Ο παράγοντας αυτός οφείλεται αφενός στο ότι ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος μετράται σε μια περιορισμένη περιοχή συχνοτήτων. Επιπλέον, στον παράγοντα αυτό περιλαμβάνεται ο βαθμός πόλωσης τόσο του σήματος όσο και του θορύβου. Έτσι, ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος υπολογίζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$OSNR = \frac{p * Rs}{2 * Bref} SNR$$

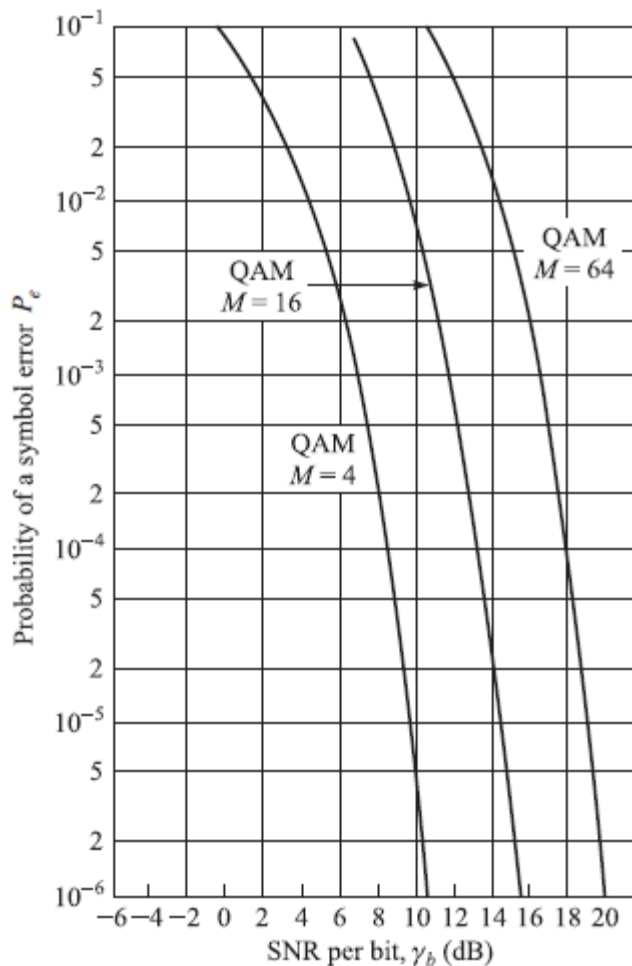
Όπου, το p αντιστοιχεί στο πλήθος των πολώσεων του σήματος, το 2 στο πλήθος των πολώσεων του θορύβου, το R_s στο ρυθμό μετάδοσης συμβόλων και το B_{ref} στο εύρος ζώνης αναφοράς. [12]

3.2.2 Ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων

Ως ρυθμός εσφαλμένων ορίζεται το πηλίκο των ψηφίων που λαμβάνονται λανθασμένα στο δέκτη προς το σύνολο των ψηφίων που μεταδόθηκαν. Ο λόγος αυτός εξαρτάται από το σχήμα διαμόρφωσης το οποίο χρησιμοποιείται για τη μετάδοση, από την τιμή του SNR και από το ρυθμό μετάδοσης συμβόλων. Από τα πιο συχνά χρησιμοποιούμενα σχήματα διαμόρφωσης είναι τα σχήματα MQAM. Οι αστερισμοί αυτοί θα αξιοποιηθούν και στην παρούσα εργασία προκειμένου να εξάγουμε συμπεράσματα σχετικά με την επίδοση συστημάτων υπό την επίδραση μη γραμμικών φαινομένων. Έτσι, παρακάτω παρουσιάζεται η σχέση από την οποία υπολογίζεται η πιθανότητα λήψης εσφαλμένου ψηφίου στο δέκτη σε συνάρτηση με τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο για MQAM διαμορφώσεις [21]:

$$P_{e,M-QAM} = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{\mathcal{E}_{bavg}}{N_0}} \right) \times \left(1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \frac{\mathcal{E}_{bavg}}{N_0}} \right) \right)$$

όπου, M είναι ο αριθμός των συμβόλων που χρησιμοποιούνται στο εκάστοτε QAM σχήμα διαμόρφωσης. Όπως φαίνεται και στην παραπάνω σχέση, η αύξηση της πολυπλοκότητας το σχήματος διαμόρφωσης οδηγεί σε αύξηση της πιθανότητας λήψης εσφαλμένου bit. Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται η μεταβολή της P_e σε σχέση με τον SNR για 4, 16 και 64 QAM.



Σχήμα 3-3 Η πιθανότητα λήψης εσφαλμένου ψηφίου σε συνάρτηση με τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο για τις διαμορφώσεις 4QAM, 16QAM και 64QAM

3.2.3 Φασματική απόδοση και χωρητικότητα καναλιού

Δεδομένου ότι το φασματικό εύρος που είναι διαθέσιμο στα οπτικά δίκτυα επικοινωνιών είναι περιορισμένο, είναι σημαντικό να αξιοποιείται με αποδοτικό τρόπο. Ένα δεδομένο φασματικό εύρος θεωρείται ότι αξιοποιείται αποδοτικά όταν μέσω αυτού μεταδίδεται το μέγιστο ποσό πληροφορίας που μπορεί να μεταδοθεί. Έτσι, ο όρος φασματική απόδοση χρησιμοποιείται για να περιγράψει το ρυθμό μετάδοσης πληροφορίας με χρήση ενός δεδομένου εύρους ζώνης, σε ένα συγκεκριμένο τηλεπικοινωνιακό σύστημα και μετριέται σε (bit/s)/Hz όπως φαίνεται στην επόμενη σχέση:

$$SE = \frac{M * R_s}{B}$$

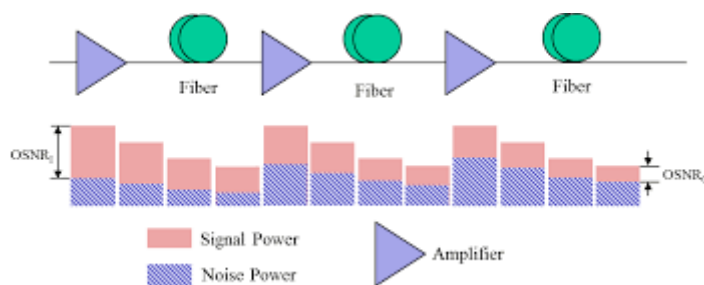
Όπου, με M συμβολίζεται το πλήθος των συμβόλων του σχήματος διαμόρφωσης, με R_s ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων και με B το εύρος ζώνης του συστήματος

Ένας συνήθης τρόπος υπολογισμού της φασματικής απόδοσης ενός συστήματος είναι μέσω της χωρητικότητας των μεταδιδόμενων καναλιών. Ως χωρητικότητα καναλιού ορίζεται ο μέγιστος αριθμός χρηστών, τους οποίους εξυπηρετεί το σύστημα ταυτόχρονα, σε ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων. Η παράμετρος αυτή καθορίζεται από το σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο του δέκτη και το φασματικό εύρος του μεταδιδόμενου καναλιού. [22]

4 Μέθοδος υπολογισμού της επίδρασης μη γραμμικών φαινομένων στις ζεύξεις οπτικών ινών

4.1 Περιγραφή του συστήματος υπό μελέτη

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη ενότητα, στα σύμφωνα οπτικά συστήματα μετάδοσης πληροφορίας η αντιστάθμιση φαινομένων διασποράς γίνεται μέσω τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, μετά την ολοκλήρωση της μετάδοσης. Η τεχνική της μετάδοσης σήματος χωρίς τη διαχείριση της διασποράς είναι πιο οικονομική μιας και αποφεύγεται η χρήση του αντίστοιχου εξοπλισμού αντιστάθμισης διασποράς, αλλά το κυριότερο, εγείρει σε μικρότερο βαθμό μη γραμμικά φαινόμενα. Έτσι, το σύστημα που μελετάται αποτελείται από μία σειρά όμοιων, διαδοχικών τμημάτων οπτικής ίνας, τα οποία αποτελούνται από το ίδιο είδος οπτικής ίνας σε όλο το μήκος τους, μεταξύ των οποίων παρεμβάλλονται ενισχυτές ίνας ερβίου για την αντιστάθμιση της απώλειας ισχύος κατά τη μετάδοση. Οι ενισχυτές αυτοί είναι τοποθετημένοι μετά από κάθε τμήμα ίνας και είναι η πηγή επιπλέον προσθετικού γκαουσιανού θορύβου κατά τη μετάδοση, και άρα ένας παράγοντας υποβάθμισης το οπτικού σηματοθορυβικού λόγου που δεν μπορεί να αποφευχθεί. Η διάταξη που περιγράφεται φαίνεται στην παρακάτω εικόνα



Σχήμα 4-1 Η υπό μελέτη διάταξη

Το μεταδιδόμενο σήμα αναφοράς αποτελείται από N κανάλια τα οποία πολυπλέκονται με διαίρεση μήκους κύματος. Η μετάδοση γίνεται στη ζώνη συχνοτήτων της C-band. Έτσι ο αριθμός των καναλιών N , εξαρτάται από το εύρος της C-band, η οποία καταλαμβάνει τις συχνότητες από 191.95 έως 195.9THz [23] και από την απόσταση μεταξύ των κεντρικών συχνοτήτων των καναλιών. Αν, λοιπόν, για παράδειγμα υποθέσουμε σύστημα σταθερού πλέγματος (grid) με απόσταση μεταξύ των καναλιών 50GHz, ο μέγιστος αριθμός καναλιών που μπορούν να μεταδοθούν είναι 80 κανάλια.

4.2 Το μοντέλο Gauss για την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων στη μετάδοση σήματος μέσω οπτικών ινών

Στόχος της παρούσας εργασίας είναι ο υπολογισμός της ισχύος των μη γραμμικών φαινομένων που εγείρονται κατά τη μετάδοση ενός σήματος μέσω μιας οπτικής ίνας και τελικά η μελέτη της επίδρασής τους στην επίδοση των σύμφωνων οπτικών συστημάτων. Η σημασία του μη γραμμικού θορύβου για την επίδοση ενός συστήματος μπορεί να γίνει εμφανής, μέσω της επίδρασής του σε αντίστοιχες μετρικές, όπως είναι ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος. Το πρώτο βήμα για τη μελέτη των μη γραμμικών φαινομένων, είναι ο υπολογισμός της φασματικής πυκνότητας της μη γραμμικής ισχύος, που προκύπτει στην έξοδο της διάταξης. Ο υπολογισμός αυτός θα στηριχθεί στο γκαουσιανό μοντέλο που παρουσιάζεται στη μελέτη [24]. Για τον υπολογισμό αυτό γίνονται κάποιες υποθέσεις, οι οποίες έχουν ληφθεί υπ' όψιν στα περισσότερα μοντέλα που έχουν προταθεί.

Πρώτον, θεωρήθηκε ότι η ισχύς των μη γραμμικών φαινομένων είναι πολύ μικρότερης τάξεως μέγεθος σε σχέση με την ισχύ του σήματος, ότι δηλαδή τα μη γραμμικά φαινόμενα αποτελούν μια διαταραχή για το σήμα. Μια δεύτερη υπόθεση που έγινε αποδεκτή για την εξαγωγή του μοντέλου είναι ότι το μεταδιδόμενο σήμα συμπεριφέρεται στατιστικά σαν θόρυβος Gauss. Η υπόθεση αυτή, ενώ δεν επιβεβαιώνεται στην έξοδο του πομπού, φαίνεται να ισχύει μετά από κάποιο μήκος διάδοσης όταν αυτή προηγείται της αντιστάθμισης της διασποράς. Τέλος, θεωρήθηκε ότι η διαταραχή που οφείλεται στα μη γραμμικά φαινόμενα έχει τη μορφή προσθετικού γκαουσιανού θορύβου. Οι παραπάνω υποθέσεις είναι αρκετά ακριβείς όσον αφορά τις ανάγκες σχεδίασης ενός μοντέλου [24].

Η μορφή του μοντέλου που μελετήθηκε προέκυψε από την απλοποίηση της παρακάτω γενικής διατύπωσης του Γκαουσιανού μοντέλου:

$$\begin{aligned}
 G_{\text{NLI}}(f) = & \frac{16}{27} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{WDM}}(f_1) G_{\text{WDM}}(f_2) G_{\text{WDM}}(f_1 + f_2 - f) \\
 & \left[\sum_{n=1}^{N_s} \gamma_n \left[\prod_{k=1}^{n-1} \exp \left(\int_0^{L_{s,k}} 3g_k(\zeta) d\zeta \right) \exp(-3\alpha_k L_{s,k}) \Gamma_k^{3/2} \right] \right. \\
 & \left. \left[\prod_{k=n}^{N_s} \exp \left(\int_0^{L_{s,k}} g_k(\zeta) d\zeta \right) \exp(-\alpha_k L_{s,k}) \Gamma_k^{1/2} \right] \right. \\
 & \exp(j4\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \cdot \\
 & \left. \sum_{k=1}^{n-1} [\beta_{2,k} L_{s,k} + \pi (f_1 + f_2) \beta_{3,k} L_{s,k} + \beta_{\text{DCU},k}] \right) \\
 & \int_0^{L_{s,n}} [\exp \left(\int_0^z 2g_n(\zeta) d\zeta - 2\alpha_n z \right) \\
 & \exp(j4\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \cdot \\
 & \left. [\beta_{2,n} + \pi \beta_{3,n} (f_1 + f_2)] z \right)] dz |^2 df_1 df_2
 \end{aligned}$$

Όπου οι συμβολισμοί της εξίσωσης αντιστοιχούν στα παρακάτω μεγέθη

- $G_{\text{WDM}}(f)$: φασματική πυκνότητα ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος

- γ_n : συντελεστής μη γραμμικότητας της ίνας
- N_s : το ποσό των τμημάτων ίνας από το οποίο αποτελείται η διάταξη
- L_s : το μήκος του κάθε τμήματος ίνας
- z : η συντεταγμένη που προσδιορίζει το κάθε σημείο κατά μήκος ενός τμήματος ίνας
- $g(z)$: συντελεστής κέρδους της ίνας
- a : συντελεστής απωλειών της ίνας
- Γ : συγκεντρωμένο κέρδος ισχύος (στο τέλος κάθε τμήματος ίνας με χρήση EDFA)
- β_2 : συντελεστής διασποράς
- β_3 : κλίση της διασποράς
- β_{DCU} : συντελεστής συγκεντρωμένης αντιστάθμισης της διασποράς

Αξίζει να σημειωθεί ότι το παραπάνω μοντέλο αναφέρεται σε σήματα με πληροφορία στις δύο κάθετες πολωτικές διευθύνσεις. Επιπλέον, δεδομένου ότι η μετάδοση σήματος γίνεται χωρίς αντιστάθμιση της διασποράς ο συντελεστής β_{DCU} είναι ίσος με μηδέν.

Στη διάταξη που μελετάται τα τμήματα ίνας είναι όμοια μεταξύ τους και οι απώλειες σε καθένα από αυτά αντισταθμίζονται στο τέλος του κάθε τμήματος από ενισχυτές ίνας ερβίου. Έτσι το γκαουσιανό μοντέλο απλοποιείται ως εξής:

$$G_{NLI}(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{\text{eff}}^2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{WDM}}(f_1) G_{\text{WDM}}(f_2) G_{\text{WDM}}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) \cdot \chi(f_1, f_2, f) df_2 df_1$$

Μέσω της παραπάνω εξίσωσης γίνεται εμφανής η φυσική ερμηνεία του μοντέλου. Η φασματική πυκνότητα ισχύος των μη γραμμικοτήτων που επιδρούν στο μεταδιδόμενο σήμα σε μια δεδομένη τιμή συχνότητας f ($G_{NLI}(f)$), προκύπτει ως το άθροισμα όλων των παρεμβολών που προκύπτουν από τη μίξη τεσσάρων φωτονίων. Πιο συγκεκριμένα, κάθε συνδυασμός μεταδιδόμενων συχνοτήτων f_1 , f_2 και $f_1 + f_2 - f$ γεννούν μια επιπλέον φασματική συνιστώσα στη συχνότητα $f_1 + f_2 - (f_1 + f_2 - f)$, δηλαδή τη συχνότητα f . Έτσι η συνολική επίδραση των συνιστωσών αυτών προκύπτει από το άθροισμα τις επίδρασης της φασματικής πυκνότητας ισχύος, όλων των τριάδων συχνοτήτων που είναι υπεύθυνες για το FWM.

Τελικά, το $G_{NLI}(f)$, υπολογίζεται από το ολοκλήρωμα του γινομένου των φασματικών πυκνοτήτων ισχύος στις τιμές f_1 , f_2 και $f_1 + f_2 - f$, διορθωμένων με δεδομένους συντελεστές. Ο συντελεστής ρ , ο οποίος είναι ενδεικτικός της επίδρασης της μη εκφυλισμένης ανάμιξης τεσσάρων κυμάτων (FWM) στη διέγερση μη γραμμικοτήτων, κανονικοποιείται ώστε η μέγιστη τιμή του να είναι ίση με 1 και υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\rho(f_1, f_2, f) = \left| \int_0^{L_s} e^{\int_0^z 2g(\zeta) d\zeta} e^{-2\alpha z} e^{j4\pi^2(f_1-f)(f_2-f)[\beta_2+\pi\beta_3(f_1+f_2)]z} dz \right|^2 / L_{\text{eff}}^2$$

όπου το μέγεθος L_{eff} είναι το ενεργό μήκος της ίνας, δηλαδή το μήκος στο οποίο θεωρείται ότι η ισχύς του σήματος είναι σταθερή και δεν έχει επηρεαστεί σημαντικά από τις απώλειες λόγω μετάδοσης, με αποτέλεσμα να αποτελεί το μήκος στο οποίο εγείρονται ουσιαστικά τα μη γραμμικά φαινόμενα. Η τιμή του L_{eff} προκύπτει ως εξής:

$$L_{\text{eff}}^2 = \left| \int_0^{L_s} e^{\int_0^z 2g(\zeta) d\zeta} e^{-2\alpha z} dz \right|^2$$

Οι απώλειες διάδοσης κατά μήκος της ίνας αντισταθμίζονται πλήρως από EDFAs και έτσι γίνεται η παρακάτω απλοποίηση

$$\rho(f_1, f_2, f) = \left| \frac{1 - e^{-2\alpha L_s} e^{j4\pi^2(f_1-f)(f_2-f)[\beta_2+\pi\beta_3(f_1+f_2)]L_s}}{2\alpha - j4\pi^2(f_1-f)(f_2-f)[\beta_2 + \pi\beta_3(f_1+f_2)]} \right|^2 L_{\text{eff}}^{-2}$$

Και

$$L_{\text{eff}} = (1 - e^{-2\alpha L_s}) / 2\alpha$$

Ο παράγοντας χ εισάγει στην εξίσωση τις μη γραμμικές παρεμβολές που οφείλονται σε όλα τα τμήματα ίνας από τα οποία αποτελείται η ζεύξη, οι οποίες βρίσκονται σε συμφωνία στο δέκτη. Στη γενική περίπτωση ο παράγοντας χ υπολογίζεται ως εξής:

$$\chi(f_1, f_2, f) = \frac{\sin^2(2N_s \pi^2 (f_1-f)(f_2-f)[\beta_2+\pi\beta_3(f_1+f_2)]L_s)}{\sin^2(2\pi^2 (f_1-f)(f_2-f)[\beta_2+\pi\beta_3(f_1+f_2)]L_s)}$$

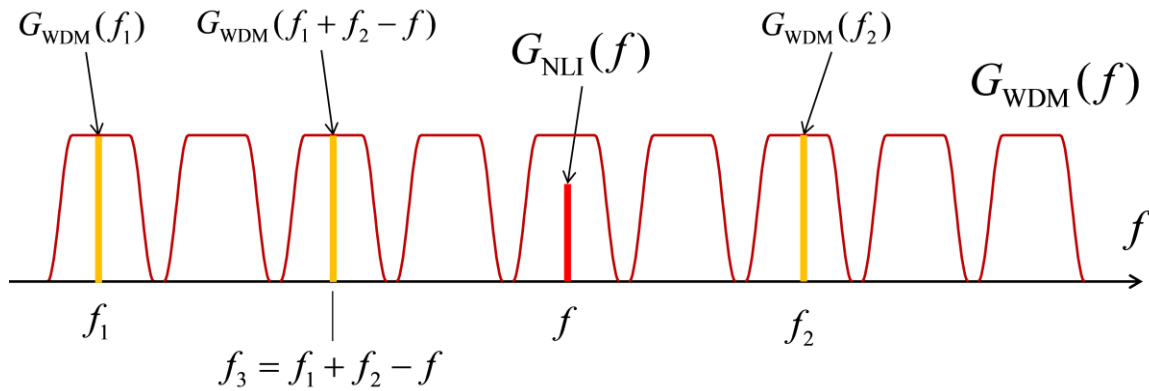
Στην περίπτωση που η ζεύξη αποτελείται από ένα τμήμα ίνας, τότε ο παράγοντας χ είναι ίσος με 1.

Οι μη γραμμικές παρεμβολές μπορούν να ταξινομηθούν με κριτήριο τη φασματική τους προέλευση ως τριών ειδών θόρυβος

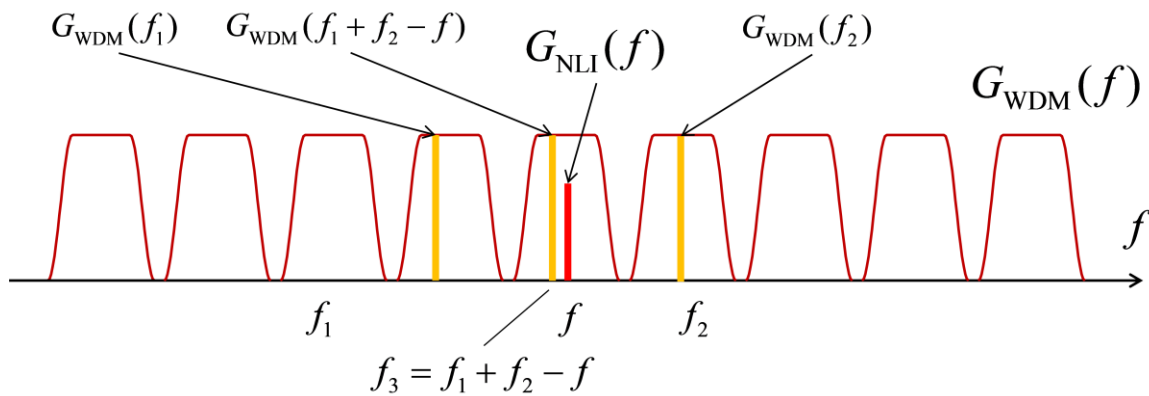
- παρεμβολή ενός καναλιού στον εαυτό του (SCI)
- παρεμβολή ενός καναλιού σε ένα γειτονικό και (XCI)
- μη γραμμική αλληλεπίδραση ενός καναλιού με δύο ή τρία άλλα κανάλια (MCI)

Και οι τρεις αυτές κατηγορίες θορύβου δρουν σαν προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος αλλά η επίδρασή των MCI είναι σημαντικά μικρότερη αυτής των SCI και XCI.

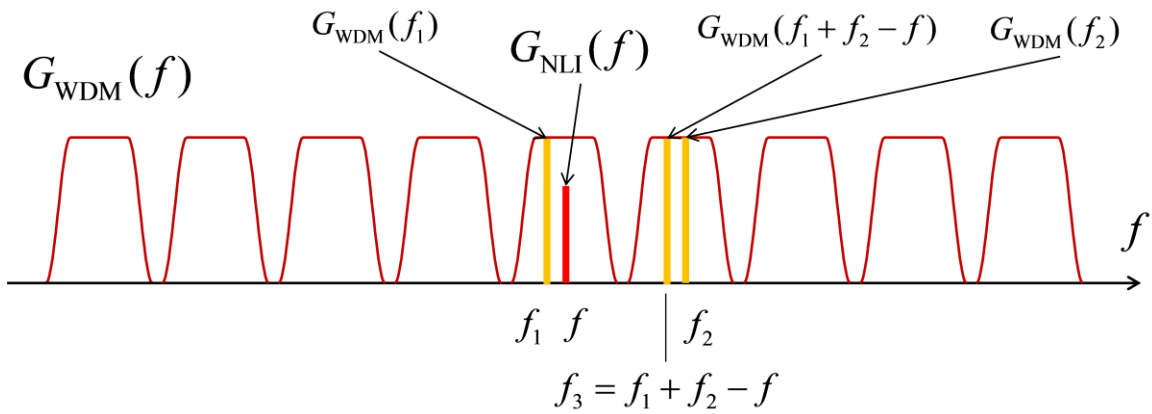
Στις παρακάτω εικόνες φαίνεται το πώς τρεις φασματικές συνιστώσες αλληλεπιδρούν με το σήμα στη συχνότητα f και εγείρουν μη γραμμικές παρεμβολές



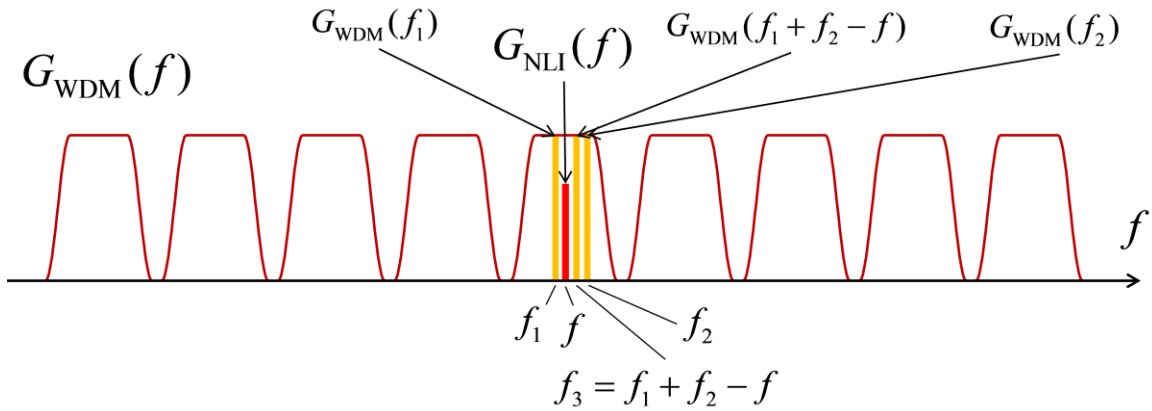
Σχήμα 4-2 Παρεμβολή τριών καναλιών σε ένα (MCI)



Σχήμα 4-3 Παρεμβολή δύο καναλιών σε ένα (MCI)



Σχήμα 4-4 Παρεμβολή ενός καναλιού σε ένα γειτονικό (XCI)



Σχήμα 4-5 Παρεμβολή ενός καναλιού στον εαυτό του (SCI)

4.3 Το μη-σύμφωνο γκαουσιανό μοντέλο (IGN model)

Στη συνέχεια, θεωρείται ότι η ταυτόχρονη επίδραση των μη γραμμικοτήτων που βρίσκονται σε συμφωνία φάσης αλλά εγείρονται σε διαφορετικά κανάλια είναι πολύ μικρή και αγνοείται. Αντ'αυτού, τα μη γραμμικά φαινόμενα που εμφανίζονται σε κάθε κανάλι μελετώνται ανεξάρτητα από αυτά που εμφανίζονται στα υπόλοιπα κανάλια. Με αυτό τον τρόπο προκύπτει το μη σύμφωνο γκαουσιανό μοντέλο το οποίο επιπλέον συμπίπτει με το γκαουσιανό μοντέλο στην περίπτωση που η ζεύξη αποτελείται από ένα μόνο τμήμα ίνας. Στο μοντέλο αυτό, η συνολική φασματική πυκνότητα ισχύος των μη γραμμικοτήτων προκύπτει από το άθροισμα της φασματικής πυκνότητας ισχύος των μη γραμμικοτήτων που εγείρονται ξεχωριστά στο κάθε τμήμα ίνας:

$$G_{\text{NLI}}^{\text{inc}}(f) = \sum_{n=1}^{N_s} G_{\text{NLI}}^n(f)$$

Έχοντας υποθέσει ότι η ζεύξη που μελετάται, αποτελείται από όμοια και ομογενή τμήματα οπτικής ίνας τελικά το μη-σύμφωνο γκαουσιανό μοντέλο είναι το παρακάτω:

$$G_{\text{NLI}}^{\text{inc}}(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{\text{eff}}^2 N_s \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{WDM}}(f_1) G_{\text{WDM}}(f_2) G_{\text{WDM}}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) df_1 df_2$$

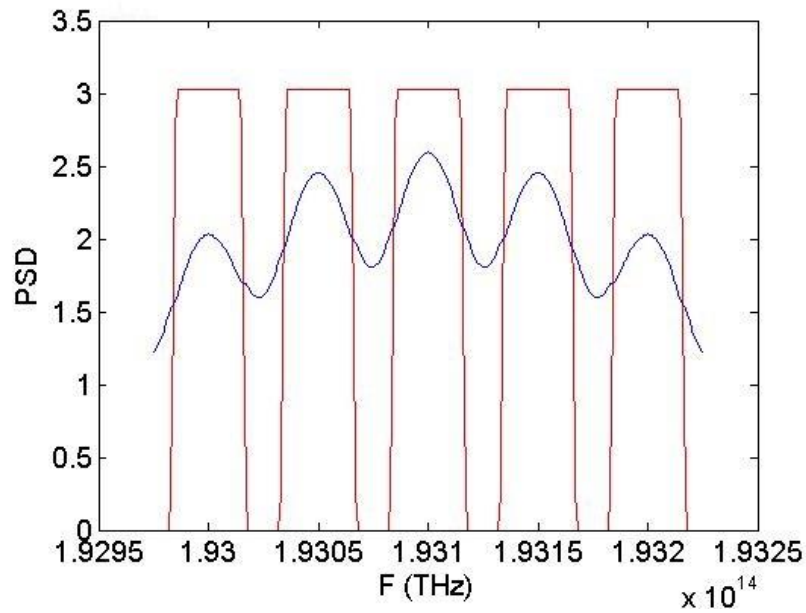
Αποδεικνύεται [24], ότι στην περίπτωση που το σήμα προκύπτει από την πολυπλεξία μεγάλου αριθμού καναλιών το παραπάνω μοντέλο έχει πολύ μικρή απόκλιση από το γκαουσιανό μοντέλο και δεδομένης της απλούστερης αναλυτικής του μορφής είναι πιο εύχρηστο και άρα προτιμάται. Αντίθετα στην περίπτωση ενός ή μικρού αριθμού καναλιών, το μοντέλο αυτό είναι αρκετά ανακριβές.

4.4 Εφαρμογή του μη-σύμφωνου γκαουσιανού μοντέλου σε δεδομένο οπτικό σύστημα

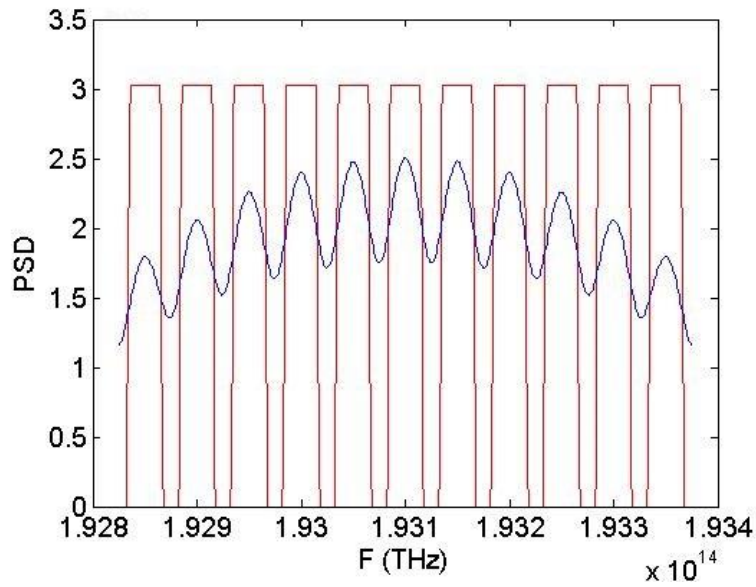
Στην παράγραφο αυτή, παρουσιάζεται μια εφαρμογή του μοντέλου που περιγράφηκε προηγουμένως. Η εφαρμογή του μοντέλου θα γίνει σε ένα σύστημα πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος αποτελούμενο από 5, 11, 20 και 80 κανάλια. Ο αριθμός των 80 καναλιών αντιστοιχεί στο μέγιστο που μπορεί να μεταδοθεί στη C-band. Ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων, είναι 32GHz. Η απόσταση μεταξύ των καναλιών είναι ίση με 50GHz (Fixed Grid – DWDM 50 GHz). Ο παλμός μορφοποίησης που χρησιμοποιείται είναι παλμός ανυψωμένου συνημιτόνου με παράγοντα διαπλάτυνσης 0,1. Η ζεύξη αποτελείται από 20 τμήματα μονότροπης οπτική ίνας μήκους 100km, το καθένα. Η οπτική ίνα χαρακτηρίζεται από τους εξής συντελεστές: $\alpha = 0.2\text{dB/km}$, $\beta_2 = 20.7 \text{ ps}^2/\text{km}$ και $\gamma = 1.3 \text{ 1}/(\text{W} \cdot \text{km})$.

Στα επόμενα σχήματα παρουσιάζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος τόσο του αρχικού σήματος αναφοράς (κόκκινη κυματομορφή) όσο και των μη γραμμικών παρεμβολών (μπλε κυματομορφή). Καθώς αυξάνεται το πλήθος των μεταδιδόμενων καναλιών, αυξάνεται και το πλάτος της φασματικής πυκνότητας ισχύος των μη γραμμικοτήτων. Προκειμένου, όμως, να γίνει παράθεση των δύο κυματομορφών στους ίδιους άξονες, έχει γίνει κανονικοποίηση της μη γραμμικής πυκνότητας ισχύος. Η κανονικοποίηση που χρειάστηκε να γίνει είναι διαφορετική για διαφορετικό αριθμό καναλιών. Έτσι, τα επόμενα διαγράμματα είναι μόνο ενδεικτικά της μορφής των δύο μεγεθών και δε μπορούν να χρησιμοποιηθούν για ποσοτική σύγκριση. Είναι εμφανές ότι

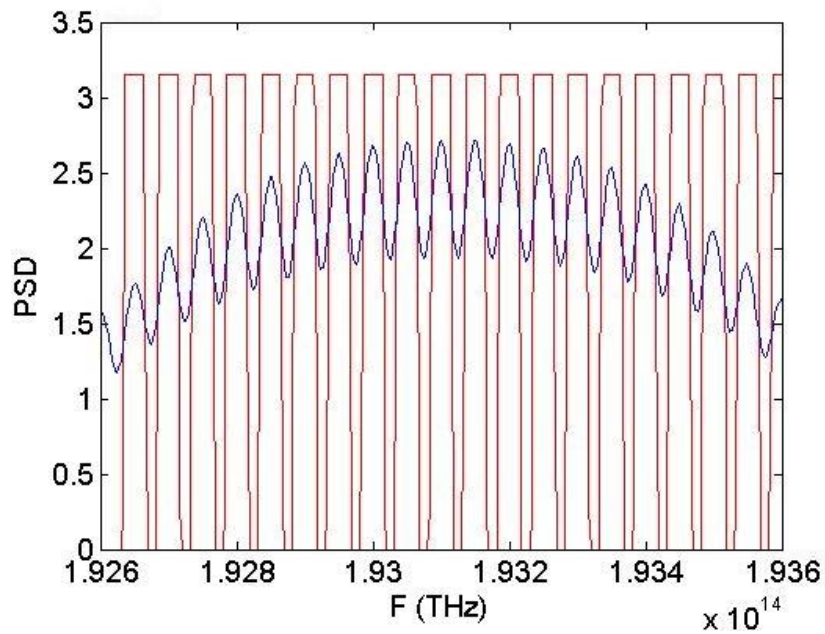
η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων επηρεάζει πιο έντονα το μεσαίο κανάλι, και λιγότερο τα εκατέρωθεν κανάλια με συμμετρικό τρόπο.



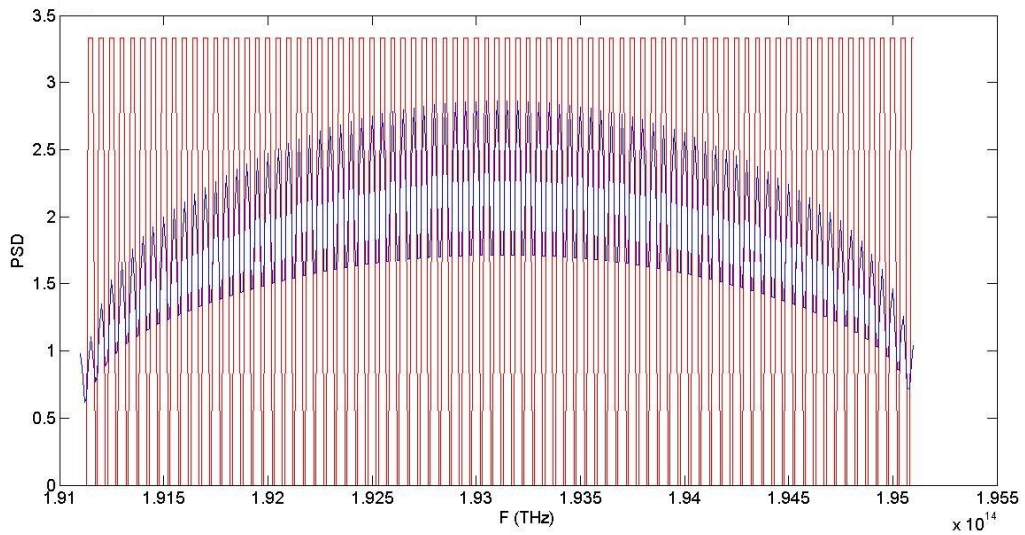
Σχήμα 4-6 Φασματική πυκνότητα ισχύος (σε W/Hz) των μη γραμμικών φαινομένων (μπλε κυματομορφή) σε σύγκριση με τη φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος (κόκκινη κυματομορφή), για μετάδοση 5 καναλιών



Σχήμα 4-7 Φασματική πυκνότητα ισχύος (σε W/Hz) των μη γραμμικών φαινομένων (μπλε κυματομορφή) σε σύγκριση με τη φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος (κόκκινη κυματομορφή), για μετάδοση 11 καναλιών



Σχήμα 4-8 Φασματική πυκνότητα ισχύος (σε W/Hz) των μη γραμμικών φαινομένων (μπλε κυματομορφή) σε σύγκριση με τη φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος (κόκκινη κυματομορφή), για μετάδοση 20 καναλιών



Σχήμα 4-9 Φασματική πυκνότητα ισχύος (σε W/Hz) των μη γραμμικών φαινομένων (μπλε κυματομορφή) σε σύγκριση με τη φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος (κόκκινη κυματομορφή), για μετάδοση 80 καναλιών

4.5 Απλοποίηση του μη σύμφωνου μοντέλου Gauss

Έχει ήδη υποθεθεί ότι η ζεύξη που μελετάται αποτελείται από όμοια τμήματα οπτικής ίνας και ομογενή σε όλο το μήκος τους, η ενίσχυση της ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος γίνεται στο τέλος κάθε τμήματος ίνας και τα κανάλια που μεταδίδονται έχουν όλα το ίδιο σταθερό εύρος. Με βάση τα παραπάνω, προκύπτει ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος των μη γραμμικοτήτων όσων αφορά το κεντρικό κανάλι (0) δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση.

$$G_{\text{NLI}}^{1 \text{ span}}(0) \approx \frac{\gamma^2 G_{\text{WDM}}^3 L_{\text{eff}}^2 \left(\frac{2}{3}\right)^3}{\pi |\beta_2| L_{\text{eff},a}} \cdot \left\{ \sum_{k=-(N_{\text{ch}}-1)/2}^{(N_{\text{ch}}-1)/2} [\text{asinh}(\pi^2 |\beta_2| L_{\text{eff},a} B_{\text{ch}} [k\Delta f + B_{\text{ch}}/2])] - \text{asinh}(\pi^2 |\beta_2| L_{\text{eff},a} B_{\text{ch}} [k\Delta f - B_{\text{ch}}/2])] + \text{asinh}\left(\frac{1}{2}\pi^2 |\beta_2| L_{\text{eff},a} B_{\text{ch}}^2\right) \right\}$$

όπου, το μέγεθος Δf αντιστοιχεί στο παράθυρο που διατείνεται στο κάθε κανάλι και το B_{ch} στο -3dB εύρος του κάθε καναλιού. Η παραπάνω εξίσωση προσεγγίζει πολύ καλά την πραγματική τιμή του $G_{\text{NLI}}(0)$, εφόσον οι απώλειες σε κάθε τμήμα ίνας είναι μεγαλύτερες από 10dB, πράγμα το οποίο ισχύει στα περισσότερα οπτικά δίκτυα και στο σύστημα που μελετάται. Μερικές ακόμα υποθέσεις που έχουν ληφθεί υπόψη και ισχύουν τόσο στα συνήθη οπτικά δίκτυα, όσο και στο υπό μελέτη σύστημα είναι ότι το φάσμα των μεταδιδόμενων καναλιών είναι τετραγωνικό αλλά όχι απαραίτητα παλμός Nyquist και ότι ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων είναι μεγαλύτερος από 25GBaud.

Όπως φάνηκε και στα προηγούμενα κεφάλαια, δεδομένης της χρήσης όμοιων τμημάτων ίνας, προκειμένου να υπολογιστεί η φασματική πυκνότητα ισχύος των μη γραμμικοτήτων που εγείρονται στο κεντρικό κανάλι στην περίπτωση ζεύξεων αποτελούμενων από πολλά τμήματα ίνας, αθροίζεται η μη γραμμική επίδραση όλων των τμημάτων ίνας ως εξής:

$$G_{\text{NLI}}^{\text{inc}}(0) = G_{\text{NLI}}^{1 \text{ span}}(0) \cdot N_s$$

Οι παραπάνω εξισώσεις είναι πολύ χρήσιμες για τη μελέτη της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων σε ένα πολυκάναλο οπτικό σύστημα καθώς με πολύ μικρή πολυπλοκότητα, προσεγγίζουν ταχύτατα και σε πολύ καλό βαθμό τη μη γραμμική ισχύ στο κεντρικό κανάλι του μεταδιδόμενου σήματος το οποίο είναι και το πιο επιρρεπές στις μη γραμμικότητες.

4.6 Μελέτη της επίδοσης του συστήματος

Μια ποσότητα που συχνά χρησιμοποιείται για την μελέτη της επίδοσης των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας είναι ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος (OSNR). Αν αρχικά αγνοηθεί η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων, το μέγεθος αυτό υπολογίζεται όπως παρακάτω:

$$\text{OSNR} = \frac{P_{\text{ch}}}{P_{\text{ASE}}}$$

όπου με P_{ch} συμβολίζεται η μέση ισχύς σήματος ανά κανάλι και με P_{ASE} η ισχύς του προσθετικού θορύβου, ο οποίος σε μια ζεύξη όπως αυτή που μελετάται στην παρούσα εργασία οφείλεται ουσιαστικά στους ενισχυτές ίνας ερβίου που παρεμβάλλονται μεταξύ των τμημάτων ίνας. Η ισχύς του προσθετικού θορύβου υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση [25]:

$$P_{\text{ASE}} = G_{\text{ASE}} \cdot B_n$$

Το μέγεθος B_n αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης του θορύβου, που ταυτίζεται με αυτό του σήματος και το μέγεθος G_{ASE} αντιστοιχεί στη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου και υπολογίζεται στην περίπτωση σήματος διπλής πόλωσης από την παρακάτω σχέση:

$$G_{\text{ASE}} = [N_s(G - 1)Fh\nu]$$

Όπου με G συμβολίζεται το κέρδος του ενισχυτή ίνας ερβίου το οποίο είναι τέτοιο ώστε να αντισταθμίζονται πλήρως οι απώλειες τις ίνας και με F συμβολίζεται ο συντελεστής θορύβου του.

Κατόπιν, θα δούμε πώς η επίδραση των μη γραμμικών παρεμβολών μεταβάλλει την τιμή του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου. Δεδομένου ότι ο μη γραμμικός θόρυβος και ο γραμμικός θόρυβος αποτελούν μεγέθη στατιστικά ασυσχέτιστα, προκειμένου να υπολογίσουμε το συνολικό θόρυβο μπορούμε να αθροίσουμε τις επί μέρους ισχύεις. Έτσι ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος γίνεται:

$$\text{SNR}_{\text{NL}} = \frac{P_{\text{ch}}}{P_{\text{ASE}} + P_{\text{NLI}}}$$

Ο συμβολισμός P_{NLI} αναφέρεται στην ισχύ των μη γραμμικών φαινομένων η οποία προκύπτει από την παρακάτω σχέση, θεωρώντας ότι ο δέκτης φιλτράρει το λαμβανόμενο σήμα με τη ζωνοπερατή συνάρτηση H_{Rx} , η οποία έχει το ίδιο εύρος ζώνης με το μεταδιδόμενο σήμα.

$$P_{\text{NLI}} = \frac{R_s}{B_H} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\text{NLI}}(f + f_{\text{ch}}) |H_{\text{Rx}}(f)|^2 df$$

με

$$B_H = \int_{-\infty}^{\infty} |H_{Rx}(f)|^2 df$$

Με f_{ch} συμβολίζεται η κεντρική συχνότητα κάθε καναλιού. Προκειμένου να απλοποιηθούν οι υπολογισμοί μας θεωρούμε ότι ο μη γραμμικός θόρυβος προσομοιάζει λευκό θόρυβο τοπικά, στο εύρος δηλαδή του φίλτρου που αναφέρθηκε και τελικά η ισχύς του υπολογίζεται ως εξής:

$$P_{NLI} = G_{NLI}(f_{ch}) \cdot R_s$$

Τέλος ο υπολογισμός του OSNR θα αξιοποιηθεί για να δούμε την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων στον υπολογισμό του ρυθμού λήψης εσφαλμένων ψηφίων στην πλευρά του δέκτη και τελικά στη μελέτη των δυνατοτήτων του συστήματος να αξιοποιήσει διαμορφώσεις με μεγαλύτερους σημειακούς αστερισμούς και να πετύχει μεγαλύτερες τιμές χωρητικότητας. Οι διαμορφώσεις, για τις οποίες θα γίνει υπολογισμός της πιθανότητας λήψης εσφαλμένου ψηφίου είναι όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο QAM διαμορφώσεις. Για το σκοπό αυτό θα θεωρηθεί ότι στη ζεύξη που μελετάται δεν παρουσιάζεται διασυμβολική παρεμβολή.

5 Εκτέλεση προσομοιώσεων με χρήση του μοντέλου Gauss για τον υπολογισμό της επίδρασης των μη γραμμικών φαινομένων στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα

Σε αυτό το κεφάλαιο, θα εξεταστεί το πώς η εμφάνιση μη γραμμικών φαινομένων κατά τη μετάδοση ενός σήματος επιδρά στη συνολική επίδοση του συστήματος. Για το σκοπό αυτό θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο το οποίο περιγράφηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο προκειμένου να υπολογιστεί η ισχύς των μη γραμμικότητων που λαμβάνονται στο δέκτη. Έπειτα θα μελετηθεί το πώς τα φαινόμενα αυτά μεταβάλλουν την τιμή του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου και τελικά θέτουν όρια στο σύστημα και στην αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος και της φασματικής απόδοσης της ζεύξης.

5.1 Τα χαρακτηριστικά του συστήματος και του σήματος υπό μελέτη

Όπως περιγράφηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, το υπό μελέτη σύστημα είναι ουσιαστικά μια ζεύξη αποτελούμενη από διαδοχικά, όμοια μεταξύ τους ως προς τα κατασκευαστικά τους χαρακτηριστικά και το μήκος τους, τμήματα οπτικής ίνας, μεταξύ των οποίων παρεμβάλλονται ενισχυτές ίνας ερβίου για την αντιστάθμιση των απωλειών. Γίνεται, ακόμα, η υπόθεση ότι χρησιμοποιείται μονότροπη οπτική ίνα (SMF) με συντελεστή απωλειών $\alpha=0,2$ dB/km και συντελεστή μη γραμμικότητας $\gamma=5,3$ W⁻¹km⁻¹. Έτσι, η διασπορά που εμφανίζεται έχει χαρακτηριστικά χρωματικής διασποράς, η οποία τελικά αντισταθμίζεται στο δέκτη με χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και αποφεύγεται η χρήση εξοπλισμού που θα αποτελούσε μια επιπλέον πηγή θορύβου. Στην ισχύ του σήματος πληροφορίας που έχει μεταδοθεί έχουν δράσει προσθετικά δύο πηγές προσθετικού γκαουσιανού θορύβου:

- ο θόρυβος που οφείλεται στους οπτικούς ενισχυτές και
- οι μη γραμμικότητες

Οι ενισχυτές EDFA είναι όμοιοι μεταξύ τους με κέρδος $G=20$ dB και εικόνα θορύβου $NF=4$ dB. Η τιμή του κέρδους των ενισχυτών επιλέχθηκε ούτως ώστε να αντισταθμίζονται πλήρως οι απώλειες της ίνας. Τα τμήματα οπτικής ίνας από τα οποία αποτελείται η ζεύξη έχουν μήκος ίσο με 100km, τιμή η οποία είναι αρκετά συνήθης στα συστήματα τα οποία χρησιμοποιούνται στην πράξη. Το πλήθος τους θεωρείται μεταβλητό ώστε να γίνει εμφανής η επιρροή των μη γραμμικών φαινομένων σε ζεύξεις διαφορετικού μήκους.

Οι ζεύξεις οι οποίες μελετούνται στη συνέχεια χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες, ανάλογα με το μήκος τους. Η πρώτη κατηγορία είναι τα μητροπολιτικά δίκτυα, τα οποία αφορούν τη σύνδεση πόλεων ή πολιτειών και το μήκος τους μπορεί να εκτείνεται από 100km έως 700km, δηλαδή από 1 έως 7 τμήματα ίνας των 100km. Η δεύτερη κατηγορία είναι τα μακρινών αποστάσεων δίκτυα, το μήκος των οποίων κυμαίνεται από 700km έως 2000km και αντιστοιχεί σε 8 έως 20 τμήματα ίνας των 100km. Τέλος, η τρίτη κατηγορία είναι τα πολύ μακρινών αποστάσεων δίκτυα, τα οποία μπορεί να εκτείνονται είτε στο έδαφος, είτε κάτω από την επιφάνεια της θάλασσας με μήκος μεγαλύτερο των 2000km ή 20 τμημάτων των 100km. Για τις παραπάνω ζεύξεις θα δούμε τα χαρακτηριστικά που πρέπει να έχει ένα σήμα προκειμένου να μπορεί να μεταδοθεί σε αυτές.

Όσον αφορά το μεταδιδόμενο σήμα, πρόκειται για ένα πολυκάναλο σήμα, για τη δημιουργία του οποίου έχει χρησιμοποιηθεί η τεχνική της πολυπλεξίας μήκους κύματος. Το μέγεθος του παραθύρου κάθε καναλιού είναι σταθερό και ίσο με 50GHz. Η μετάδοση γίνεται στη C-band, πράγμα το οποίο σημαίνει ότι μπορούν να μεταδοθούν το πολύ 80 κανάλια ταυτόχρονα. Το πλήθος των καναλιών θα αποτελέσει μεταβλητή για τις προσομοιώσεις ώστε να δούμε το πώς η αύξηση του αριθμού των καναλιών και άρα των φασματικών συνιστωσών που εγείρουν το φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων μπορούν να καταστήσουν κάποιο σύστημα μη ικανό για τη μετάδοση της επιθυμητής πληροφορίας.

Οι παλμοί μορφοποίησης είναι ανυψωμένου συνημιτόνου με παράγοντα διαπλάτυνσης roll-off=0.1. Ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλου επιλέγεται επίσης σταθερός και ίσος με SR=32GBaud. Προκειμένου να γίνει εφικτός ο υπολογισμός του ρυθμού λήψης εσφαλμένων ψηφίων στο δέκτη με χρήση σχέσης κλειστής μορφής ανεξάρτητης του ρυθμού μετάδοσης συμβόλου και δεδομένου ότι ο παράγοντας διαπλάτυνσης του παλμού είναι ίσος με 0,1, το εύρος ζώνης κάθε καναλιού προκύπτει να έχει τιμή ίση με $B_n = (1 + \text{roll-off}) * SR = 35.2\text{GHz}$. Η ισχύς του σήματος παίζει καθοριστικό ρόλο στην εμφάνιση μη γραμμικότητας και γι' αυτό το λόγο θα αποτελέσει μια ακόμη μεταβλητή για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων.

Συνοψίζοντας, τα μεγέθη τα οποία θεωρούνται μεταβλητά είναι:

- η ισχύς του σήματος, η οποία κυμαίνεται από -10dBm έως 10dBm και
- ο αριθμός των καναλιών, ο οποίος κυμαίνεται από 1 έως 80 κανάλια
- το μήκος της ζεύξης, η οποία κυμαίνεται από 1 έως 30 τμήματα οπτικής ίνας των 100km

5.2 Μελέτη της επίδοσης του συστήματος

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, θα χρησιμοποιήσουμε τον OSNR που υπολογίζεται στο τέλος της ζεύξης προκειμένου να κρίνουμε την επίδοση του εκάστοτε συστήματος. Συγκεκριμένα, θα συγκρίνουμε αυτή την τιμή του OSNR με την ελάχιστη επιθυμητή. Η ελάχιστη επιθυμητή τιμή OSNR, είναι αυτή για την οποία ο ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων δεν

ξεπερνά κάποιο οριακό ρυθμό λαθών που μπορεί να διορθωθεί στο δέκτη με χρήση τεχνικών διόρθωσης (FEC).

Ο τρόπος με τον οποίο το BER σχετίζεται με το OSNR, διαφέρει ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που επιλέγεται. Πιο σύνθετο σχήμα διαμόρφωσης, με μεγαλύτερο αστερισμό, σημαίνει καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και άρα αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος. Ταυτόχρονα, όμως, σημαίνει και αύξηση της πιθανότητας λήψης εσφαλμένου ψηφίου στο δέκτη για την ίδια τιμή του OSNR. Θα δούμε, λοιπόν, παρακάτω υπό ποιες προϋποθέσεις μπορούμε πράγματι να επιλέξουμε πιο σύνθετα σχήματα διαμόρφωσης σε ένα σύστημα και πώς η εμφάνιση μη γραμμικών φαινομένων περιορίζει περαιτέρω την επιλογή αυτή. Συγκεκριμένα θα εξετάσουμε 3 περιπτώσεις QAM διαμόρφωσης, μιας από τις πιο συχνά χρησιμοποιούμενες διαμορφώσεις όπως εξηγήσαμε στο κεφάλαιο 2, την 4QAM, την 16QAM και την 64QAM.

Δύο τυπικές οριακές τιμές του ρυθμού εσφαλμένων ψηφίων που γίνονται αποδεκτές ανάλογα με τον εκάστοτε αλγόριθμο που χρησιμοποιείται για τη διόρθωση λαθών είναι $BER_1=10^{-2}$ και $BER_2=10^{-3}$. Προκειμένου να γίνει εφικτή η διόρθωση 10^{-2} λαθών, το 28% των ψηφίων που μεταδίδονται δεν αντιστοιχούν σε ψηφία πληροφορίας. Έτσι, ο οφέλιμος ρυθμός μετάδοσης συμβόλων από 32GBaud, μειώνεται στα 25GBaud. Αντίστοιχα, για τη διόρθωση 10^{-3} λαθών χρησιμοποιείται το 6,7% των ψηφίων που μεταδίδονται και ο οφέλιμος ρυθμός μετάδοσης συμβόλων γίνεται 30GBaud. Ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης που επιλέγεται, η τιμή της χωρητικότητας των καναλιών είναι ίση με $Bit\ rate = SR * \log_2(M) * 2\ Gb/s$, όπου το SR αντιστοιχεί στον οφέλιμο ρυθμό μετάδοσης συμβόλων, το M στον αριθμό των συμβόλων του αστερισμού και το 2 στο πλήθος των πολώσεων. Έτσι η χωρητικότητα των καναλιών που μεταδίδονται με χρήση των διαμορφώσεων 4QAM, 16QAM και 64QAM φαίνεται στους παρακάτω πίνακες:

- Για $BER_1 = 10^{-2}$

Σχήμα διαμόρφωσης	Χωρητικότητα
4QAM	100Gb/s
16QAM	200Gb/s
64QAM	300Gb/s

- Για $BER_1 = 10^{-3}$

Σχήμα διαμόρφωσης	Χωρητικότητα
4QAM	120Gb/s
16QAM	240Gb/s
64QAM	360Gb/s

Μέσω αλγορίθμου που υλοποιήθηκε στο matlab, υπολογίσαμε ότι οι ελάχιστες τιμές OSNR που γίνονται αποδεκτές ούτως ώστε τα λανθεσμένα ψηφία να μπορούν να διορθωθούν

στο δέκτη από τον αλγόριθμο FEC, για τα σχήματα διαμόρφωσης που αναφέρθηκαν, δίνονται από τους παρακάτω πίνακες.

- Για $BER_1 = 10^{-2}$

Σχήμα διαμόρφωσης	Ελάχιστη αποδεκτή τιμή OSNR
4QAM	11.4 dB
16QAM	18 dB
64QAM	23.9 dB

- Για $BER_1 = 10^{-3}$

Σχήμα διαμόρφωσης	Ελάχιστη αποδεκτή τιμή OSNR
4QAM	13.9 dB
16QAM	20.6 dB
64QAM	26.7 dB

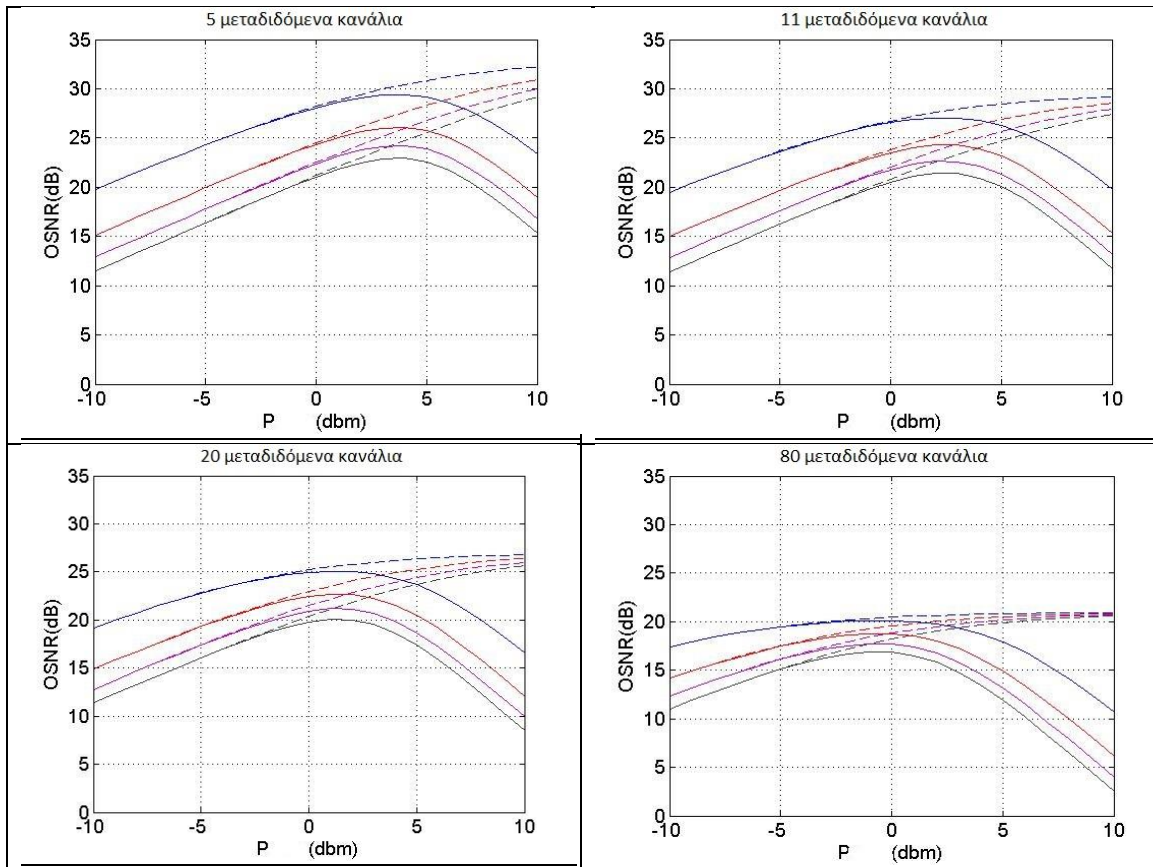
Βλέπουμε ότι πράγματι, σχήματα διαμόρφωσης αποτελούμενα από περισσότερα σύμβολα έχουν ανάγκη για μεγαλύτερο OSNR, προκειμένου να γίνει δυνατή η σωστή λήψη της μεταδιδόμενης πληροφορίας στο δέκτη. Για την επίτευξη μεγαλύτερης τιμής OSNR απαιτείται η μετάδοση σήματος μεγαλύτερης ισχύος. Όμως, από την άλλη, η αύξηση της ισχύος εγείρει μη γραμμικά φαινόμενα που υπονομεύουν το σήμα όπως θα δούμε στη συνέχεια.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι προκειμένου να δούμε τις διακυμάνσεις του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου με την αλλαγή των παραμέτρων τόσο του σήματος όσο και του συστήματος, υποθέσαμε ένα σηματοθορυβικό λόγο αναφοράς ίσο με 40dB, ο οποίος αντιστοιχεί στην τιμή του OSNR σε ένα ιδεατό σύστημα, στο οποίο δεν παρεμβάλλονται EDFAs και δε λαμβάνονται υπ' όψιν τα μη γραμμικά φαινόμενα.

5.3 Αποτελέσματα της προσομοίωσης

Σε αυτό το μέρος θα δούμε και θα σχολιάσουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Για το σκοπό αυτό παρατείνονται διαγράμματα που παρουσιάζουν τη μεταβολή του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου καθώς αυξάνεται η τιμή της ισχύος του σήματος

Μητροπολιτικά δίκτυα (1 έως 7 τμήματα ίνας των 100km)



Σχήμα 5-1 Γραφική απεικόνιση της σχέσης OSNR και P του μεταδιδόμενου σήματος μπλε γραμμή: 1 span, κόκκινη γραμμή: 3 spans, μωβ γραμμή: 5 spans, πράσινη γραμμή: 7 spans

Στα παραπάνω διαγράμματα, οι διακεκομμένες γραμμές απεικονίζουν την μεταβολή του OSNR με την αύξηση της ισχύος του σήματος P αγνοώντας την επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων, ενώ τα γραφήματα με τις συνεχείς γραμμές λαμβάνουν και τις μη γραμμικότητες υπ'όψιν. Η μπλε γραμμή αντιστοιχεί σε ζεύξη αποτελούμενη από 1 τμήμα ίνας, η κόκκινη σε ζεύξη 3 τμημάτων, η μωβ σε 5 και η πράσινη σε 7 τμήματα ίνας.

Παρατηρούμε, αρχικά, ότι στα διαγράμματα που αγνοούν την επίδραση των μη γραμμικότητων, με την αύξηση της ισχύος του σήματος, ο οπτικός σηματοθορυβικός λόγος αυξάνεται (γραμμική περιοχή), μέχρι να φτάσει σε ένα σημείο κορεσμού, από το οποίο και μετά μένει πρακτικά σταθερός. Από την άλλη, στα διαγράμματα που λαμβάνουν υπ'όψιν την ισχύ των μη γραμμικών φαινομένων, ο OSNR αυξάνεται μέχρι ένα σημείο μεγίστου, από το οποίο και έπειτα φθίνει έντονα. Βλέπουμε, λοιπόν τη σημασία της ισχύος του σήματος στην εμφάνιση μη γραμμικότητων, πράγμα λογικό αφού αυτή η ισχύς είναι και το αίτιο για τη δημιουργία τους.

Όσο μικρότερη είναι η ισχύς των μεταδιδόμενων καναλιών τόσο μικρότερη είναι και η ισχύς των μη γραμμικοτήτων με αποτέλεσμα να μην επιδρούν εμφανώς στο OSNR. Καθώς, όμως αυξάνεται το P , η μη γραμμική ισχύς ολοένα και αυξάνεται φτάνοντας σε σημείο να προκαλεί πτώση του OSNR και να αναιρεί στην πραγματικότητα τα πλεονεκτήματα που θα έδινε σε ένα σύστημα η μετάδοση σήματος μεγαλύτερης ισχύος. Συγκεκριμένα, η απότομη αυτή μείωση του OSNR επιβεβαιώνει την αύξηση της ισχύος των μη γραμμικοτήτων ανάλογα με την τρίτη δύναμη της ισχύος του σήματος, όπως προκύπτει από το φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων.

Έπειτα, βλέπουμε ότι και στις δύο περιπτώσεις, καθώς ο αριθμός των τμημάτων από τα οποία αποτελείται η ζεύξη αυξάνεται, για τις ίδιες τιμές ισχύος, το OSNR μειώνεται, πράγμα λογικό αφού κάθε τμήμα ίνας ακολουθείται από έναν EDFA. Αύξηση του αριθμού των EDFAs σημαίνει αύξηση του προσθετικού θορύβου και τελικά υποβάθμιση του OSNR, μιας και κάθε EDFA που προστίθεται στη ζεύξη προκαλεί την εμφάνιση μιας ακόμη συνιστώσας θορύβου, και αθροιστικά με τους υπόλοιπους ενισχυτές αυξάνει την ισχύ του θορύβου στο τέλος της ζεύξης όπως έχει περιγραφεί στο κεφάλαιο 3. Επιπλέον, η διάδοση σε περισσότερα τμήματα ίνας σημαίνει και επιδείνωση των μη γραμμικοτήτων που εγείρονται, με αποτέλεσμα να αυξάνεται και η ισχύς των μη γραμμικών φαινομένων. Αυτό γίνεται εμφανές αν δει κανείς ότι ενώ στα πρώτα διαγράμματα, καθώς η ισχύς του σήματος αυξάνει, οι γραφικές παραστάσεις για διαφορετικό αριθμό τμημάτων συγκλίνουν, στα αντίστοιχα δεύτερα διαγράμματα, δεν παρατηρείται το ίδιο.

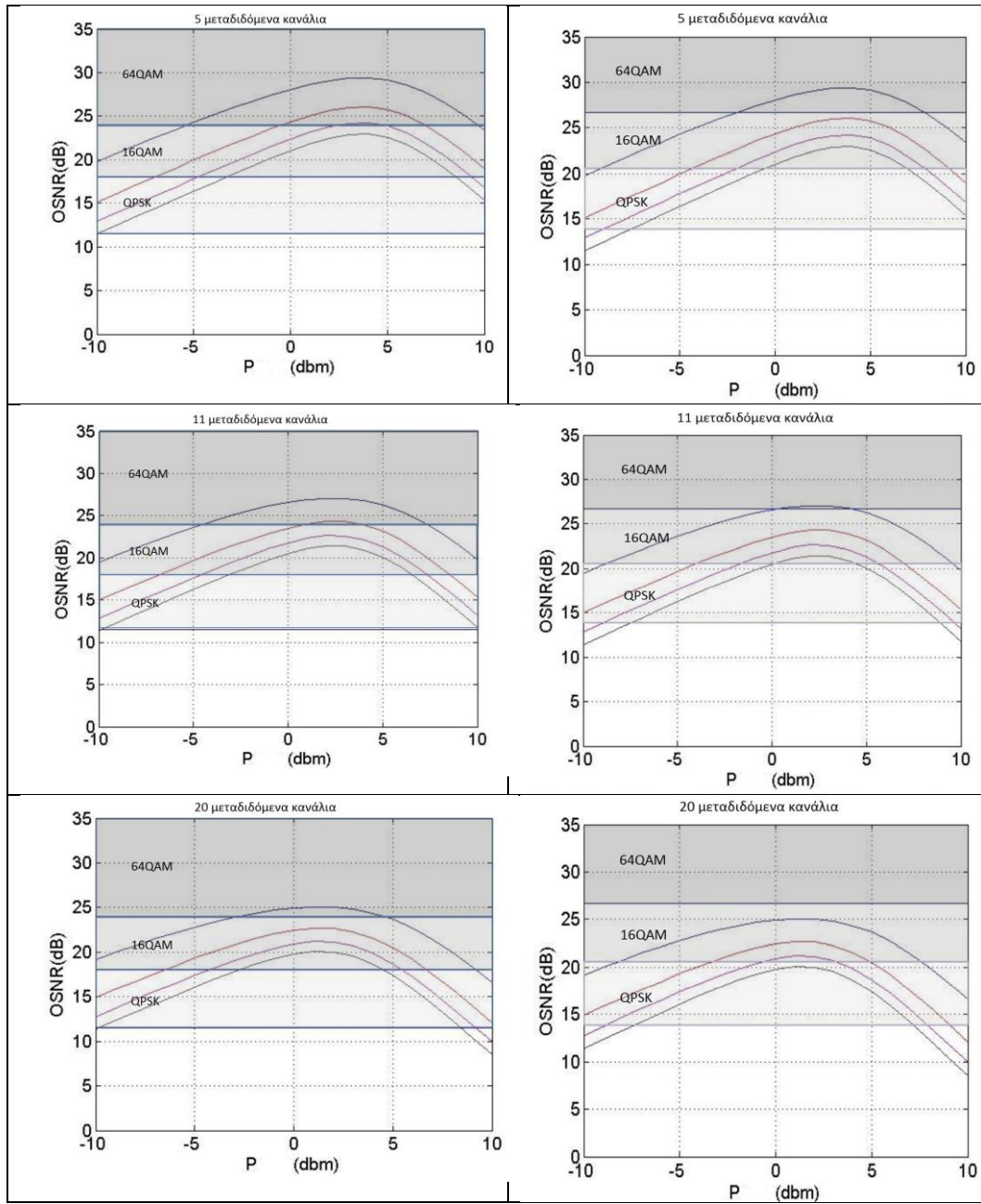
Όσων αφορά, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για διαφορετικό αριθμό μεταδιδόμενων καναλιών, βλέπουμε ότι η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων γίνεται εμφανής για μικρότερες τιμές ισχύος μετάδοσης όπως ήταν αναμενόμενο, αφού η μετάδοση περισσότερων φασματικών συνιστωσών εγείρει μη γραμμικά φαινόμενα για περισσότερες τιμές συχνότητας, λόγω του φαινομένου της μίξης τεσσάρων φωτονίων, και άρα αυξάνει τη μη γραμμική ισχύ. Αυτό φαίνεται στα διαγράμματα, αν παρατηρήσει κανείς ότι το σημείο στο οποίο ο OSNR μεγιστοποιείται, μετατοπίζεται προς τα δεξιά καθώς αυξάνεται ο αριθμός των υπό μετάδοση καναλιών.

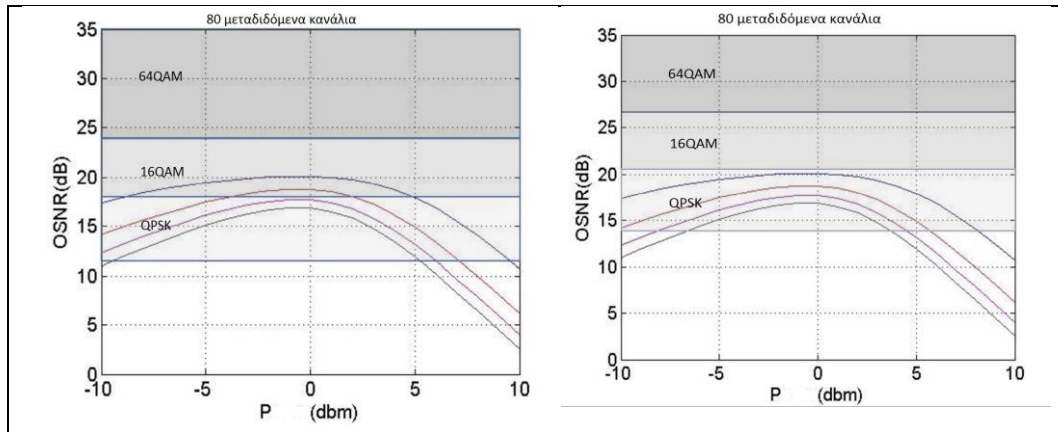
Στη συνέχεια, θα χρησιμοποιήσουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, προκειμένου να δούμε τα σχήματα διαμόρφωσης τα οποία θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για τη μετάδοση σε κάθε περίπτωση και να εξάγουμε συμπεράσματα για το πώς η επίδραση των μεταβλητών που είδαμε παραπάνω συνεκτιμούνται για την επιλογή του εκάστοτε κατάλληλου συστήματος μετάδοσης.

Στα επόμενα διαγράμματα απεικονίζονται οι περιοχές ισχύος για τις οποίες είναι εφικτή η μετάδοση 5, 11, 20 και 80 καναλιών με χρήση των σχημάτων διαμόρφωσης 4QAM, 16QAM και 64QAM, ανάλογα με τον αλγόριθμο FEC που εφαρμόζεται στην πλευρά του δέκτη.

$BER_1 = 10^{-2}$

$BER_2 = 10^{-3}$





Σχήμα 5-2 Γραφική απεικόνιση των τιμών του OSNR, για τις οποίες είναι εφικτή η χρήση των διαμορφώσεων 64QAM, 16QAM και QPSK μπλε γραμμή: 1 span, κόκκινη γραμμή: 3 spans, μωβ γραμμή: 5 spans, πράσινη γραμμή: 7 spans

Στα παραπάνω διαγράμματα, οι περιοχές με σκούρο γκρι χρώμα είναι ενδεικτικές των τιμών του OSNR, για τις οποίες είναι εφικτή η μετάδοση με χρήση της 64QAM διαμόρφωσης, οι περιοχές με πιο ανοιχτό γκρι χρώμα αντιστοιχούν στις τιμές του OSNR για τις οποίες είναι εφικτή η χρήση της 16QAM διαμόρφωσης και τέλος οι περιοχές με ανοιχτό γκρι χρώμα αντιστοιχούν στη μετάδοση με χρήση της 4QAM διαμόρφωσης. Τα διαγράμματα τα οποία βρίσκονται στα αριστερά αντιστοιχούν σε μέγιστο BER = 10^{-2} , ενώ τα διαγράμματα που βρίσκονται στα δεξιά αντιστοιχούν σε μέγιστο BER = 10^{-3} .

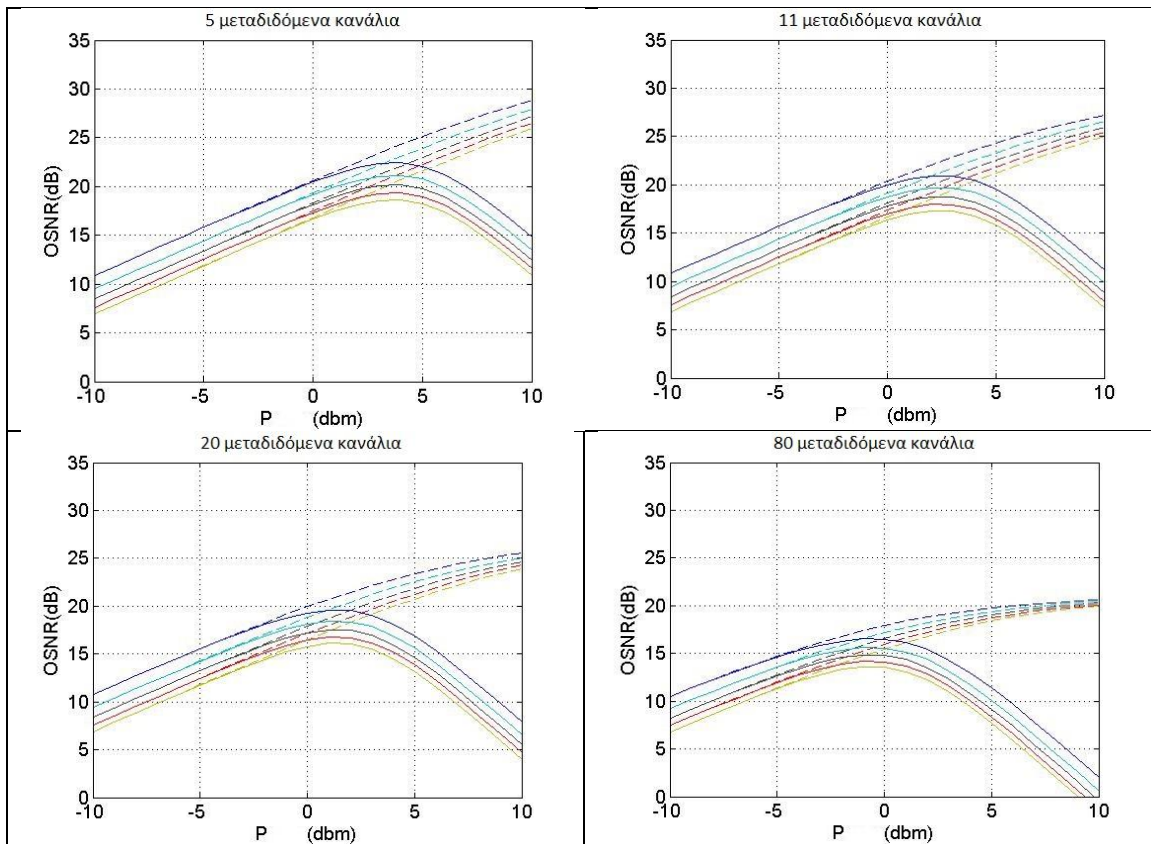
Όπως είναι εμφανές, για τη μετάδοση 5 καναλιών ο OSNR μεγιστοποιείται για $P = 4\text{dBm}$ και για τη μετάδοση σε 1 έως 5 τμήματα ίνας των 100km, ο OSNR δε γίνεται μικρότερος από 23,8dB, το όριο δηλαδή για τη χρήση της 64QAM διαμόρφωσης, αν χρησιμοποιηθεί αλγόριθμος που μπορεί να ανακτήσει σήμα με BER = 10^{-2} . Καθώς το μήκος της ζεύξης μεγαλώνει και ξεπερνά τα 600km, ο μέγιστος OSNR μειώνεται καθιστώντας αναγκαία τη χρήση σχήματος διαμόρφωσης με μικρότερο αριθμό συμβόλων, δηλαδή την 16QAM. Αν ο αλγόριθμος που χρησιμοποιείται διορθώνει λάθη της τάξεως των 10^{-3} , θα χρησιμοποιηθεί η 16QAM από τα 2 πρώτα τμήματα ίνας, δηλαδή η χρήση της 64QAM δεν είναι πρακτικά φεκτή παρά μόνο για ζεύξεις των 100km.

Καθώς τα κανάλια αυξάνονται και γίνονται 11, το σημείο μεγιστοποίησης του OSNR μετατοπίζεται στο σημείο $P = 2\text{dBm}$, αλλά και πάλι μπορούν να χρησιμοποιηθούν πιο σύνθετα σχήματα διαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η 64QAM για ζεύξη έως 300km ή 100km, ανάλογα με το χρησιμοποιούμενο FEC, και για μεγαλύτερες ζεύξεις η 16QAM. Βλέπουμε, λοιπόν ότι μια μικρή αύξηση στον αριθμό των καναλιών περιρίζει το σύστημα όχι όμως δραματικά. Όταν τα κανάλια αυξηθούν κι άλλο και φτάσουν τα 20, ο OSNR μεγιστοποιείται όταν η ισχύς του σήματος γίνει 1dBm και παίρνει τιμές τέτοιες που επιτρέπει τη χρήση μόνο της 16QAM διαμόρφωσης. Στην οριακή περίπτωση που ο αριθμός των καναλιών γίνει ίσος με 80, ο OSNR αρχίζει ήδη να πέφτει μόλις ξεπεραστεί η ισχύς των -2dBm και παίρνει τόσο χαμηλές τιμές που από μία απόσταση και μετά επιβάλλεται η χρήση της 4QAM για την επίτευξη της διάδοσης.

Συμπερασματικά, βλέπουμε ότι στην περίπτωση των μητροπολιτικών δικτύων με επιλογή ενός μέσου αριθμού καναλιών, μπορεί να γίνει εκμετάλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης σε έναν ικανοποιητικό βαθμό. Ταυτόχρονα, η μετάδοση του μέγιστου αριθμού καναλιών

είναι εφικτή, δεν είναι όμως επιθυμητή. Στη συνέχεια θα μελετήσουμε το πώς η εμφάνιση μη γραμμικών φαινομένων δυσχεραίνει περαιτέρω τη μετάδοση σε μεγαλύτερης εμβέλειας δίκτυα.

Μακρινών αποστάσεων δίκτυα (8 έως 20 τμήματα ίνας των 100km)

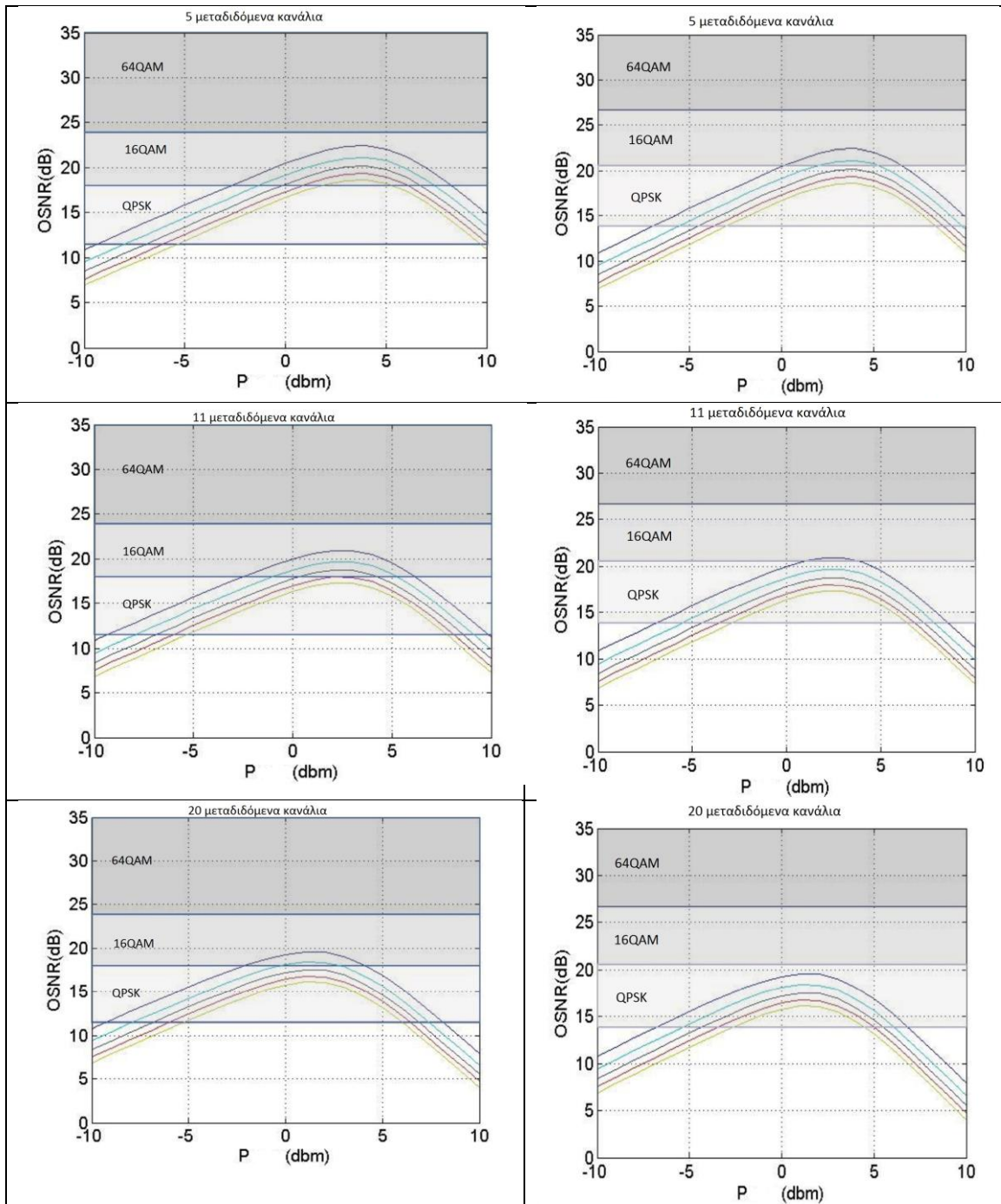


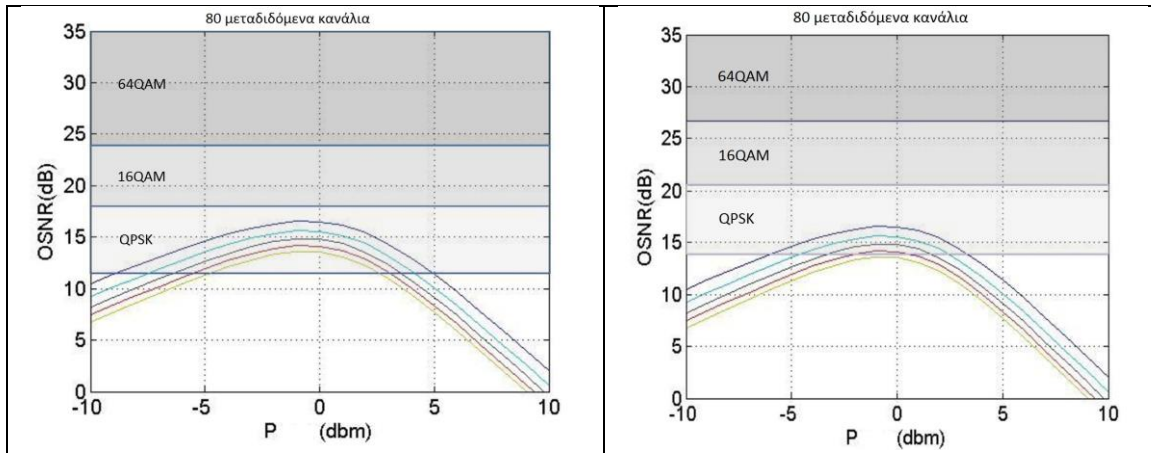
Σχήμα 5-3 Γραφική απεικόνιση της σχέσης OSNR και P του μεταδιδόμενου σήματος μπλε γραμμή: 8 srams, κόκκινη γραμμή: 11 srams, μωβ γραμμή: 14 srams, πράσινη γραμμή: 17 srams, κίτρινη γραμμή: 20 srams

Στα επόμενα διαγράμματα απεικονίζονται οι περιοχές του OSNR, στις οποίες μπορεί να χρησιμοποιηθούν τα 3 σχήματα διαμόρφωσης, όμοια με την περίπτωση των μητροπολιτικών δικτύων.

$BER_1 = 10^{-2}$

$BER_2 = 10^{-3}$





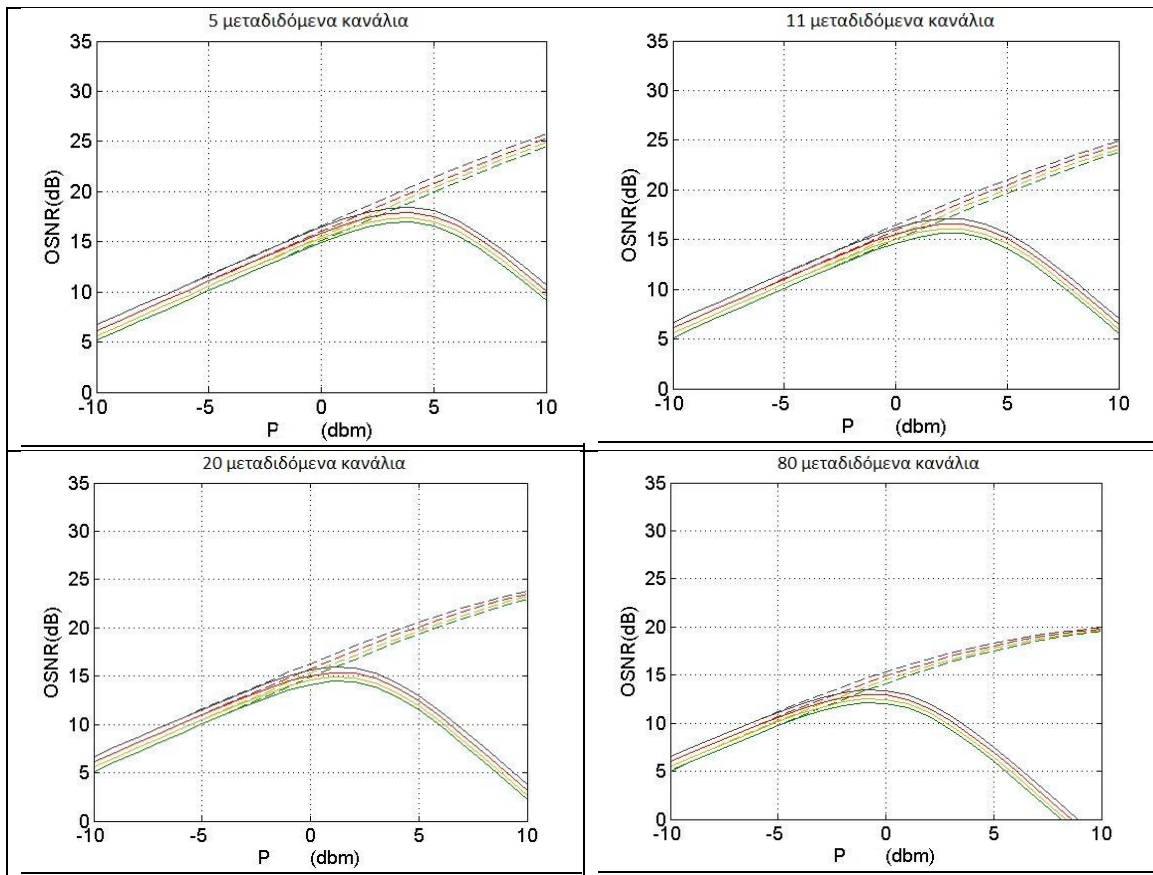
Σχήμα 5-4 Γραφική απεικόνιση των τιμών του OSNR, για τις οποίες είναι εφικτή η χρήση των διαμορφώσεων 64QAM, 16QAM και QPSK μπλε γραμμή: 8 spans, κόκκινη γραμμή: 11 spans, πράσινη γραμμή: 14 spans, μωβ γραμμή: 17 spans, κίτρινη γραμμή: 20 spans

Οι παραπάνω κυματομορφές για 8, 11, 14, 17 και 20 τμήματα ίνας των 100km, επιβεβαιώνουν τα συμπεράσματα που βγάλαμε για το πώς η αύξηση του αριθμού των μεταδιδόμενων καναλιών, η αύξηση της ισχύος του σήματος και η μετάδοση σε μεγαλύτερο μήκος ζεύξης επηρεάζουν την ισχύ των μη γραμμικών φαινομένων και τελικά τον OSNR. Παρατηρούμε ακόμη ότι η τιμή της ισχύος για την οποία μεγιστοποιείται ο OSNR εξαρτάται αποκλειστικά από τον αριθμό των μεταδιδόμενων καναλιών και όχι από το μέγεθος του οπτικού δικτύου.

Στην περίπτωση που μεταδίδονται 5 κανάλια, βλέπουμε ότι το πιο σύνθετο, εφικτό σχήμα διαμόρφωσης είναι η 16QAM διαμόρφωση. Όταν τα κανάλια αυξηθούν και γίνουν 11 ή 20, είναι ακόμη δυνατή χρήση της 16QAM διαμόρφωσης μέχρι έναν αριθμό τμημάτων ίνας και εφόσον χρησιμοποιείται αλγόριθμος που μπορεί να διορθώσει μεγαλύτερο αριθμό λαθών. Εάν το μήκος της ζεύξης αυξηθεί πολύ (ξεπεράσει τα 1700km για μετάδοση 11 καναλιών ή τα 1200km για μετάδοση 20 καναλιών) επιβάλλεται η χρήση 4QAM διαμόρφωσης. Η ίδια διαμόρφωση θα πρέπει να επιλεγεί και αν ο αλγόριθμος διόρθωσης λαθών διορθώνει λιγότερα λάθη. Τέλος, για τη μετάδοση 80 καναλιών θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί η 4QAM και FEC που μπορεί να ανακτήσει το σήμα αν $BER \leq 10^{-2}$.

Μπορούμε, λοιπόν, να συμπεράνουμε ότι στην περίπτωση των δικτύων μακρινών αποστάσεων, το μέγεθος τους παίζει καθοριστικό ρόλο στην επιλογή του αριθμού των μεταδιδόμενων καναλιών. Μέχρι ένα μήκος μετάδοσης μπορεί να μεταδοθεί ένας μέσος αριθμός καναλιών, ενώ από ένα μήκος μετάδοσης και μετά είναι αναγκαία η χρήση μικρού αριθμού καναλιών προκειμένου να γίνει βέλτιστη χρήση της χωρητικότητας του συστήματος.

Πολύ μακρινών αποστάσεων δίκτυα (περισσότερα από 20 τμήματα ίνας των 100km)

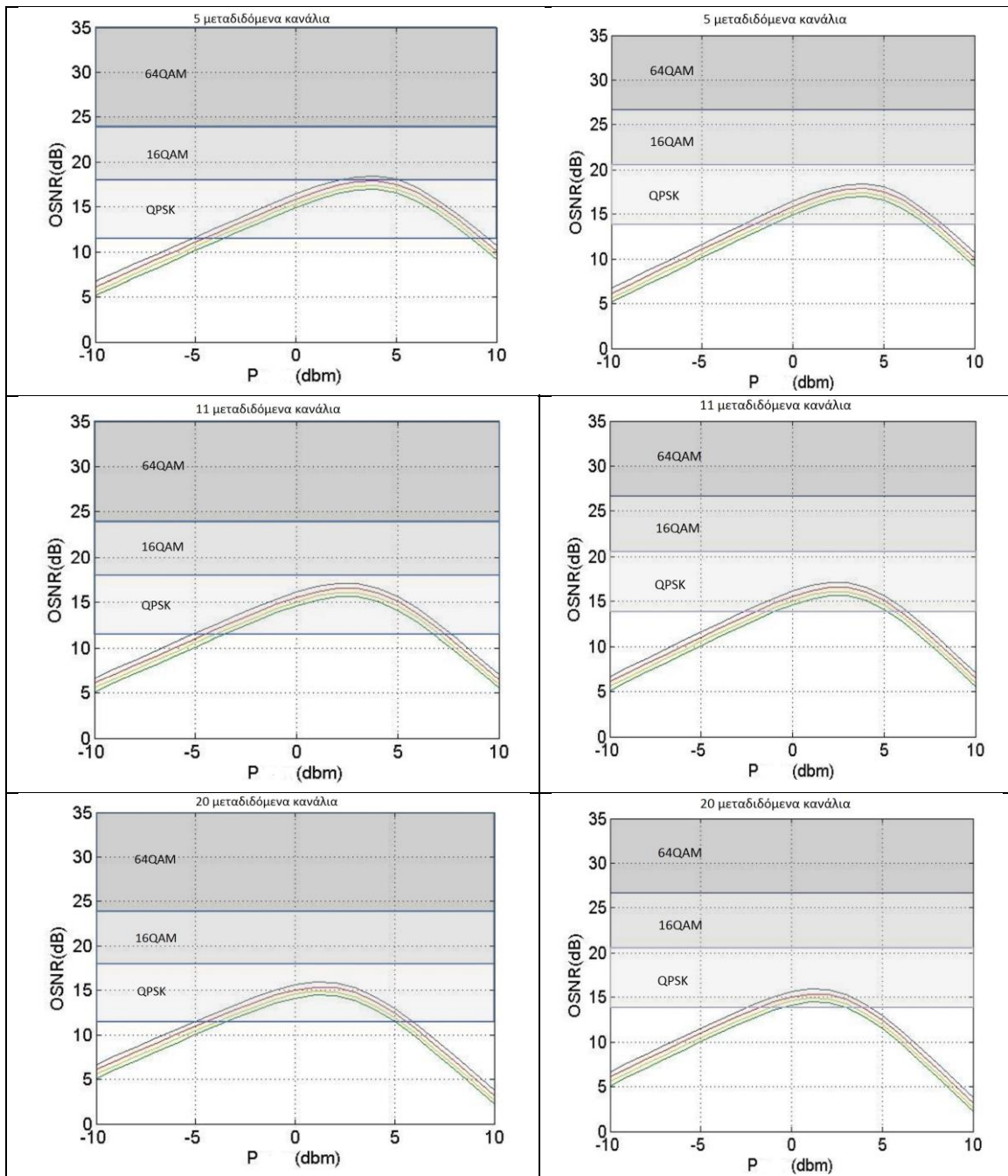


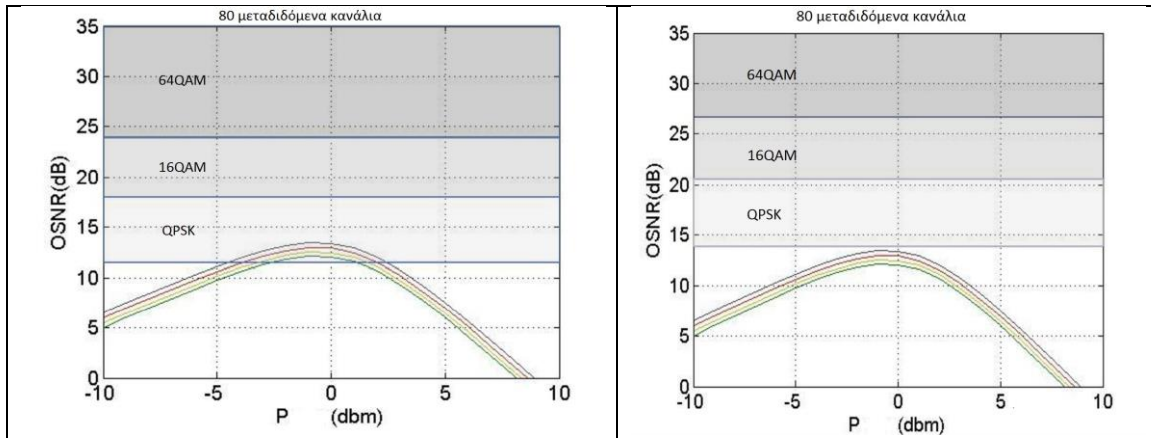
Σχήμα 5-5 Γραφική απεικόνιση της σχέσης OSNR και P του μεταδιδόμενου σήματος μπλε γραμμή: 21 spans, κόκκινη γραμμή: 24 spans, κίτρινη γραμμή: 27 spans, πράσινη γραμμή: 30 spans

Στα επόμενα διαγράμματα απεικονίζονται οι περιοχές του OSNR, στις οποίες μπορεί να χρησιμοποιηθούν τα 3 σχήματα διαμόρφωσης, όμοια με τις προηγούμενες περιπτώσεις.

$BER_1 = 10^{-2}$

$BER_2 = 10^{-3}$





Σχήμα 5-6 Γραφική απεικόνιση των τιμών του OSNR, για τις οποίες είναι εφικτή η χρήση των διαμορφώσεων 64QAM, 16QAM και QPSK μπλε γραμμή: 21 spans, κόκκινη γραμμή: 24 spans, κίτρινη γραμμή: 27 spans, πράσινη γραμμή: 30 spans

Τέλος, στην περίπτωση που είναι επιθυμητή η μετάδοση σε μήκη μεγαλύτερα από 20000km, βλέπουμε ότι το καταλληλότερο σχήμα διαμόρφωσης είναι η 4QAM διαμόρφωση. Προκειμένου, να χρησιμοποιηθεί κάποιο σχήμα διαμόρφωσης με περισσότερα σύμβολα θα πρέπει να μειωθεί πολύ ο αριθμός των καναλιών και να το επιτρέπει το μήκος της ζεύξης και ο αλγόριθμος FEC. Αξίζει να σημειωθεί ότι σε τόσο μεγάλα μήκη διάδοσης καθοριστικός παράγοντας για την ισχύ των μη γραμμικών φαινομένων είναι το ίδιο το μήκος μετάδοσης και όχι ο αριθμός των καναλιών. Διαγραμματικά βλέπουμε ότι καθώς αυξάνεται ο αριθμός των τμημάτων ένας από τον οποίο αποτελείται η ζεύξη τα γραφήματα τους πλησιάζουν μεταξύ τους. Εφόσον το επιτρέπει ο FEC, σε τόσο μεγάλα οπτικά δίκτυα, τα 80 κανάλια μπορούν να μεταδοθούν επιτυχώς με το ίδιο σχήμα διαμόρφωσης που μεταδίδονται και τα 11 κανάλια. Έτσι, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι με την αύξηση του μήκους της ζεύξης, το σύστημά μας γίνεται αποδοτικότερο εφόσον επιλεγεί η πολυπλεξία μεγάλου αριθμού καναλιών.

Συνοψίζοντας, βλέπουμε ότι πράγματι η ύπαρξη των μη γραμμικών φαινομένων παίζει σημαντικό ρόλο στην επίδοση των σύμφωνων οπτικών συστημάτων και άρα στην επιλογή του κατάλληλου συστήματος. Τόσο η απόσταση στην οποία επιχειρείται η μετάδοση πληροφορίας, όσο και η ισχύς του σήματος αλλά και ο αριθμός των μεταδιδόμενων καναλιών ενισχύουν τις μη γραμμικότητες. Έτσι, κριτήριο για την επιλογή κατάλληλου οπτικού συστήματος είναι η συνδυασμένη επίδραση των παραπάνω παραγόντων στη μη γραμμική ισχύ. Κατ'αρχάς μπορούμε να συμπεράνουμε ότι καθώς το μήκος της ζεύξης αυξάνεται, το μήκος αυτό καθαυτό αποτελεί κυρίαρχο αίτιο αύξησης της ισχύς των μη γραμμικών φαινομένων συγκριτικά με τον αριθμό των μεταδιδόμενων καναλιών. Έτσι, σε δίκτυα μεγαλύτερου μήκους θα πρέπει να προτιμάται η μετάδοση μεγάλου αριθμού καναλιών, προκειμένου να αντισταθμιστεί η αναγκαστική επιλογή μικρότερου σχήματος διαμόρφωσης. Η επιλογή σχήματος διαμόρφωσης και πλήθους μεταδιδόμενων καναλιών επιτρέπει, κατόπιν, την επιλογή της ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος. Η ισχύς αυτή θα πρέπει να βρίσκεται εντός των ορίων, στα οποία επιτυγχάνεται επιθυμητή τιμή OSNR στο δέκτη (τα όρια αυτά απεικονίζονται στα παραπάνω διαγράμματα) και ταυτόχρονα θα πρέπει να είναι η ελάχιστη δυνατή, προκειμένου το σύστημα να μην κάνει άσκοπη σπατάλη ενέργειας.

6 Συμπεράσματα και περαιτέρω έρευνα

6.1 Συμπεράσματα

Όπως αναφέρθηκε και στα προηγούμενα κεφάλαια, η χρήση των σύμφωνων οπτικών συστημάτων επέτρεψε την αξιοποίηση μεγάλου εύρους ζώνης και κατ'επέκταση την αύξηση της χωρητικότητας και τη βελτίωση της επίδοσης των οπτικών συστημάτων. Οι ανάγκες όμως για καλύτερη εκμετάλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης συνεχώς αυξάνονται, αυξάνοντας και τις απαιτήσεις για ακόμα καλύτερη επίδοση των χρησιμοποιούμενων οπτικών δικτύων. Καθοριστική σημασία στην επίτευξη της αύξησης αυτής της επίδοσης παίζει η αντιμετώπιση των φαινομένων υποβάθμισης της μετάδοσης. Από τη μία, φαινόμενα όπως η χρωματική διασπορά και ο προσθετικός θόρυβος αντισταθμίζονται σε ικανοποιητικό βαθμό χάρη στη χρήση τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Από την άλλη, η αντιμετώπιση της επίδρασης φαινομένων, όπως τα μη γραμμικά φαινόμενα, τα οποία μάλιστα υποβαθμίζουν σημαντικά την ποιότητα της μετάδοσης, αποτελεί πρόκληση.

Στην παρούσα εργασία, παρουσιάστηκε μια μέθοδος υπολογισμού της ισχύος των μη γραμμικοτήτων και της επίδρασή της, στην επίδοση ενός πολυκάναλου σύμφωνου οπτικού συστήματος. Η μέθοδος αυτή λαμβάνει υπ'όψιν την παρουσία του φαινομένου της μίξης τεσσάρων φωτονίων κατά τη μετάδοση μέσω οπτικών ινών, προκειμένου να υπολογιστεί η ισχύς των μη γραμμικών φαινομένων σε συνάρτηση με το πλήθος των μεταδιδόμενων καναλιών, την ισχύ του σήματος και το μήκος της ζεύξης. Τελικά, η επίδοση του συστήματος, στο οποίο λαμβάνουν χώρα μη γραμμικά φαινόμενα προσδιορίζεται μέσω του υπολογισμού του οπτικού σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη και έπειτα της πιθανότητας λήψης εσφαλμένων ψηφίων για διαφορετικά QAM σχήματα διαμόρφωσης.

Χρησιμοποιώντας την παραπάνω μέθοδο, προσομοιώθηκαν διάφορα σενάρια μετάδοσης και επιβεβαιώθηκαν οι αντιφάσεις οι οποίες παρουσιάζονται στα χαρακτηριστικά των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας, οι οποίες δρουν αποτρεπτικά στην αύξηση της χωρητικότητας και την βέλτιστη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Συγκεκριμένα, βλέπουμε ότι η αύξηση των μεταδιδόμενων καναλιών, εγείροντας εντονότερα μη γραμμικά φαινόμενα, υποβαθμίζει τον οπτικό σηματοθορυβικό λόγο και οδηγεί στην επιλογή απλούστερου σχήματος διαμόρφωσης προκειμένου να είναι δυνατή η λήψη της μεταδιδόμενης πληροφορίας μέσω του σήματος που φτάνει στο δέκτη. Ταυτόχρονα, η υποβάθμιση του OSNR και μέσω της αύξησης του μήκους της ζεύξης, αλλά και μέσω της αύξησης της ισχύος του σήματος από μια οριακή τιμή και πάνω θα πρέπει να συνυπολογιστεί προκειμένου να γίνει η επιλογή του αποδοτικότερου δυνατού συστήματος, δεδομένων των δυσκολιών που επιφέρει η εμφάνιση μη γραμμικών φαινομένων.

6.2 Περαιτέρω έρευνα

Η παραπάνω μέθοδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί από κοινού με τη χρήση άλλων μεθόδων που λαμβάνουν υπ' όψιν και άλλες παραμέτρους που επιδρούν στην αύξηση της ισχύος των μη γραμμικών φαινομένων, συνεισφέροντας τελικά στην εξαγωγή αλγορίθμων που να προσεγγίζουν ικανοποιητικά τη συμπεριφορά των μη γραμμικών φαινομένων στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα. Η υλοποίηση τέτοιων αλγορίθμων είναι ένα πρώτο και αναγκαίο βήμα προκειμένου να γίνει πρόοδος, όσον αφορά την εύρεση ψηφιακών τεχνικών για την αντιστάθμιση των φαινομένων αυτών είτε στον πομπό είτε στο δέκτη. Ταυτόχρονα, η πρόβλεψη του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη, δίνει τη δυνατότητα προσαρμογής του συτήματος στις εκάστοτε συνθήκες και άρα δίνει τη δυνατότητα καλύτερης αξιοποίησης της ευελιξίας του. Στοιχεία που μπορούν να μεταβάλλονται σε ένα σύστημα με κριτήριο τα αποτελέσματα των περιγραφόμενων αλγορίθμων, είναι το σχήμα διαμόρφωσης, το πλήθος των καναλιών και η απόσταση μεταξύ των μεταδιδόμενων καναλιών.

Αναφορές – Βιβλιογραφία

- [1] <http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/vni-hyperconnectivity-wp.html>
- [2] https://www.osa-opn.org/home/articles/volume_26/march_2015/features/scaling_optical_fiber_networks_challenges_and_solu/
- [3] P.G. Agrawal, “Fiber Optic Communication System, Second edition,” John Wiley & Sons, 1997
- [4] The optical internetworking forum, “Technology Options for 400G Implementation”, July 2015
- [5] Infinera, “Coherent WDM Technologies”, 2016
- [6] Ezra M. Ip and Josep M. Kahn, Fellow, IEEE, “Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing”, 2010
- [7] Η. Αβραμόπουλος, “Σημειώσεις για το μάθημα Συστήματα μετάδοσης και δίκτυα οπτικών ινών”
- [8] Infinera , “The Evolution of Next-Gen Optical Networks”, 2014
- [9] ITU-T, TELECOMMUNICATION STANDARDIZATION SECTOR OF ITU, “Transmission media and optical systems characteristics –Characteristics of optical systems”, 2012
- [10] Γ. Κωττής, Π. Αράπογλου, “Ασύρματες Επικοινωνίες”, 2010
- [11] Seb J. Savory, Member, IEEE, “Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems”, 2010
- [12] René-Jean Essiambre, Senior Member, IEEE, Fellow, OSA, Gerhard Kramer, Fellow, IEEE, Peter J. Winzer, Fellow, IEEE, Gerard J. Foschini, Fellow, IEEE, and Bernhard Goebel, Student Member, IEEE, “Capacity Limits of Optical Fiber Networks”, 2010
- [13] S. Haykin, “Communication Systems”, 2001
- [14] Seb J. Savory, “Digital filters for coherent optical receivers”, 2008
- [15] http://www.invocom.et.put.poznan.pl/~invocom/C/P1-9/swiatlowody_en/p1-1_8_2.htm
- [16] Matthias Seimetz, “High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission”, 2009
- [17] Η. Αβραμόπουλος, “Σημειώσεις για το μάθημα Φωτονική Τεχνολογία”,
- [18] Η. Αβραμόπουλος, Διαφάνειες του μαθήματος Φωτονική Τεχνολογία
- [19] Carsten Behrens, Student Member, IEEE, Robert I. Killey, Member, IEEE, Seb J. Savory, Member, IEEE, Ming Chen, and Polina Bayvel, Fellow, IEEE, “Nonlinear Distortion in Transmission of Higher Order Modulation Formats”, 2010

- [20] Mahdi Malekiha, McMaster University, "ANALYSIS OF NONLINEAR EFFECTS AND THEIR MITIGATION IN FIBER-OPTIC COMMUNICATION SYSTEMS", 2011
- [21] John G. Proakis, Masoud Salehi, "Digital Communications", 2008
- [22] <http://www.wideskills.com/wireless-concepts/bandwidth-and-spectral-efficiency>
- [23] Optoplex corporation, "DWDM ITU Grid Specification"
- [24] P. Poggiolini, Member, IEEE, G. Bosco, Member, IEEE, A. Carena, Member, IEEE, V. Curri, Member, IEEE, F. Forghieri, Member, IEEE, "The GN-Model of Fiber Non-Linear Propagation and its Applications", 2014
- [25] Pierluigi Poggiolini, Andrea Carena, Vittorio Curri, Gabriella Bosco, and Fabrizio Forghieri, "Analytical Modeling of Nonlinear Propagation in Uncompensated Optical Transmission Links", 2011
- [26] Εικόνα από <http://irockengineering.blogspot.gr/>
- [27] Εικόνα από http://www.scicos.org/ScicosModNum/modnum_web/src/modnum_422/interf/scicos/help/eng/htm/MODPSK_f.htm
- [28] Εικόνα από <https://www.slideshare.net/krishnateja407/qudrature-amplitude-modulation-by>
- [29] Εικόνα από http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/digdemod/content/dlg_digdemod_fmt_apsk.htm
- [30] Εικόνα από <https://wireless.kth.se/blog/2013/10/22/shared-path-protection-distance-adaptive-elastic-optical-networks-dynamic-traffic/>

Παράρτημα Α – Κώδικες Matlab

Κώδικας υπολογισμού της φασματικής πυκνότητας ισχύος

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

```
SR = 32e9;          % Symbol Rate of the WDM signals (in GHz)
N = 11;            % Number of channels in WDM
Ts = 1/SR;        % Symbol Period
beta = 0.2;       % Spectrum shaping of the WDM channels
spacing = 50e9;    % spacing between the WDM channels (50 GHz in fixed grid)
```

```
% frequency grid
```

```
flim = 279e9;      % grid limits (+- flim)
```

```
df = 1e9;         % grid granularity
```

```
f = -flim:df:flim;
```

```
centfr = (-floor(N/2):floor(N/2))*spacing;
```

```
H1 = zeros(N,length(f));
```

```
edge1 = (1-beta)/(2*Ts);
```

```
edge2 = (1+beta)/(2*Ts);
```

```
for i = 1:N
```

```
    for k = 1:length(f)
```

```
        if abs(f(k)+centfr(i)) <= edge1
```

```

        H1(i,k) = Ts;
    elseif (abs(f(k)+centfr(i)) > edge1) && (abs(f(k)+centfr(i)) <= edge2)
        H1(i,k) = Ts/2*( 1 + cos( pi*Ts/beta*( abs(f(k)+centfr(i)) - (1-beta)/(2*Ts) ) ) );
    else
        H1(i,k) = 0;
    end
end
end

end

f = f+193.1e12;

Gwdm = sum(H1,1);
Gwdm = Gwdm/sum(Gwdm*df);

% ypologismos ths isxyos tou shmatos wdm

k=0;
Pwdm = zeros(1, N);
J2 = zeros(1,N);
centF = 1;
J2(centF) = floor(length(f)/N) + k*floor(length(f)/N);
for i = floor((J2(centF)-spacing)/(2*df)):floor((J2(centF)+ spacing)/(2*df))
    Pwdm(centF) = Pwdm(centF) + Gwdm(i)*df;
    k = k+1;
end
end

```

```

Pch_dbm = 0;
Pch = 10.^(0.1*Pch_dbm)*1e-3;
x = Pch/Pwdm(1);

Gwdm = Gwdm*x;
figure; plot(f,Gwdm)

%%

% proseggisi tou  $\rho(r)$  gia tin periptwsi tis antistathmisis me edfa kai
% ypologismos toy Gnli

f1 = -flim:df:flim;
f2 = -flim:df:flim;

% smf ina
alpha = 0.2e-3; % dB/m
a = 10/log(10)*alpha;
b2 = 20.7*1e-29; % ps^2/km
Ls = 100*1e3; % km
gamma = 5.3*1e-3; % 1/(W km)
b3 = 0;
Ns = 20;

Leff = (1 - exp(-2*a*Ls))/(2*a);

r = zeros(length(f), length(f1), length(f2));

```

```

%% %%
f1 = f;
f2 = f;
df1 = df;
df2 = df;

test=0;

for jj = 1:(length(f))
    for ii = 1:(length(f1))
        for kk = 1:(length(f2))

            r(jj, ii, kk) = abs( (1 - exp(-2*a*Ls)*exp( 4*1i*(pi^2)*(f1(ii)-f(jj))*(f2(kk)-f(jj))*(b2 +
b3*pi*(f1(ii)+f2(kk)))*Ls ) )...
                / (2*a - 1i*4*(pi^2)*(f1(ii)-f(jj))*(f2(kk)-f(jj))*(b2+pi*b3*(f1(ii)+f2(kk)))) )^2 ...
                / (Leff^2);

        end
    end
end

%ypologismos tou Gnli mesw ths methodou tou trapeziou gia ton
%upologismo tou oloklhrwmatos

Gnli = zeros(1,length(f));

for jj = 1:(length(f))

```

```

for ii = 1:(length(f1))-1
    for kk = 1:(length(f2))

        if (ii+kk-jj) >= 1 && (ii+1+kk-jj) <= length(f) && (jj>kk || jj<kk)&& (ii>jj || ii<jj) &&
(ii+1>jj || ii+1<jj) %&& kk>ii

            Gnli(jj) = Gnli(jj) + (Gwdm(ii)*Gwdm(kk)*Gwdm(ii+kk-jj)*r(jj,ii,kk)+
Gwdm(ii+1)*Gwdm(kk)*Gwdm(ii+1+kk-jj)*r(jj,ii+1,kk))*df1*df2/2;

            test = test+1;

        end

    end

end

end

end
end
end

```

```

Gnli = (16/27)*(gamma^2)*(Leff^2)*Ns*Gnli;

```

```

figure;
set(gca,'fontsize', 14)
plot(f,Gwdm, 'r')
hold on;
plot (f, Gnli);
xlabel('F (THz)'); ylabel('PSD')
hold off

```

%ypologismos ths isxyos twn mh grammikwn paremvolwn

%lamvanvanontas ypopsin h proseggish ths symperiforas twn mh grammikwn

```
%fainomenwn topika san leykos thoryvos
```

```
k=0;
```

```
Pnli = zeros(1, N);
```

```
Pnli_total = 0;
```

```
J = zeros(1,N);
```

```
for centF = 1:N
```

```
    J(centF) = floor(length(f)/N) + k*floor(length(f)/N);
```

```
    Pnli(centF) = Gnli(J(centF))*SR;
```

```
    k=k+1;
```

```
    %Pnli_total = Pnli_total + Pnli(centF);
```

```
end
```

```
Pnli_dbm = 10*log(Pnli/(10^(-3)));
```

Κώδικας υπολογισμού του OSNR σε συνάρτηση με την ισχύ P του σήματος

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

```
SR = 32e9;          % Symbol Rate of the WDM signals (in GHz)
```

```
N = 5;             % Number of channels in WDM
```

```
Ts = 1/SR;        % Symbol Period
```

```
beta = 0;         % Spectrum shaping of the WDM channels
```

```
spacing = 50e9;   % spacing between the WDM channels (50 GHz in fixed grid)
```

```
% frequency grid
```

```
flim = 0.5*(N*spacing); % grid limits (+- flim)
```

```
df = 1e9;         % grid granularity
```

```
f = -flim:df:flim;
```

```
centfr = (-floor(N/2):floor(N/2))*spacing;
```

```
H1 = zeros(N,length(f));
```

```
edge1 = (1-beta)/(2*Ts);
```

```
edge2 = (1+beta)/(2*Ts);
```

```
for i = 1:N
```

```
    for k = 1:length(f)
```

```
        if abs(f(k)+centfr(i)) <= edge1
```

```
            H1(i,k) = Ts;
```

```
        elseif (abs(f(k)+centfr(i)) > edge1) && (abs(f(k)+centfr(i)) <= edge2)
```

```
            H1(i,k) = Ts/2*( 1 + cos( pi*Ts/beta*( abs(f(k)+centfr(i)) - (1-beta)/(2*Ts) ) ) );
```



```

        else
            H1(i,k) = 0;
        end
    end
end

end

f = f+193.1e12;

Gwdm = sum(H1,1);
Gwdm = Gwdm/sum(Gwdm*df);
figure; plot(f,Gwdm)

% ypologismos ths isxyos tou shmatos wdm

k=0;
Pwdm = zeros(1, N);
J2 = zeros(1,N);
centF = 1;
J2(centF) = floor(length(f)/N) + k*floor(length(f)/N);
for i = floor((J2(centF)-spacing/(2*df))):floor((J2(centF)+ spacing/(2*df)))
    Pwdm(centF) = Pwdm(centF) + Gwdm(i)*df;
    k = k+1;
end

Pch_dbm = -10:10;
% Pch_dbm = 10;

```

```

Ns = 80;
OSNR_In_db = zeros(length(Pch_dbm), Ns);
OSNR_nli_db = zeros(length(Pch_dbm), Ns);

%%
Gwdm_init = Gwdm;

for Ns = 8:3:20
for PCH= 1:length(Pch_dbm)

    clear Gwdm

    Pch = 10.^(0.1*Pch_dbm(PCH))*1e-3;
x = Pch/Pwdm(1) ;

Gwdm = Gwdm_init*x;

%%

% proseggisi tou  $\rho(r)$  gia tin periptwsi tis antistathmisis me edfa kai
% ypologismos toy Gnli

% smf ina
alpha = 0.2e-3;    % dB/m
a = 10/log(10)*alpha;
b2 = 20.7*1e-29;  % ps^2/km

```

```

gamma = 5.3*1e-3; % 1/(W km)
b3 = 0;

Ls = 1*(10^3); %km
Leff = (1 - exp(-2*a*Ls))/(2*a);
Leffa = 1/(2*a);

%ypologismos tou Gnli

k = zeros(1 ,N);
kk = 0;
Gnli_0 = 0;
for ii = 1:N

    k(ii) = -(N-1)/2+kk;
    kk = kk+1;
    if k(ii)<0 || k(ii)>0
        Gnli_0 = Gnli_0 + asinh((pi^2)*abs(b2)*Leffa*SR*(k(ii)*spacing+(SR/2))) -
        asinh((pi^2)*abs(b2)*Leffa*SR*(k(ii)*spacing-(SR/2)));
    end

end

test = Gnli_0;
l = (length(f)/2+0.5);
Gnli_0 = ((gamma^2)*(Gwdm(l)^3)*(Leff^2)*((2/3)^2))/(pi*abs(b2)*Leffa)*(Gnli_0 +
asinh(0.5*(pi^2)*abs(b2)*Leffa*(SR^2)));
Gnli_0 = Ns*Gnli_0;

%ypologismos ths isxyos tw n mh grammikwn paremvolwn

```

```
%lamvanvanontas ypopsin h proseggish ths symperiforas twm mh grammikwn
%fainomenwn topika san leykos thoryvos
```

```
Pnli = Gnli_0 * SR;
```

```
Pnli_dbm = 10*log(Pnli/(10^(-3)));
```

```
%%
```

```
% ypologismos thw isxyos toy prosthetikoy thoryvou
```

```
G_edfa = 20; %dB
```

```
G_edfa = 10^(G_edfa/10);
```

```
F_edfa = 4; %dB
```

```
F_edfa = 10^(F_edfa/10);
```

```
h = 6.62607004*1e-34;
```

```
v = 193.1e12;
```

```
Bn = SR;
```

```
Pase = Ns*(G_edfa-1)*F_edfa*h*v*Bn;
```

```
Pase_db = 10*log10(Pase);
```

```
%%
```

```
% OSNR_In = N*Pch/Pase_total;
```

```
% OSNR_nli = N*Pch/(Pase_total + Pnli_total);
```

```
OSNR_REF_db = 40;
```

```

Pref = N*Pch/10^(OSNR_REF_db/10);
Pref_db = 10*log10(Pref);

OSNR_In = Pch/(Pase + Pref);
OSNR_nli = Pch/(Pase + Pnli + Pref);

OSNR_In_db(PCH, Ns) = 10*log10(OSNR_In);
OSNR_nli_db(PCH, Ns) = 10*log10(OSNR_nli);

end
end
%%
%
% %BER = 10^(-2)
% OSNR_QPSK = 11.4927*ones(1, length(Pch_dbm));
% OSNR_16QAM = 18.003*ones(1, length(Pch_dbm));
% OSNR_64QAM = 23.8639*ones(1, length(Pch_dbm));

%BER = 10^(-3)
OSNR_QPSK = 13.8927*ones(1, length(Pch_dbm));
OSNR_16QAM = 20.603*ones(1, length(Pch_dbm));
OSNR_64QAM = 26.6639*ones(1, length(Pch_dbm));

figure;
set(gca,'fontsize', 14)
%plot(Pch_dbm, OSNR_In_db, '--');
plot( Pch_dbm, OSNR_QPSK);
hold on;

```

```
plot( Pch_dbm, OSNR_16QAM);  
hold on;  
plot( Pch_dbm, OSNR_64QAM);  
hold on;  
plot(Pch_dbm, OSNR_nli_db)  
ylim([0 35])  
xlabel('Pwdbm(dbm)'); ylabel('OSNR(dB)')  
grid on; hold off
```

```
MAX_OSNR = max(OSNR_nli_db);
```