



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών

Σχεδιασμός και υλοποίηση συστήματος παραγωγής και λήψης
οπτικού σήματος διαμορφωμένου κατά D8PSK για μετάδοση
δεδομένων στα 160Gbaud

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Ηλία Γ. Αλεξόπουλου

Επιβλέπων: Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Μάιος 2010



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και
Τεχνολογίας Υλικών

Σχεδιασμός και υλοποίηση συστήματος παραγωγής και λήψης
οπτικού σήματος διαμορφωμένου κατά D8PSK για μετάδοση
δεδομένων στα 160Gbaud

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

Ηλία Γ. Αλεξόπουλου

Επιβλέπων: Ηρακλής Αβραμόπουλος

Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 8^η Ιουνίου 2010.

.....
Η.Αβραμόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ν.Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Κ.Δέρβος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάιος 2010.

.....

Ηλίας Γ.Αλεξόπουλος

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

Copyright ©Ηλίας Γ. Αλεξόπουλου, 2010.

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 μελέτη των φωτονικών δικτύων οδήγησε στην ανάπτυξη νέων μορφών οπτικής διαμόρφωσης με βελτιστοποιημένα χαρακτηριστικά. Τα διάφορα φαινόμενα αλλοίωσης των μεταδιδόμενων παλμών και οι διάφοροι μηχανισμοί απωλειών αποτελούν ανασταλτικούς παράγοντες για την επιτυχημένη μετάδοση σημάτων πληροφορίας διαμέσου των οπτικών ινών. Στα πλαίσια της προσπάθειας βελτιστοποίησης των συνθηκών μετάδοσης έχουν αναπτυχθεί καινοτόμες μορφές και σχήματα διαμόρφωσης. Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάμε την D8PSK (differential 8-phase shift keying) μέθοδο διαμόρφωσης μέσα από τα βασικά στοιχεία ενός οπτικού δικτύου. Η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης, η ανοχή στα φαινόμενα αλλοίωσης του οπτικού σήματος, η πολυπλοκότητα των διαφόρων συστατικών του οπτικού δικτύου είναι κάποια από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά που επιζητούμε από μία τεχνική διαμόρφωσης. Στην εργασία αυτή μοντελοποιούμε δύο διατάξεις πομπών στα 40Gbaud που παράγουν σήματα 8PSK, μία διάταξη πολυπλέκτη στο πεδίο του χρόνου (OTDM) από τα 40Gbaud στα 160Gbaud, μια διάταξη αποπολυπλεξίας, μόνο με οπτικά στοιχεία, από τα 160Gbaud στα 40Gbaud και μια διάταξη δέκτη στα 40Gbaud. Κατά τη μοντελοποίηση που πραγματοποιήσαμε, χρησιμοποιήσαμε τιμές στις διάφορες παραμέτρους του προσομοιωτικού συστήματος VPI, ίσες με τις τιμές των στοιχείων που χρησιμοποιούμε στα διάφορα πειράματα στο εργαστήριο φωτονικών επικοινωνιών. Ως εκ τούτου, τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τη μοντελοποίηση ανταποκρίνονται πλήρως στην πραγματικότητα.

Στο πρώτο μέρος της εργασίας, υλοποιούμε δύο διατάξεις πομπών στα 40Gbaud. Η μία διάταξη είναι ιδιαίτερα απλοϊκή (αποτελούμενη από τρεις διαμορφωτές φάσης στη σειρά) και σκοπός της υλοποίησής της είναι η παρουσίαση της μεθόδου διαμόρφωσης 8PSK και των χαρακτηριστικών της, παρουσιάζοντας αρκετά διαγράμματα. Η δεύτερη διάταξη χρησιμοποιεί μια καινοτόμο μέθοδο παραγωγής του 8PSK σήματος και χρησιμοποιεί τον

διαμορφωτή Mach-Zehnder. Έτσι, κάνουμε και μία ανάλυση του σημαντικού στοιχείου αυτού των οπτικών διατάξεων.

Στο δεύτερο μέρος της εργασίας, υλοποιούμε μία μέθοδο πολυπλεξίας από τα 40Gbaud στα 160Gbaud. Η πολυπλεξία γίνεται στο πεδίο του χρόνου σύμφωνα με την μέθοδο OTDM (Optical Time Division Multiplexing). Η διάταξη που χρησιμοποιήσαμε για τη μοντελοποίηση της μεθόδου OTDM είναι σχετικά απλή αλλά ταυτόχρονα ιδιαίτερα αποδοτική και επιτυχημένη κάτι που φαίνεται από τα διαγράμματα του σήματος στην έξοδο της βαθμίδας πολυπλεξίας και των χαρακτηριστικών αυτού.

Στο τρίτο μέρος της εργασίας, υλοποιούμε μία καινοτόμο μέθοδο αποπολυπλεξίας από τα 160Gbaud στα 40Gbaud. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιεί αποκλειστικά οπτικά στοιχεία και έτσι δεν χρειάζεται η μετατροπή των οπτικών σημάτων σε ηλεκτρικά για την επεξεργασία τους. Το γεγονός αυτό είναι πολύ σημαντικό καθώς η παρουσία των ηλεκτρικών στοιχείων στα οπτικά δίκτυα δεν επιτρέπει την πλήρη αξιοποίηση των δυνατοτήτων των οπτικών δικτύων. Η δημιουργία χρήσιμων διατάξεων (όπως του αποπολυπλέκτη στην περίπτωση μας) μόνο με οπτικά στοιχεία μας δίνει τη δυνατότητα να αναπτύξουμε δίκτυα σε πολύ μεγάλες ταχύτητες (της τάξης των εκατοντάδων Gb/sec) και επομένως να ικανοποιήσουμε την ολοένα αυξανόμενη τηλεπικοινωνιακή κίνηση.

Τέλος, υλοποιούμε μία διάταξη δέκτη στα 40Gbaud με χρήση του ασύμμετρου Mach-Zehnder συμβολόμετρου U-MZI ή όπως συχνά αναφέρεται στη βιβλιογραφία συμβολόμετρου καθυστέρησης DI (Delay Interferometer). Η διάταξη αυτή αποδιαμορφώνει απευθείας το σήμα στην είσοδο του. Έτσι, δεν χρειάζεται η χρήση τοπικού φέροντος στο δέκτη, κάτι που μειώνει την πολυπλοκότητα της διάταξης και ταυτόχρονα ελαχιστοποιεί την πιθανότητα λάθους στην απόφαση της τιμής του αποκωδικοποιημένου συμβόλου.

Λέξεις Κλειδιά

διαφορική διαμόρφωση φάσης, συμβολόμετρο Mach-Zehnder, ετεροδιαμόρφωση φάσης, χρονική πολυπλεξία, συμβολόμετρο Sagnac, απευθείας αποδιαμόρφωση, διάγραμμα αστερισμού

Abstract

The investigation of photonic networks lead to the development of new optical modulation formats, with optimized characteristics. The distortions at the transmission of the pulses and the attenuation during the transmission prevent the successful transmission of the data signals through the optical fiber. In order to improve the conditions of the transmission, many novel modulation forms and schemes have been developed. In this thesis, we investigate D8PSK (Differential phase shift keying) modulation format, via the most principle elements. The increase of the data rate, the tolerance at signal distortions, the complexity of the elements of an optical network are the most important characteristics that we seek from a modulation format. In this thesis, we simulate two transmitter set-ups, at 40Gbaud that generate 8PSK signals, a time division multiplexer (OTDM) set-up from 40Gbaud to 160Gbaud, an all-optical demultiplexer set-up from 160Gbaud to 40Gbaud. At the simulations, we set the parameters of the VPI to equal values with the ones that we set at the real instruments at the photonic's laboratory. So, the results of the simulation are very realistic.

In the first part of the thesis, we implement two transmitters at 40Gbaud. The first transmitter is quite simple (it consists of tree phase modulators in a series) and the purpose of it's implementation is to introduce the 8PSK modulation format and the characteristics of it by presenting some diagrams. The second transmitter implements a novel method to generate the 8PSK signal and uses a Mach-Zehnder modulator. So, we make a brief description of this vary important element of the optical networks.

In the second part, we implement a method of multiplexing from 40Gbaud to 160Gbaud. The multiplexing occurs at the time field according to the OTDM method (Optical Time Division Multiplexing). The multiplexer that we used is quite simple but also efficient

and successful. We can conclude this from the diagrams of the characteristics of the signal at the output of the multiplexer.

In the third part we implement a novel method for demultiplexing from 160Gbaud to 40Gbaud. This method is all-optical and does not need the conversion of the optical signals to electrical for the signal processing and vice versa. This is very important because the presence of the electrical element does not allow us to take full advantage of the optical networks. The development of useful all-optical elements (like the demultiplexer) gives us the opportunity to develop optical networks at high rates (hundreds of Gb/sec). As a result we can satisfy the increasing needs of bandwidth.

Finally, we implement a receiver device at 40Gbaud by using an unbalanced Mach-Zehnder Interferometer which is often called Delay Interferometer DI. This device use direct detection for the demodulation of the input signal. So, there is no need of using a local carrier at the receiver, which decreases the complexity of the device and minimizes the bit error probability.

Key Words

differential phase modulation, Mach-Zehnder Interferometer, cross-phase modulation, time multiplexing, Sagnac Interferometer, direct detection, constellation diagram

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις ειλικρινείς μου ευχαριστίες σε όλους αυτούς τους ανθρώπους που συνέβαλλαν στην περάτωση της παρούσας Προπτυχιακής Διπλωματικής Εργασίας. Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Επιβλέποντα της εργασίας αυτής, τον κ. Αβραμόπουλο, για την πολύτιμη βοήθειά του και τη διαρκή υποστήριξή του κατά την εκπόνηση της παρούσας εργασίας καθώς και τη συμβολή του καθ'όλη τη διάρκεια των φοιτητικών μου χρόνων.

Ακόμα θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον διδάκτορα Μπουγιούκο Μάριο για την άμεση βοήθειά του, τις χρήσιμες συμβουλές του και την καθοδήγησή του καθ'όλα τα στάδια διεκπεραίωσης της εργασίας. Όπως επίσης και την συνάδελφό μου Σκιάνη Ευαγγελία, για τη δημιουργική υποστήριξή της κατά τη διάρκεια των σπουδών μου.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στην οικογένεια μου για την αμέριστη συμπαράσταση, βοήθεια και κυρίως κατανόηση και ανοχή κατά το χρονικό διάστημα των σπουδών μου, καθώς επίσης και το φιλικό μου περιβάλλον για την αγάπη και την εμπιστοσύνη τους όλα αυτά τα χρόνια.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	1
1.1	Γενικά	1
1.2	Οπτικά δίκτυα	4
1.3	οπτική ίνα	5
1.4	Θεωρία φωτός	9
1.5	Σκοπός	10
2	ΦΑΙΝΟΜΕΝΑ ΣΤΗΝ ΙΝΑ	15
2.1	Γενικά	15
2.2	Μηχανισμοί απωλειών	15
2.3	Φαινόμενα διασποράς	18
2.3.1	Χρωματική διασπορά	19
2.3.2	Διασπορά κυματοδηγού	22
2.3.3	Διασπορά τρόπων πόλωσης	22
2.3.4	Διασπορά τρόπων διάδοσης	23
2.4	Μη γραμμικά φαινόμενα διάδοσης	24
2.4.1	Αυτοδιαμόρφωση φάσης	26
2.4.2	Ετεροδιαμόρφωση φάσης	28
2.4.3	Μίξη τεσσάρων φωτονίων	30

2.4.4	Φαινόμενα σκέδασης	32
3	Μέθοδοι οπτικής διαμόρφωσης	36
3.1	Γενικά	36
3.2	Χρησιμότητα των μορφών διαμόρφωσης	38
3.3	Τεχνικές διαμόρφωσης	39
3.4	Η τεχνική διαμόρφωσης D8PSK	42
4	Περιγραφή του προγράμματος VPI	47
4.1	Στοιχεία της εξομοίωσης στο VPI	48
5	Κύριο Μέρος	64
5.1	Πηγή για τη δημιουργία οπτικού D8PSK διαμορφωμένου σήματος στα 40Gbaud	64
5.1.1	Διάταξη με χρήση τριών διαμορφωτών φάσης (Phase Modulators, Pm) σε σειρά	64
5.1.2	Σύστημα με χρήση nested Mach-Zender Modulator σε σειρά με διαμορφωτή φάσης PM	72
5.2	Οπτική πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (OTDM) για μετάβαση του D8PSK διαμορφωμένου σήματος από τα 40Gbaud στα 160Gbaud	77
5.3	Αμιγώς οπτική αποπολυπλεξία με χρήση συμβολομέτρου Sagnac για μετάβαση του D8PSK διαμορφωμένου σήματος στα 40Gbaud	80
5.4	Αμιγώς οπτική αποδιαμόρφωση και άμεση λήψη του D8PSK διαμορφωμένου σήματος στα 40Gbaud	89
6	Τελικά συμπεράσματα και μελλοντική έρευνα	102
6.1	Συμπεράσματα	102
6.2	Μελλοντική έρευνα	105
7	Παράρτημα	107

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Αύξηση τηλεπικοινωνιακής κίνησης	4
1.2	Πλάγια όψη μίας οπτικής ίνας	6
1.3	a)Μέθοδος Ράβδου-Σωλήνα b)Μέθοδος διπλής χοάνης	8
1.4	Τύποι οπτικών ινών	8
1.5	Διάδοση ακτίνων φωτός σε ίνα	10
2.1	Φάσμα απωλειών μίας οπτικής ίνας	17
2.2	Μεταβολή της παραμέτρου διασποράς D σε συνάρτηση με το μήκος κύματος για μονότροπη ίνα	21
2.3	Διασπορά κυματοδηγού. Διαφορετικά μήκη κύματος θα επηρεαστούν διαφορετικά από τους συντελεστές διάθλασης	22
2.4	Διασπορά τρόπων πόλωσης,φαινόμενο διπλοθλαστικότητας	23
2.5	Διάδοση ρυθμών σε πολυρυθμική ίνα	24
2.6	Επίδραση αυτοδιαμόρφωσης φάσης	28
2.7	Μίξη τεσσάρων φωτονίων	30
2.8	Μίξη τεσσάρων φωτονίων για σύστημα με 3 οπτικά πεδία	31
2.9	Raman scattering	33
2.10	Raman scattering σε WDM σύστημα	34
2.11	Brillouin scattering	34

3.1	Μέθοδος απευθείας διαμόρφωσης	37
3.2	Μέθοδος εξωτερικής διαμόρφωσης	38
3.3	Σχήματα NRZ και RZ	40
3.4	Πομπός BPSK σήματος και διάγραμμα αστερισμού του σήματος	41
3.5	Διάγραμμα αστερισμού ενός 16-QAM σήματος	42
3.6	Διάγραμμα αστερισμού ενός D8PSK σήματος	43
3.7	Πομπός D8PSK σήματος	44
3.8	Δέκτης D8PSK σήματος	45
4.1	Ακολουθία N bits που περιέχει m προπορευόμενο και n διαδεχόμενα bits μηδενικά bits	49
4.2	κωδικοποίηση NRZ	49
4.3	Εσωτερικά του Tx_Pulse	50
4.4	Διάταξη του ενισχυτή στην περίπτωση του power-controlled	53
4.5	Διάγραμμα του Mach-Zehnder διαμορφωτή	57
4.6	Εσωτερικό του Mach Zehnder Interferometer	60
4.7	Λειτουργία του τύπου PIN της φωτοδιόδου	62
5.1	Διάταξη πομπού A	65
5.2	Διάταξη πομπού A στο VPI	66
5.3	παλμοσειρά εισόδου	66
5.4	Διάγραμμα αστερισμού του PSK σήματος. Διάταξη πομπού A	67
5.5	Διάγραμμα αστερισμού του QPSK σήματος. Διάταξη πομπού A	69
5.6	Διάγραμμα αστερισμού του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού A	70
5.7	Μεταβάσεις στις φάσεις του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού A	71
5.8	Έξοδος πομπού A.Σήμα 8PSK	71
5.9	Διάγραμμα οφθαλμού του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού A	71

5.10 Διάταξη πομπού Β	72
5.11 Διάταξη πομπού Β στο VPI	72
5.12 Διάταξη Mach-Zehnder Modulator	74
5.13 Διάγραμμα αστερισμού του PSK σήματος. Διάταξη πομπού Β	76
5.14 Διάγραμμα αστερισμού του QPSK σήματος. Διάταξη πομπού Β	76
5.15 Διάγραμμα αστερισμού του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού Β	77
5.16 Μεταβάσεις στις φάσεις του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού Β	78
5.17 Έξοδος πομπού Β.Σήμα 8PSK	78
5.18 Διάγραμμα οφθαλμού του 8PSK σήματος. Πομπός Β	79
5.19 Διάταξη πολυπλέκτη	79
5.20 Μη γραμμικό συμβολόμετρο Sagnac	81
5.21 Διάταξη αποπολυπλέκτη	83
5.22 Διάγραμμα αστερισμού του αποπολυπλεγμένου σήματος	87
5.23 Έξοδος του αποπολυπλέκτη	88
5.24 Φάσμα του αποπολυπλεγμένου σήματος	88
5.25 Διάταξη δέκτη και αποδιαμορφωτή D8PSK σήματος	89
5.26 Διάταξη δέκτη και αποδιαμορφωτή D8PSK σήματος στο VPI	98
5.27 Κυματομορφή του ηλεκτρικού σήματος α που προκύπτει στην έξοδο του δεύτερου ανιχνευτή	99
5.28 Κυματομορφή του ηλεκτρικού σήματος b που προκύπτει στην έξοδο του δεύτερου ανιχνευτή	100
5.29 Διάγραμμα οφθαλμού του ηλεκτρικού σήματος a (512 samples per bit) . . .	100
5.30 Διάγραμμα οφθαλμού του ηλεκτρικού σήματος b(512 samples per bit) . . .	101

Κατάλογος Πινάκων

5.1	Πίνακας κωδικοποίησης κάθε συμβόλου από την αντίστοιχη φάση	70
5.2	Πίνακας αντιστοιχίας των τιμών των διαφορών φάσεων με τα σήματα εξόδου του δέκτη A,B,C ₁ , C ₂	98

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Γενικά

Από την αρχαιότητα, οι άνθρωποι αναζητούσαν μεθόδους και τεχνικές για να επικοινωνήσουν μεταξύ τους. Ός εκ τούτου, πολλά, ολοένα και πιο πολύπλοκα, συστήματα επικοινωνιών παρουσιάστηκαν μέχρι σήμερα. Καθένα από αυτά είχε σαν σκοπό την μεγαλύτερη αξιοπιστία αλλά και ταχύτητα στη μετάδοση από τα προγενέστερα του.

Ιδιαίτερα σημαντικά στην ανάπτυξη των επικοινωνιών αποδείχτηκαν τα οπτικά συστήματα επικοινωνιών τα οποία χρησιμοποιούν ως φέρον το φως. Η ιδέα της μετάδοσης πληροφορίας χρησιμοποιώντας ως φέρον το φως δεν είναι όμως καινούρια. Είναι ιστορικά καταγεγραμμένο ότι οι αρχαίοι Έλληνες χρησιμοποιούσαν σήματα φωτιάς τον 8^ο αιώνα π.Χ. για την αποστολή επείγοντων μηνυμάτων όπως έκκληση για βοήθεια ή και ανακοίνωση σημαντικών γεγονότων. Αυτή η πρώιμη, όμως, μορφή οπτικού συστήματος επικοινωνιών είχε τη δυνατότητα να μεταφέρει μόνο ένα μήνυμα τη φορά, η έννοια του οποίου ήταν προκαθορισμένη. Αλλά και μερικούς αιώνες αργότερα κατά τους Ελληνο-Περσικούς πολέμους πιστεύεται ότι οι Πέρσες χρησιμοποιούσαν σήματα καπνού για να επικοινωνήσουν σε μεγάλη απόσταση σε αντίθεση με τους Έλληνες που βασιζόνταν στους ...μαραθωνοδρόμους! Είναι επίσης

γνωστό ότι πολύ αργότερα στην Βόρεια Αμερική, οι φυλές των ινδιάνων χρησιμοποιούσαν ένα πολύ επιτυχημένο και αποτελεσματικό σύστημα επικοινωνιών βασισμένο σε σήματα καπνού.

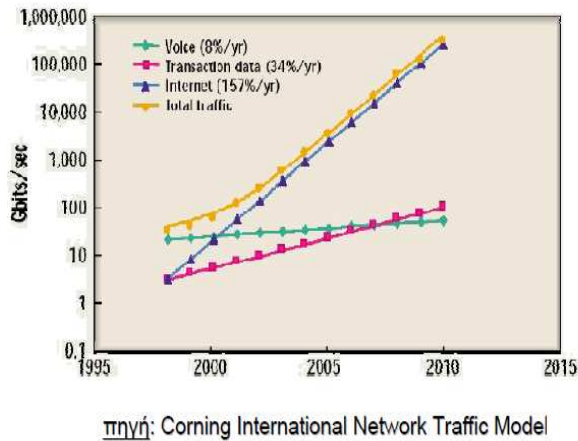
Η κατάσταση στις επικοινωνίες άλλαξε δραματικά κατά τον 19^ο αιώνα μ.Χ. με τις εφευρέσεις του ηλεκτρικού τηλέγραφου από τον Samuel Morse και κυρίως του τηλεφώνου από τον Alexander Graham Bell το 1876. Η ανάπτυξη όμως των οπτικών δικτύων δεν είχε σημειώσει καμμία πρόοδο μέχρι τότε. Η κατάσταση αυτή άρχισε να αλλάζει από τα μέσα της δεκαετίας του 60' με μια σειρά εφευρέσεων που σιγά σιγά έδωσαν στις οπτικές επικοινωνίες την μορφή που έχουν σήμερα. Πιο συγκεκριμένα και με χρονολογική σειρά:

- **1955** Ανακάλυψη οπτικής ίνας
- **1962** Ανακάλυψη laser ημιαγωγού
- **1965** Πρώτη χρήση οπτικής ίνας στις οπτικές τηλεπ/νίες με μεγάλη απώλεια ($> 20dB/Km$)
- **1972** Η Corning κατασκευάζει οπτική ίνα με απώλεια 4 db/Km
- **1977** Πρώτο σύστημα οπτικών τηλεπικοινωνιών (Σικάγο, ΗΠΑ)
- **1980** Η Bell Telephone Systems ανακοινώνει σχέδια για την κατασκευή του TAT-8 (του πρώτου δια-ατλαντικού δικτύου)
- **1987** Επιδεικνύονται ενισχυτές ίνας ερβίου (EDFA)
- **1990** Οι ενισχυτές ίνας ερβίου (EDFA) γίνονται εμπορικά διαθέσιμοι
- **Δεκαετία '90** Η ανάγκη να αυξηθεί η χωρητικότητα στην ίνα, οδηγεί στην εξέταση τεχνικών για πολυπλεξία κατά μήκος κύματος
- **1996-1999** Σχεδιάζονται και υλοποιούνται δια-ατλαντικά οπτικά δίκτυα (TAT 12/13, TAT 14, FlagAtlantic-1). Το TAT-14 ξεκινά το 1998 και αποτελεί ένα υποθαλάσσιο

έργο που θα παρέχει χωρητικότητα 640Gbps (αντίστοιχο με 8000000 τηλεφωνικά κυκλώματα!!!) δεδομένων. Το δίκτυο αυτό θα ενώνει χώρες της Ευρώπης (Αγγλία, Γαλλία, Δανία, Ολλανδία και Σουηδία) με τις ΗΠΑ. Το 1999 ανακοινώνεται η έναρξη του έργου FlagAtlantic-1 που αφορά το πρώτο δι-ατλαντικό πολύ-Tbit δίκτυο και ενώνει ΗΠΑ, Γαλλία, Αγγλία. Η διέλευση του FlagAtlantic-1 φτάνει τα 5 Tbit/s και περιλαμβάνει 297 επαναλήπτες

- **2000** Ανακοινώνεται η έναρξη του FlagPacific-1 που θα μεταφέρει συνολικά 10.24 Tbit/s δεδομένα σε ένα μήκος 24000 Km αποτελούμενο από 447 επαναλήπτες
- **2001** Ανακοινώνεται η έναρξη του έργου Apollo. Θα έχει μήκος 13000 Km και θα ενώνει ΗΠΑ, Αγγλία και Γαλλία μεταφέροντας 3.2 Tbit/s. Είναι WDM δίκτυο και χρησιμοποιεί 80 κανάλια των 10Gbit/s
- **2002** Το FlagPacific-1 και το Apollo είναι εμπορικά διαθέσιμα

Όλες αυτές οι επινοήσεις οδήγησαν σε μία ασυνήθιστη βελτίωση και αύξηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης και της απόστασης μετάδοσης. Έτσι, η οπτική τεχνολογίαεδραιώθηκε και απέκτησε καίρια θέση στο μέλλον των τηλεπικοινωνιακών δικτύων. Παρόλα αυτά, καθώς οι απαιτήσεις για μεγαλύτερο εύρους ζώνης και για νέες εφαρμογές συνεχίζουν να αυξάνονται με αλματώδη ρυθμό η δυνατότητα των ηλεκτρικών δικτύων να υποστηρίξουν υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων μέσω των συνδέσεων οπτικών ινών, πλησιάζει τα φυσικά τους όρια. Επιπλέον η φύση των μεταδόσεων αλλάζει από τις σταθερού ρυθμού υπηρεσίες φωνής σε ανάλογες δεδομένων εκρηκτικής ροής. Η κίνηση που διακομίζεται σε ένα backbone δίκτυο μπορεί να είναι κίνηση κυκλώματος (TDM φωνή και fax), κίνηση πακέτων (IP), ή κίνηση κελιού (ATM και Frame Relay). Άλλωστε, υπάρχει μία αυξανόμενη αναλογία στα δεδομένα με καθυστέρηση όπως η φωνή πάνω σε IP και στα διαμοιραζόμενα βίντεο. Αυτή η κατάσταση είναι η κινητήρια δύναμη για την εξέλιξη των οπτικών επικοινωνιών ενώ ταυτόχρονα καθορίζει και τα επιθυμητά γνωρίσματα των μελλοντικών οπτικών δικτύων.



Σχήμα 1.1: Αύξηση τηλεπικοινωνιακής κίνησης

Παρατηρούμε από το παραπάνω σχήμα ότι υπάρχει μια απαίτηση για συνεχή αύξηση της ταχύτητας μετάδοσης. Την απαίτηση αυτή φαίνεται ότι μπορεί να καλύψει η οπτική τεχνολογία.

1.2 Οπτικά δίκτυα

Όπως είπαμε παραπάνω, τα οπτικά δίκτυα φαίνεται ότι μπορούν να καλύψουν την ανάγκη αύξησης της χωρητικότητας των δικτύων. Ο λόγος είναι ότι το μέσο διάδοσης που χρησιμοποιούν έχει, όπως θα δούμε παρακάτω, τεράστιες δυνατότητες συγκριτικά με το χαλκό ή άλλα μέσα μετάδοσης. Συγκεκριμένα, προσφέρει πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης για αποδοτική μετάδοση και παράλληλα εμφανίζεται πιο ανθεκτικό μέσο σε ανεπιθύμητα φαινόμενα. Γι' αυτό το λόγο τα οπτικά δίκτυα έχουν κυρίαρχη θέση στις τηλεπικοινωνίες σήμερα. Οι δυνατότητες εύρους ζώνης που προσφέρουν δεν έχουν "φθάσει" ακόμα στα σπίτια μας, καθώς το εύρος ζώνης που μας διατίθεται περιορίζεται από το χαλκό που μας

συνδέει με το δίκτυο κορμού.

Στις μέρες μας τα οπτικά δίκτυα έχουν εξελιχθεί στα λεγόμενης δεύτερης γενιάς. Στην πρώτη γενιά δικτύων, μόνο η λειτουργία της μετάδοσης των δεδομένων επιτελούνταν στο οπτικό πεδίο. Η μεταγωγή, για παράδειγμα, αλλά και οι υπόλοιπες λειτουργίες του δικτύου εκτελούνταν από ηλεκτρονικά κυκλώματα. Είναι προφανές ότι τα δίκτυα πρώτης γενιάς απαιτούσαν την συνεχή μετατροπή των σημάτων από το οπτικό πεδίο (έτσι όπως μεταδίδονταν στην οπτική ίνα δηλαδή) στο ηλεκτρικό πεδίο και αντίστροφα, κάτι που δεν επέτρεπε στα δίκτυα αυτά να εξαντλήσουν τα περιθώρια εκμετάλλευσης του ρυθμού μετάδοσης που υπόσχονταν η οπτική ίνα. Αντίθετα, στα δίκτυα δεύτερης γενιάς πολλές από τις λειτουργίες του δικτύου, όπως η δρομολόγηση ή άλλες “ευφυείς” λειτουργίες, πραγματοποιούνται στο οπτικό πεδίο.

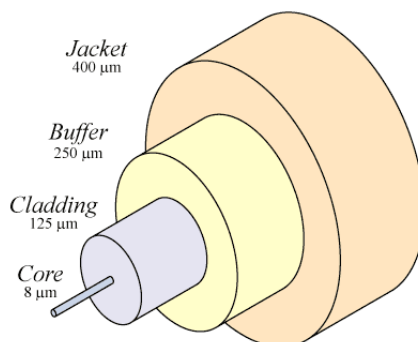
Στην περίπτωση των αμιγώς οπτικών δικτύων, όλες οι λειτουργίες του δικτύου πραγματοποιούνται στο οπτικό πεδίο. Τα δίκτυα αυτά αξιοποιούν όσο γίνεται πιο φυσικά το μεγάλο εύρος ζώνης και το χαμηλό ρυθμό σφαλμάτων της ίνας καθώς οι διάφορες συνδέσεις γίνονται μέσω ενός ενιαίου φυσικού φορέα, χωρίς να διακόπτονται από οπτοηλεκτρονικές μετατροπές. Έτσι, ξεφεύγουμε από τους περιορισμούς ταχύτητας των διαθέσιμων ηλεκτρονικών στα σημεία διασύνδεσης. Αναμφίβολα, λοιπόν, τα αμιγώς οπτικά δίκτυα είναι το μέλλον των οπτικών επικοινωνιών.

1.3 οπτική ίνα

Το βασικότερο “όπλο” των οπτικών δικτύων είναι το μέσο μετάδοσής τους, δηλαδή η οπτική ίνα. Εν συγκρίσει με το καλώδιο του χαλκού ή την ασύρματη μετάδοση, η οπτική ίνα παρέχει την δυνατότητα μετάδοσης που χαρακτηρίζεται από χαμηλές απώλειες σε ένα πραγματικά τεράστιο φάσμα συχνοτήτων. Το φασματικό αυτό εύρος μετάδοσης είναι της τάξης των 25 *Thz* και είναι τάξεις μεγέθους μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης οποιουδήποτε

άλλου μέσου μετάδοσης. Έτσι η οπτική ίνα μας δίνει τη δυνατότητα να μεταδίδουμε ένα οπτικό σήμα σε πολύ μεγάλους ρυθμούς και σε μεγάλες αποστάσεις πριν να υπάρξει η ανάγκη οπτικής ενίσχυσής του ή αναγέννησής του.

Τα καλώδια οπτικών ινών είναι παρόμοια με τα ομοαξονικά καλώδια με εξαίρεση το πλέγμα. Όπως βλέπουμε και στο σχήμα 1.2 (η οπτική ίνα όπως φαίνεται από το πλάι) , στο κέντρο βρίσκεται ένας γυάλινος πυρήνας (core) μέσω του οποίου διαδίδεται το φως. Στις πολύτροπες ίνες ο πυρήνας έχει συνήθως διάμετρο 50 micron, δηλαδή έχει περίπου το πάχος μίας ανθρώπινης τρίχας. Στις μονότροπες ίνες ο πυρήνας έχει διάμετρο 8 έως 10 micron. Ο πυρήνας περικλείεται από μία γυάλινη επικάλυψη (cladding) η οποία έχει χαμηλότερο δείκτη διάθλασης από τον πυρήνα, έτσι ώστε όλο το φως να παραμένει στον πυρήνα. Στη συνέχεια υπάρχει ένα λεπτό πλαστικό κάλυμμα (buffer) για προστασία της επικάλυψης. Οι οπτικές ίνες συνήθως ομαδοποιούνται σε δέσμες οι οποίες προστατεύονται από ένα εξωτερικό περίβλημα (jacket).



Σχήμα 1.2: Πλάγια όψη μίας οπτικής ίνας

Η οπτική ίνα κατασκευάζεται από γυαλί το οποίο με τη σειρά του κατασκευάζεται από άμμο -μια φτηνή πρώτη ύλη που είναι διαθέσιμη σε απεριόριστες ποσότητες. Ο τρόπος παραγωγής της, εξαρτάται από την εφαρμογή για την οποία προορίζεται η ίνα. Τα υλικά που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή τους ποικίλουν ανάλογα με το δείκτη διάθλασης του πυρήνα καθώς και την επιλεγείσα φασματική περιοχή ελάχιστης απορρόφησης. Η τυπική συνταγή του μείγματος που χρησιμοποιείται για την κατασκευή των οπτικών ινών,

αποτελείται από οξειδία του πυριτίου, βορίου, φωσφόρου, αλουμινίου, γερμανίου και νατρίου. Το σημαντικό στην παραγωγή της ίνας και στον έλεγχο του επιθυμητού δείκτη διάθλασης είναι η εξαιρετική καθαρότητα των προσμίξεων αυτών των υλικών.

Στην περίπτωση ινών για οπτικές εφαρμογές η βασική τεχνική παραγωγής βασίζεται στη μέθοδο Ράβδου-Σωλήνα (α από σχήμα 1.3), όπου μπορεί ταυτόχρονα να εφελκυστεί ένα ζεύγος συστατικών (με διαφορετικούς δείκτες διάθλασης). Η χημική αντίδραση σε κατάλληλη θερμοκρασία του κλιβάνου δίνει τη μορφή της ίνας.

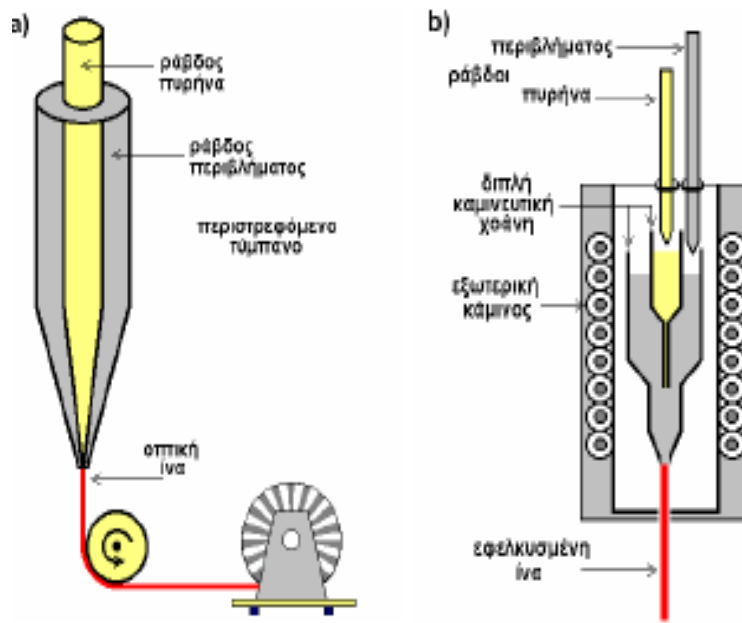
Πρόκειται για ένα γυάλινο κύλινδρο μήκους $0.5 - 2m$, από τον οποίο στη συνέχεια προέρχεται ένα κομμάτι συνεχούς οπτικής ίνας μήκους μερικών χιλιομέτρων. Η αρχική μορφή τοποθετείται σε κατακόρυφη θέση σε “πύργο” όπου η άκρη της αρχίζει σε κατάλληλη θερμοκρασία να λιώνει. Από αυτήν την άκρη γίνεται ο εφελκυσμός της ίνας από ένα περιστρεφόμενο τύμπανο ελεγχόμενης ταχύτητας.

Στην περίπτωση που οι ίνες προορίζονται για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές χρησιμοποιείται η μέθοδος της διπλής χοάνης (b από σχήμα 1.3). Σε τέτοιες εφαρμογές απαιτείται η βαθμιαία κατανομή του δείκτη διάθλασης μέσα στον πυρήνα (graded-index fiber). Η πρώτη χοάνη (όπως φαίνεται στο σχήμα 1.3) περιέχει το υλικό του πυρήνα και τοποθετείται μέσα στη δεύτερη που περιέχει το υλικό του περιβλήματος. Εντός της καμίνου τα υλικά τήκονται. Τα στόμια και των δύο χοανών βρίσκονται στην ίδια κατακόρυφο και καθώς το υλικό του πυρήνα ρέει προς τα κάτω (εξ' αιτίας της βαρύτητας) συμπαρασύρει και το υλικό του περιβλήματος, δημιουργώντας την ίνα.

ΤΥΠΟΙ ΟΠΤΙΚΩΝ ΙΝΩΝ

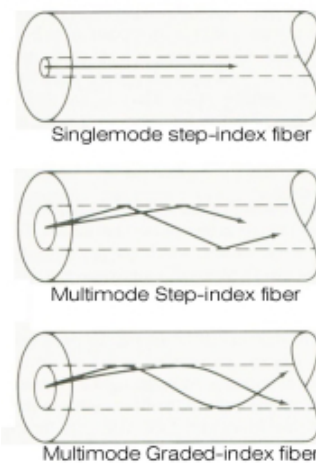
Υπάρχουν 3 βασικοί τύποι οπτικών ινών:

- πολύτροπες ίνες με βαθμωτό δείκτη διάθλασης
- πολύτροπες ίνες με βηματικό δείκτη διάθλασης
- μονότροπες ίνες με βηματικό δείκτη διάθλασης



Σχήμα 1.3: a) Μέθοδος Ράβδου-Σωλήνα b) Μέθοδος διπλής χοάνης

Μια πολύτροπη ίνα μπορεί να μεταδίδει πολλές διαφορετικές ακτίνες (ακτίνες με διαφορετικό τρόπο) ταυτόχρονα ενώ μία μονότροπη ίνα μπορεί να μεταδίδει μόνο ένα τρόπο. Οι τρεις τύποι φαίνονται στο σχήμα 1.4:



Σχήμα 1.4: Τύποι οπτικών ινών

Η διαφορά ανάμεσα στις ίνες με βαθμωτό δείκτη διάθλασης και βηματικό δείκτη διάθλασης

είναι ότι στην ίνα με βαθμωτό δείκτη διάθλασης, ο δείκτης διάθλασης του πυρήνα μεταβάλλεται με την απόσταση από τον άξονα της ίνας ενώ στην ίνα με βηματικό δείκτη διάθλασης, ο δείκτης διάθλασης του πυρήνα παραμένει ίδιος κατά μήκος της ίνας.

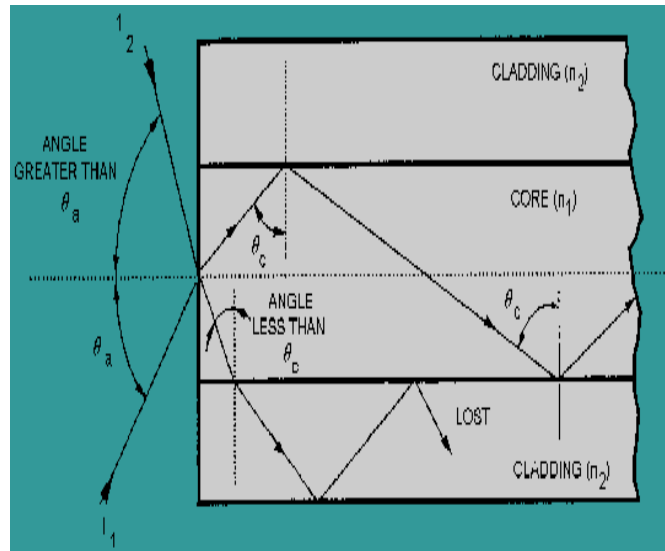
Καθώς οι μονότροπες ίνες μεταδίδουν φως σε ένα πλήρως καθορισμένο μονοπάτι (το φως διαδίδεται σε ευθεία γραμμή) δεν υποφέρουν από διασπορά τρόπων μετάδοσης, κάτι που επιτρέπει στις ίνες αυτές να λειτουργούν σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης από τις πολύτροπες ίνες. Είναι όμως πιο ακριβές από τις πολύτροπες ίνες, οι οποίες υποφέρουν από διασπορά τρόπων μετάδοσης αφού μεταδίδουν ακτίνες με διαφορετικούς τρόπους ταυτόχρονα. Ως εκ τούτου συχνά επιλέγουμε τις πιο αποδοτικές από πλευράς κόστους, πολύτροπες ίνες.

1.4 Θεωρία φωτός

Όπως αναφέραμε και στην αρχή του κεφαλαίου, τα οπτικά συστήματα επικοινωνιών χρησιμοποιούν ως φέρον το φως. Το φως είναι ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία και συγκεκριμένα ακτινοβολία το μήκος κύματος της οποίας ανήκει στο ορατό φάσμα (περίπου 400-700nm). Εμείς όμως θα χρησιμοποιήσουμε την ευρεία έννοια του φωτός, δηλαδή της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας οποιουδήποτε μήκους κύματος είτε στο ορατό φάσμα είτε όχι.

Η ιδιότητα του φωτός που μας ενδιαφέρει στη μετάδοση διαμέσου των οπτικών ινών είναι η διάθλαση. Όταν μία ακτίνα φωτός περνά από ένα μέσο σε ένα άλλο (με διαφορετικό δείκτη διάθλασης προφανώς) πχ. από το τηγμένο πυρίτιο στον αέρα, η ακτίνα διαθλάται (κάμπτεται) στο όριο ανάμεσα στο πυρίτιο και τον αέρα. Το μέγεθος της διάθλασης εξαρτάται από τις ιδιότητες των δύο μέσων και συγκεκριμένα τους δείκτες διάθλασής τους. Για γωνίες πρόσπτωσης μεγαλύτερες από μία κρίσιμη τιμή, το φως διαθλάται πίσω στο πυρίτιο χωρίς να διαφεύγει τίποτα στον αέρα. Έτσι μία ακτίνα φωτός που προσπίπτει στο όριο μεταξύ πυρήνα και της γυάλινης επικάλυψής του η οποία έχει χαμηλότερο δείκτη

διάθλασης (βλ. 1.5 με την κρίσιμη γωνία ή μεγαλύτερη παγιδεύεται μέσα στην οπτική ίνα και μπορεί να διαδίδεται για πολλά χιλιόμετρα χωρίς ουσιαστικές απώλειες.



Σχήμα 1.5: Διάδοση ακτίνων φωτός σε ίνα

1.5 Σκοπός

Η εργασία αυτή αποτελεί προϊόν της προσπάθειας που γίνεται τα τελευταία χρόνια στον τομέα της φωτονικής, για τη δημιουργία καινοτόμων σχημάτων διαμόρφωσης, ικανά να αυξήσουν την χωρητικότητα δεδομένων των οπτικών μεταφορών. Για το λόγο αυτό έχουν μελετηθεί σχήματα διαμόρφωσης, πιο εξελιγμένα από την απλοϊκή δυαδική διαμόρφωση. Αν και η πολυπλοκότητα του συστήματος αυξάνεται συνήθως μαζί με την πολυπλοκότητα του σχήματος διαμόρφωσης, τα πλεονεκτήματα που προσφέρει είναι πολλά. Αυτό που στην παρούσα διπλωματική εργασία επιζητούμε είναι η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης.

Παράλληλα επιδιώκουμε την υλοποίηση συστημάτων που χρησιμοποιούν μόνο οπτικά στοιχεία καθώς, μέχρι σήμερα, ο σημαντικότερος ανασταλτικός παράγοντας στην πλήρη εκμετάλλευση των ιδιοτήτων των οπτικών δικτύων ήταν η ανάγκη μετατροπής των οπτικών

σημάτων σε ηλεκτρικά για την επεξεργασία τους. Η διαδικασία αυτή μειώνει κατά πολύ τον ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων. Ως εκ τούτου, δεν μπορούμε να εκμεταλλευτούμε στο έπακρο τις υψηλές δυνατότητες των οπτικών ινών, του μέσου μετάδοσης δηλαδή που χρησιμοποιούμε στα οπτικά δίκτυα. Για το λόγο αυτό, γίνεται προσπάθεια αντικατάστασης των ηλεκτρικών στοιχείων που χρησιμοποιούμε στα οπτικά δίκτυα, από αμιγώς οπτικά στοιχεία.

Με βάση τα παραπάνω, μελετούμε στην παρούσα εργασία το σχήμα οπτικής διαμόρφωσης D8PSK (Differential Phase Shift Keying) το οποίο εμφανίζει πολύ υψηλή φασματική απόδοση όπως θα διαπιστώσουμε και κατά τη διάρκεια της εργασίας αλλά και ανοχή στις μη γραμμικότητες της ίνας όπως και στους υπόλοιπους ανασταλτικούς παράγοντες μετάδοσης.

Επίσης, μοντελοποιούμε δύο διατάξεις πομπών OD8PSK σημάτων στα 40Gbaud. Η ταχύτητα αυτή επιλέχθηκε με βάση τις ταχύτητες λειτουργίας των διάφορων διατάξεων πομπών στο εργαστήριο φωτονικών επικοινωνιών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, οι οποίες δεν ξεπερνούν τα 40Gbaud. Με τον τρόπο αυτό, η μοντελοποίηση του πομπού που επιχειρήσαμε μέσα από το προσομοιωτικό πρόγραμμα VPI (θα αναφερθούμε αναλυτικά σε αυτό στο κεφάλαιο 4 της εργασίας) πραγματοποιήθηκε σε μία ρεαλιστική βάση και άρα τα αποτελέσματα που προκύπτουν από αυτή, προσεγγίζουν σε πολύ μεγάλο βαθμό τα αποτελέσματα που θα προέκυπταν από ένα αντίστοιχο πείραμα στο εργαστήριο. Η πρώτη διάταξη που υλοποιήσαμε, αποτελείται από τρεις διαμορφωτές στη σειρά (δηλαδή, η έξοδος του ενός αποτελεί την είσοδο του άλλου) στους οποίους εισάγουμε τρεις δυαδικές ακολουθίες, οι οποίες διαμορφώνουν το οπτικό φέρον. Ο λόγος που παραθέτουμε την απλή αυτή υλοποίηση είναι για να εισάγουμε τον αναγνώστη στα χαρακτηριστικά της διαμόρφωσης φάσης 8-επιπέδων (δηλαδή την 8PSK διαμόρφωση) αλλά και για να δείξουμε ότι η πολυπλοκότητα του πομπού ενός εξελιγμένου σχήματος διαμόρφωσης μπορεί να είναι πολύ μικρή και άρα συγκρίσιμη με την πολυπλοκότητα πομπών λιγότερο εξελιγμένων σχημάτων διαμόρφωσης. Η δεύτερη διάταξη αποτελεί μία πιο συχνά χρησιμοποιούμενη

διάταξη πομπού. Κύριο στοιχείο αυτής είναι ο διαμορφωτής Mach-Zehnder, ένα στοιχείο που εφαρμόζεται σε πλειάδα οπτικών συστημάτων με διαφορετικές εφαρμογές. Ως εκ τούτου, μέσα από αυτή την υλοποίηση δίνουμε την δυνατότητα στον αναγνώστη να γνωρίσει το σημαντικό αυτό στοιχείο της φωτονικής τεχνολογίας. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα από τις μετρήσεις στα σήματα στις εξόδους των πομπών συμπεραίνουμε αν ήταν επιτυχημένη η μέθοδος διαμόρφωσης που χρησιμοποιήσαμε. Να σημειώσουμε ότι οι διατάξεις πομπών που υλοποιήσαμε, μεταδίδουν 8PSK σήματα και όχι διαφορικά 8PSK, κάτι που, πολύ απλά, θα ίσχυε αν το σήμα στην είσοδο του πομπού ήταν διαφορικό. Για λόγους απλοποίησης δεν συμπεριλάβαμε στην μοντελοποίηση (μέσω του προγράμματος VPI) έναν κωδικοποιητή στην είσοδο του πομπού που θα μετέτρεπε το προς μετάδοση σήμα σε διαφορικό 8PSK σήμα.

Η εργασία μας όμως δεν περιορίζεται μόνο στην πλευρά του πομπού. Στο τελευταίο μέρος, παρουσιάζουμε μία διάταξη δέκτη σημάτων D8PSK. Ο δέκτης που μοντελοποιήσαμε είναι μία διάταξη αποδοτική και ταυτόχρονα μικρής πολυπλοκότητας. Βασίζεται στο συμβολόμετρο Mach-Zehnder, ένα στοιχείο που χρησιμοποιείται σε πολλές εφαρμογές της φωτονικής τεχνολογίας και για το λόγο αυτό περιγράφεται λεπτομερώς η λειτουργία του στην παρούσα εργασία. Επίσης, καθώς ο δέκτης αποτελεί την τελική βαθμίδα του συστήματος, συμπεραίνουμε βάσει των οπτικών σημάτων στην είσοδό του και των ηλεκτρικών σημάτων στην έξοδό του την επιτυχημένη ή μη λειτουργία του συστήματος που υλοποιήσαμε.

Στα πλαίσια της έρευνας για αμιγώς οπτικά στοιχεία των οπτικών δικτύων, υλοποιήσαμε έναν αμιγώς οπτικό πολυπλέκτη (από τα 40Gbaud στα 160 Gbaud) και έναν αμιγώς οπτικό αποπολυπλέκτη (από τα 160Gbaud στα 40 Gbaud). Όπως και στα υπόλοιπα στοιχεία οι ταχύτητες στις οποίες πραγματοποιήσαμε την μοντελοποίηση βασίζεται σε ρεαλιστικές τιμές λειτουργίας στο εργαστήριο φωτονικής. Καθώς δεν υπάρχει η δυνατότητα δημιουργίας πομπού στο εργαστήριο που να μεταδίδει σήμα στα 160Gbaud. Ως εκ τούτου, για να φθάσουμε σε αυτή την ταχύτητα χρησιμοποιήσαμε την μέθοδο της πολυπλεξίας

στο πεδίο του χρόνου και έτσι το πολυπλεγμένο σήμα που προκύπτει είναι στα 160Gbaud. Αντίστοιχα, οι δέκτες του εργαστηρίου λειτουργούν στα 40Gbaud. Για το λόγο αυτό πρέπει να αποπολυπλέξουμε το σήμα ώστε το σήμα που θα προκύψει και θα εισέλθει στον δέκτη να είναι στα 40Gbaud. Παράλληλα, όμως, σκοπός μας ήταν, όπως είπαμε και προηγουμένως, να υλοποιήσουμε δύο αμιγώς οπτικές διατάξεις πολυπλεξίας και αποπολυπλεξίας σήματος. Η μέθοδος πολυπλεξίας είναι αρκετά απλή και βασίζεται στην μέθοδο πολυπλεξίας OTDM (Optical Time Division Multiplexing). Η υλοποίηση της, αν και απλή είναι αρκετά αποδοτική και χρησιμοποιεί μόνο στοιχεία που εισάγουν χρονική καθυστέρηση, τα οποία προσαρμόσαμε κατάλληλα για τις απαιτήσεις της εφαρμογής μας. Αντίθετα η διαδικασία της αποπολυπλεξίας που ακολουθήσαμε ήταν πιο σύνθετη και ιδιαίτερα πρωτοποριακή. Βασίζεται στο συμβολόμετρο Sagnac, ένα στοιχείο με τεράστια εφαρμογή στην φωτονική τεχνολογία. Σκοπός μας ήταν η μοντελοποίηση μιας διάταξης αποπολυπλεξίας που θα λειτουργούσε μόνο με οπτικά στοιχεία ώστε να μην είναι απαραίτητη η μετατροπή των οπτικών σημάτων σε ηλεκτρικά για την αποπολυπλεξία τους μια διαδικασία που όχι μόνο θα ήταν ιδιαίτερα χρονοβόρα αλλά κυρίως θα είχε επίδραση στην ταχύτητα λειτουργίας του συστήματος. Η διάταξη που υλοποιήσαμε, όμως, μπορεί να αποπολυπλέξει το σήμα στο οπτικό πεδίο και σε πολύ μεγάλες ταχύτητες (εκμεταλλεύμενη όπως θα δούμε αναλυτικά παρακάτω το φαινόμενο KERR). Έτσι, συμβάλλει στην ανάπτυξη ενός πλήρως οπτικού δικτύου το οποίο θα λειτουργεί σε πολύ μεγάλο ρυθμό μετάδοσης (μεγαλύτερο από 100Gbaud). Σκοπός μας, ακόμα, είναι, όπως και στις υπόλοιπες διατάξεις που υλοποιήσαμε, να περιγράψουμε αναλυτικά στον αναγνώστη τις αρχές λειτουργίας του συμβολόμετρου Sagnac του σημαντικότερου, δηλαδή, στοιχείου της διάταξης.

Σύμφωνα με τα παραπάνω η διάρθρωση της εργασίας είναι η ακόλουθη. Στο κεφάλαιο 2 περιγράφουμε τα διάφορα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στην ίνα κατά τη διάρκεια της μετάδοσης και τα οποία θα μας απασχολήσουν στην παρούσα εργασία είτε ως ανασταλτικοί παράγοντες για τη μετάδοση του σήματος (π.χ. απόσβεση ισχύος στην ίνα) είτε θα

τα εκμεταλλευτούμε για να πετύχουμε την επιθυμητή λειτουργία κάποιας διάταξης (π.χ. ετεροδιαμόρφωση φάσης). Στο κεφάλαιο 3 περιγράφουμε διάφορες μεθόδους διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται εκτενώς σήμερα και φυσικά την μέθοδο D8SPK με την οποία κατά κόρον θα ασχοληθούμε στην παρούσα εργασία. Στο κεφάλαιο 4 περιγράφουμε την πλατφόρμα εξομοίωσης οπτικών δικτύων VPItransmissionMaker & VPIcomponentMaker 8.0 (τις παραμέτρους και τα διάφορα στοιχεία που χρησιμοποιήσαμε) στην οποία εξομοιώσαμε τις διάφορες διατάξεις που υλοποιήσαμε. Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζουμε τις διατάξεις που μοντελοποιήσαμε. Συγκεκριμένα στο κεφάλαιο 4.1 περιγράφουμε τις διατάξεις των πομπών, στο κεφάλαιο 4.2 την διάταξη του πολυπλέκτη, στο κεφάλαιο 4.3 την διάταξη του αποπολυπλέκτη και στο κεφάλαιο 4.4 την διάταξη του δέκτη. Στο κεφάλαιο 5 συνοψίζουμε τα τελικά συμπεράσματά μας και κάνουμε μία αναφορά στις δυνατότητες που υπάρχουν για μελλοντική έρευνα πάνω στο αντικείμενο της εργασίας μας αλλά και στις δυνατότητες επέκτασης αυτής. Τέλος, στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζουμε τα αρχεία που υλοποιήσαμε στο πρόγραμμα Matlab και μας βοήθησαν στην εργασία μας.

Συνοψίζοντας, σκοπός της εργασίας μας είναι η παρουσίαση του προηγμένου σχήματος διαμόρφωσης D8PSK, η μοντελοποίηση διατάξεων πομπού που διαμορφώνουν σήματα κατά D8PSK και διάταξης δέκτη που αποδιαμορφώνει σήματα D8PSK αλλά και η μοντελοποίηση αμιγώς οπτικών διατάξεων πολυπλεξίας και αποπολυπλεξίας σε υψηλές ταχύτητες.

Κεφάλαιο 2

ΦΑΙΝΟΜΕΝΑ ΣΤΗΝ ΙΝΑ

2.1 Γενικά

Όπως κάθε γραμμή μεταφοράς έτσι και η ίνα δεν είναι ιδανική. Στην ίνα συγκεκριμένα το σήμα αλλοιώνεται λόγω:

- απόσβεσης ίνας (απώλειες οπτικής ισχύος)
- διασποράς (αλλοίωση σχήματος παλμού)

2.2 Μηχανισμοί απωλειών

Οι απώλειες οπτικής ισχύος που μπορεί να εισάγει μία οπτική ίνα κατά την μετάδοση της πληροφορίας αποτελούν ένα πολύ σημαντικό παράγοντα στη σχεδίαση ενός φωτονικού δικτύου. Η παράμετρος αυτή θα καθορίσει το αν και που θα χρειαστούν οπτικοί ενισχυτές, καθώς επίσης και τι ισχύ θα παρέχουν, ώστε η τελική μέση ισχύς του σήματος που καταφθάνει στο δέκτη να είναι αρκετή για να το αναγνωρίσει πλήρως, να είναι δηλαδή μεγαλύτερη από την ευαισθησία του δέκτη (ελάχιστη τιμή ισχύος, έστω P_r την οποία

μπορεί να αναγνωρίσει ο οπτικός δέκτης). Στις σύγχρονες τηλεπικοινωνίες έχουμε καταφέρει να κατασκευάσουμε ίνες με εξασθένιση $0.2\text{dB}/\text{km}$ για ένα παράθυρο μηκών κύματος γύρω από τα $1.55\mu\text{m}$. Η εξασθένιση αυτή του σήματος μειώνει την οπτική ισχύ του χωρίς όμως να επηρεάζει τη μορφή του.

Το μέτρο για την απώλεια της οπτικής ισχύος που κυματοδηγείται μέσα από την οπτική ίνα αποτελεί ο συντελεστή εξασθένισης που τον συμβολίζουμε με a . Το φαινόμενο αυτό περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$\frac{dP}{dz} = -aP \quad (2.1)$$

όπου P είναι η κυματοδηγούμενη οπτική ισχύς. Η εξασθένιση που εισάγει η οπτική ίνα προκαλεί εκθετική μείωση του φωτός κατά τη διάδοση του κάτι που φαίνεται με ολοκλήρωση του παραπάνω τύπου:

$$P(z) = P(0)e^{-Az} \quad (2.2)$$

όπου $P(z)$ η ισχύς σε μήκος z της ίνας, $P(0)$ η ισχύς σήματος στην είσοδο της ίνας. Η εξασθένιση, τώρα, σε μία οπτική ίνα μετράται ανά μονάδα μήκους της ίνας, άρα όσο περισσότερο μήκος ίνας τόσο μεγαλύτερη είναι η συνολική απώλεια. Άρα σε διάδοση μέσα από οπτική ίνα μήκους L σε km , η εξασθένιση σε dB είναι:

$$a(\text{dB}/\text{Km}) = -\frac{10}{L} \log\left(\frac{P(0)}{P(L)}\right) = 10 \log(e^{AL}) \quad (2.3)$$

(έχοντας κάνει και χρήση της μετατροπής $\log x = \frac{\ln x}{\ln 10}$). Οπότε, αν P_{in} η αρχική ισχύς που εισάγεται σε μία ίνα μήκους L τότε σύμφωνα με τα παραπάνω στην έξοδο της ίνας θα πάρουμε ισχύ P_{out} που θα είναι:

$$P_{out}(t) = P_{in} - aL \quad (2.4)$$

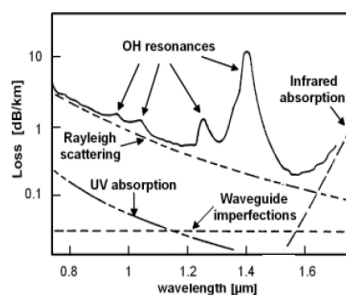
όπου στο a θα αναφερόμαστε και ως απώλεια ίνας.

Η απώλεια της ίνας εξαρτάται κυρίως από το μήκος κύματος του διαδιδόμενου οπτικού σήματος κάτι που φαίνεται και στο σχήμα 2.1. Στο σχήμα αυτό παρατηρούμε ότι οι απώλειες παρουσιάζουν ελάχιστο κοντά στην περιοχή του $\lambda=1.55\mu\text{m}$ όπου είναι 0.2dB/Km ενώ ένα δεύτερο παράθυρο με χαμηλές απώλειες βρίσκεται στα $1.33\mu\text{m}$.

Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι στη συνολική εξασθένιση της οπτικής ίνας που μελετούμε συνεισφέρουν διάφοροι μηχανισμοί απωλειών. Πιο συγκεκριμένα οι μηχανισμοί απωλειών είναι:

- Απορρόφηση υλικού
- Σκέδαση Rayleigh
- Ανομοιομορφίες κυματοδηγού

Ο μηχανισμός της απορρόφησης εξαρτάται αποκλειστικά από το υλικό και την καθαρότητά του. Οφείλεται σε ανομοιομορφίες του ίδιου του υλικού (εξωγενής απορρόφηση από άτομα ανεπιθύμητων προσμίξεων), σε δευτερεύοντες φυσικούς μηχανισμούς, που σχετίζονται με τις ηλεκτρονικές μεταπτώσεις αλλά και με τις δονήσεις των μορίων του υλικού κατά την



Σχήμα 2.1: Φάσμα απωλειών μίας οπτικής ίνας

αλληλεπίδρασή του με το οπτικό κύμα (ενδογενής απορρόφηση από άτομα υλικού της ίνας).

Η σκέδαση Rayleigh προκύπτει από τοπικές μικρομεταβολές στην πυκνότητα του υλικού μέσου. Πιο συγκεκριμένα, κατά την κατασκευή της οπτικής ίνας τα μόρια του πυριτίου κινούνται αφού βρίσκονται ακόμα σε ρευστή κατάσταση με αποτέλεσμα κατά την στερεοποίησή τους το υλικό μέσο που προκύπτει να μην έχει ομοιόμορφη πυκνότητα, η οποία ανομοιομορφία προκαλεί αντίστοιχες μεταβολές στον δείκτη διάθλασης του μέσου σε κλίμακα μικρότερη από το μήκος κύματος με αποτέλεσμα να δημιουργείται σκέδαση.

Τέλος, οι ανομοιομορφίες του υλικού προκαλούν απώλειες της οπτικής ισχύος. Ειδικότερα η ύπαρξη διαφοροποιήσεων της ακτίνας του πυρήνα κατά μήκος της ίνας προκαλεί την σκέδαση Mie. Επίσης, οι κάμψεις που μπορεί να έχει υποστεί ο κυματοδηγός προκαλούν απώλειες καθώς αν λυγίσουμε αρκετά την ίνα τότε από ένα σημείο και μετά ένα αρκετό ποσοστό ενέργειας θα αναγκαστεί να διαφύγει στον μανδύα με αποτέλεσμα να δημιουργηθούν απώλειες (η καμπυλότητα της ίνας αυξάνει το ποσοστό διαφυγέντος πεδίου). Αλλά και οι μικροκάμψεις τις οποίες υφίσταται η ίνα κατά την καλωδίωσή της σε πλαστικό περίβλημα το οποίο δεν είναι λείο προκαλούν απώλειες.

2.3 Φαινόμενα διασποράς

Τα φαινόμενα διασποράς στις οπτικές ίνες προκαλούν γραμμική παραμόρφωση στη διάδοση διαμέσου της ίνας. Τα είδη διασποράς είναι τα εξής τέσσερα:

- Διασπορά Υλικού-Χρωματική Διασπορά
- Διασπορά Κυματοδηγού
- Διασπορά Τρόπων Διάδοσης
- Διασπορά Τρόπων Πόλωσης

Στις μονορυθμικές ίνες εμφανίζονται όλα τα είδη διασποράς εκτός από τη διασπορά τρόπων διάδοσης καθώς σε μονορυθμική ίνα υπάρχει μόνο ένας τρόπος διάδοσης (η κυματοδηγηση πραγματοποιείται μόνο κατά την αξονική διεύθυνση της ίνας). Από αυτά κυριαρχεί η διασπορά υλικού και λιγότερο η διασπορά κυματοδηγού. Να σημειώσουμε εδώ ότι η διασπορά υλικού και κυματοδηγού έχουν αντίθετα πρόσημα και μπορούν να αλληλοαναιρεθούν. Αντίθετα οι πολυρυθμικές ίνες υποφέρουν σχεδόν αποκλειστικά από τη διασπορά τρόπων διάδοσης η οποία εμποδίζει τη μετάδοση πληροφορίας σε μεγάλες αποστάσεις. Επίσης θα μπορούσαμε να πούμε ότι η χρωματική διασπορά περιλαμβάνει ουσιαστικά τόσο τη διασπορά υλικού όσο και τη διασπορά του κυματοδηγού και ότι η διασπορά τρόπων πόλωσης συμβαίνει και για μονοχρωματικό κύμα.

Η διασπορά όπως είπαμε είναι ένα γραμμικό φαινόμενο το οποίο δεν εξαρτάται από την ισχύ του σήματος και δεν επιφέρει καμία αλλαγή στη φασματική κατανομή του σήματος. Καθώς, και τα τέσσερα είδη διασποράς οδηγούν σε διεύρυνση των παλμών, η οποία μειώνει το δυνατό ρυθμό μετάδοσης ή/και την εμβέλεια. Η διεύρυνση των παλμών οδηγεί με τη σειρά της σε διασυμβολική παρεμβολή (ISI) που μπορεί να οδηγήσει σε λάθος απόφαση του δέκτη για την αξία του bit. Τελικά, για να αποφύγουμε το πρόβλημα από τη διεύρυνση των παλμών, μεγαλώνουμε τη διάρκεια του bit (Tb) και άρα να μειώσουμε το ρυθμό μετάδοσης κάτι προφανώς ανεπιθύμητο.

2.3.1 Χρωματική διασπορά

Η χρωματική διασπορά είναι ένας πολύ σημαντικός παράγοντας υποβάθμισης του σήματος στην οπτική ίνα. Ο βασικός μηχανισμός της χρωματικής διασποράς είναι η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την συχνότητα ($n(\omega)$). Καθώς η ταχύτητα ομάδας του φωτός ορίζεται ως $\frac{c}{n(\omega)}$ οι διαφορετικές φασματικές συνιστώσες θα ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες. Καθώς, λοιπόν, οι οπτικοί παλμοί κυματοδηγούνται μέσα στην ίνα, υφίστανται λόγω διασποράς χρονική διαπλάτυνση με αποτέλεσμα να παρεμβάλλουν μεταξύ τους (διασυμβο-

λική παρεμβολή). Το φαινόμενο αυτό αποτελεί ίσως το σημαντικότερο περιοριστικό παράγοντα στον σχεδιασμό και στην ανάπτυξη ενός φωτονικού δικτύου.

Τα αποτελέσματα της διασποράς μπορούν να εξηγηθούν αναλύοντας την σταθερά διάδοσης β σε ως άθροισμα σειράς Taylor γύρω από τη φέρουσα συχνότητα ω_0 . Να σημειώσουμε εδώ ότι η σταθερά διάδοσης $\beta(\omega)$ εκφράζει την επίδραση του υλικού μέσου στο κυματοδηγούμενο πεδίο και στην περίπτωση μας θα θεωρήσουμε ότι είναι ανάλογη του δείκτη διάθλασης ($\beta(\omega) = n(\omega) \cdot \frac{\omega}{c}$). Έχουμε λοιπόν:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots \quad (2.5)$$

όπου $\beta_m = \left[\frac{d^m \beta}{d\omega^m} \right]_{\omega=\omega_0}$ ($m=0,1,2,\dots$)

Άρα, προκύπτει με βάση την εξάρτηση του β από το δείκτη διάθλασης και τον παραπάνω τύπο η ακόλουθη έκφραση για τα β_1 και β_2

$$\beta_1 = \frac{1}{c} \left[n + \omega \frac{dn}{d\omega} \right] = \frac{1}{v_g} \quad (2.6)$$

και

$$\beta_2 = \frac{1}{c} \left[2 \frac{dn}{d\omega} + \omega \frac{d^2 n}{d\omega^2} \right] \approx \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \quad (2.7)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός στο κενό, λ το μήκος κύματος και v_g η ταχύτητα ομάδας (η ταχύτητα δηλαδή με την οποία κινείται ο παλμός μέσα στην ίνα).

Όπως φαίνεται από την εξ. 2.7 αλλά και από το διάγραμμα 2.2, ο όρος β_2 είναι συνάρτηση του μήκους κύματος λ και μηδενίζεται περίπου στα 1.27 μm . Το σημείο όπου $\beta_2 = 0$ καλείται **μήκος κύματος μηδενικής διασποράς** λ_D . Ακόμα όμως και σε αυτό το σημείο υπάρχει διασπορά καθώς σε αυτή την περίπτωση θεωρούμε τη διασπορά ανώτερης τάξης.

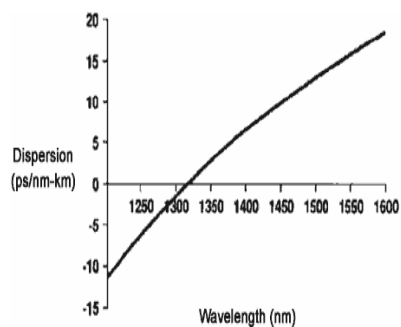
Ένας άλλος όρος που χρησιμοποιούμε για τον υπολογισμό της διασποράς στην ίνα είναι η **παράμετρος διασποράς D**. Αυτή μας δίνει τη μεταβολή της ταχύτητας ομάδας σε

συνάρτηση με το μήκος κύματος σύμφωνα με τον τύπο:

$$D = \frac{d\beta_1}{d\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \approx -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n}{d\lambda^2} \quad (2.8)$$

Η παράμετρος αυτή χαρακτηρίζει την κάθε οπτική ίνα ως προς τις ιδιότητες της διασποράς της. Το πρόσημό της είναι αντίθετο από αυτό της παραμέτρου β_2 . Άρα όπως βλέπουμε και από το διάγραμμα 2.2 για μήκη κύματος μικρότερα του λ_D είναι $D < 0$ (άρα $\beta_2 > 0$) και η περιοχή ονομάζεται **περιοχή ομαλής διασποράς**. Στην περιοχή ομαλής διασποράς, οι φασματικές συνιστώσες μεγάλης συχνότητας του οπτικού σήματος ταξιδεύουν πιο αργά από τις συνιστώσες χαμηλών συχνοτήτων. Αντίθετα, η περιοχή όπου $\lambda > \lambda_D$, $\beta_2 < 0$ και άρα $D > 0$ ονομάζεται **περιοχή ανώμαλης διασποράς**. Στην περιοχή αυτή οι φασματικές συνιστώσες μικρότερων μηκών κύματος ταξιδεύουν ταχύτερα από αυτές των μεγαλύτερων μηκών κύματος. Η μετάδοση σολιτονίων είναι δυνατή στην περιοχή ανώμαλης διασποράς με χρήση μη γραμμικών φαινομένων και αποτελεσμάτων διασποράς.

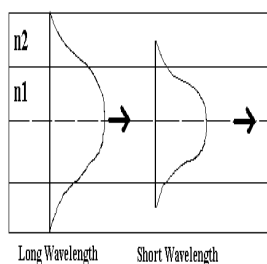
Το φαινόμενο της χρωματικής διασποράς έχει τεράστια επίδραση στο χώρο της φωτονικής τεχνολογίας, αφού αποτελεί τον σημαντικότερο περιοριστικό παράγοντα στο σχεδιασμό και στην ανάπτυξη ενός φωτονικού δικτύου.



Σχήμα 2.2: Μεταβολή της παραμέτρου διασποράς D σε συνάρτηση με το μήκος κύματος για μονότροπη ίνα

2.3.2 Διασπορά κυματοδηγού

Η διασπορά κυματοδηγού οφείλεται γενικά στην επίδραση των γεωμετρικών χαρακτηριστικών του κυματοδηγού στη μετάδοση. Καθώς ένα μέρος του παλμού διαδίδεται στο μανδύα όπου ο συντελεστής διάθλασης είναι διαφορετικός (μικρότερος) από τον συντελεστή διάθλασης στον πυρήνα της ίνας, προκαλείται μια διαφοροποίηση στην ταχύτητα ομάδας (δηλαδή διαφορετικά μήκη κύματος διαδίδονται με διαφορετική ταχύτητα). Πιο συγκεκριμένα, όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος κύματος τόσο περισσότερη οπτική ισχύς κυματοδηγείται στο μανδύα αντί για τον πυρήνα κάτι που είναι βέβαια ανεπιθύμητο. Πρέπει όμως να σημειώσουμε ότι η διασπορά κυματοδηγού είναι σχετικά ασήμαντη μπροστά στην χρωματική διασπορά. Το διάγραμμα που ακολουθεί περιγράφει πιο κατανοητά τα όσα αναφέραμε:

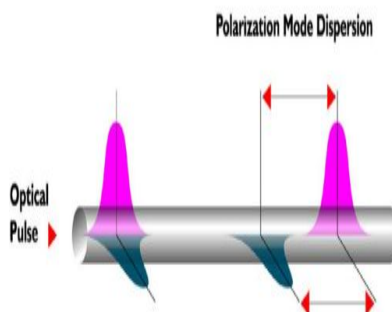


Σχήμα 2.3: Διασπορά κυματοδηγού. Διαφορετικά μήκη κύματος θα επηρεαστούν διαφορετικά από τους συντελεστές διάθλασης

2.3.3 Διασπορά τρόπων πόλωσης

Η διασπορά τρόπων πόλωσης (polarization mode dispersion-PMD) οφείλεται στο φαινόμενο της διπλοθλαστικότητας το οποίο με τη σειρά του οφείλεται σε ασυμμετρίες στα χαρακτηριστικά του πυρήνα οι οποίες δημιουργούν διαφορά ανάμεσα στους δείκτες διάθλασης n_x και n_y των δύο κάθετων αξόνων διάδοσης του πυρήνα. Οι ασυμμετρίες αυτές προκύπτουν είτε κατά την κατασκευή της ίνας είτε εξαιτίας εξωτερικών πιέσεων στην ίνα από κάμψεις ή συστροφή αυτής. Τελικά, η διασπορά τρόπων πόλωσης χαρακτηρίζεται από την διαφορετική

ταχύτητα με την οποία ταξιδεύουν κατα μήκος της ίνας οι δύο πολωτικές συνιστώσες του σήματος καθώς ταξιδεύουν σε διαφορετικούς δείκτες διάθλασης n_x και n_y (φαινόμενο διπλοθλαστικότητας). Είναι προφανές ότι οι δύο συνιστώσες του σήματος θα φτάσουν στο τέλος της ίνας σε διαφορετικές χρονικές στιγμές (θα υπάρχει μια χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους). Το φαινόμενο παρουσιάζεται στο σχήμα 2.4 που ακολουθεί:



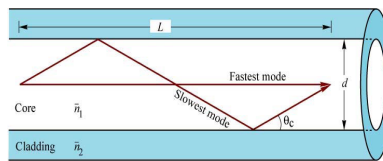
Σχήμα 2.4: Διασπορά τρόπων πόλωσης, φαινόμενο διπλοθλαστικότητας

2.3.4 Διασπορά τρόπων διάδοσης

Η διασπορά τρόπων διάδοσης παρουσιάζεται στις πολυρυθμικές ίνες, στις οποίες πολλοί τρόποι μπορούν να μεταδίδονται στην ίνα ταυτόχρονα. Δηλαδή, το διαδιδόμενο φως ακολουθεί πολλαπλές διαδρομές στην ίνα αντίθετα με τις μονορυθμικές ίνες.

Αφού λοιπόν κάθε ρυθμός (ο οποίος θα έχει και διαφορετική σταθερά διάδοσης από τους υπόλοιπους) ακολουθεί διαφορετική διαδρομή, σε κάθε ρυθμό θα αντιστοιχεί διαφορετική γωνία ανάκλασης. Έτσι, οι χρόνοι κυματοδότησης των ρυθμών θα είναι διαφορετικοί με γρηγορότερο ρυθμό αυτόν που διαδίδεται παράλληλα στον οριζόντιο άξονα διάδοσης της ίνας και πιο αργό αυτόν που προσπίπτει με μέγιστη γωνία στο μανδύα κάτι που φαίνεται παραστατικά στο σχήμα 2.5 που ακολουθεί.

Η χρονική διαφορά των ρυθμών αυτών καθορίζεται από τη σχετική διαφορά των δεικτών διάθλασης. Επομένως, η διασπορά τρόπων διάδοσης προέρχεται κυρίως από τη σχετική καθυστέρηση στη διάδοση μεταξύ των διαφόρων ρυθμών στην πολυρυθμική ίνα και προκαλεί



Σχήμα 2.5: Διάδοση ρυθμών σε πολυρυθμική ίνα

τη διεύρυνση του παλμού, ένα φαινόμενο που όπως είπαμε αποκαλείται διασπορά τρόπων διάδοσης και είναι πολύ πιο έντονος μηχανισμός διασποράς από τη χρωματική διασπορά για τις πολυρυθμικές ίνες.

Επίσης, πρέπει να σημειώσουμε ότι ανάλογα με το προφίλ του δείκτη διάθλασης (π.χ. κλιμακωτός ή βαθμιαίος δείκτης διάθλασης) η ίνα έχει διαφορετική συμπεριφορά. Αποδεικνύεται ότι σε πολυρυθμική ίνα βαθμιαίου δείκτη διάθλασης, η διασπορά τρόπων διάδοσης είναι μικρότερη από ότι σε ίνα κλιμακωτού δείκτη διάθλασης.

2.4 Μη γραμμικά φαινόμενα διάδοσης

Τα μη γραμμικά φαινόμενα αποτελούν τον πιο σημαντικό περιοριστικό παράγοντα ανάπτυξης ενός φωτονικού δικτύου. Τέτοια φαινόμενα συμβαίνουν όταν το ηλεκτρομαγνητικό κύμα είναι υψηλής ισχύος. Στις οπτικές ίνες που εξετάζουμε (παρόλο που η φύση του υλικού που κατασκευάζονται δεν είναι έντονα μη γραμμική) η κυματοδηγούμενη οπτική ισχύς περιορίζεται σε μία πολύ μικρή ενεργή επιφάνεια με αποτέλεσμα η πυκνότητα οπτικής ισχύος να είναι πολύ μεγάλη και άρα να εμφανίζονται μη γραμμικά φαινόμενα.

Καθώς η απόκριση ενός διηλεκτρικού υλικού στο φως γίνεται μη γραμμική για ηλεκτρομαγνητικά πεδία μεγάλης ισχύος, έτσι γίνεται και με την απόκριση της οπτικής ίνας. Όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό πεδίο προσπίπτει σε ένα διηλεκτρικό υλικό (οπτική ίνα στην περίπτωση μας) το υλικό πολώνεται σύμφωνα με την σχέση:

$$P = \epsilon_0[\chi^{(1)} \cdot E + \chi^{(2)} \cdot E \cdot E + \chi^{(3)} \cdot E \cdot E \cdot E + \dots] \quad (2.9)$$

όπου

ϵ_0 : η διηλεκτρική σταθερά του κενού

E : το προσπίπτον ηλεκτρικό πεδίο

$\chi^{(m)}$: η διηλεκτρική επιδεκτικότητα τάξης m

Ας αναλύσουμε όμως λίγο καλύτερα τη διηλεκτρική επιδεκτικότητα πρώτης, δεύτερης και τρίτης τάξης

$\chi^{(1)}$: Ο όρος πρώτης τάξης είναι ο γραμμικός όρος. 'Ο όρος αυτός έχει τη μεγαλύτερη συνεισφορά στην πόλωση P .

$\chi^{(2)}$: Ο όρος δεύτερης τάξης σχετίζεται με το φαινόμενο Pockels και είναι μη μηδενικός για διατάξεις που εμφανίζουν κεντροσυμμετρία. Εξαιτίας όμως του SiO_2 (κυρίαρχο υλικό της οπτικής ίνας) ο όρος αυτός είναι αμελητέος για την οπτική ίνα.

$\chi^{(3)}$: Ο όρος τρίτης τάξης ευθύνεται για τα μη γραμμικά φαινόμενα. Συγκεκριμένα, το πραγματικό μέρος του $\chi^{(3)}$ σχετίζεται με το φαινόμενο Kerr ενώ το φανταστικό μέρος σχετίζεται με τα φαινόμενα σκέδασης.

Καθώς η πόλωση του υλικού σχετίζεται με τον δείκτη διάθλασής του, η μη μηδενική συνεισφορά του $\chi^{(3)}$ οδηγεί σε εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ των διαδιδόμενων κυμάτων. Η εξάρτηση αυτή οδηγεί σε δύο κατηγορίες φαινομένων:

Φαινόμενο Kerr

- Αυτοδιαμόρφωση φάσης
- Ετεροδιαμόρφωση φάσης
- Μίξη τεσσάρων φωτονίων

Φαινόμενα Σκεδασης

- Σκέδαση Raman
- Σκέδαση Brillouin

Στο σημείο αυτό θα αναφερθούμε εκτενέστερα στο φαινόμενο Kerr. Αν και στα φαινόμενα διασποράς είχαμε θεωρήσει ότι ο δείκτης διάθλασης εξαρτάται αποκλειστικά από το μήκος κύματος του διαδιδόμενου πεδίου, κάτι τέτοιο δεν είναι απόλυτα αληθές. Καθώς, στην πραγματικότητα όταν η εξωτερικά επιβαλλόμενη ισχύς του πεδίου είναι μεγάλη, τότε υπάρχει επιπλέον μη γραμμική αλληλεπίδραση του υλικού μέσου (οπτική ίνα) και συνεπώς εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ αυτή. Έτσι η γενική εξίσωση του δείκτη διάθλασης σε μία οπτική ίνα είναι:

$$n(\omega, |E|^2) = n(\omega) + n_2|E|^2 \quad (2.10)$$

όπου $n(\omega)$ είναι το γραμμικό μέρος του δείκτη διάθλασης, n_2 είναι ο μη γραμμικός συντελεστής του δείκτη διάθλασης και $|E|^2$ η στιγμιαία ισχύς μέσα στην ίνα.

2.4.1 Αυτοδιαμόρφωση φάσης

Η μετάδοση ενός οπτικού σήματος διαμέσου της ίνας, θα μεταβάλει σύμφωνα με το φαινόμενο Kerr το δείκτη διάθλασης. Η μεταβολή αυτή στο δείκτη διάθλασης προκαλεί μια στροφή φάσης στο παλμό, η οποία με τη σειρά της οδηγεί σε αλλαγή στο φάσμα συχνοτήτων του παλμού. Αλλά και η σταθερά διάδοσης περιλαμβάνει τώρα μια μη γραμμική συνεισφορά και συγκεκριμένα δίνεται από τον τύπο:

$$\beta' = \beta + \frac{\chi_0 \cdot n_2 \cdot P}{A_{eff}} = \beta + \gamma \cdot P \quad (2.11)$$

όπου ορίσαμε τη γραμμική παράμετρο: $\gamma = \frac{\chi_0 \cdot n_2}{A_{eff}}$

Αν σημειώσουμε ότι η οπτική φάση που σχετίζεται με τον τρόπο μετάδοσης στις ίνες αυξάνεται γραμμικά με το z , το αποτέλεσμα της μη-γραμμικής εξάρτησης του δείκτη διάθλασης από την ισχύ είναι να επάγεται στον παλμό μια μη-γραμμική ολισθήση φάσης,

η οποία μετά από διάδοση σε μήκος L της ίνας θα είναι:

$$\varphi_{NL} = \int_0^L (\beta - \beta') dz = \int_0^L \gamma \cdot P(Z) dz = \gamma \cdot P_{in} \cdot L_{eff} \quad (2.12)$$

όπου $P(z) = P_{in} \exp(-az)$ είναι η διαδιδόμενη ισχύς στην ίνα λαμβάνοντας υπόψιν την εξασθένηση στην ίνα (μέσω του συντελεστή εξασθένησης a) και L_{eff} είναι το κανονικοποιημένο μήκος διάδοσης λαμβάνοντας υπόψιν την εξασθένηση στην ίνα:

$$L_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha \cdot L)}{\alpha} \quad (2.13)$$

Η μεταβολής της φάσης φτάνει στην μέγιστη τιμή της φ_{max} , για τη μέγιστη ισχύ του παλμού P_0 (στο κέντρο του) και είναι:

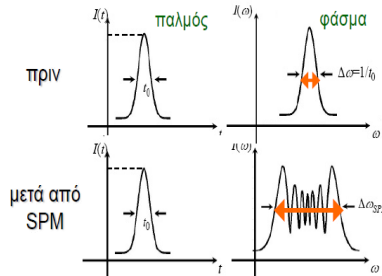
$$\varphi_{max} = \frac{L_{eff}}{L_{NL}} = \gamma \cdot P_0 \cdot L_{eff} \quad (2.14)$$

όπου ως L_{NL} ορίζουμε το **μήκος μη γραμμικότητας** (το μήκος της ίνας πέραν του οποίου η μη γραμμικότητα αυτή γίνεται πολύ έντονη).

Να σημειώσουμε στο σημείο αυτό ότι στη σχέση $\varphi_{NL} = \gamma \cdot P_{in} \cdot L_{eff}$ θεωρήσαμε την P_{in} σταθερή. Στην πραγματικότητα όμως η εξάρτηση της P_{in} από το χρόνο κάνει την φ_{NL} να μεταβάλλεται ανάλογα με το χρόνο αυτό, με αποτέλεσμα να εμφανίζεται chirping στη συχνότητα, εξαιτίας του οποίου καθώς διαδίδεται το σήμα γεννιούνται νέες φασματικές συνιστώσες οι οποίες διευρύνουν το φάσμα του σήματος.

Είναι ξεκάθαρο, ότι η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ μπορεί να αποτελέσει περιοριστικό παράγοντα για τα οπτικά συστήματα επικοινωνιών. Το μη γραμμικό φαινόμενο που ευθύνεται για τον περιορισμό αυτό ονομάζεται **αυτοδιαμόρφωση φάσης** (self-phase modulation, SPM) αφού η ολίσθηση φάσης φ_{NL} επάγεται από το ίδιο το οπτικό σήμα. Έτσι η αυτοδιαμόρφωση φάσης, όταν δρα μόνη της (χωρίς φαινόμενα διασποράς δηλαδή)

επηρεάζει μόνο το φάσμα του παλμού και άρα δεν υποβαθμίζει την ποιότητα του σήματος. Η παραμόρφωση στο φάσμα φαίνεται στο σχήμα 2.6 που ακολουθεί:



Σχήμα 2.6: Επίδραση αυτοδιαμόρφωσης φάσης

2.4.2 Ετεροδιαμόρφωση φάσης

Η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ (όπως δείξαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο) μπορεί να οδηγήσει και σε ένα ακόμη μη γραμμικό φαινόμενο, γνωστό και σαν *ετεροδιαμόρφωση φάσης* (Cross-Phase Modulation, XPM). Το φαινόμενο αυτό εμφανίζεται όταν δύο ή περισσότερα κανάλια εκπέμπουν ταυτόχρονα στο εσωτερικό μίας οπτικής ίνας χρησιμοποιώντας διαφορετικές φέρουσες συχνότητες. Σε αυτή την περίπτωση, ο δείκτης διάθλασης τον οποίο “βλέπει” ένα σήμα εξαρτάται και από την οπτική ισχύ των άλλων συνδιαδιδόμενων σημάτων. Άρα και η μη γραμμική ολίσθηση φάσης για ένα συγκεκριμένο κανάλι εξαρτάται όχι μόνο από την ισχύ του καναλιού αυτού αλλά και από την ισχύ των άλλων καναλιών. Συνεπώς, σε ένα πολυκαναλικό σύστημα (WDM), η ολίσθηση φάσης ενός καναλιού j δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\varphi_{NL,j} = \gamma \cdot L_{eff} \cdot (P_j + 2 \cdot \sum_{m \neq j}^M P_m) \quad (2.15)$$

όπου M είναι ο συνολικός αριθμός καναλιών και P_j είναι η ισχύς του καναλιού j (με j από 1 έως M). Η ετεροδιαμόρφωση φάσης συνοδεύεται βέβαια πάντα από την αυτοδιαμόρφωση

φάσης (πρώτος όρος στην παρένθεση στο δεξιό μέλος της εξίσωσης). Μάλιστα ο συντελεστής 2 στην εξίσωση 2.15 δείχνει ότι η XPM είναι δύο φορές πιο αποτελεσματική από την SPM για την ίδια ποσότητα ισχύος. Τώρα, η συνολική ολίσθηση φάσης εξαρτάται από την ισχύ σε όλα τα κανάλια και μεταβάλλεται από bit σε bit ανάλογα με την διάταξη των bit στα γειτονικά κανάλια. Αν λοιπόν θεωρήσουμε την ισχύ των καναλιών ίση, η ολίσθηση φάσης στη χειρότερη περίπτωση όπου όλα τα κανάλια μεταφέρουν ταυτόχρονα bit με τιμή 1, δίνεται από τον τύπο:

$$\varphi_{NL,j} = \left(\frac{\gamma}{\alpha}\right)(2M - 1)P_j \quad (2.16)$$

Είναι πολύ σημαντικό το γεγονός ότι η ετεροδιαμόρφωση φάσης επιδρά για όσο χρόνο οι παλμοί επικαλύπτονται στο χώρο και στο χρόνο κατά τη διάδοσή τους στην ίνα. Γιατί αν οι παλμοί διαφορετικών καναλιών συνταξίδευαν μέσα στην ίνα η συνεισφορά της XPM (διπλάσια από αυτή της SPM όπως είπαμε και προηγουμένως) θα ήταν ιδιαίτερα καταστρεπτική. Αντίθετα, αν η ίνα έχει μεγάλη τιμή διασποράς, τα διαφορετικά WDM κανάλια έχουν μεγάλες διαφορές στην ταχύτητα διάδοσης και επομένως οι παλμοί διαφορετικών καναλιών προσπερνούν γρήγορα ο ένας τον άλλον (**walk-off**).

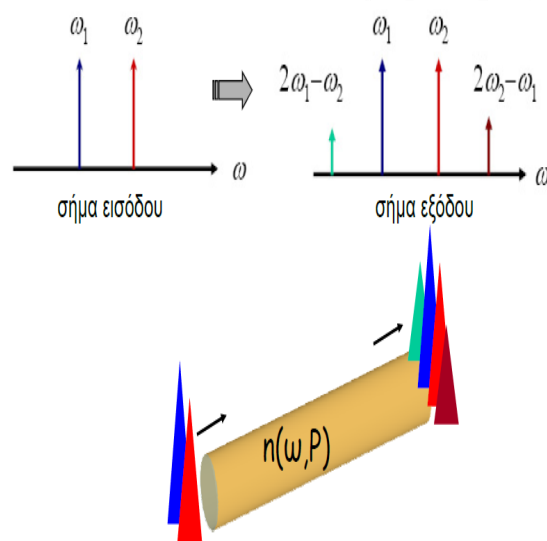
Εκτός όμως από τις αρνητικές επιπτώσεις που επιφέρει το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης, μπορούμε να εκμεταλλευτούμε τις ιδιότητές του σε διάφορες χρήσιμες διατάξεις. Για παράδειγμα, σε εφαρμογές οπτικής λογικής και ειδικότερα οπτικών πυλών εκμεταλλευόμαστε την επιβαλλόμενη στροφή φάσης. Ακόμα, γίνεται χρήση του φαινομένου αυτού σε οπτικούς μεταγωγείς και αποπολυπλεξία οπτικών σημάτων, όπως και στην παρούσα εργασία.

Τέλος, πρέπει να σημειώσουμε ότι η ετεροδιαμόρφωση φάσης δεν συμβαίνει μόνο μεταξύ των κυμάτων που ανήκουν σε διαφορετικές συχνότητες. Φαινόμενα αλληλεπίδρασης συμβαίνουν και στην περίπτωση όπου τα δύο αυτά κύματα έχουν την ίδια φέρουσα συχνότητα, αλλά ανήκουν σε διαφορετικές πολώσεις. Και πάλι τότε η ισχύς του ενός κύματος της μίας πόλωσης θα συμβάλλει στη μη γραμμική διαμόρφωση του δείκτη διάθλασης, τον οποίο θα

“δει” το κύμα της άλλης πόλωσης.

2.4.3 Μίξη τεσσάρων φωτονίων

Το φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων (Four-Wave Mixing, FWM) περιγράφεται ως εξής: η συνδιάδοση (μίξη) δύο σημάτων σε συχνότητες ω_1 και ω_2 παράγει σήματα σε συχνότητες $2\omega_1 - \omega_2$ και $2\omega_2 - \omega_1$. Στο σχήμα 2.7 που ακολουθεί παρουσιάζεται εποπτικά το φαινόμενο: Ομοίως, σε ένα σύστημα με 3 κανάλια σε συχνότητες f_1, f_2 και

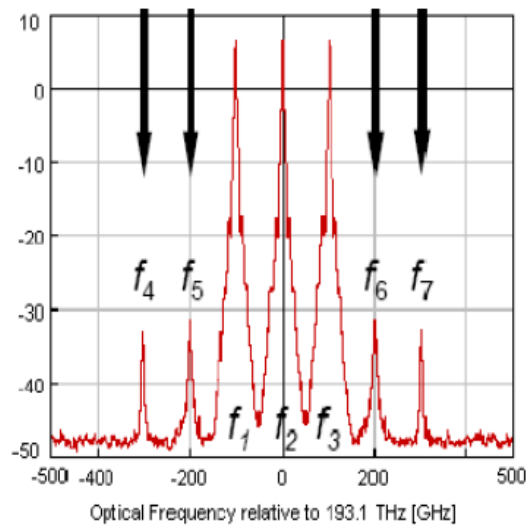


Σχήμα 2.7: Μίξη τεσσάρων φωτονίων

f_3 παράγονται σήματα σε συχνότητες:

$$f_n = f_i + f_j - f_k$$

όπου $f_i, f_j \neq f_k$ και $i, j, k=1, 2, 3$ και $n=4, 5, 6, 7$. Τα παραγόμενα αυτά κανάλια διαδίδονται μαζί με τα αρχικά και αναπτύσσονται εις βάρος τους όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.8. Να σημειώσουμε εδώ ότι η απόκριση του υλικού (οπτική ίνα) μέσου θεωρητικά θα δημιουργήσει πεδία σε συχνότητες $f_n = f_1 \pm f_2 \pm f_3$. Στην πράξη όμως δεν θα δημιουργηθούν όλοι αυτοί



Σχήμα 2.8: Μίξη τεσσάρων φωτονίων για σύστημα με 3 οπτικά πεδία

οι συνδυασμοί επειδή δεν μπορεί να υπάρξει ταύτιση στη φάση τους και θα επιβιώσουν οι συνδυασμοί που είπαμε παραπάνω.

Το αποτέλεσμα αυτού του φαινομένου είναι το παραγόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα να δημιουργεί παρεμβολές σε γειτονικά κανάλια, καθώς, αν η φασματική απόσταση μεταξύ των καναλιών είναι ίση, κάποια από τα παραγόμενα λόγω FWM κανάλια θα βρίσκονται στις ίδιες συχνότητες με τα αρχικά και θα έχουμε διακαναλική παρεμβολή. Για να περιορίσουμε το φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων χρησιμοποιούμε τις ακόλουθες τρεις μεθόδους:

- μεγαλύτερο spacing μεταξύ των καναλιών
- άνισο spacing μεταξύ των καναλιών
- μεγαλύτερη διασπορά στην ίνα

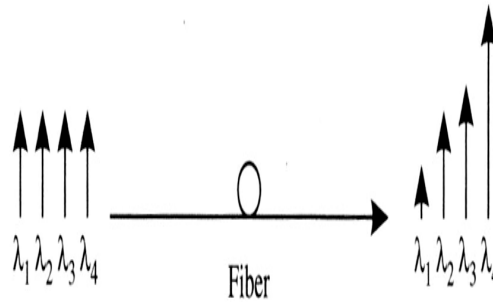
Με την πρώτη και τρίτη μέθοδο γίνεται μεν η μίξη αλλά με μικρότερη αποτελεσματικότητα ενώ η μέθοδος του άνισου spacing οδηγεί σε ασύμφωνη διακαναλική παρεμβολή και είναι αρκετά αποτελεσματική μέθοδος αντιμετώπισης του FWM.

2.4.4 Φαινόμενα σκέδασης

Οι δύο βασικοί μηχανισμοί σκέδασης που θα αναφέρουμε είναι η **σκέδαση Raman** και η **σκέδαση Brillouin**. Και στις δύο περιπτώσεις η αλληλεπίδραση ενός υψηλής ενέργειας φωτονίου με τα μόρια του διηλεκτρικού έχει ως αποτέλεσμα την παραγωγή ενός δεύτερου φωτονίου χαμηλότερης ενέργειας καθώς επίσης και ενός άλλου κύματος γνωστού και ως *φωνόνιο*. Η βασική τους διαφορά είναι ότι στην περίπτωση της σκέδασης Raman έχουμε οπτικά φωνόνια ενώ στην σκέδαση Brillouin τα φωνόνια που προκύπτουν είναι ακουστικά. Και οι δύο διαδικασίες σκέδασης έχουν σαν αποτέλεσμα την απώλεια ισχύος στην προσπίπτουσα συχνότητα και αποτελούν μηχανισμό απωλειών των οπτικών ινών. Ωστόσο, η ενεργός διατομή σκέδασης είναι αρκετά μικρή ώστε η απώλεια να είναι αμελητέα σε επίπεδα χαμηλής ισχύος. Σε επίπεδα υψηλής ισχύος όμως μπορούν να προκαλέσουν σημαντική απώλεια. Μάλιστα, η ένταση του σκεδαζόμενου φωτός και στις δύο περιπτώσεις αυξάνεται εκθετικά μόλις η προσπίπτουσα ισχύς υπερβεί κάποια τιμή κατωφλίου. Για χαμηλές τιμές της κυματοδηγούμενης ισχύος, τιμές κάτω από το κατώφλι αυτό δηλαδή, οι δύο μηχανισμοί σκέδασης μπορούν να θεωρηθούν αμελητέοι και άρα δεν συνεισφέρουν στις συνολικές απώλειες.

Σκέδαση Raman Όταν ένα οπτικό κύμα ταξιδεύει κατά μήκος μιας ίνας, οι μεταβολές στο πεδίο του προκαλούν δονήσεις στα μόρια της ίνας. Η αλληλεπίδραση του φωτός με τα μόρια της ίνας προκαλεί τη σκέδαση Raman. Στο σχήμα 2.9 φαίνονται το προσπίπτον και το σκεδαζόμενο κύμα. Το προσπίπτον κύμα δρα ως άντληση για το σκεδαζόμενο κύμα. Να σημειώσουμε επίσης ότι η ενέργεια του σκεδαζόμενου κύματος είναι μικρότερη από την ενέργεια του προσπίπτοντος κύματος και η συχνότητά του μικρότερη από τη συχνότητα προσπίπτοντος κύματος

Για να βρούμε όμως την πυκνότητα σκεδαζόμενης ισχύος (ισχύς Stokes) I_s θα χρησιμοποιήσουμε την εξαναγκασμένη σκέδαση ηλεκτρομαγνητικού κύματος αντίστοιχης πυκνότητας I_p κατά την κυματοδηγήσή του σε μήκος z σύμφωνα με τον τύπο:



Σχήμα 2.9: Raman scattering

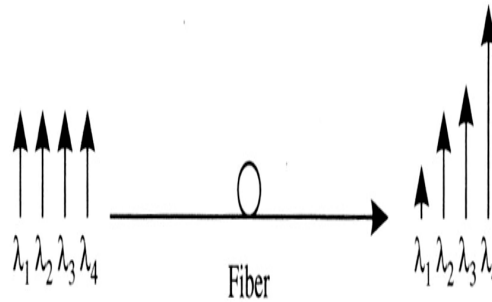
$$\frac{dI_S}{dz} = g_R I_P I_S \quad (2.17)$$

όπου g_R η σταθερά κέρδους του μηχανισμού σκέδασης Raman (η οποία υπολογίζεται πειραματικά). Να σημειώσουμε ότι αντίστοιχη σχέση υπάρχει και για την σκέδαση Brillouin την οποία θα εξετάσουμε παρακάτω, με τη διαφορά ότι αντί για την σταθερά g_R χρησιμοποιούμε την σταθερά g_B .

Σε ένα πολυκυματικό-WDM σύστημα τώρα, τα σήματα σε υψηλότερα μήκη κύματος ενισχύονται από αυτά που είναι σε μικρότερα μήκη κύματος, με αποτέλεσμα τον εκφυλισμό των τελευταίων όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.10.

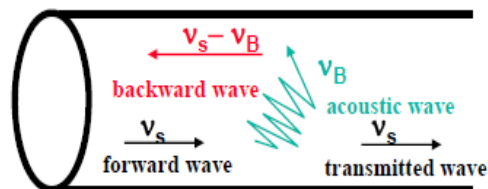
Το φαινόμενο της σκέδασης Raman δεν έχει μόνο αρνητικές επιπτώσεις. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως μηχανισμός ενίσχυσης ενός οπτικού σήματος με ενισχυτές Raman. Με κατάλληλη επιλογή μήκους κύματος (μικρότερο μήκος κύματος του οπτικού σήματος) τροφοδοτούμε με ισχύ άντλησης την οπτική ίνα. Λόγω της σκέδασης Raman έχουμε κέρδος και μεταφορά ισχύος σε μεγαλύτερα μήκη κύματος, στα οποία θα βρισκείται και το προς ενίσχυση σήμα.

Σκέδαση Brillouin Όπως και στη σκέδαση Raman έτσι και η σκέδαση Brillouin αρχίζει



Σχήμα 2.10: Raman scattering σε WDM σύστημα

να συνεισφέρει σημαντικά στις συνολικές απώλειες με την υπέρβαση του κατώφλιου Brillouin. Όσο η ισχύς εισόδου αυξάνεται πάνω από το κατώφλι, η ισχύς του σχεδάζομενου κύματος (το οποίο όπως θα δούμε διαδίδεται αντίθετα από το σήμα εισόδου) αυξάνει δραματικά ενώ η ισχύς του διαδιδόμενου σήματος (και άρα του σήματος που δέχεται ο δέκτης) μειώνεται με αποτέλεσμα την υποβάθμιση του συστήματος. Τι είναι όμως η σκέδαση Brillouin; Όταν ένα οπτικό κύμα ταξιδεύει κατά μήκος μίας ίνας, οι μεταβολές στο πεδίο του προκαλούν ακουστικές δονήσεις. Η αλληλεπίδραση του φωτός με τα παραγόμενα ακουστικά κύματα προκαλεί μεταβολή στο δείκτη διάθλασης της ίνας. Τελικά, ένα αντίθετο του διδιδόμενου κύμα παράγεται σε συχνότητα μετατοπισμένη από την αρχική και με ενέργεια μικρότερη από την ενέργεια εισόδου. Τα παραπάνω φαίνονται και στο σχήμα 2.11.



Σχήμα 2.11: Brillouin scattering

Για να περιορίσουμε αυτό το φαινόμενο μπορούμε να αυξήσουμε το κατώφλι Brillouin χρησιμοποιώντας ίνες με μεγαλύτερο A_{eff} . Ακόμα θα μπορούσαμε να αυξήσουμε το φασματικό εύρος του σήματος εισόδου μιας και η σκέδαση Brillouin είναι ένα φαινόμενο που εμφανίζεται σε σήματα μικρού φασματικού εύρους. Τέλος, θα μπορούσαμε να μειώσουμε την παρουσία ισχύος στο οπτικό φέρον χρησιμοποιώντας διαμόρφωση φάσης αντί διαμόρφωση πλάτους.

Κεφάλαιο 3

Μέθοδοι οπτικής διαμόρφωσης

3.1 Γενικά

Για να μεταδοθεί πληροφορία σε ένα οπτικό σύστημα μετάδοσης θα πρέπει να διαμορφωθεί το φως που παράγει μία οπτική πηγή, σύμφωνα με το ηλεκτρικό σήμα των δεδομένων. Το σήμα μετά την διαμόρφωση θα είναι της μορφής:

$$E(t) = A(t) \cdot \cos[\omega(t) \cdot t + \varphi(t)] \quad (3.1)$$

Η πληροφορία μπορεί να είναι “κρυμμένη” είτε στο πλάτος $A(t)$ είτε στη φάση $\varphi(t)$, είτε σπανιότητα στη συχνότητα $\omega(t)$. Σε κάθε περίπτωση, πάντως, η ισχύς του οπτικού σήματος ισούται με $A^2(t)$. Με βάση τα παραπάνω προκύπτουν οι ακόλουθες κατηγορίες διαμόρφωσης:

- Διαμόρφωση πλάτους (ASK ή OOK)
- Διαμόρφωση φάσης (PSK)
- Διαμόρφωση συχνότητας (FSK)

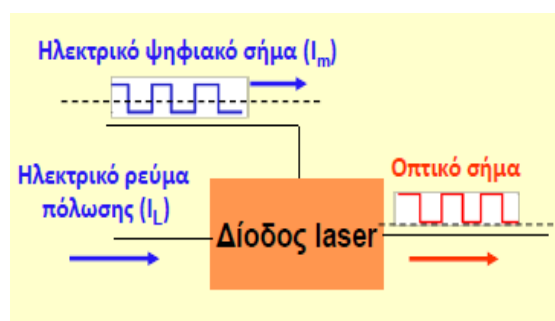
Επίσης υπάρχουν αρκετά σχήματα διαμόρφωσης για κάθε μία από τις παραπάνω κατηγορίες όπως NRZ, RZ, CS-RZ, Duo-binary κλπ για **OOK** PSK, DPSK, QPSK, DQPSK, D8PSK για **PSK** CPFSK για **FSK**. Αλλά και μεικτά σχήματα όπως RZ-DPSK και NRZ-DPSK. Τέλος, υπάρχουν οι ακόλουθοι τρόποι διαμόρφωσης:

- Απευθείας διαμόρφωση (Direct modulation)
- Εξωτερική διαμόρφωση (External modulation)

Η μέθοδος της **απευθείας διαμόρφωσης** μπορεί να υλοποιήσει όλες τις κατηγορίες διαμόρφωσης. Συνήθως χρησιμοποιείται για διαμόρφωση OOK και συγκεκριμένα για σχήμα διαμόρφωσης NRZ. Αποτελεί φθηνή και ικανοποιητική λύση για χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης και μικρές αποστάσεις διάδοσης. Στη μέθοδο της απευθείας διαμόρφωσης επεμβαίνουμε άμεσα στο ρυθμό άντλησης της ενεργού περιοχής διαμορφώνοντας το ρεύμα τροφοδοσίας με τη δυαδική κυματομορφή εισόδου.

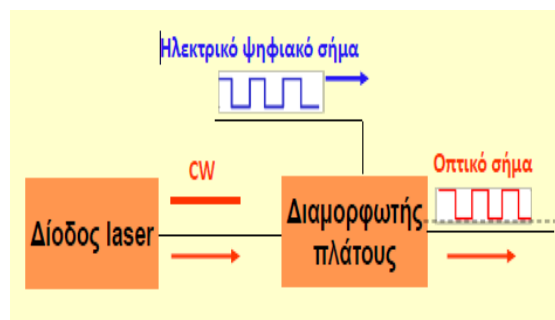
Το σημαντικότερο πρόβλημα της απευθείας διαμόρφωσης είναι ότι προκαλεί ολίσθηση συχνότητας (chirp) κατά τις αλλαγές του επιπέδου άντλησης, η οποία με τη σειρά της μειώνει την εμβέλεια της μετάδοσης λόγω διασποράς.

Στο σχήμα 3.1 που ακολουθεί φαίνεται παραστατικά η μέθοδος της απευθείας διαμόρφωσης:



Σχήμα 3.1: Μέθοδος απευθείας διαμόρφωσης

Η μέθοδος της εξωτερικής διαμόρφωσης βασίζεται περισσότερο σε αμιγώς οπτικά φαινόμενα και επομένως είναι κατάλληλη για διαμόρφωση σε υψηλότερους ρυθμούς δεδομένων. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για διαμόρφωση OOK και για διαμόρφωση PSK. Οι διαμορφωτές που χρησιμοποιούνται βασίζονται σε ένα από τα δύο φαινόμενα: ηλεκτρο-οπτικό φαινόμενο (δηλαδή την εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την εφαρμοζόμενη ηλεκτρική τάση) και το φαινόμενο ηλεκτρο-απορρόφησης (δηλαδή την απορρόφηση του οπτικού πεδίου από ένα υλικό συναρτήσει της εφαρμοζόμενης ηλεκτρικής τάσης).



Σχήμα 3.2: Μέθοδος εξωτερικής διαμόρφωσης

3.2 Χρησιμότητα των μορφών διαμόρφωσης

Ο κύριος σκοπός της διαμόρφωσης ενός φέροντος σήματος από ένα σήμα πληροφορίας είναι να μεταδοθεί το σήμα πληροφορίας σε μορφή ιδανική βάσει των χαρακτηριστικών του καναλιού (της ίνας στην περίπτωση μας). Για παράδειγμα, μέσω της διαδικασίας της διαμόρφωσης, το σήμα πληροφορίας συχνά μεταφέρεται σε συχνότητα κατάλληλη προκειμένου να προσαρμόζεται στην παραχωρημένη στο κανάλι ζώνη (ζώνη διέλευσης καναλιού, δηλαδή, η ζώνη συχνοτήτων που υπάρχουν ευνοϊκές συνθήκες για μετάδοση μέσω του συγκεκριμένου διαύλου). Η επιλογή του τύπου διαμόρφωσης βασίζεται σε διάφορους παράγοντες όπως το εύρος της παραχωρημένης ζώνης, οι τύποι θορύβου και της παρεμβολής που συναντά το σήμα κατά τη μετάδοσή του μέσω του καναλιού και οι

διατάξεις που διαθέτουμε για ενίσχυση του σήματος πριν την εκπομπή. Τέλος, η διαδικασία διαμόρφωσης μας δίνει την δυνατότητα να διευθετήσουμε την ταυτόχρονη εκπομπή σημάτων από πολλαπλές πηγές, μέσω της πολυπλεξίας.

Για κάθε μία από τις τρεις μεθόδους διαμόρφωσης έχουν αναπτυχθεί διάφορα σχήματα διαμόρφωσης. Σκοπός τους είναι η βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών μετάδοσης. Η αξιολόγηση των διάφορων σχημάτων διαμόρφωσης γίνεται με βάση τα ακόλουθα κριτήρια:

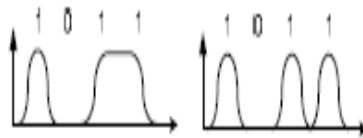
- Αποδοτική χρήση φάσματος (spectral efficiency)
- Απαιτούμενη ευαισθησία δέκτη και απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος για ανίχνευση
- Ανοχή σε φαινόμενα διάδοσης (διασπορά, μη γραμμικότητες)
- Πολυπλοκότητα του πομπού και του δέκτη

3.3 Τεχνικές διαμόρφωσης

Στο κεφάλαιο αυτό θα κάνουμε μία σύντομη αναφορά στις τεχνικές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται σήμερα.

Διαμόρφωση OOK Η διαμόρφωση πλάτους OOK (On-off keying) είναι η πιο απλή μέθοδος διαμόρφωσης. Στην πιο απλή της μορφή, η παρουσία φέροντος σήματος αντιστοιχεί στο λογικό "1" και η απουσία του στο λογικό "0". Για τη διαμόρφωση OOK χρησιμοποιούμε συχνά τα εξής δύο σχήματα διαμόρφωσης: NRZ (Non Return to Zero) και RZ (Return to Zero). Το σχήμα NRZ δεν είναι τίποτα παραπάνω από την απλή μορφή που παρουσιάσαμε προηγουμένως. Το λογικό "1" παρουσιάζεται από μια προκαθορισμένη τιμή ισχύος (συνήθως θετική τιμή) και το λογικό "0" παρουσιάζεται από μία άλλη προκαθορισμένη τιμή (συνήθως μηδενική ή αρνητική), χωρίς να υπάρχει καμία άλλη ενδιάμεση στάθμη ισχύος. Στο σχήμα RZ, αντίθετα, η ισχύς μηδενίζεται ανάμεσα σε κάθε μεταδιδόμενο

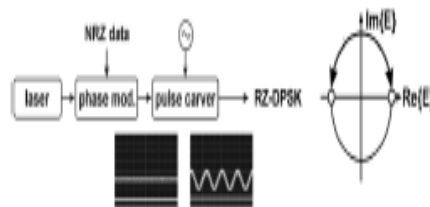
bit, ακόμα και αν μεταδίδεται η ίδια τιμή (π.χ. διαδοχικά “1”). Συγκριτικά με το NRZ σχήμα, το RZ μας δίνει τη δυνατότητα για πολυπλεξία OTDM (μέθοδο που υλοποιούμε στην παρούσα εργασία) και επίτευξη υψηλού ρυθμού μετάδοσης σε ένα μόνο κανάλι (μέχρι 640Gb/s). Επίσης, διατηρείται ο χρονισμός σε μεγάλες ακολουθίες “1” και εμφανίζει μεγαλύτερη ανοχή στη διασπορά. Από την άλλη πλευρά όμως, εμφανίζει μεγαλύτερη πολυπλοκότητα στον πομπό, μεγαλύτερο φασματικό περιεχόμενο για τον ίδιο ρυθμό μετάδοσης με το NRZ σχήμα και πιο έντονα μη γραμμικά φαινόμενα. Στο σχήμα 3.3 ακολουθεί φαίνεται η υλοποίηση των δύο σχημάτων διαμόρφωσης:



Σχήμα 3.3: Σχήματα NRZ και RZ

Διαμόρφωση PSK Η διαμόρφωση φάσης (PSK, Phase Shift Keying) αποτελεί μία μορφή ψηφιακής διαμόρφωσης που μεταδίδει τα δεδομένα, διαμορφώνοντας την φάση του φέροντος σήματος. Η PSK χρησιμοποιεί πεπερασμένο αριθμό φάσεων, όπου κάθε φάση κωδικοποιεί έναν ίσο αριθμό bit, που ονομάζεται σύμβολο. Ανάλογα με τον αριθμό των bits που κωδικοποιούνται από μία τιμή φάσης, προκύπτει και η αντιστοιχεί μέθοδος διαμόρφωσης. Πιο συγκεκριμένα, για 1bit/φάση έχουμε την BPSK (Binary PSK) η οποία χρησιμοποιεί 2 τιμές φάσης (τις 0 και π), για 2bit/φάση έχουμε την QPSK η οποία χρησιμοποιεί 4 τιμές φάσης (τις 0, $\pi/2$, π και $3\pi/2$), για 3bit/φάση έχουμε την 8PSK η οποία χρησιμοποιεί 8 τιμές φάσης (τις 0, $\pi/4$, $\pi/2$, $3\pi/4$, π , $5\pi/4$, $3\pi/2$ και $7\pi/4$), για 4bit/φάση έχουμε την 16PSK η οποία χρησιμοποιεί 16 τιμές φάσης κ.ο.κ. Η υλοποίηση των διαφόρων σχημάτων M-PSK θα μπορούσε απλά να γίνει χρησιμοποιώντας ένα laser που θα παράγει το οπτικό φέρον, έναν διαμορφωτή φάσης (PM, Phase Modulator) και αν θέλουμε RZ παλμούς

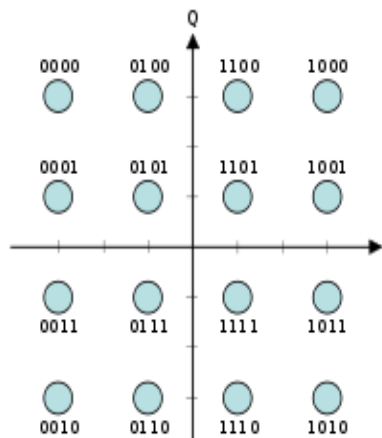
ένα ακόμα στοιχείο στην έξοδο του διαμορφωτή. Το οπτικό φέρον που παράγεται από το laser θα εισάγεται στον διαμορφωτή ο οποίος αρχικά θα δημιουργεί BPSK σήματα καθώς θα προσδίδει στο φέρον φάση π για το λογικό "1" και μηδενική φάση για το λογικό "0". Αν τώρα επιθυμούμε QPSK σήμα τότε η έξοδος του πρώτου διαμορφωτή θα εισέρχεται ως οπτικό φέρον στην είσοδο του δεύτερου διαμορφωτή ο οποίος θα προσδίδει στο φέρον φάση $\pi/2$. Ανάλογα υλοποιούνται και τα πιο σύνθετα σχήματα (8PSK, 16PSK κ.ο.κ). Για λόγους πληρότητας παραθέτουμε ένα σχήμα διαμορφωτή BPSK και το διάγραμμα αστερισμού του σήματος που παράγει (δύο σημεία αφού έχουμε δύο τιμές φάσης) στην εικόνα 3.4:



Σχήμα 3.4: Πομπός BPSK σήματος και διάγραμμα αστερισμού του σήματος

Διαμόρφωση QAM Στη διαμόρφωση QAM (Quadrature Amplitude Modulation, τα πλάτη δύο κυμάτων (με διαφορά φάσης 90° μεταξύ τους, συνήθως ημίτονο και συνημίτονο) διαμορφώνονται από το σήμα δεδομένων. Άρα μπορούμε να πούμε ότι αυτή η μέθοδος διαμόρφωσης είναι ταυτόχρονα διαμόρφωση πλάτους και φάσης. Για να μελετήσουμε όμως καλύτερα τη μέθοδο QAM ας δούμε το διάγραμμα αστερισμού ενός διαμορφωμένου κατά QAM σήματος (στο σχήμα 3.5 βλέπουμε το διάγραμμα αστερισμού ενός 16-QAM σήματος). Όπως βλέπουμε τα σημεία του διαγράμματος αστερισμού είναι κατανομημένα σε ένα τετράγωνο πλαίσιο με ίση οριζόντια και κατακόρυφη απόσταση [10]. Στις ψηφιακές

επικοινωνίες που μας ενδιαφέρουν ως επι το πλείστον στην παρούσα εργασία τα δεδομένα είναι σε δυαδική μορφή. Ως εκ τούτου, ο αριθμός των σημείων στο πλαίσιο είναι δύναμη του 2 (2 για 1bit/symbol, 4 για 2bit/symbol, 8 για 3bit/symbol, 16 για 4bit/symbol κ.ο.κ.). Οι πιο συνηθισμένες μορφές του QAM είναι οι 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM και 256-QAM. Είναι προφανές ότι όσο περισσότερα είναι τα σημεία στο διάγραμμα αστερισμού (όσο μεγαλύτερο είναι το M δηλαδή) τόσο περισσότερα bit ανά σύμβολο μεταδίδονται. Επίσης, όσο πιο κοντά τοποθετούμε τα σημεία στο διάγραμμα (ώστε να έχουν τη μικρότερη δυνατή ενέργεια) τόσο πιο ευάλωτο γίνεται το σύστημα στο θόρυβο με αποτέλεσμα να αυξάνεται το BER (Bit Error Rate). Άρα όσο μεγαλύτερη η τάξη (M) του QAM, τόσο περισσότερα δεδομένα μπορεί να μεταφέρει αλλά λιγότερο αξιόπιστα. Για αρκετά υψηλούς ρυθμούς δεδομένων (πέραν αυτών που μπορούμε να πετύχουμε με την 8-PSK ή άλλα σχήματα διαμόρφωσης) συνηθίζουμε να χρησιμοποιούμε σχήματα QAM.



Σχήμα 3.5: Διάγραμμα αστερισμού ενός 16-QAM σήματος

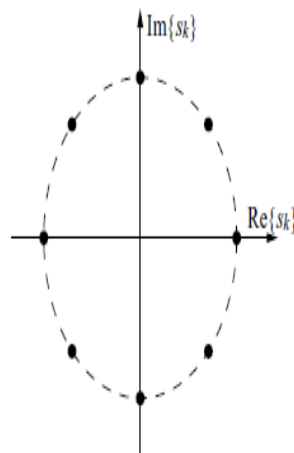
3.4 Η τεχνική διαμόρφωσης D8PSK

Η τεχνική διαμόρφωσης D8PSK αποτελεί μορφή διαμόρφωσης φάσης (PSK). Κάθε μεταδιδόμενο σύμβολο αντιστοιχεί σε μία από τις οχτώ καταστάσεις αλλαγής φάσης

του σήματος φέροντος $(0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/2, 7\pi/4)$. Η χρήση οχτώ καταστάσεων συνεπάγεται ότι κάθε σύμβολο μπορεί να αναπαραστήσει 3 bit δεδομένων. Έτσι τα δεδομένα ομαδοποιούνται σε τριάδες bit πριν τη μετάδοση, ενώ χρησιμοποιούμε παραγέμισμα με bit αν χρειαστεί ώστε να μεταδώσουμε ακέραιο αριθμό 3-bit συμβόλων.

Η κωδικοποίηση της φάσης του φέροντος είναι τέτοια ώστε κάθε σύμβολο να αναπαρίσταται από τη διαφορά μεταξύ της προηγούμενης φάσης και της τρέχουσας φάσης (δηλαδή το σήμα έχει υποστεί διαφορική κωδικοποίηση). Κάτι τέτοιο είναι απαραίτητο διότι ο δέκτης δεν έχει κάποια φάση αναφοράς για το φέρον σήμα, οπότε ο δέκτης δεν μπορεί να γνωρίζει πως ακριβώς είναι το σήμα για μηδενική μεταβολή φάσης. Αντί αυτού ο δέκτης μπορεί να υπολογίζει τη διαφορά μεταξύ των διαδοχικών φάσεων και να χρησιμοποιήσει ακριβώς αυτή τη διαφορά για να καθορίσει το σύμβολο που μεταδίδεται.

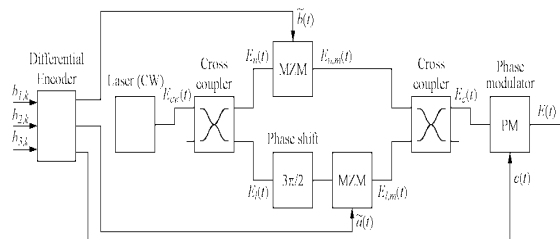
Το διάγραμμα αστερισμού ενός D8PSK σήματος με τα οχτώ σημεία στο μιγαδικό επίπεδο φαίνεται στο διάγραμμα 3.6. Όλα τα σημεία s_k του σήματος έχουν το ίδιο πλάτος και οι γωνίες της φάσης είναι $\varphi_k \in \{n\pi/4, n = 0, 1, \dots, 7\}$



Σχήμα 3.6: Διάγραμμα αστερισμού ενός D8PSK σήματος

Μια πιθανή υλοποίηση ενός πομπού που θα παράγαγε D8PSK σήματα παρουσιάζεται στο σχήμα 3.7 [4]. Χρησιμοποιεί δύο διαμορφωτές Mach-Zehnder μέσω των οποίων τα

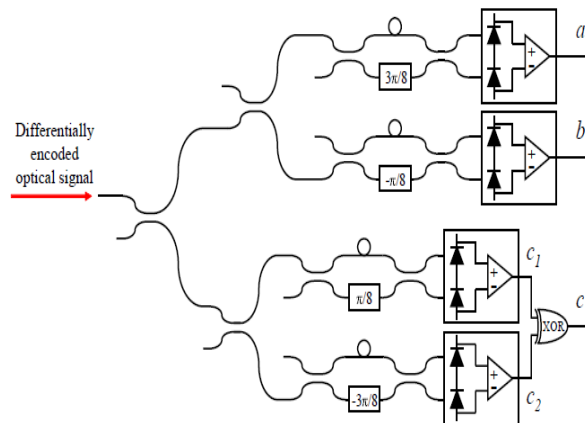
δεδομένα διαμορφώνουν το οπτικό φέρον που παράγεται από το CW laser(Continuous Wave laser) και είναι της μορφής $E_{CW}(t) = \sqrt{P}exp(j\omega_0t)$. Τα δεδομένα που διαμορφώνουν το οπτικό φέρον έχουν κωδικοποιηθεί κατάλληλα από τον διαφορικό κωδικοποιητή (differential encoder) ώστε να μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε όσο το δυνατόν πιο απλό δέκτη με απευθείας μέθοδο ανίχνευσης. Η έξοδος του δεύτερου coupler αποτελεί ένα DQPSK σήμα. Το σήμα αυτό εισέρχεται σε έναν διαμορφωτή φάσης ο οποίος διαμορφώνει την τρίτη είσοδο δεδομένων στο οπτικό φέρον (το DQPSK σήμα). Το σήμα δεδομένων εισάγει μια πρόσθετη στροφή φάσης κατά $\pi/4$ για bit "1" και αφήνει το φέρον σήμα αναλλοίωτο για bit "0". Τον συγκεκριμένο πομπό θα μελετήσουμε πιο αναλυτικά σε ακόλουθο κεφάλαιο.



Σχήμα 3.7: Πομπός D8PSK σήματος

Για την αποδιαμόρφωση του D8PSK σήματος, δεν χρειάζεται τοπικό φέρον. Το λαμβανόμενο σήμα συγκρίνεται με μία καθυστερημένη έκδοση του εαυτού του (καθυστέρηση κατά την περίοδο συμβόλου). Έτσι μειώνεται κατά πολύ η πιθανότητα λανθασμένης απόφασης για την πληροφορία του κάθε συμβόλου. Η διάταξη δέκτη που χρησιμοποιούμε για την αποδιαμόρφωση του D8PSK σήματος ([6]) βασίζεται στη διάταξη του σχήματος 3.8.

Όπως βλέπουμε και στο σχήμα, το κεντρικό στοιχείο της διάταξης είναι το ασύμμετρο Mach-Zehnder συμβολόμετρο. Η διάταξη αυτή αποτελείται από δύο coupler, ένα στοιχείο χρονικής καθυστέρησης και ένα στροφέα φάσης. Το σήμα εισέρχεται από τη μία είσοδο του coupler και χωρίζεται σε δύο σήματα. Το ένα σήμα διέρχεται από το στοιχείο καθυστέρησης, το οποίο του εισάγει καθυστέρηση διάρκειας ενός συμβόλου. Το άλλο



Σχήμα 3.8: Δέκτης D8PSK σήματος

σήμα διέρχεται από το στροφέα φάσης, ο οποίος του προκαλεί αλλαγή στη φάση κατά $\pi/8, 3\pi/8, -\pi/8$ ή $-3\pi/8$. Τέλος τα δύο σήματα επανενώνονται στον δεύτερο coupler.

Εξαιτίας των οχτώ πιθανών διαφορών φάσεων, απαιτούνται τέσσερα συμβολόμετρα και τέσσερις δέκτες που θα αποκωδικοποιήσουν τα κωδικοποιημένα κατά D8PSK σήματα. Όπως είπαμε και προηγουμένως, χρησιμοποιούνται τέσσερα ασύμμετρα Mach-Zehnder συμβολόμετρα. Στα άκρα των συμβολομέτρων συνδέονται φωτοδίοδοι που ανιχνεύουν το αποδιαμορφωμένο σήμα. Συνήθως, για την ανάκτηση των αρχικών δεδομένων είναι απαραίτητη η χρήση λογικών πυλών στην έξοδο.

Τέλος, να σημειώσουμε ότι όπως και οι υπόλοιπες πολυεπίπεδες μέθοδοι διαμόρφωσης, έτσι και η μέθοδος D8PSK μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση της συνολικής χωρητικότητας για οπτικές μεταδόσεις. Επίσης, επιτρέπει υψηλή φασματική απόδοση και αύξηση της συνολικής χωρητικότητας του φάσματος χωρίς όμως επέκταση του φάσματος. Ακόμα, εμφανίζει ανεκτικότητα στη χρωματική διασπορά και στη διασπορά τρόπων πόλωσης (φαινόμενα που περιγράψαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο). Το γεγονός μάλιστα της διαφορικής κωδικοποίησης και άρα της απευθείας διαμόρφωσης (χωρίς χρήση τοπικών φέροντος για δημιουργία σήματος αναφοράς) επιτρέπει τη χρησιμοποίηση απλών συσκευών δέκτη χωρίς

τοπικούς ταλαντωτές.

Από την άλλη, όμως, εμφανίζονται ισχυρές αλλοιώσεις εξαιτίας του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης(XPM). Η μέθοδος της D8PSK διαμόρφωσης αποτελεί μία πολύ καλή λύση, συγκριτικά με άλλες πολυεπίπεδες μεθόδους, για το φαινόμενο της XPM.

Κεφάλαιο 4

Περιγραφή του προγράμματος VPI

Για την εκπόνηση της διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήσαμε την πλατφόρμα εξομοίωσης VPItransmissionMaker/VPIcomponentMaker 8.0. Για το λόγο αυτό θα περιγράψουμε τα διάφορα στοιχεία της πλατφόρμας που χρησιμοποιήσαμε καθώς και τις παραμέτρους αυτών. Για λόγους συντομίας, από εδώ και στο εξής θα την καλούμε VPI. Πριν από την περιγραφή των στοιχείων όμως ας αναφερθούμε σύντομα στις γενικές παραμέτρους του λογισμικού. Οι παράμετροι που καθορίζουν τα γενικά χαρακτηριστικά της προσομοίωσης είναι οι ακόλουθες:

- TimeWindow, η χρονική διάρκεια κάθε block δεδομένων. Κάθε εξομοίωση θα “τρέχει” για τόσο χρόνο. Εμείς την θέσαμε στα $\frac{128}{160 \cdot 10^9} s = 0.8 ns$
- SampleRateDefault, ο αριθμός των samples ανα second. Χρησιμοποιείται για να καθορίσει το εύρος της προσομοίωσης για κάθε κανάλι.
- BitRateDefault, ο ρυθμός μετάδοσης bit για κάθε κανάλι. Ανάλογα με την εξομοίωση τον θέσαμε στα 160Gb/s και 40Gb/s

4.1 Στοιχεία της εξομοίωσης στο VPI

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιάσουμε τα διάφορα στοιχεία-modules του VPI που χρησιμοποιήσαμε κατά τη διάρκεια της εξομοίωσης.

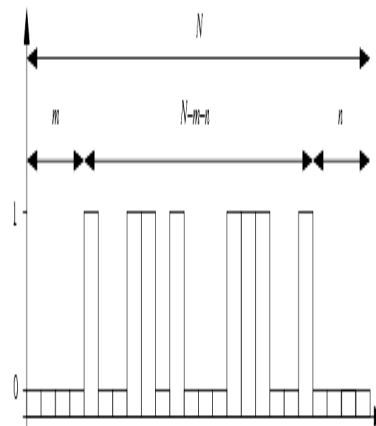
PRBS



Το στοιχείο αυτό παράγει πολλούς τύπους ψευδοτυχαίων ακολουθιών δεδομένων με πολλές δυνατότητες επιλογής, όπως το duty cycle, τον αριθμό μηδενικών πριν και μετά προκαθορισμένες ακολουθίες, ακολουθίες μόνο με άσσους ή μόνο με μηδενικά και άλλα.

Μια ψευδοτυχαία διαδική ακολουθία (pseudo random binary sequence, PRBS) είναι συνήθως απαραίτητη κατά τη μοντελοποίηση της πηγής πληροφορίας σε εξομοιώσεις ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η δυαδική ακολουθία μπορεί να παραχθεί με τη χρήση μιας γεννήτριας τυχαίων αριθμών, ή εναλλακτικά, μπορεί να καθοριστεί απευθείας από τον χρήστη ή να διαβαστεί από κάποιο φάκελο. Το στοιχείο PRBS παράγει μία ακολουθία από N bits ($\text{TimeWindow} \cdot \text{BitRate}$) με τον αριθμό των m και n μηδενικών bits να προπορεύονται και να έπονται της παραγόμενης ακολουθίας bit μήκους $N-m-n$ όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.1. Οι αριθμοί m και n καθορίζονται από το χρήστη μέσω των παραμέτρων PreSpaces και PostSpaces αντίστοιχα.

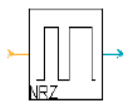
Στις διάφορες εξομοιώσεις που πραγματοποιήσαμε, χρησιμοποιήσαμε δύο τύπους PRBS (πaráμετρος PRBS_Type): τον PRBS_Type=PRBS_N και τον PRBS_Type=Codeword. Στην πρώτη περίπτωση, χρησιμοποιείται η “κλασική” γεννήτρια PRBS τάξης k (καθορίζεται από την παράμετρο PRBS_order) και περίοδο $2^k - 1$. Στην δεύτερη περίπτωση χρησιμοποιείται μια καθορισμένη από το χρήστη κωδική λέξη η οποία καθορίζει την έξοδο. Η λέξη αυτή επαναλαμβάνεται περιοδικά αν τα bit που πρέπει να παραχθούν είναι περισσότερα από τα bit που καθόρισε ο χρήστης στην codeword. Όσον αφορά τις υπόλοιπες παραμέτρους του στοιχείου PRBS, θέσαμε 0 τις PreSpaces και PostSpaces, 7 την PRBS_Order και το



Σχήμα 4.1: Ακολουθία N bits που περιέχει m προπροσέυμένο και n διαδεχόμενα bits μηδενικά bits

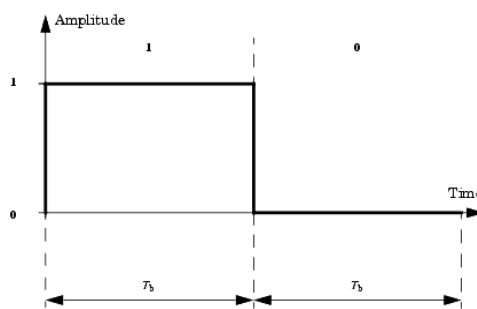
BitRate 40Gbit/s (ώστε με 3 PRBS να πάρουμε σήμα στα 40Gbaud, αφού μεταδίδουμε 3bit/symbol).

Coder_NRZ



Το στοιχείο αυτό παράγει ένα NRZ (Non Return to Zero) κωδικοποιημένο σήμα που καθορίζεται από μία σειρά bits στην είσοδό του. Τα bits στην είσοδο παράγονται από το στοιχείο PRBS που παρουσιάσαμε προηγουμένως.

Για κάθε bit εισόδου, λοιπόν, το στοιχείο αυτό παράγει ένα ηλεκτρικό Non Return to Zero σήμα όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.2.

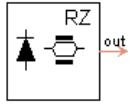


Σχήμα 4.2: κωδικοποίηση NRZ

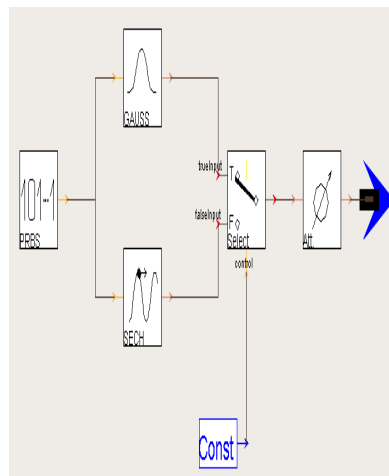
Να σημειώσουμε, τέλος, ότι οι παράμετροι BitRate και SampleRate του στοιχείου θέτονται

ίσες με τις αντίστοιχες γενικές παραμέτρους της εξομοίωσης.

Tx_Pulse



Το στοιχείο αυτό παράγει μία ακολουθία Gaussian ή sechant παλμών. Αποτελείται από άλλα στοιχεία του VPI και συγκεκριμένα τα PRBS, PulseGaussOpt και PulseSechOpt .Η υλοποίηση του στοιχείου αυτού φαίνεται στο σχήμα 4.3



Σχήμα 4.3: Εσωτερικά του Tx_Pulse

Σκοπός της χρήσης αυτού του στοιχείου ήταν η παραγωγή ενός “τρένου” RZ-παλμών στα 40Gbit/s. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιήσαμε Gaussian παλμούς στα 40Gbit/s (πaráμετρος BitRate) και στη συχνότητα 193.1Thz (πaráμετρος EmissionFrequency), οι οποίοι κωδικοποιούν μία PRBS ακολουθία από “1” (με PreSpaces=0 και PostSpaces=0), με ισχύ κορυφής $P_{max}=0.001W$ (πaráμετρος PeakPower), εύρος ημίσειας ισχύος T_{FWHM} από 1.8ps έως 2.3ps ανάλογα με την εφαρμογή (πaráμετρος FWHM), μηδενικό αρχικό chirp ($C=0$, παράμετρος Chirp), τάξη $m=1$ (πaráμετρος GaussianOrder=1), και μηδενική αρχική φάση $\varphi_c = 0$ (πaráμετρος InitialPhase). Οι υπόλοιπες παράμετροι έχουν τεθεί στις προκαθορισμένες (default) τιμές τους ενώ και το SampleRate είναι ίσο με το SampleRateDefault. Με βάση

τις παραπάνω αναθέσεις τιμών στις παραμέτρους του στοιχείου οι παλμοί στην έξοδο του θα είναι:

$$E(t) = \left(\frac{\sqrt{1-k}}{ke^{j\delta}} \right) \cdot \sqrt{P_{max}b_n} \cdot \exp\left[-\frac{\ln 2(1+jC)}{2}\right] \cdot \left(\frac{2t}{T_{FWHM}}\right)^{2m} \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \varphi_c)] \quad (4.1)$$

όπου k είναι η σταθερά CenterPosition και έχει τιμή 0.5, δ η διαφορά φάσης ανάμεσα στην y -πόλωση και στην x -πόλωση και b_n η δυαδική τιμή του $n_{οστο}$ bit. Άρα ο κάθε παλμός θα έχει μορφή που δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$E(t) = \left(\frac{\sqrt{1-k}}{ke^{j\delta}} \right) \cdot \sqrt{P_{max}} \cdot b_n \cdot \exp\left[-\frac{\ln 2}{2}\right] \cdot \left(\frac{2t}{T_{FWHM}}\right)^2 \cdot \exp[j(2\pi f_c t)] \quad (4.2)$$

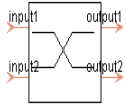
ModulatorPM



Το στοιχείο αυτό εξομοιώνει έναν ιδανικό διαμορφωτή φάσης. Έχει δύο εισόδους και μία έξοδο. Στη μία είσοδο εισέρχεται το οπτικό φέρον (έξοδος του στοιχείου TX_Pulse) και στην άλλη είσοδο εισέρχεται ηλεκτρικό σήμα δεδομένων (σήμα που θα διαμορφώσει το οπτικό φέρον). Στην έξοδο του προκύπτει το ακόλουθο οπτικό σήμα:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \exp[j\Delta\varphi_{data}(t)] \quad (4.3)$$

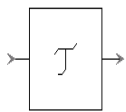
όπου το $E_{in}(t)$ είναι το οπτικό σήμα εισόδου, $data(t)$ είναι το ηλεκτρικό σήμα διαμόρφωσης και $\Delta\varphi$ η στροφή φάσης η οποία καθορίζεται από την παράμετρο PhaseDeviation. Στην εξομοίωση που πραγματοποιήσαμε θέσαμε την παράμετρο αυτή ίση με 45° , 90° και 180° . Να σημειώσουμε, τέλος, ότι η οπτική ισχύς δεν επηρεάζεται από τον διαμορφωτή φάσης ενώ και η πόλωση του σήματος εξόδου είναι ίδια με την πόλωση του σήματος εισόδου.

X_Coupler

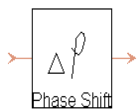
Το στοιχείο αυτό μοντελοποιεί έναν οπτικό συζεύκτη για συνδυασμό ή διαχωρισμό οπτικών σημάτων. Η συνάρτηση μεταφοράς που το χαρακτηρίζει είναι η ακόλουθη:

$$\begin{pmatrix} E_{1,out} \\ E_{2,out} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-a} & j\sqrt{a} \\ j\sqrt{a} & \sqrt{1-a} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{1,in} \\ E_{2,in} \end{pmatrix}$$

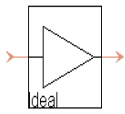
όπου a είναι ο συντελεστής διαχωρισμού που καθορίζεται από την παράμετρο `CoupleFactor` a , την οποία εμείς θέσαμε 0.5 σε όλες τις περιπτώσεις που χρησιμοποιήσαμε το στοιχείο αυτό.

DelaySample

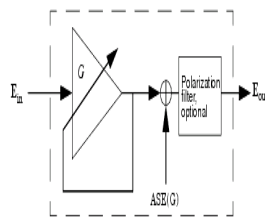
Το στοιχείο αυτό εισάγει μία χρονική καθυστέρηση σε ένα οπτικό ή ηλεκτρικό σήμα. Η καθυστέρηση αυτή καθορίζεται από την παράμετρο `DelayTime` (πχ τη θέσαμε στα $1^{-12}sec$).

DelayPhaseOpt

Το στοιχείο αυτό εισάγει μία ολίσθηση φάσης, χρονικά ανεξάρτητη, σε ένα οπτικό ή ηλεκτρικό σήμα. Η ολίσθηση αυτή καθορίζεται από την παράμετρο `PhaseShift` (πχ τη θέσαμε στις 270°).

AmpSysOpt

Το στοιχείο αυτό μοντελοποιεί έναν ενισχυτή. Μπορεί να λειτουργήσει σαν ενισχυτής gain-controlled, power-controlled ή και σαν ενισχυτής κόρου. Στην περίπτωση μας χρησιμοποιήσαμε τον τύπο ενισχυτή power-controlled (καθορίζεται από την παράμετρο AmplifierType). Στην περίπτωση αυτή (η οποία φαίνεται παραστατικά στο διάγραμμα 4.4) η ισχύς άντλησης είναι μεταβλητή και η παράμετρος OutputPower καθορίζει τη συνολική ισχύ εξόδου η οποία επηρεάζεται από άλλες μεταβλητές (θόρυβος κλπ, τις έχουμε θέσει όλες στο μηδέν). Για χαμηλή ισχύ εισόδου το κέρδος του ενισχυτή θα είναι περιορισμένο όπως και η ισχύς εξόδου, από ένα μέγιστο κέρδος ενίσχυσης το οποίο καθορίζεται από τη μεταβλητή GainMax. Έτσι αν η ισχύς εξόδου (παράμετρος OutputPower) τεθεί σε εξωπραγματικά υψηλή τιμή τότε η έξοδος θα προκύψει με βάση το μέγιστο δυνατό κέρδος και άρα την παράμετρο GainMax.



Σχήμα 4.4: Διάταξη του ενισχυτή στην περίπτωση του power-controlled

fiberNLS

Το στοιχείο αυτό επιλύει την μη γραμμική εξίσωση *Schrödinger* (NLS) που περιγράφει την διάδοση οπτικών σημάτων με γραμμική πόλωση σε ίνες, χρησιμοποιώντας την split step Fourier μέθοδο. Ανάλογα με τον τρόπο αναπαράστασης των σημάτων που εισέρχονται στην ίνα, λαμβάνει το στοιχείο αυτό διαφορετικά φαινόμενα στην ίνα. Στην περίπτωση μας, εξετάζουμε τα ακόλουθα φαινόμενα: σκέδαση Raman(SRS), μίξη τεσσάρων φωτονίων (FWM), αυτοδιαμόρφωση φάσης (SPM), ετεροδιαμόρφωση φάσης (XPM), πρώτης τάξης διασπορά ταχύτητας ομάδας

(GVD), δεύτερης τάξης διασπορά ταχύτητας ομάδας (GVD), απώλειες στην ίνα.

Στο σημείο αυτό θα αναλύσουμε τη μη γραμμική εξίσωση *Schrödinger* και την split step Fourier μέθοδο που χρησιμοποιείται για την επίλυσή της. Όπως είπαμε και προηγουμένως η μη γραμμική εξίσωση *Schrödinger* χρησιμοποιείται για να περιγράψει τα φαινόμενα μετάδοσης που είπαμε παραπάνω. Ο τύπος της εξίσωσης η οποία περιγράφει τα διάφορα φαινόμενα που συμβαίνουν μέσα στην ίνα παρουσιάζεται παρακάτω:

$$\frac{\partial \vec{E}(z,t)}{\partial z} = [\hat{D} + \hat{N}] \cdot \vec{E}(z,t) \quad (4.4)$$

όπου το $\frac{\vec{E}(z,t)}{z}$ είναι η αργά μεταβαλλόμενη μιγαδική περιβάλλουσα του πεδίου του οπτικού κύματος, $|\vec{E}^2(z,t)|$ η ισχύς του, \hat{N} ο παράγοντας μη γραμμικότητας και \hat{D} ο παράγοντας της διασποράς. Ο παράγοντας διασποράς δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\vec{D} = j \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3}{\partial t^3} - \frac{\alpha}{2} \quad (4.5)$$

όπου

- η $\beta_2 [s^2/m]$ περιγράφει τον όρο δεύτερης τάξης της διασποράς ταχύτητας ομάδας (GVD, αν και συχνά στην βιβλιογραφία αναφέρεται ως σταθερά διάδοσης) και σχετίζεται με την παράμετρο διασποράς στο μήκος κύματος αναφοράς ($\lambda=c/\text{ReferenceFrequency}$) σύμφωνα με τον τύπο:

$$\beta_2 = -\frac{\lambda_{ref}^2}{2\pi c} D_\lambda \quad (4.6)$$

Η παράμετρος διασποράς D_λ δίνεται από την παράμετρο Dispersion του VPI.

- η $\beta_3 [s^3/m]$ περιγράφει την κλίση του όρου δεύτερης τάξης της διασποράς ταχύτητας ομάδας και σχετίζεται με την κλίση της παραμέτρου διασποράς $S_l = \frac{dD_\lambda}{d\lambda}$ σύμφωνα με τον τύπο:

$$\beta_3 = -\frac{\lambda_{ref}^2}{(2\pi c)^2} (\lambda_{ref}^2 S_\lambda + 2\lambda_{ref} D_\lambda) \quad (4.7)$$

Η παράμετρος διασποράς S_λ δίνεται από την παράμετρο DispersionSlope του VPI.

- η παράμετρος $\alpha[1/m]$ περιγράφει την παράμετρο απωλειών της ίνας

Ο παράγοντας μη γραμμικότητας δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$\vec{N} = -j\gamma|\vec{E}^2(z,t)| \quad (4.8)$$

με $\gamma = \frac{2\pi n_2 f_{ref}}{c A_{eff}}$ όπου n_2 ο μη γραμμικός δείκτης διάθλασης ο οποίος περιγράφεται από τη παράμετρο NonlinearIndex του VPI, A_{eff} η ενεργός διατομή στην ίνα και δίνεται από την παράμετρο CoreArea του VPI, f_{ref} η συχνότητα αναφοράς που δίνεται από την παράμετρο ReferenceFrequency και c η ταχύτητα φωτός στην ίνα.

Η μέθοδος split step fourier, τώρα, εφαρμόζεται αφού διαιρέσουμε την ίνα σε δύο περιοχές μελέτης. Πρώτον, στο πεδίο της συχνότητας όπου μελετάμε τα φαινόμενα διασποράς σε αυτό το πεδίο και δεύτερον στο πεδίο του χρόνου όπου μελετάμε τις μη γραμμικότητες στο πεδίο αυτό. Σημαντικό ρόλο στη μέθοδο αυτή παίζει η επιλογή του βήματος Δz (step-size). Συγκεκριμένα το βήμα είναι η μικρότερη τιμή από της ακόλουθες δύο:

- Δz_φ που δίνεται από τον τύπο :

$$\Delta z_\varphi = \frac{\Delta\varphi_{nl}}{\gamma|\vec{E}^2(z,t)|_{pk}} \quad (4.9)$$

όπου $\Delta\varphi_{nl}$ είναι η μέγιστη αποδεκτή μη γραμμική ολίσθηση φάσης και $|\vec{E}^2(z,t)|$ η μέγιστη τιμή της οπτικής ισχύς

- Δz_{max} που δίνεται από την παράμετρο MaxStepWidth

Σύμφωνα λοιπόν, με τη μέθοδο split step fourier το σήμα που προκύπτει στην έξοδο της ίνας θα είναι:

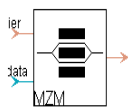
$$E_3(z_0 + \Delta z, t) = [\exp(\Delta z \cdot \hat{N})\vec{E}(z_0, t)]\exp(\Delta z \cdot \hat{D}) \quad (4.10)$$

όπου $\vec{E}(z_0, t)$ είναι το σήμα E_2 που υπολογίσαμε προηγουμένως. Να σημειώσουμε εδώ ότι έχουμε θέσει NO την παράμετρο SymmetricSplitStep.

Τέλος καταγράφουμε τις τιμές που δώσαμε στις διάφορες παραμέτρους του στοιχείου fiberNLS που χρησιμοποιήσαμε στην μοντελοποίηση του demultiplexer:

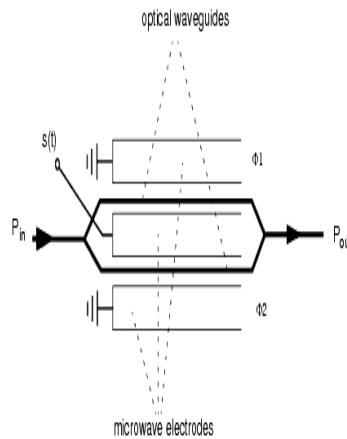
- μήκος ίνας $L=240\text{m}$
- δείκτης διάθλασης ομάδας $n_g = 1.47$
- απόσβεση $a = 0.5 \cdot 10^{-3}\text{dB/m}$
- παράγοντας διασποράς $D_1 = 1.2 \cdot 10^{-6}\text{s/m}^2$
- μη γραμμικός δείκτης διάθλασης $n_2 = 21 \cdot 10^{-20}\text{m}^2/\text{W}$
- ενεργός περιοχή $A_{eff} = 80 \cdot 10^{-12}\text{m}^2$

ModulatorMZ



Το στοιχείο αυτό μοντελοποιεί έναν Mach-Zender διαμορφωτή και μπορεί να λάβει υπόψη του το chirp στη συχνότητα (οι μεταβολές στη κεντρική συχνότητα στις ακμές του παλμού) εξαιτίας της ασυμμετρίας του διαμορφωτή. Το chirp στο διαμορφωτή μπορεί να καθοριστεί με δύο τρόπους, είτε χρησιμοποιώντας τον παράγοντα συμμετρίας (παράμετρος SymmetryFactor) και το πρόσημο του chirp (παράμετρος ChirpSign), είτε χρησιμοποιώντας την παράμετρο AlphaFactor. Ο διαμορφωτής έχει δύο εισόδους. Στη μία εισέρχεται το οπτικό φέρον και στην άλλη το ηλεκτρικό σήμα (κωδικοποιημένο κατά NRZ στην περίπτωσή μας). Στην

έξοδο του προκύπτει το διαμορφωμένο οπτικό σήμα. Το σχεδιάγραμμα του Mach-Zehnder διαμορφωτή που μοντελοποιείται είναι το 4.5 που ακολουθεί:



Σχήμα 4.5: Διάγραμμα του Mach-Zehnder διαμορφωτή

Η οπτική ισχύς εξόδου του διαμορφωτή όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.5 εξαρτάται από την διαφορά φάσης $\Delta\Phi$ ανάμεσα στα δύο άκρα του διαμορφωτή και δίνεται από τον τύπο:

$$P_{out}(t) = P_{in}(t) \cdot d(t) = P_{in}(t) \cdot \cos^2[\Delta\Phi(t)] \quad (4.11)$$

όπου $\Delta\Phi(t) = \frac{\Delta\Phi_1(t) - \Delta\Phi_2(t)}{2}$, $d(t)$ η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος και $\Delta\Phi_1(t)$ και $\Delta\Phi_2(t)$ είναι οι αλλαγές στη φάση σε κάθε ένα από τα δύο άκρα που προκαλούνται από το εφαρμοζόμενο σήμα διαμόρφωσης $data(t)$. Οι αλλαγές φάσης συμβαίνουν εξαιτίας του ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου (δηλαδή την εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την εφαρμοζόμενη ηλεκτρική τάση). Απαιτώντας λόγο σβέσης (λόγος επιπέδου ισχύος που αντιστοιχεί στο λογικό “1” προς επίπεδο ισχύος που αντιστοιχεί στο λογικό “0”) ίσο με $f_{extinct} = \frac{d_{max}}{d_{min}}$ και θεωρώντας “ορθογώνιο” σημείο λειτουργίας ($\Delta\Phi_{QP} = \pi/4$, τότε, η εξάρτηση της διαφοράς φάσης $\Delta\Phi(t)$ από το εισερχόμενο ηλεκτρικό σήμα δεδομένων $data(t)$ δίνεται από τον τύπο:

$$\Delta\Phi = \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{2} - ext \cdot (data(t) - \frac{1}{2}) \right) \quad (4.12)$$

όπου $ext = 1 - \frac{4}{\pi} \arctan(1/(\sqrt{f_{extinct}}))$ Ο λόγος σβέσης $f_{extinct}$ καθορίζεται από την παράμετρο Extinction. Στις προσομοιώσεις που υλοποιήσαμε, θέσαμε τις ακόλουθες τιμές στις παραμέτρους του στοιχείου ModulatorMZ:

- Extinction=30.0 dB
- ChirpDefinition=SymmetryFactor
- SymmetryFactor=-1.0
- ChirpSign=Positive

Με βάση τις παραπάνω τιμές επιτυγχάνουμε στροφή φάσης κατά π στο οπτικό φέρον για κάθε λογικό “1” στο ηλεκτρικό σήμα δεδομένων στην είσοδο και μηδενική στροφή φάσης στην περίπτωση του λογικού “0”.

FilterOpt



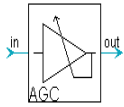
Το στοιχείο αυτό μοντελοποιεί ένα οπτικό φίλτρο και μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ζωνοπερατό φίλτρο, ζωνοφρακτικό φίλτρο αλλά και φίλτρο με τις ακόλουθες συναρτήσεις μεταφοράς: Butterworth, Bessel, Chebyshev, ελλειπτική, γκαουσιανή, ορθογώνια, και τραπεζοειδή. Μπορεί όμως να χρησιμοποιηθεί με συνάρτηση μεταφοράς που καθορίζεται από τον χρήστη μέσω ενός αρχείου εισόδου.

Τα χαρακτηριστικά του κάθε φίλτρου καθορίζονται πλήρως από τη συνάρτηση μεταφοράς του. Αν η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου είναι γνωστή τότε το φιλτραρισμένο σήμα στην έξοδο δίνεται στο πεδίο της συχνότητας από τον τύπο: $E_{out}(\omega) = H(\omega)E_{in}(\omega)$. Στην περίπτωση του γκαουσιανού φίλτρου, που χρησιμοποιήσαμε στην μοντελοποίηση του αποπολυπλέκτη, η συνάρτηση μεταφοράς είναι γκαουσιανή και δίνεται από τον τύπο :

$$H(s) = e^{-ln\sqrt{2}|s|^{2n}} \quad (4.13)$$

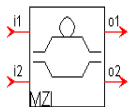
όπου $s=j\omega$ και n η τάξη που καθορίζεται από την παράμετρο GaussianOrder (στην περίπτωση μας την θέσαμε 1). Το φίλτρο που χρησιμοποιήσαμε είναι ζωνοπερατό (έχουμε θέσει την παράμετρο FilterType=BandPass) με εύρος διέλευσης 125GHz ($Bandwidth = 0.125 \cdot 10^{12} Hz$) γύρω από την κεντρική συχνότητα των 193.1Thz ($CenterFrequency = 193.1 \cdot 10^{12} Hz$). Συγκεκριμένα, θα το χρησιμοποιήσουμε στην μοντελοποίηση του αποπολυπλέκτη για να αποκόψουμε το σήμα ελέγχου (στα 194.6Thz) από το σήμα δεδομένων (στα 193.1Thz) στην έξοδο του αποπολυπλέκτη.

AmpRF_AGC



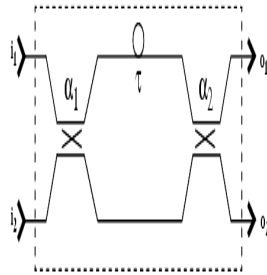
Το στοιχείο αυτό μοντελοποιεί έναν ηλεκτρικό ενισχυτή RF με αυτόματο έλεγχο κέρδους και χρησιμοποιείται για να φέρει τα ηλεκτρικά σήματα δεδομένων που εισέρχονται στους Mach-Zehnder διαμορφωτές, στο επιθυμητό επίπεδο ισχύος. Το ελάχιστο κέρδος του ενισχυτή δίνεται από την παράμετρο MaximuAttenuation (ίση με 10dB στην περίπτωση μας). Το μέγιστο κέρδος του ενισχυτή δίνεται από την παράμετρο SmallSignalGain (ίση με 30dB στην περίπτωση μας). Ο ελεγκτής προσπαθεί να θέσει την ισχύ εξόδου σε ένα προκαθορισμένο επίπεδο εναλλάσσοντας το κέρδος ενίσχυσης ανάμεσα στα δύο επίπεδα που προαναφέραμε. Το επίπεδο ηλεκτρικής ισχύος δίνεται από την παράμετρο SaturationPower την οποία θέσαμε 10dBW.

FilterMZI_Opt



Το στοιχείο αυτό μοντελοποιεί ένα Mach-Zehnder συμβολόμετρο (MZI). Η υλοποίηση του γίνεται με τη χρήση άλλων βασικών στοιχείων του VPI. Συγκεκριμένα, αποτελείται από δύο coupler και μία γραμμή που εισάγει χρονική καθυστέρηση. Η τιμή της καθυστέρησης μπορεί να μην είναι ακέραιος αριθμός δειγμάτων. Το στοιχείο αυτό έχει δύο εισόδους όπου εισέρχονται δύο οπτικά σήματα (ή μπορεί να μην εισέρχεται κάποιο σήμα). Οι δύο εισοδοί του συμβολομέτρου είναι κοινές με τις εισόδους του πρώτου coupler. Επίσης, το στοιχείο αυτό

μας δίνει τη δυνατότητα να προκαλέσουμε ολίσθηση φάσης στα σήματα που εισέρχονται στις δύο διακλαδώσεις (upper και lower) όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.6 που παρουσιάζει το εσωτερικό του στοιχείου FilterMZI-Opt.



Σχήμα 4.6: Εσωτερικό του Mach Zehnder Interferometer

Με βάση το παραπάνω σχήμα προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς του στοιχείου:

$$T(f) = \begin{pmatrix} \sqrt{1-a_1} & j\sqrt{a_1} \\ j\sqrt{a_1} & \sqrt{1-a_1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e^{-j2\pi f\tau} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} e^{j\varphi_{upper}} & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_{lower}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{1-a_2} & j\sqrt{a_2} \\ j\sqrt{a_2} & \sqrt{1-a_2} \end{pmatrix}$$

όπου τ η τιμή της χρονικής καθυστέρησης που εισάγουμε στο σήμα του πάνω κλάδου η οποία καθορίζεται από την παράμετρο DelayTime του VPI, a_1 ο συντελεστής διαχωρισμού του πρώτου coupler ο οποίος καθορίζεται από την παράμετρο CoupleFactor1, a_2 ο συντελεστής διαχωρισμού του δεύτερου coupler ο οποίος καθορίζεται από την παράμετρο CoupleFactor2, φ_{upper} είναι η ολίσθηση φάσης που προκαλείται στο σήμα στον πάνω κλάδο και καθορίζεται από την παράμετρο PhaseShift_Upper του VPI, φ_{lower} είναι η ολίσθηση φάσης που προκαλείται στο σήμα στον κάτω κλάδο και καθορίζεται από την παράμετρο PhaseShift_Lower του VPI Το συμβολόμετρο Mach-Zehnder αποτελεί βασικό στοιχείο του οπτικού δέκτη για την αποδιαμόρφωση του D8PSK σήματος. Για την μοντελοποίηση του δέκτη θέσαμε τις ακόλουθες τιμές στις παραμέτρους του συστήματος :

- DelayTime = $25 \cdot 10^{-12}$ sec

- CoupleFactor1 = 0.5
- CoupleFactor2 = 0.5
- PhaseShift_Upper=0.0

Η τιμή της παραμέτρου PhaseShift_Lower αλλάζει ανάμεσα στις τιμές (67.5,337.5,22.5,292.5)

Photodiode



Το στοιχείο αυτό μοντελοποιεί μια φωτοδίοδο. Η φωτοδίοδος αυτή μπορεί να είναι τύπου PIN ή τύπου APD. Στην περίπτωση μας χρησιμοποιούμε τύπο PIN, θέτοντας την παράμετρο PhotodiodeModel στην τιμή PIN. Για αυτόν τον τύπο δίοδου το ρεύμα στην έξοδο της δίοδου δίνεται από την ακόλουθη

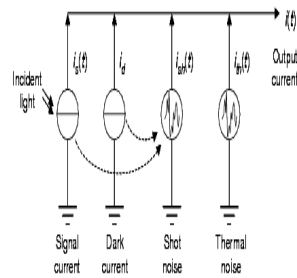
εξίσωση:

$$i(t) = i_{ph}(t) + n_{sh}(t) + n_{th}(t) + i_d \quad (4.14)$$

όπου

- i_{ph} το αρχικό ρεύμα στη φωτοδίοδο που οφείλεται στην οπτική ισχύ εισόδου P_s και είναι $i_{ph} = r \cdot P_s$, με r την αποκρισμότητα της φωτοδίοδου (δίνεται από την παράμετρο Responsivity την οποία έχουμε θέσει 1A/W)
- n_{sh} το ρεύμα θορύβου βολής το οποίο παράγεται μόνο αν η παράμετρος ShotNoise έχει τεθεί στην τιμή On (στην περίπτωση μας την έχουμε απενεργοποιήσει)
- n_{th} το ρεύμα θερμικού θορύβου που δίνεται από την παράμετρο ThermalNoise (την έχουμε θέσει 0)
- i_d το ρεύμα σκότους που δίνεται από την παράμετρο DarkCurrent (την έχουμε θέσει 0)

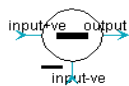
Για να γίνει πιο κατανοητή η λειτουργία της φωτοδίοδου παρουσιάζουμε ένα παραστατικό διάγραμμα της λειτουργίας της:



Σχήμα 4.7: Λειτουργία του τύπου PIN της φωτοδιόδου

Τέλος να σημειώσουμε ότι το στοιχείο αυτό το χρησιμοποιούμε στη διάταξη δέκτη του D8PSK σήματος που υλοποιήσαμε.

SubtractSignalsEI

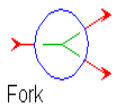


Το στοιχείο αυτό υλοποιεί την πράξη της αφαίρεσης μεταξύ δύο σημάτων. Η έξοδος του δίνεται από τον τύπο:

$$E_{out} = E_2 - E_1 \tag{4.15}$$

όπου E_{out} το ηλεκτρικό σήμα στην έξοδο και E_1, E_2 τα ηλεκτρικά σήματα στην είσοδο.

Fork_2



Το στοιχείο αυτό χρησιμοποιείται για να συνδέσουμε την έξοδο μίας βαθμίδας με πολλαπλές εισόδους. Ουσιαστικά αντιγράφει την είσοδο σε κάθε έξοδο.

NullSource



Το στοιχείο αυτό υλοποιεί την μηδενική είσοδο οποιουδήποτε τύπου σήματος. Δηλαδή, είτε οπτικά είτε ηλεκτρικά σήματα, ανάλογα με την τιμή της παραμέτρου OutputSignal (στην περίπτωσή μας είχε τιμή Optical). Το

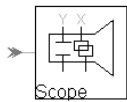
στοιχείο αυτό είναι απαραίτητο στην είσοδο αχρησιμοποίητων εισόδων.

Ground



Το στοιχείο αυτό αποβάλλει (γειώνει) τα σήματα που εισέρχονται στην είσοδό του. Είναι απαραίτητο στις αχρησιμοποίητες εξόδους άλλων στοιχείων ώστε να τερματίσει τις “ξεκρέμαστες” αυτές εξόδους.

ViScope



Το στοιχείο αυτό χρησιμοποιείται για την προβολή των κυματομορφών των οπτικών και ηλεκτρικών σημάτων (στο πεδίο του χρόνου). Επίσης, μπορεί να προβάλλει τη στιγμιαία συχνότητα και φάση μίας οπτικής κυματομορφής, το διάγραμμα ματιού των ηλεκτρικών ή οπτικών κυματομορφών και κάποιες μετρήσεις για τις εικονιζόμενες κυματομορφές. Στην περίπτωση μας το χρησιμοποιούμε για να προβάλλουμε τις κυματομορφές οπτικών σημάτων, το φάσμα συχνοτήτων οπτικών σημάτων, το διάγραμμα ματιού κάποιων οπτικών σημάτων αλλά και για να λάβουμε διάφορες μετρήσεις που πραγματοποιεί το στοιχείο αυτό.

Κεφάλαιο 5

Κύριο Μέρος

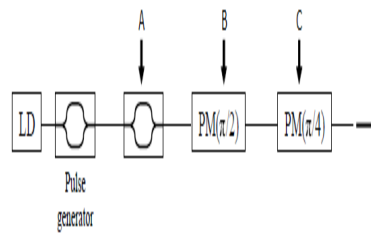
5.1 Πηγή για τη δημιουργία οπτικού D8PSK διαμορφωμένου σήματος στα 40Gbaud

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφουμε δύο σχήματα δημιουργίας οπτικού σήματος διαμορφωμένου σύμφωνα με το σχήμα διαμόρφωσης 8PSK, το οποίο περιγράψαμε αναλυτικά σε προηγούμενο κεφάλαιο. Στα δύο σχήματα προκύπτει σήμα εξόδου που μεταφέρει 3 bit/symbol αυξάνοντας με αυτόν τον τρόπο την φασματική απόδοση του συστήματος.

5.1.1 Διάταξη με χρήση τριών διαμορφωτών φάσης(Phase Modulators,Pm) σε σειρά

Στην πρώτη περίπτωση ο πομπός που υλοποιήσαμε βασίζεται στην διάταξη της εικόνας 5.1. Αποτελεί την πιο απλή διάταξη για να κωδικοποιήσουμε τις οχτώ διαφορετικές φάσεις του 8PSK σήματος. [7]

Σύμφωνα με την διάταξη αυτή,το οπτικό φέρον είναι RZ παλμοί. Οι παλμοί αυτοί εισέρχονται διαδοχικά σε τρεις διαμορφωτές φάσης. Αν και στην διάταξη αυτή ο πρώτος

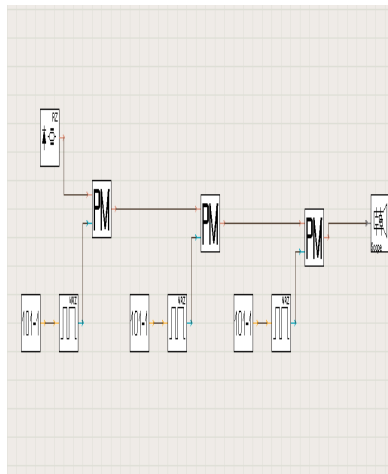


Σχήμα 5.1: Διάταξη πομπού A

από τους τρεις διαμορφωτές είναι ένας Mach-Zehnder διαμορφωτής πολωμένος κατάλληλα, εμείς χρησιμοποιήσαμε στη θέση του ακόμα έναν διαμορφωτή φάσης ώστε να απλοποιήσουμε ακόμα περισσότερο την υλοποίησή μας. Αυτά τα τρία στοιχεία, διαμορφώνουν την φάση του οπτικού φέροντος με την ηλεκτρική ακολουθία που εισέρχεται στη μία από τις δύο εισόδους τους. Το πρώτο στοιχείο μεταβάλλει τη φάση του φέροντος ώστε στη περίπτωση του λογικού “1” να είναι π και στην περίπτωση του λογικού “0” να είναι 0. Όπου τα 0 και 1 περιέχονται στα ηλεκτρικά σήματα εισόδου. Αντίστοιχα το δεύτερο στοιχείο μεταβάλλει τη φάση του φέροντος ώστε στη περίπτωση του λογικού “1” να είναι $\pi/2$ και στην περίπτωση του λογικού “0” να είναι 0 και τέλος ο τελευταίος διαμορφωτής φάσης που κωδικοποιεί τη φάση με $\pi/2$ ή 0. Το σήμα που προκύπτει στην έξοδο του πρώτου διαμορφωτή είναι απλό PSK (ή BPSK όπως συχνά αναφέρεται στην παρούσα εργασία), στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή είναι QPSK και στην έξοδο του τρίτου διαμορφωτή είναι 8PSK σήμα.

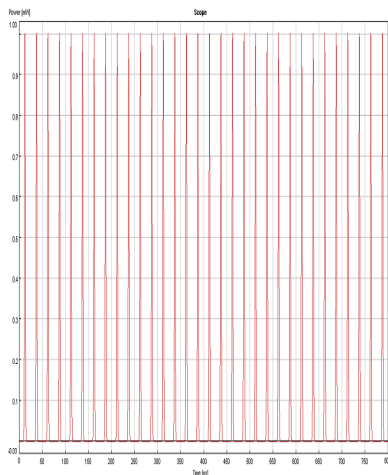
Η διάταξη με την οποία εξομοιώσαμε στο VPI τον πομπό που περιγράψαμε παραπάνω φαίνεται στην εικόνα 5.2

Σαν πηγή φωτός έχουμε χρησιμοποιήσει το στοιχείο TxPulse του προσομοιωτικού προγράμματος VPI, το οποίο παράγει μια παλμοσειρά από παλμούς Gauss με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/sec, μέγιστη ισχύ 1mw, εύρος ημίσειας ισχύος $T_{FWHM} = 2.1ps$ χωρίς αρχικό chirp και συχνότητα $f=193.1Thz$. Το στοιχείο αυτό περιγράφεται αναλυτικά στο κεφάλαιο 4. Με τον τρόπο αυτό παράγουμε ένα “τρένο” από RZ παλμούς. Το σήμα που προκύπτει



Σχήμα 5.2: Διάταξη πομπού A στο VPI

αποτελεί το οπτικό μας φέρον το οποίο θα διαμορφώσουμε ώστε να προκύψει το 8PSK σήμα. Η έξοδος του στοιχείου αυτού φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 5.3



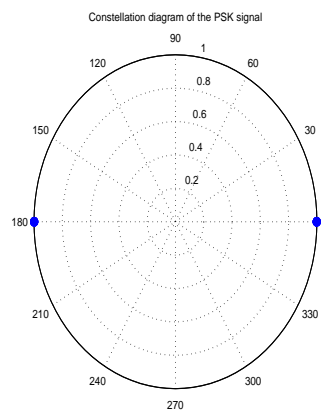
Σχήμα 5.3: παλμοσειρά εισόδου

Το σήμα αυτό εισέρχεται στη μία είσοδο του πρώτου από τους τρεις διαμορφωτές φάσης (στοιχείο PM) που χρησιμοποιούμε στη μέθοδο αυτή. Στην άλλη είσοδο εισέρχεται ένα ηλεκτρικό σήμα το οποίο μεταφέρει την ψευδοτυχαία ακολουθία που παράγει το στοιχείο PRBS και αποτελείται από NRZ παλμούς. Να σημειώσουμε εδώ ότι το στοιχείο PRBS του VPI παράγει μια ψευδοτυχαία ακολουθία με βάση κάποια κωδική λέξη (εδώ code-

word=10101100) η οποία έχει μήκος $N = time_window \cdot bit_rate = 512bit$ όπου $time_window$ το χρονικό παράθυρο της εξομοίωσης και bit_rate ο ρυθμός μετάδοσης του σήματος. Στην έξοδο του πρώτου διαμορφωτή φάσης προκύπτει το εξής σήμα:

$$E_{out1}(t) = E_{in}(t) \cdot \exp[j \cdot \Delta\varphi \cdot data1(t)] \quad (5.1)$$

όπου $E_{in}(t)$ το οπτικό σήμα εισόδου στο διαμορφωτή φάσης (στην πρώτη περίπτωση είναι η παλμοσειρά που προκύπτει από το στοιχείο TxPulse), $\Delta\varphi$ η μεταβολή στη φάση που εισάγει ο διαμορφωτής φάσης και είναι $\Delta\varphi = \pi$ για τον πρώτο διαμορφωτή, $data(t)$ το ηλεκτρικό NRZ σήμα που παράγεται με βάση την PRBS1. Με βάση τον παραπάνω τύπο παρατηρούμε ότι αν στον διαμορφωτή φάσης εισάγεται ηλεκτρικός παλμός που αντιστοιχεί στο λογικό "1" (τιμή πλάτους V_p) τότε η φάση που εισάγεται στο οπτικό φέρον είναι $\pi \cdot 1 = \pi$ rad ενώ στην περίπτωση που ο ηλεκτρικός παλμός που εισάγεται αντιστοιχεί στο λογικό "0" (τιμή πλάτους 0) τότε η φάση που εισάγεται στο οπτικό φέρον είναι $\pi \cdot 0 = 0$ rad. Παρατηρούμε δηλαδή ότι στο σημείο αυτό προκύπτει στην έξοδο PSK σήμα κάτι που φαίνεται και από το διάγραμμα αστερισμού του σήματος (5.4), στο οποίο παρατηρούμε τις δύο τιμές φάσης του PSK σήματος.



Σχήμα 5.4: Διάγραμμα αστερισμού του PSK σήματος. Διάταξη πομπού A

Η έξοδος του πρώτου διαμορφωτή φάσης αποτελεί και την οπτική είσοδο του δεύτερου στη σειρά διαμορφωτή φάσης PM. Συγκριτικά με τον πρώτο, η διαφορά φάσης που εισάγεται είναι $\pi/2$ αυτή τη φορά ενώ το ηλεκτρικό σήμα παράγεται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο όπως και στον πρώτο διαμορφωτή. Οπότε, στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης προκύπτει το εξής σήμα:

$$E_{out2}(t) = E_{out1}(t) \cdot \exp[j \cdot \Delta\varphi \cdot data2(t)]$$

το οποίο γράφεται με βάση τα προηγούμενα ως εξής:

$$E_{out2}(t) = E_{in}(t) \cdot \exp[j \cdot \pi \cdot data1(t) + j \cdot \pi/2 \cdot data2(t)] \quad (5.2)$$

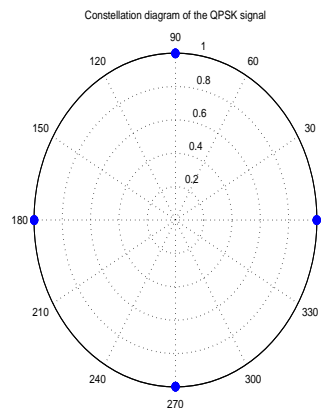
όπου $data2(t)$ το ηλεκτρικό NRZ σήμα που παράγεται με βάση την PRBS2. Στην περίπτωση αυτή η PRBS παράγεται με βάση την κωδική λέξη: `codeword=11000101`

Με βάση τον παραπάνω τύπο παρατηρούμε ότι οι πιθανές τιμές φάσης του σήματος εξόδου είναι:

- 0 για $data1(t)=0$ και $data2(t)=0$
- $\pi/2$ για $data1(t)=0$ και $data2(t)=1$
- π για $data1(t)=1$ και $data2(t)=0$
- $3\pi/2$ για $data1(t)=1$ και $data2(t)=1$

Άρα το σήμα εξόδου μπορεί να έχει τέσσερα επίπεδα φάσης και ως εκ τούτου αποτελεί σήμα QPSK κάτι που φαίνεται από το διάγραμμα αστερισμού του σήματος (5.5) ,στο οποίο παρατηρούμε τις τέσσερις τιμές φάσης του QPSK σήματος.

Εντελώς όμοια η έξοδος του δεύτερου διαμορφωτή αποτελεί την μία είσοδο του τρίτου διαμορφωτή φάσης PM, όμως, η διαφορά φάσης σε αυτή την περίπτωση είναι $\pi/4$ ενώ το



Σχήμα 5.5: Διάγραμμα αστερισμού του QPSK σήματος. Διάταξη πομπού A

ηλεκτρικό σήμα παράγεται με τον ίδιο ακριβώς τρόπο όπως και στον πρώτο διαμορφωτή. Οπότε, στην έξοδο του δεύτερου διαμορφωτή φάσης προκύπτει το εξής σήμα:

$$E_{out}(t) = E_{out2}(t) \cdot \exp[j \cdot \Delta\varphi \cdot data3(t)]$$

το οποίο γράφεται με βάση τα προηγούμενα ως εξής:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot \exp[j \cdot \pi \cdot data1(t) + j \cdot \pi/2 \cdot data2(t) + j \cdot \pi/4 \cdot data3(t)] \quad (5.3)$$

όπου $data3(t)$ το ηλεκτρικό NRZ σήμα που παράγεται με βάση την PRBS3. Η PRBS3 παράγεται με βάση την κωδική λέξη $codeword=11001010$

Με βάση τον παραπάνω τύπο προκύπτει ο πίνακας 5.1 που παρουσιάζει την αντιστοιχία μεταξύ φάσης και του συμβόλου που κωδικοποιεί,

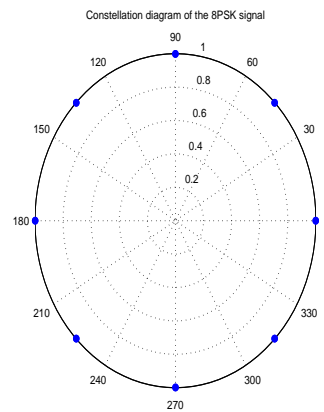
όπου $\varphi_{out} = \pi \cdot data1(t) + \pi/2 \cdot data2(t) + \pi/4 \cdot data3(t)$.

Σύμφωνα με τα παραπάνω το σήμα εξόδου μπορεί να έχει οκτώ επίπεδα φάσης και ως εκ τούτου αποτελεί σήμα 8PSK κάτι που φαίνεται από το διάγραμμα αστερισμού του

Πίνακας 5.1: Πίνακας κωδικοποίησης κάθε συμβόλου από την αντίστοιχη φάση

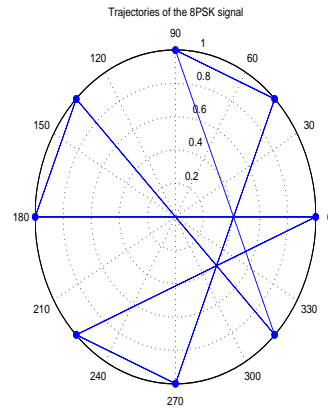
data1	data2	data3	φ_{out}
0	0	0	0
0	0	1	$\pi/4$
0	1	0	$\pi/2$
0	1	1	$3\pi/4$
1	0	0	π
1	0	1	$5\pi/4$
1	1	0	$3\pi/2$
1	1	1	$7\pi/4$

σήματος (σχήμα 5.6), στο οποίο παρατηρούμε τις οκτώ τιμές φάσης του 8PSK σήματος. Κάθε μία τιμή φάσης αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο με βάση τον πίνακα 5.1. Ως εκ τούτου, κάθε τιμή φάσης αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο, δηλαδή τρία bit.

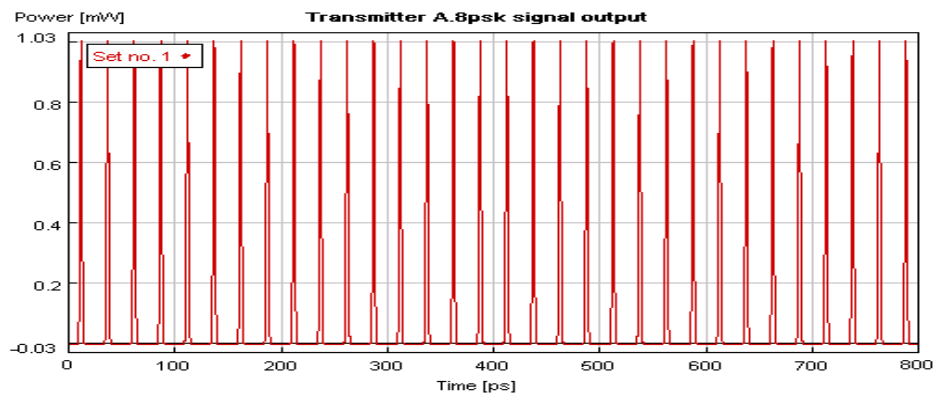


Σχήμα 5.6: Διάγραμμα αστερισμού του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού A

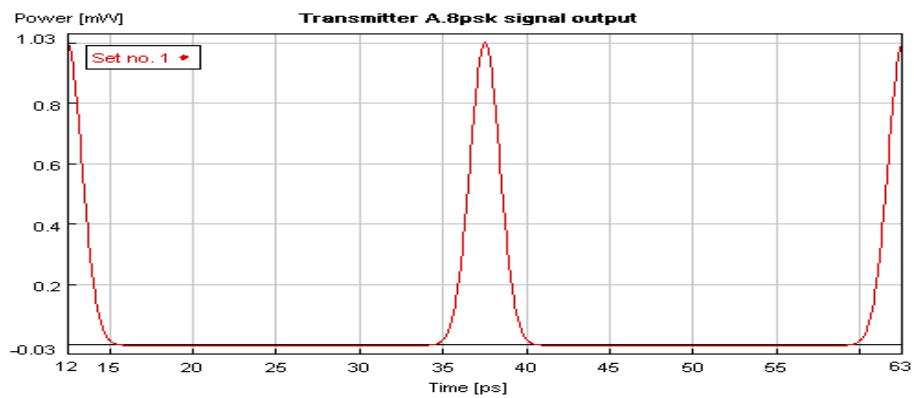
Για λόγους πληρότητας παραθέτουμε το διάγραμμα αστερισμού του 8PSK σήματος με τις μεταβάσεις ανάμεσα στα σύμβολα στο σχήμα 5.7, την κυματομορφή του σήματος στην έξοδο του πομπού στο 5.8 και το διάγραμμα οφθαλμού του σήματος στο σχήμα 5.9.



Σχήμα 5.7: Μεταβάσεις στις φάσεις του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού Α



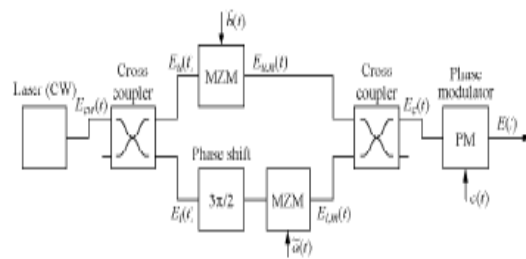
Σχήμα 5.8: Έξοδος πομπού Α. Σήμα 8PSK



Σχήμα 5.9: Διάγραμμα οφθαλμού του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού Α

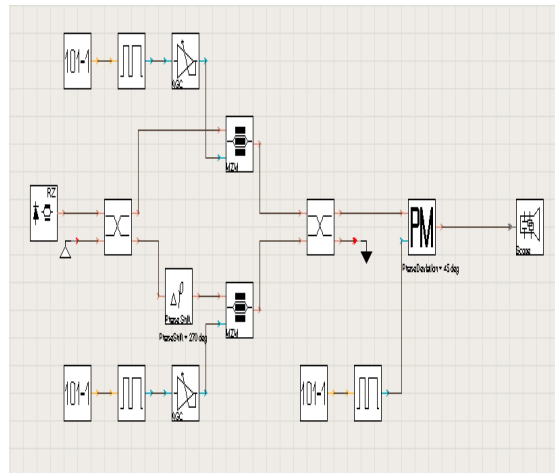
5.1.2 Σύστημα με χρήση nested Mach-Zender Modulator σε σειρά με διαμορφωτή φάσης PM

Στην δεύτερη περίπτωση ο πομπός που υλοποιήσαμε βασίζεται στη διάταξη που φαίνεται στην εικόνα 5.10. [5] [6]



Σχήμα 5.10: Διάταξη πομπού B

Ενώ η μοντελοποίηση της στο πρόγραμμα VPI φαίνεται στην εικόνα 5.11

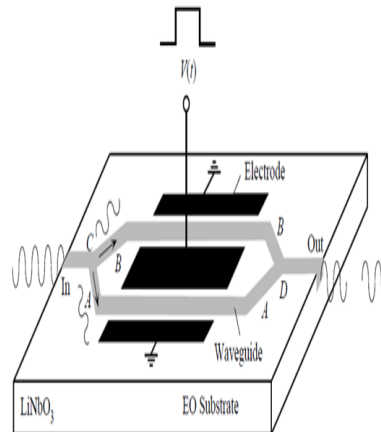


Σχήμα 5.11: Διάταξη πομπού B στο VPI

Η υλοποίηση αυτή βασίζεται στο στοιχείο Mach-Zehnder Modulator την λειτουργία του οποίου θα αναλύσουμε (η μοντελοποίησή του στο VPI αναλύεται και στο κεφάλαιο 4). Ο Mach-Zehnder διαμορφωτής είναι ένας ηλεκτρο-οπτικός διαμορφωτής από νιοβικό λίθιο

(LiNbO₃) στον οποίο η διάδοση του φωτός ελέγχεται από μία εξωτερικά επιβαλλόμενη τάση. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.12 στο Mach-Zender διαμορφωτή εισέρχεται το φως από το laser (το οποίο στην περίπτωση μας είναι το στοιχείο TxPulse του VPI και παράγει μια παλμοσειρά από RZ παλμούς) το οποίο εν συνεχεία διαχωρίζεται από ένα διαχωριστή δέσμης (beam splitter) σε δύο διαδρομές. Η μία διαδρομή αφήνει το φως να περάσει ανεπηρέαστο. Στην άλλη διαδρομή όμως μεσολαβεί ένας διαμορφωτής φάσης. Ο διαμορφωτής φάσης στην απλούστερη του μορφή αποτελείται από ένα κρύσταλλο όπως το Lithium Niobate(LiNbO₃), ο δείκτης διάθλασης του οποίου είναι συνάρτηση της ισχύος του ηλεκτρικού πεδίου (φαινόμενο Pockels) που εισέρχεται στη μία είσοδο-σήμα $V(t)$ στο σχήμα 4.10 του Mach-Zender (δηλαδή, αν το LiNbO₃ εκτεθεί σε ηλεκτρικό πεδίο τότε το φως ταξιδεύει πιο αργά διαμέσου του). Η μεταβολή στο δείκτη διάθλασης συναρτήσει του επιβαλλόμενου ηλεκτρικού πεδίου δίνεται από τη σχέση: $\Delta n = -n^3 \cdot r \cdot \frac{E}{2}$ όπου n ο δείκτης διάθλασης, r ο ηλεκτρο-οπτικός συντελεστής του υλικού και E το ηλεκτρικό πεδίο. Αυτή η μεταβολή στο δείκτη διάθλασης προκαλεί μια οπτική διαμόρφωση φάσης στη δέσμη ίση με: $\Delta\varphi = k_0 \cdot L \cdot \Delta n$ όπου $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ και L το μήκος του ηλεκτροδίου της συσκευής. Αυτή η διαμόρφωση φάσης θα μετατραπεί σε διαμόρφωση πλάτους του οπτικού σήματος. Καθώς, στη συνέχεια οι δύο δέσμες από τις δύο διαφορετικές διαδρομές επανενώνονται. Οι αλλαγές στο ηλεκτρικό πεδίο που εκτίθεται το LiNbO₃ στη μία διαδρομή (σε αυτή που υφίσταται τη διαμόρφωση δηλαδή) θα καθορίσουν το αν οι δύο δέσμες συμβάλλουν αναριετικά (με αποτέλεσμα την απουσία φωτός) ή προσθετικά (υψηλή στάθμη) στην έξοδο και ως εκ τούτου καθορίζουν το πλάτος της δέσμης φωτός που εξέρχεται. Συμπερασματικά μπορούμε να πούμε ότι όταν οι οπτικοί δρόμοι στους δύο βραχίονες είναι ίσοι, είναι δηλαδή $\Delta\varphi=0$, τότε όλη η ισχύς εμφανίζεται στην έξοδο. Όταν όμως μέσω του ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου εισαχθεί μια διαφορά φάσης π τότε στην έξοδο εμφανίζεται μηδενική ισχύς.

Όπως είπαμε και παραπάνω, η δεύτερη διάταξη του πομπού που υλοποιήσαμε βασίζεται στο στοιχείο που περιγράψαμε παραπάνω, τον Mach-Zehnder διαμορφωτή (MZM), τον



Σχήμα 5.12: Διάταξη Mach-Zehnder Modulator

οποίο εξομοιώνουμε στο VPI με το στοιχείο ModulatorMZ. Το οπτικό φέρον που εισέρχεται στο στοιχείο ModulatorMZ παράγεται από το στοιχείο TxPulse, το οποίο παράγει μία παλμοσειρά από RZ παλμούς Gauss. Ο κάθε παλμός έχει ρυθμό μετάδοσης 40Gb/sec, μέγιστη ισχύ 1mw, εύρος ημίσειας ισχύος $T_{FWHM} = 2.1ps$ χωρίς αρχικό chirp και συχνότητα $f=193.1Thz$. Το σήμα αυτό περιγράφεται από την εξίσωση $E_{RZ} = \sqrt{P}exp(j\omega_0t)$ όπου P η ισχύς και ω_0 η κυκλική συχνότητα φέροντος. Όπως βλέπουμε και στο σχήμα 5.11, το σήμα αυτό χωρίζεται μέσω ενός coupler. Το σήμα στη πάνω διακλάδωση είναι $E_u(t) = \frac{P}{2}exp(j\omega_0t)$. Στην κάτω διακλάδωση είναι $E_l(t) = j\frac{P}{2}exp(j\omega_0t)$ και μετά την στροφή φάσης κατά $3\pi/2$ το σήμα γίνεται $E_l(t) = \frac{P}{2}exp(j\omega_0t)$. Τα δύο αυτά σήματα αποτελούν την μία είσοδο των Mach-Zehnder διαμορφωτών. Στην άλλη είσοδο εισέρχονται τα ηλεκτρικά σήματα, έστω a(t) και b(t) αντίστοιχα που παράγονται με βάση κάποια PRBS. Να σημειώσουμε εδώ ότι τα σήματα αυτά έχουν υποστεί ηλεκτρική ενίσχυση μέσω του στοιχείου AmpRF_AGC του VPI (η τιμή κέρδους έχει ρυθμιστεί στα 30dB) ούτως ώστε να πετύχουμε την τάση V_π η οποία προκαλεί την διαφορά φάσης π στους ακροδέκτες του Mach-Zehnder διαμορφωτή. Οπότε το σήμα $E_u(t)$ διαμορφώνεται στο MZM από το δυαδικό ηλεκτρικό σήμα b(t) και το σήμα $E_l(t)$ διαμορφώνεται στο MZM από το δυαδικό

ηλεκτρικό σήμα $a(t)$. Επομένως, στις εξόδους των MZM προκύπτουν τα εξής σήματα:

$$E_u(t) = \frac{P}{2} \cdot b(t) \cdot \exp(j\omega_0 t), \quad (5.4)$$

$$E_l(t) = \frac{P}{2} \cdot a(t) \cdot \exp(j\omega_0 t) \quad (5.5)$$

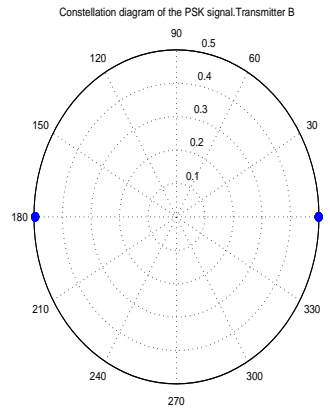
Σύμφωνα με τα παραπάνω το σήμα που προκύπτει στην έξοδο του δεύτερου coupler είναι

$$E_c(t) = \frac{\sqrt{P}}{2} [b(t) + ja(t)] \exp(j\omega_0 t) = \frac{\sqrt{P}}{2} \sqrt{b^2(t) + a^2(t)} \exp[j\omega_0 t + \varphi_1(t)] \quad (5.6)$$

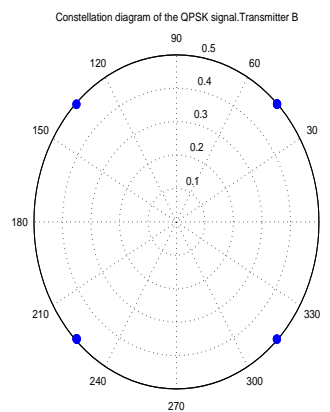
Το σήμα αυτό είναι QPSK σήμα. Ενώ είναι προφανές από τα παραπάνω ότι στην έξοδο των MZM τα σήματα ήταν PSK. Παραθέτουμε το διάγραμμα αστερισμού του σήματος PSK της πάνω διακλάδωσης και το διάγραμμα αστερισμού του σήματος QPSK στα σχήματα 5.13 και 5.14.

Όπως βλέπουμε από το σχήμα 5.14 το QPSK σήμα εμφανίζει τέσσερις τιμές φάσης: $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$ και $7\pi/4$. Τέλος, το QPSK σήμα εισέρχεται στη μία είσοδο ενός phase modulator (PM) που εισάγει διαφορά φάσης $\Delta\varphi = 45^\circ$. Η άλλη είσοδος του PM είναι ένα ηλεκτρικό σήμα $c(t)$ που παράγεται από μία τρίτη PRBS με πανομοιότυπο τρόπο με τις άλλες δύο. Στον εν λόγω διαμορφωτή φάσης, το ηλεκτρικό σήμα $c(t)$ προκαλεί μία πρόσθετη ολίσθηση φάσης κατά $\pi/4$ στην περίπτωση που το bit είναι "1" ενώ στην περίπτωση που το bit είναι "0" αφήνει το σήμα ανεπηρέαστο. Σύμφωνα με τα παραπάνω το σήμα που θα προκύψει στην έξοδο θα είναι:

$$\begin{aligned} E(t) &= \frac{\sqrt{P}}{2} \sqrt{b^2(t) + a^2(t)} \exp[j\omega_0 t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t)] \\ &= \frac{\sqrt{P}}{2} \sqrt{b^2(t) + a^2(t)} \exp[j\omega_0 t + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (5.7)$$



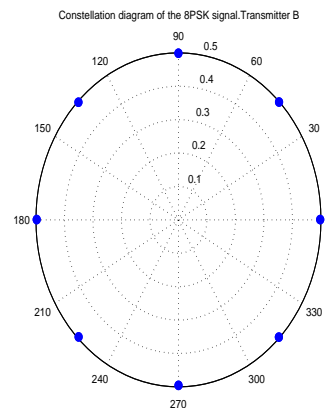
Σχήμα 5.13: Διάγραμμα αστερισμού του PSK σήματος. Διάταξη πομπού B



Σχήμα 5.14: Διάγραμμα αστερισμού του QPSK σήματος. Διάταξη πομπού B

όπου $\varphi(t) = n \cdot p/4, n = 0, 1, \dots, 7$ Τελικά, το σήμα $E(t)$ που προκύπτει στην έξοδο του πομπού είναι το επιθυμητό 8PSK σήμα. Στη συνέχεια παραθέτουμε το διάγραμμα αστερισμού του 8PSK σήματος.

Για λόγους πληρότητας παραθέτουμε το διάγραμμα αστερισμού του 8PSK σήματος με τις μεταβάσεις ανάμεσα στα σύμβολα στο σχήμα 5.16, την κυματομορφή του σήματος στην έξοδο του πομπού στο 5.17 και το διάγραμμα οφθαλμού του σήματος στο σχήμα ??.

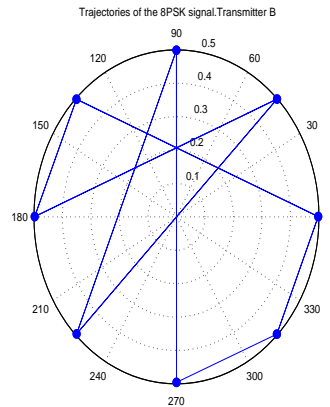


Σχήμα 5.15: Διάγραμμα αστερισμού του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού B

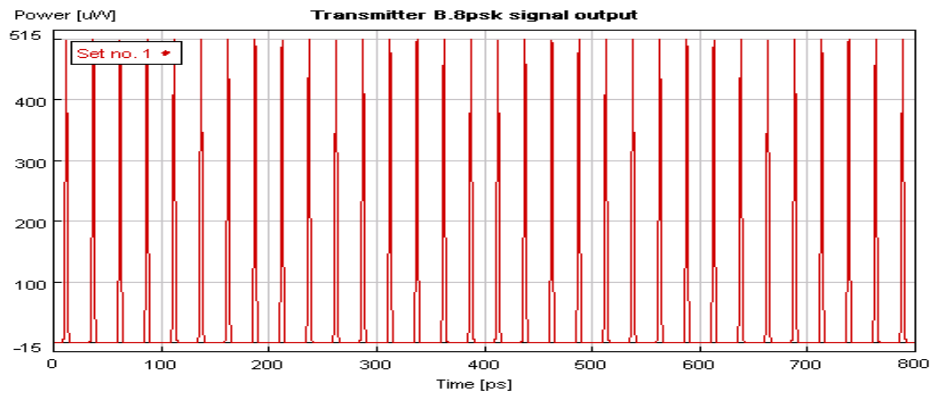
5.2 Οπτική πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (OTDM) για μετάβαση του D8PSK διαμορφωμένου σήματος από τα 40Gbaud στα 160Gbaud

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφουμε την διάταξη πολυπλέκτη που χρησιμοποιήσαμε ώστε το σήμα που εκπέμπει ο πομπός και είναι στα 40Gbaud να μεταδοθεί στα 160Gbaud. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιήσαμε πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (OTDM, Optical Time Division Multiplexing). Η μέθοδος αυτή μας δίνει τη δυνατότητα να αυξήσουμε τον ρυθμό των bit για ένα μονοκαναλικό φέρον σε τιμή μέχρι και 1Tb/s. Η ανάπτυξη όμως τέτοιων συστημάτων απαιτεί νέους τύπους οπτικών πομπών και δεκτών, που χρησιμοποιούν τεχνικές πολυπλεξίας και αποπολυπλεξίας καθαρά οπτικές, όπως δηλαδή αυτές που χρησιμοποιήσαμε στη παρούσα εργασία.

Στη μέθοδο OTDM διάφορα οπτικά σήματα που διαμορφώνονται σε ρυθμό μετάδοσης bit B και χρησιμοποιούν την ίδια φέρουσα συχνότητα, πολυπλέκονται οπτικά για να σχηματίσουν ένα οπτικό σήμα με ρυθμό μετάδοσης bit $N \cdot B$, όπου N ο αριθμός των πολυπλεγμένων οπτικών καναλιών. Στην περίπτωση μας, που επιθυμούμε το ίδιο το οπτικό

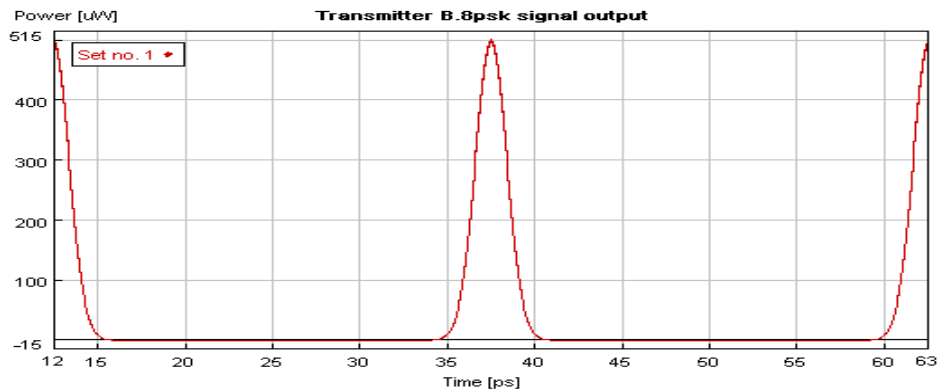


Σχήμα 5.16: Μεταβάσεις στις φάσεις του 8PSK σήματος. Διάταξη πομπού B



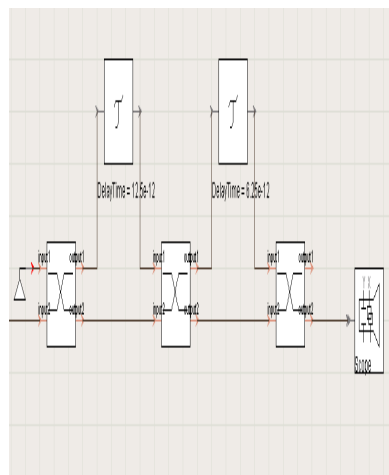
Σχήμα 5.17: Έξοδος πομπού B. Σήμα 8PSK

σήμα να μεταδοθεί με ρυθμό μετάδοσης 160Gbaud από 40Gbaud χρησιμοποιούμε την μέθοδο OTDM κάπως διαφορετικά. Πιο συγκεκριμένα, η ιδέα που υλοποιούμε είναι να πολυπλέξουμε διάφορα στιγμιότυπα του ίδιου σήματος στα οποία έχουμε εισάγει κάποια χρονική καθυστέρηση. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.19 που παρουσιάζεται η διάταξη που χρησιμοποιήσαμε για την πολυπλεξία, αρχικά το σήμα μας εισάγεται σε έναν coupler ο οποίος χωρίζει το σήμα μας σε δύο όμοια σήματα (μισής ισχύος από την αρχική το καθένα). Το ένα από τα δύο υφίσταται χρονική καθυστέρηση $T/2$ sec, όπου T είναι η διάρκεια του ενός bit και ισούται στην περίπτωση μας με $T = \frac{1}{40 \cdot 10^9} \text{sec} = 25 \cdot 10^{-12} \text{sec} = 25 \text{ps}$ και



Σχήμα 5.18: Διάγραμμα οφθαλμού του 8PSK σήματος. Πομπός B

επομένως $T/2 = 12.5ps$. Εν συνεχεία, τα δύο σήματα διέρχονται εκ νέου από ένα coupler. Από τα δύο σήματα που προκύπτουν στην έξοδο του δεύτερου coupler, το ένα διέρχεται από ένα δεύτερο στοιχείο καθυστέρησης, το οποίο εισάγει καθυστέρηση ίση με $T/4=6.25 ps$. Τα δύο αυτά σήματα επανενώνονται τελικά σε ένα τρίτο coupler. Το σήμα που προκύπτει από τη μία έξοδο του τρίτου coupler αποτελεί το πολυπλεγμένο σήμα στα 160Gbaud.



Σχήμα 5.19: Διάταξη πολυπλέκτη

Με βάση τα παραπάνω και το σχήμα 5.19, θα παρουσιάσουμε την μαθηματική ανάλυση της λειτουργίας της διάταξης. Αρχικά θεωρούμε ότι εισέρχεται στον πρώτο coupler σήμα E_{in} μόνο στην κάτω είσοδο, καθώς η πάνω είσοδος είναι γειωμένη (μηδενικό σήμα εισόδου).

Η διάταξη coupler του VPI έχει την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$\begin{pmatrix} E_{up,out} \\ E_{down,out} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-a} & j\sqrt{a} \\ j\sqrt{a} & \sqrt{1-a} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{up,in} \\ E_{down,in} \end{pmatrix}$$

Επομένως, αν ονομάσουμε σαν E_1 το $E_{up,out}$ και σαν E_2 το $E_{down,out}$ τότε στην έξοδο του πρώτου coupler θα έχουμε τα εξής σήματα:

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}}E_{IN}(t)e^{j\pi/2} + 0 \quad \text{και} \quad E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}E_{IN}(t) + 0$$

Ομοίως, στην έξοδο του δεύτερου coupler και αφού το σήμα E_1 έχει υποστεί καθυστέρηση προκύπτουν τα ακόλουθα σήματα:

$$E_3(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}E_2(t)e^{j\pi/2} + \frac{1}{\sqrt{2}}E_1(t + \tau_1) = \frac{1}{2}E_{IN}(t)e^{j\pi/2} + \frac{1}{2}E_{IN}(t + \tau_1)e^{j\pi/2}$$

$$E_4(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}E_2(t) + \frac{1}{\sqrt{2}}E_1(t + \tau_1)e^{j\pi/2} = \frac{1}{2}E_{IN}(t) + \frac{1}{2}E_{IN}(t + \tau_1)e^{j\pi}$$

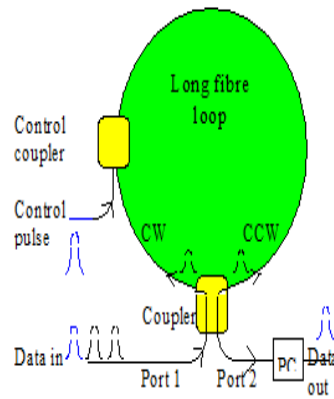
Τέλος, το σήμα στην έξοδο του τρίτου coupler (επιλέγουμε το σήμα $E_{down,out}$) δίνεται από τον τύπο:

$$E_{OUT}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}E_4(t) + \frac{1}{\sqrt{2}}E_3(t + \tau_2)e^{j\pi/2} = \frac{\sqrt{2}}{4}E_{IN}(t) + \frac{\sqrt{2}}{4}E_{IN}(t + \tau_1)e^{j\pi} + \frac{\sqrt{2}}{4}E_{IN}(t + \tau_2)e^{j\pi} + \frac{\sqrt{2}}{4}E_{IN}(t + \tau_1 + \tau_2)e^{j\pi}$$

5.3 Αμιγώς οπτική αποπολυπλεξία με χρήση συμβολομέτρου Sagnac για μετάβαση του D8PSK διαμορφωμένου σήματος στα 40Gbaud

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφουμε την μέθοδο αποπολυπλεξίας που χρησιμοποιήσαμε ώστε ο ρυθμός μετάδοσης του σήματος να μειωθεί από τα 160Gbaud στα 40Gbaud πριν εισέλθει το σήμα στο δέκτη ([3] [2] [8]). Η μέθοδος που χρησιμοποιήσαμε βασίζεται στη

χρήση του μη γραμμικού συμβολομέτρου Sagnac (συχνά στη βιβλιογραφία το συναντάμε και ως NOLM, Nonlinear Optical Loop Mirror [8]), το οποίο απεικονίζεται στο σχήμα 5.20 που ακολουθεί:



Σχήμα 5.20: Μη γραμμικό συμβολόμετρο Sagnac

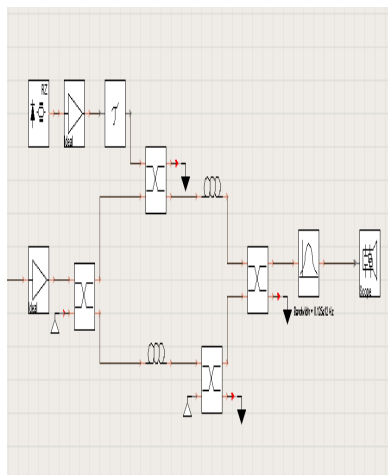
Το συμβολόμετρο Sagnac (Sagnac Interferometer Switch, όπως ονομάζεται) είναι ένας οπτικός διακόπτης που μπορεί να μεταδώσει και να αποπολυπλέξει το σήμα σε πολύ μεγάλες ταχύτητες (της τάξης των δεκάδων Gb/s). Μπορεί και αποκρίνεται σε femtosecond εκμεταλλευόμενος το οπτικό φαινόμενο του Kerr (Kerr effect). Ο οπτικός διακόπτης Sagnac μπορεί να χρησιμοποιηθεί επιπλέον σαν διαμορφωτής πλάτους για την ανάκτηση του σχήματος των παλμών, σαν γεννήτρια στενών παλμών, σαν μεταγωγέας (add-Drop Multiplexer) για δρομολόγηση οπτικού σήματος, για κωδικοποίηση και αποκωδικοποίηση καθώς και για την υλοποίηση λογικών πυλών (AND, NOT και XOR), ακόμα και για την υλοποίηση οπτικών καταχωρητών ολίσθησης με άμεσες εφαρμογές στην κρυπτογραφία και κωδικοποίηση CDMA. Στην περίπτωση μας θα χρησιμοποιήσουμε το συμβολόμετρο Sagnac σαν έναν αμιγώς οπτικό αποπολυπλέκτη, δηλαδή έναν αποπολυπλέκτη που λειτουργεί με αμιγώς οπτικά στοιχεία.

Η λειτουργία του βασίζεται στην επιβαλλόμενη διαφορά φάσης μεταξύ δύο αντίθετα

κυματοδηγούμενων παλμών εξαιτίας ενός σήματος ελέγχου. Η ισχύς του σήματος ελέγχου μεταβάλλει τον δείκτη διάθλασης του μέσου (το μέσο είναι η ίνα του βρόχου του συμβολομέτρου Sagnac) σύμφωνα με το φαινόμενο Kerr και επομένως “διεγείρεται” η ετεροδιαμόρφωση φάσης στο ένα από τα δύο αντίθετα κυματοδηγούμενα σήματα (CW και CCW σύμφωνα με το σχήμα). Σκοπός είναι, η επιβαλλόμενη διαφορά φάσης να έχει τιμή π έτσι ώστε στην συμβολομετρική επανασύνδεση ο παλμός εισόδου να μεταδοθεί από τη δεύτερη θύρα εξόδου (Port 2 στο σχήμα). Το σήμα ελέγχου συγχρονίζεται με το σήμα εισόδου, έτσι ώστε τελικά να καθορίζει ποιοι παλμοί από τον συρμό παλμών του σήματος εισόδου θα μεταδοθούν στην έξοδο (για κάθε παλμό του σήματος ελέγχου μεταδίδεται ο πρώτος από τέσσερις γειτονικούς παλμούς του σήματος εισόδου). Ουσιαστικά, η φυσική λειτουργία της διάταξης είναι η λογική πράξη AND στη θύρα εξόδου, όπου μεταδίδεται το αποπολυπλεγμένο σήμα. Ας αναλύσουμε όμως λίγο καλύτερα την διαδικασία αποπολυπλεξίας. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.20 το σήμα δεδομένων (160Gbaud) εισέρχεται στην Port 1 και μέσω του coupler χωρίζεται σε δύο ίσης ισχύος σήματα που διαδίδονται με αντίθετες κατευθύνσεις στο βρόχο. Αν απουσίαζε το σήμα ελέγχου τα δύο σήματα θα αλληλοαναιρούνταν στην έξοδο Port 2 και ως εκ τούτου, όλο το σήμα δεδομένων θα ανακλούνται στην Port 1. Σε αυτή την περίπτωση η διάταξη λειτουργεί σαν “καθρέπτης”. Στην περίπτωσή μας, όμως, εισέρχεται στο βρόχο και ένα σήμα ελέγχου στα 40Gbaud με κατάλληλη τιμή ισχύος και σίγουρα αρκετά μεγαλύτερη από το σήμα δεδομένων. Το σήμα αυτό συν-μεταδίδεται με τη μία συνιστώσα του σήματος δεδομένων αλλά με διαφορετική ταχύτητα από αυτή (ισχύει δηλαδή για τις ταχύτητες μετάδοσης στην ίνα των δύο σημάτων $v_{gs} \neq v_{gc}$). Θα μπορούσαμε λοιπόν να πούμε ότι κατά την μετάδοσή των δύο σημάτων (κατά την ωρολογιακή φορά) το ισχυρό σήμα ελέγχου “σαρώνει” το ασθενέστερο σήμα δεδομένων. Κατά την σάρωση αυτή, η οποία λόγω του σχετικά μικρού μήκους της ίνας (240 m στο VPI) λαμβάνει χώρα καθ’ όλη τη διάρκεια της μετάδοσης, το σήμα ελέγχου προκαλεί στον πρώτο από κάθε τέσσερις παλμούς του σήματος δεδομένων μία ολίσθηση στη φάση του κατά π λόγω του φαινομένου

της ετεροδιαμόρφωσης φάσης μεταξύ του σήματος δεδομένων και του σήματος ελέγχου σύμφωνα με τον τύπο (2.15). Το αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας είναι οι παλμοί των οποίων η φάση ολίσθησε κατά π να μεταδίδονται κανονικά στην έξοδο Port 2 ενώ οι παλμοί που μεταδόθηκαν ανεπηρέαστοι να μην εμφανίζονται στην έξοδο Port 2. Με απλά λόγια μπορούμε να πούμε ότι για κάθε παλμό του σήματος ελέγχου περνάει στην έξοδο ένας παλμός (ένας από τέσσερεις) του σήματος δεδομένων και άρα το σήμα στην έξοδο είναι στα 40Gbaud.

Η διάταξη με την οποία υλοποιήσαμε τον αποπολυπλέκτη παρουσιάζεται στο σχήμα 5.21 που ακολουθεί:



Σχήμα 5.21: Διάταξη αποπολυπλέκτη

Με βάση το παραπάνω σχήμα θα προσπαθήσουμε να αναλύσουμε εκτενέστερα την διαδικασία της αποπολυπλεξίας από τα 160Gbaud στα 40Gbaud. Αρχικά, στη διάταξη εισέρχεται από την προηγούμενη βαθμίδα (βαθμίδα πολυπλέκτη) το σήμα εισόδου-δεδομένων (data signal). Το σήμα αυτό εισέρχεται σε έναν οπτικό ενισχυτή (στοιχείο AmpSysOpt στο VPI τον οποίο έχουμε θέσει ως Power Controlled). Σκοπός του ενισχυτή αυτού είναι να φέρουμε την ισχύ του σήματος εισόδου στην τιμή 3mW που θέλουμε. Η τιμή αυτή είναι σκοπίμως χαμηλή, συγκριτικά και με το σήμα ελέγχου, ώστε να αποφευχθούν τα

μη γραμμικά φαινόμενα από το ίδιο το σήμα στον εαυτό του. Δηλαδή, να μπορούμε να αγνοήσουμε το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (περιγράφεται αναλυτικά στο κεφάλαιο 2) το οποίο προκαλεί μια μεταβολή στη φάση ανάλογη στην ισχύ του σήματος σύμφωνα με τον τύπο :

$$\varphi_{NL,SPM} = n_2 \cdot k_0 \cdot L \cdot |E|^2 \quad (5.8)$$

όπου n_2 είναι ο μη γραμμικός συντελεστής διάθλασης, k_0 ο κυματαριθμός, L το μήκος της ίνας και E^2 η ισχύς του σήματος. Το σήμα δεδομένων έχει τη μορφή ενός γκαουσιανού παλμού $E_{IN}(t) = E(t) \cdot \exp(j\omega_0 t)$ όπου $E(t) = E \cdot \exp[-\frac{1}{2}(\frac{t}{T})^2]$. Το σήμα αυτό διαχωρίζεται σε δύο ίσης ισχύος σήματα στον πρώτο coupler (coupler factor $a=0.5$). Να σημειώσουμε στο σημείο αυτό ότι η διάταξη στο VPI (σχήμα 5.21) φαίνεται εκ πρώτης όψης ότι διαφέρει από τη διάταξη του Sagnac (σχήμα 5.20). Στην πράξη η υλοποίηση στο VPI είναι ακριβώς η ίδια, όμως, επειδή δεν είναι δυνατή, στο προσομοιωτικό πρόγραμμα η κυματοδότηση στην ίδια ίνα δύο σημάτων αντίθετης κατεύθυνσης υλοποιήσαμε τις δύο διαδρομές όπως φαίνεται στο σχήμα 5.21. Οπότε το σήμα που μετά το διαχωρισμό στον πρώτο coupler μεταδίδεται στην πάνω διακλάδωση αποτελεί το διαδιδόμενο ωρολογιακά σήμα $E_{CW}(t) = \frac{E(t)}{\sqrt{2}} \cdot \exp(j\omega_0 t)$ και το σήμα που μεταδίδεται στην κάτω διακλάδωση αποτελεί το διαδιδόμενο ανθρωρολογιακά σήμα $E_{CCW}(t) = j \cdot \frac{E(t)}{\sqrt{2}} \cdot \exp(j\omega_0 t)$. Στη συνέχεια, το $E_{CW}(t)$ εισέρχεται στην μία είσοδο ενός άλλου coupler (επίσης με $a=0.5$). Στην πάνω είσοδο του ίδιου coupler εισέρχεται το σήμα ελέγχου (control signal). Το σήμα ελέγχου είναι μία παλμοσειρά γκαουσιανών RZ παλμών με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s, με συχνότητα διαφορετική από το σήμα εισόδου και ίση με $f=194.6\text{Thz}$ (ούτως ώστε να είναι εφικτός ο διαχωρισμός στην έξοδο του σήματος των δεδομένων από το σήμα ελέγχου), εύρος ημίσειας ισχύος $T_{FWHM} = 2.2\text{ps}$ και χωρίς αρχικό chirp. Το σήμα αυτό παράγεται από το στοιχείο Tx_Pulse του VPI (το οποίο περιγράφουμε αναλυτικά στο κεφάλαιο 4) και εν συνεχεία εισάγεται σε έναν οπτικό ενισχυτή (στοιχείο AmpSysOpt στο VPI τον οποίο έχουμε θέσει ως Power Controlled) ώστε να φέρουμε την ισχύ του στην επιθυμητή τιμή

των 136.6 mW. Τέλος, εισάγουμε και χρονική καθυστέρηση στο σήμα ελέγχου, τιμής $\tau = 5^{-12} \text{sec} = 5 \text{ps}$ μέσω του στοιχείου DelaySample του VPI. Σκοπός της προγραμματισμένης αυτής καθυστέρησης είναι να συγχρονίσουμε τις κορυφές των παλμών του σήματος ελέγχου με κάποιες από τις κορυφές του σήματος δεδομένων. Άρα, το γκαουσιανής μορφής σήμα ελέγχου περιγράφεται από την εξίσωση $E_{CONTROL}(t) = E_C(t) \cdot \exp(j\omega_0 t + \tau)$ όπου $E_C(t) = E_C \cdot \exp[-\frac{1}{2}(\frac{t}{T})^2]$. Στη συνέχεια το σήμα ελέγχου εισάγεται, όπως είπαμε και παραπάνω, στην πάνω είσοδο του δεύτερου coupler. Το σήμα στην κάτω έξοδο του coupler είναι $E_2(t) = \frac{E_{CW}(t)}{\sqrt{2}} + j \cdot \frac{E_{CONTROL}(t)}{\sqrt{2}} = \frac{E(t)}{2} \cdot \exp(j\omega_0 t) + j \cdot \frac{E_C(t)}{2} \cdot \exp(j\omega_0 t + \tau)$. Το σήμα αυτό εισέρχεται στο στοιχείο fiberNLS του VPI με το οποίο προσομοιώνουμε την μετάδοση διαμέσου μη γραμμικής ίνας με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- μήκος ίνας $L=240\text{m}$
- δείκτης διάθλασης ομάδας $n_g = 1.47$
- απόσβεση $a = 0.5 \cdot 10^{-3} \text{dB/m}$
- παράγοντας διασποράς $D_1 = 1.2 \cdot 10^{-6} \text{s/m}^2$
- μη γραμμικός δείκτης διάθλασης $n_2 = 21 \cdot 10^{-20} \text{m}^2/\text{W}$
- ενεργός περιοχή $A_{eff} = 80 \cdot 10^{-12} \text{m}^2$

Καθώς το σήμα E_2 εισάγεται στη μη γραμμική ίνα, η φάση του σήματος δεδομένων E_{CW} μεταβάλλεται εξαιτίας του φαινομένου της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) ανάμεσα στο υψηλής ενέργειας σήμα ελέγχου και το σήμα δεδομένων. Το φαινόμενο αυτό περιγράψαμε πιο αναλυτικά στο κεφάλαιο 2. Συγκεκριμένα, η φάση του σήματος δεδομένων ολισθαίνει σύμφωνα με τον τύπο 2.15 για ένα επιπλέον κανάλι ($M=1$):

$$\varphi_{NL,j} = \gamma \cdot L_{eff} \cdot (P_s + 2 \cdot P_c) \quad (5.9)$$

όπου $\gamma = 11.5W^{-1}km^{-1}$, $L_{eff} \simeq 1m$, $P_s = 3mW$, $P_c = 136.6mW$ Από την παραπάνω εξίσωση και με απλή αντικατάσταση των τιμών προκύπτει ότι η ολίσθηση φάσης που εισάγεται στο σήμα δεδομένων είναι η επιθυμητή, δηλαδή π . Επίσης, όπως επιβεβαιώνουμε και από μετρήσεις στο VPI, ενδεχόμενες αλλαγές στην ισχύ χωρίς να αλλάζει όμως ο λόγος $\frac{P_c}{P_s}$ δεν επιφέρουν αλλαγές στην λειτουργία της διάταξης. Να σημειώσουμε όμως εδώ ότι για τις συγκεκριμένες τιμές ισχύος επιτυγχάνουμε τη μέγιστη δυνατή μεταγωγή. Διότι, όπως παρατηρήσαμε και από τις εξομοιώσεις στο VPI η διάταξη λειτουργεί ικανοποιητικά και στην περίπτωση που υπάρχει απόκλιση από την βέλτιστη τιμή της $\varphi_{NL} = \pi$. Μάλιστα, σε κάθε περίπτωση υπάρχει ένα μικρό σφάλμα καθώς οι παλμοί δεν διαδίδονται σε όλο το μήκος της ίνας παράλληλα καθώς υπάρχει κάποιο walk-off το οποίο ιδανικά θα είναι 0 (δηλαδή, ιδανικά οι παλμοί συνταξιδεύουν σε όλο το μήκος της ίνας ή πιο απλά η κορυφή του σήματος ελέγχου είναι “από πάνω” από την κορυφή του σήματος δεδομένων καθ’ όλη τη διάρκεια της μετάδοσης στην ίνα).

Το σήμα που προκύπτει στην έξοδο περιγράφεται από τη λύση της γενικής μη γραμμικής εξίσωσης *Schrödinger* η οποία χρησιμοποιείται για να περιγράψει τα διάφορα φαινόμενα που συμβαίνουν μέσα στην ίνα και παρουσιάζεται παρακάτω:

$$\frac{\partial \vec{E}(z,t)}{\partial z} = [\hat{D} + \hat{N}] \cdot \vec{E}(z,t) \quad (5.10)$$

όπου το $\frac{\partial \vec{E}(z,t)}{\partial z}$ είναι η αργά μεταβαλλόμενη μιγαδική περιβάλλουσα του πεδίου του οπτικού κύματος, $|\vec{E}^2(z,t)|$ η ισχύς του, \hat{N} ο παράγοντας μη γραμμικότητας και \hat{D} ο παράγοντας της διασποράς. Σύμφωνα, λοιπόν, με τη μέθοδο split step fourier το σήμα που προκύπτει στην έξοδο της ίνας θα είναι:

$$E_3(z_0 + \Delta z, t) = [\exp(\Delta z \cdot \hat{N}) \vec{E}(z_0, t)] \exp(\Delta z \cdot \hat{D}) \quad (5.11)$$

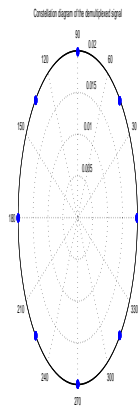
όπου $\vec{E}(z_0, t)$ είναι το σήμα E_2 που υπολογίσαμε προηγούμενως. Ο τρόπος που προκύπτει

το σήμα E_3 αναλύεται εκτενέστερα στο κεφάλαιο 4, στο κομμάτι που αναλύουμε το στοιχείο fiberNLS του VPI. Εντελώς όμοια ισχύουν και για το κάτω σκέλος της διάταξης με τη διαφορά ότι στην fiberNLS αυτή εισέρχεται το E_{CCW} μόνο του, χωρίς κάποιο σήμα ελέγχου και εξέρχεται το σήμα E_4 το οποίο είναι όμοιο με το E_3 . Τα σήματα που προκύπτουν μετά την παρεμβολή της ίνας (E_3, E_4) εισάγονται στις δύο εισόδους ενός coupler στην έξοδο του οποίου παίρνουμε το σήμα:

$$E_5 = \frac{E_3(t)}{\sqrt{2}} + j \frac{E_4(t)}{\sqrt{2}} = \exp(\varphi_1) \cdot E_2(t) + j \cdot \exp(\varphi_2) \cdot E_{CCW}(t)$$

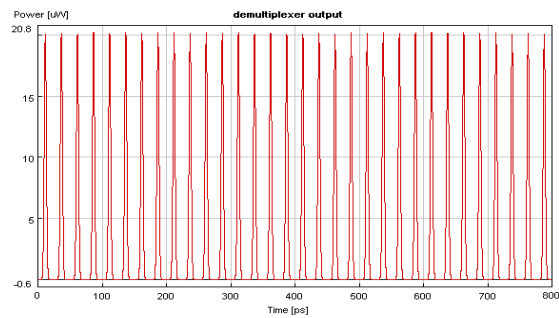
$$= \exp(\varphi_1) \cdot \frac{E(t)}{2} \cdot \exp(j\omega_0 t) + j \cdot \exp(\varphi_1) \cdot \frac{E_C(t)}{\sqrt{2}} + j \cdot j \cdot \exp(\varphi_2) \cdot \frac{E(t)}{\sqrt{2}} \cdot \exp(j\omega_0 t) \quad (5.12)$$

όπου $\varphi_1 = \Delta z \cdot \hat{N}_1 + \Delta z \cdot \hat{D}_1$ και $\varphi_2 = \Delta z \cdot \hat{N}_2 + \Delta z \cdot \hat{D}_2$. Το παραπάνω σήμα διέρχεται, τέλος, από ένα ζωνοπερατό φίλτρο που επιτρέπει τη διέλευση μόνο στο σήμα δεδομένων (με φέρουσα συχνότητα 193.1Thz) και αποκόπτει το σήμα ελέγχου (με φέρουσα συχνότητα 194.6Thz). Το σήμα που προκύπτει στη έξοδο είναι το αποπολυπλεγμένο σήμα στα 40Gbaud. Το διάγραμμα αστερισμού του αποπολυπλεγμένου σήματος στην έξοδο φαίνεται στην γραφική παράσταση (5.22):

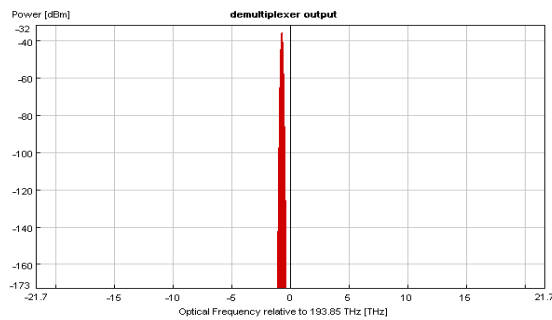


Σχήμα 5.22: Διάγραμμα αστερισμού του αποπολυπλεγμένου σήματος

Επίσης, για λόγους πληρότητας παρουσιάζουμε και το διάγραμμα του σήματος που προκύπτει στην έξοδο (σχήμα 5.23) καθώς και το διάγραμμα του φάσματος του σήματος στην έξοδο, αφού δηλαδή αυτό έχει διαχωριστεί από το σήμα ελέγχου μέσω του φίλτρου στην έξοδο (σχήμα 5.24).



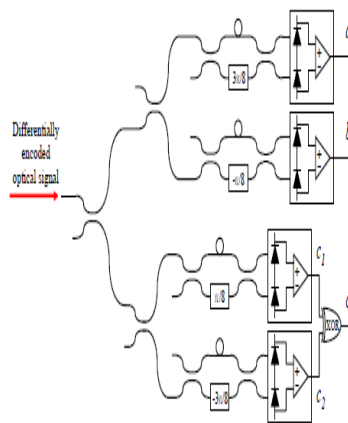
Σχήμα 5.23: Έξοδος του αποπολυπλέκτη



Σχήμα 5.24: Φάσμα του αποπολυπλεγμένου σήματος

5.4 Αμιγώς οπτική αποδιαμόρφωση και άμεση λήψη του D8PSK διαμορφωμένου σήματος στα 40Gbaud

Όπως και στη μοντελοποίηση των περισσότερων από τα υπόλοιπα οπτικά συστήματα που υλοποιήσαμε έτσι και στην περίπτωση του δέκτη, η διάταξη αποδιαμόρφωσης που υλοποιήσαμε είναι αμιγώς οπτική [4] [7]. Βασίζεται στη διάταξη του ασύμμετρου Mach-Zehnder συμβολομέτρου (Unbalanced Mach-Zehnder Interferometer). Το συμβολόμετρο αυτό εξομοιώνεται από το στοιχείο FilterMZI_Opt του VPI που περιγράψαμε στο κεφάλαιο 4. Εξαιτίας των οχτώ πιθανών διαφορών φάσεων, απαιτούνται τέσσερα συμβολόμετρα για την αποδιαμόρφωση και άρα τέσσερις δέκτες για την αποκωδικοποίηση του οπτικού D8PSK σήματος. Οι τέσσερις μεταβολές στη φάση που προκαλούμε είναι $3\pi/8$, $-\pi/8$, $\pi/8$, $-3\pi/8$. Τέλος, να σημειώσουμε ότι στην έξοδο κάθε Mach-Zehnder συμβολομέτρου υπάρχει ένας ισοσταθμισμένος δέκτης που ανιχνεύει το αποδιαμορφωμένο σήμα. Η διάταξη που μοντελοποιεί το δέκτη του D8PSK διαμορφωμένου σήματος φαίνεται στο σχήμα 5.25 που ακολουθεί:



Σχήμα 5.25: Διάταξη δέκτη και αποδιαμορφωτή D8PSK σήματος

Όπως βλέπουμε και στο σχήμα, το σήμα στην είσοδο είναι το διαφορικά κωδικοποιημένο

οπτικό σήμα. Το σήμα αυτό το ονομάζουμε E_{in} και είναι της μορφής:

$$E_{in}(t) = E(t)exp(j\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (5.13)$$

όπου $E(t) = E \cdot exp[-\frac{1}{2}(\frac{t}{T})^2]$. Το σήμα αυτό διαχωρίζεται σε τέσσερα, ίσης ισχύος σήματα (υποτετραπλάσια ισχύς από την αρχική) τα οποία εισέρχονται στα τέσσερα συμβολόμετρα Mach-Zehnder. Να σημειώσουμε εδώ, ότι στην μοντελοποίηση που κάναμε στο VPI θεωρήσαμε ότι το σήμα στην είσοδο διαχωρίζεται με στοιχεία fork (περιγράφονται αναλυτικά στο κεφάλαιο 4) και όχι με το στοιχείο coupler όπως στο σχήμα 5.25. Λόγω της συνδεσμολογίας και στις δύο περιπτώσεις το αποτέλεσμα που προκύπτει είναι το ίδιο.

Στην είσοδο του πρώτου συμβολομέτρου εισέρχεται το σήμα:

$$E_1(t) = \frac{E_{in}(t)}{2}exp(j\pi/2) \quad (5.14)$$

Το σήμα αυτό εισέρχεται στην πάνω είσοδο του πρώτου coupler της διάταξης. Άρα το σήμα στον πάνω κλάδο που θα υποστεί την χρονική καθυστέρηση τ ($\tau =$ χρονική διάρκεια συμβόλου, δηλαδή για symbol rate=40Gbaud $\tau = \frac{1}{40 \cdot 10^9} = 25ps$) είναι το σήμα:

$$\frac{E_1(t)}{\sqrt{2}} = \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}}exp(j\pi/2) \quad (5.15)$$

ενώ το σήμα στο κάτω κλάδο στο οποίο θα προκαλέσουμε ολίσθηση της φάσης του κατά $\varphi_1=3\pi/8$ είναι το σήμα:

$$\frac{E_1(t)}{\sqrt{2}}exp(j\pi/2) = \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}}exp(j\pi) \quad (5.16)$$

Άρα το σήμα στον πάνω κλάδο μετά την χρονική καθυστέρηση θα είναι:

$$E_{up}(t - \tau) = \frac{E_{in}(t - \tau)}{2\sqrt{2}}exp(j\pi/2) \quad (5.17)$$

και το σήμα στον κάτω κλάδο μετά την ολίσθηση φάσης φ_1 θα είναι:

$$E_{down}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2\sqrt{2}} \exp(j\pi) \exp(j\varphi_1) \quad (5.18)$$

Τέλος, τα σήματα που προκύπτουν στις δύο εξόδους του δεύτερου coupler έστω E_{a1} και E_{a2} θα είναι τα ακόλουθα:

$$\begin{aligned} E_{a1}(t) &= \frac{E_{in}(t-\tau)}{4} \exp(j\pi/2) + \frac{E_{in}(t)}{4} \exp(j\pi) \exp(j\varphi_1) \exp(j\pi/2) = \\ &= \frac{1}{4} \exp(j\pi/2) [E_{in}(t-\tau) - E_{in}(t) \exp(j3\pi/8)] \end{aligned} \quad (5.19)$$

και

$$\begin{aligned} E_{a2}(t) &= \frac{E_{in}(t-\tau)}{4} \exp(j\pi/2) \exp(j\pi/2) + \frac{E_{in}(t)}{4} \exp(j\pi) \exp(j\varphi_1) = \\ &= \frac{1}{4} \exp(j\pi) [E_{in}(t-\tau) + E_{in}(t) \exp(j3\pi/8)] \end{aligned} \quad (5.20)$$

Αν αντικαταστήσουμε το $E_{in}(t)$ με την παράσταση που έχουμε θεωρήσει από την εξίσωση (5.13) προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις για τα σήματα:

$$E_{a1}(t) = \frac{1}{4} E(t) [j \cos(\omega_o(t-\tau) + \varphi(t-\tau)) - \sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau)) - j \cos(\omega_o t + \varphi(t)) + \sin(\omega_0 t + \varphi(t))] \quad (5.21)$$

και

$$E_{a2}(t) = \frac{1}{4} E(t) [-\cos(\omega_o(t-\tau) + \varphi(t-\tau)) - j \sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau)) - \cos(\omega_o t + \varphi(t)) - j \sin(\omega_0 t + \varphi(t))] \quad (5.22)$$

Τα σήματα αυτά εισέρχονται στις δύο εισόδους του ισοσταθμισμένου δέκτη (μετατροπέα

από οπτικό σε ηλεκτρικό και αφαίρεση των δύο σημάτων), στην έξοδο του οποίου ανακτούμε τα αρχικά δεδομένα πριν αυτά κωδικοποιηθούν κατάλληλα και διαμορφώσουν το φέρον κατά D8PSK στον πομπό. Για κάθε σήμα προκύπτει το ηλεκτρικό σήμα σύμφωνα με τον τύπο:

$$I = R \cdot |E(t)|^2 \quad (5.23)$$

όπως αναλυτικά περιγράφουμε στο κεφάλαιο 4. Επομένως για τα δύο οπτικά σήματα που προκύπτουν στις δύο εξόδους του Mach-Zehnder συμβολομέτρου προκύπτουν τα αντίστοιχα ηλεκτρικά σήματα:

$$\begin{aligned} I_{a1} &= \frac{1}{16} RE^2(t) [\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))^2 + \sin(\omega_0 t + \varphi(t))^2 - 2\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t)) \\ &\quad + \cos(\omega_0 t + \varphi(t))^2 + \cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))^2 - 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))] \\ &= \frac{1}{16} RE^2(t) [2 - 2\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t)) - 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))] \\ &= \frac{1}{8} RE^2(t) [1 - \cos(\varphi(t) - \varphi(t-\tau) + \psi)] = \frac{1}{8} RE^2(t) [1 - \cos(\Delta\varphi(t) + \psi)] \quad (5.24) \end{aligned}$$

και

$$\begin{aligned} I_{a2} &= \frac{1}{8} RE^2(t) [\cos(\omega_0 t + \varphi(t))^2 + \cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))^2 + 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau)) \\ &\quad + \sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))^2 + \sin(\omega_0 t + \varphi(t))^2 + 2\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t))] \\ &= \frac{1}{8} RE^2(t) [2 + 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau)) + 2\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t))] \\ &= \frac{1}{8} RE^2(t) [1 + \cos(\varphi(t) - \varphi(t-\tau) + \psi)] = \frac{1}{8} RE^2(t) [1 + \cos(\Delta\varphi(t) + \psi)] \quad (5.25) \end{aligned}$$

όπου R η αποκρισιμότητα της φωτοδιόδου του ανιχνευτή.

Τελικά στην έξοδο του ισοσταθμισμένου δέκτη προκύπτει η τιμή ρεύματος:

$$I_a(t) = I_{a1} - I_{a2} = -\frac{1}{4}RE^2(t)\cos(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + \psi) \quad (5.26)$$

Να σημειώσουμε εδώ ότι η ακολουθία δεδομένων που προκύπτει, αντιστοιχεί στη μία από τις τρεις αρχικές ακολουθίες που θα έπρεπε να εισάγουμε στον κωδικοποιητή πριν την είσοδο στο διαμορφωτή. Οι τρεις αυτές ακολουθίες, όπως είπαμε σε παραπάνω κεφάλαιο, παράγονται από τρία στοιχεία PRBS και εισάγονται σε μια διάταξη κωδικοποιητή (pre-coder) που προηγείται της διάταξης του διαμορφωτή, ώστε το σήμα που θα προκύψει από τη διαμόρφωση να είναι το διαφορικό 8PSK σήμα. Προκύπτει δηλαδή η αρχική ακολουθία δεδομένων που θέλουμε να μεταδώσουμε.

Εντελώς όμοια προκύπτει και η δεύτερη ακολουθία δεδομένων. Στην περίπτωση αυτή η τιμή της ολίσθησης φάσης είναι $\varphi_2 = -\pi/8$. Τα σήματα στην έξοδο του δεύτερου coupler για αυτή τη διάταξη (δεύτερο MZI) είναι:

$$\begin{aligned} E_{b1} &= \frac{E_{in}(t - \tau)}{4} \exp(j\pi/2) + \frac{E_{in}(t)}{4} \exp(j\pi/2) \exp(j\varphi_2) = \\ & \frac{1}{4} \exp(j\pi/2) [E_{in}(t - \tau) + E_{in}(t) \exp(-j\pi/8)] \end{aligned} \quad (5.27)$$

και

$$\begin{aligned} E_{b2} &= \frac{E_{in}(t - \tau)}{4} \exp(j\pi) + \frac{E_{in}(t)}{4} \exp(j\varphi_2) = \\ & \frac{1}{4} [E_{in}(t) \exp(-j\pi/8) - E_{in}(t - \tau)] \end{aligned} \quad (5.28)$$

Αν αντικαταστήσουμε το $E_{in}(t)$ με την παράσταση που έχουμε θεωρήσει από την

εξίσωση (5.13) προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις για τα σήματα:

$$E_{b1}(t) = \frac{1}{4}E^2(t)[j\cos(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau)) - \sin(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau)) - j\cos(\omega_o t + \varphi(t)) + \sin(\omega_o t + \varphi(t))] \quad (5.29)$$

και

$$E_{b2}(t) = \frac{1}{4}E^2(t)[- \cos(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau)) - j\sin(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau)) - \cos(\omega_o t + \varphi(t)) - j\sin(\omega_o t + \varphi(t))] \quad (5.30)$$

Τα σήματα αυτά εισέρχονται στις δύο εισόδους του ισοσταθμισμένου δέκτη. Όπως και προηγουμένως, για τα δύο οπτικά σήματα που προκύπτουν στις δύο εξόδους του Mach-Zehnder συμβολομέτρου προκύπτουν τα αντίστοιχα ηλεκτρικά σήματα:

$$\begin{aligned} I_{b1} &= \frac{1}{16}RE^2(t)[\sin(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))^2 + \sin(\omega_o t + \varphi(t))^2 + 2\sin(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))\sin(\omega_o t + \varphi(t)) \\ &+ \cos(\omega_o t + \varphi(t))^2 + \cos(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))^2 + 2\cos(\omega_o t + \varphi(t))\cos(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))] \\ &= \frac{1}{16}RE^2(t)[2 + 2\sin(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))\sin(\omega_o t + \varphi(t)) + 2\cos(\omega_o t + \varphi(t))\cos(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))] \\ &= \frac{1}{8}RE^2(t)^2[1 + \cos(\varphi(t) - \varphi(t-\tau) + \psi)] = \frac{1}{8}RE^2(t)[1 + \cos(\Delta\varphi(t) + \psi)] \quad (5.31) \end{aligned}$$

και

$$\begin{aligned} I_{b2} &= \frac{1}{16}RE^2(t)[\sin(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))^2 + \sin(\omega_o t + \varphi(t))^2 - 2\sin(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))\sin(\omega_o t + \varphi(t)) \\ &+ \cos(\omega_o t + \varphi(t))^2 + \cos(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))^2 - 2\cos(\omega_o t + \varphi(t))\cos(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))] \\ &= \frac{1}{16}RE^2(t)[2 - 2\sin(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))\sin(\omega_o t + \varphi(t)) - 2\cos(\omega_o t + \varphi(t))\cos(\omega_o(t-\tau)+\varphi(t-\tau))] \\ &= \frac{1}{8}RE^2(t)[1 - \cos(\varphi(t) - \varphi(t-\tau) + \psi)] = \frac{1}{8}RE^2(t)[1 - \cos(\Delta\varphi(t) + \psi)] \quad (5.32) \end{aligned}$$

Τελικά στην έξοδο του ισοσταθμισμένου δέκτη προκύπτει η τιμή ρεύματος:

$$I_b(t) = I_{b1} - I_{b2} = \frac{1}{4}RE^2(t)\cos(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + \psi) \quad (5.33)$$

Αν και οι δύο πρώτες ακολουθίες ανακτώνται απευθείας από τα σήματα εξόδου της διάταξης, στην περίπτωση της τρίτης ακολουθίας χρησιμοποιούμε δύο ασύμμετρα συμβολόμετρα Mach-Zehnder (σύμφωνα με την εργασία των Yoon, Lee και Park [9]). Στο πρώτο συμβολόμετρο από το οποίο θα προκύψει το σήμα $c1$, όπως φαίνεται και από το σχήμα, ισχύει για τα σήματα στις εξόδους του δεύτερου coupler (τα σήματα δηλαδή που εισέρχονται στον ισοσταθμισμένο δέκτη) ο ακόλουθος τύπος:

$$\begin{aligned} E_{c1,1} &= \frac{E_{in}(t - \tau)}{4} \exp(j\pi/2) + \frac{E_{in}(t)}{4} \exp(j\pi/2) \exp(j\varphi_3) \exp(j\pi) = \\ &= \frac{1}{4} \exp(j\pi/2) [E_{in}(t - \tau) - E_{in}(t) \exp(j\pi/8)] \end{aligned} \quad (5.34)$$

και

$$\begin{aligned} E_{c1,2} &= \frac{E_{in}(t - \tau)}{4} \exp(j\pi/2) \exp(j\pi/2) + \frac{E_{in}(t)}{4} \exp(j\pi/2) \exp(j\pi/2) \exp(j\varphi_3) = \\ &= \frac{1}{4} \exp(j\pi) [E_{in}(t - \tau) + E_{in}(t) \exp(j\pi/8)] \end{aligned} \quad (5.35)$$

Τα σήματα αυτά εισέρχονται στις δύο εισόδους του ισοσταθμισμένου δέκτη. Όπως και προηγουμένως, για τα δύο οπτικά σήματα που προκύπτουν στις δύο εξόδους του Mach-Zehnder συμβολομέτρου προκύπτουν τα αντίστοιχα ηλεκτρικά σήματα:

$$\begin{aligned} I_{1,c1} &= \frac{1}{16} RE^2(t) [\sin(\omega_0(t - \tau) + \varphi(t - \tau))^2 + \sin(\omega_0 t + \varphi(t))^2 - 2\sin(\omega_0(t - \tau) + \varphi(t - \tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t)) \\ &+ \cos(\omega_0 t + \varphi(t))^2 + \cos(\omega_0(t - \tau) + \varphi(t - \tau))^2 - 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t - \tau) + \varphi(t - \tau))] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{16}RE^2(t)[2-2\sin(\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau))\sin(\omega_0t+\varphi(t))-2\cos(\omega_0t+\varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau))] \\
 &= \frac{1}{8}RE^2(t)[1 - \cos(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + \psi)] = \frac{1}{8}RE^2(t)[1 - \cos(\Delta\varphi(t) + \psi)] \quad (5.36)
 \end{aligned}$$

και

$$\begin{aligned}
 I_{2,c1} &= \frac{1}{16}RE^2(t)[\sin(\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau))^2+\sin(\omega_0t+\varphi(t))^2+2\sin(\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau))\sin(\omega_0t+\varphi(t)) \\
 &+ \cos(\omega_0t+\varphi(t))^2 + \cos(\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau))^2 + 2\cos(\omega_0t+\varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau))] \\
 &= \frac{1}{16}RE^2(t)[2+2\sin(\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau))\sin(\omega_0t+\varphi(t))+2\cos(\omega_0t+\varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau)+\varphi(t-\tau))] \\
 &= \frac{1}{8}RE^2(t)[1 - \cos(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + \psi)] = \frac{1}{8}RE^2(t)[1 + \cos(\Delta\varphi(t) + \psi)] \quad (5.37)
 \end{aligned}$$

Τελικά στην έξοδο του ισοσταθμισμένου δέκτη προκύπτει η τιμή ρεύματος:

$$I_{c1}(t) = I_{1,c1} - I_{1,c2} = -\frac{1}{4}RE^2(t)\cos(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + \psi) \quad (5.38)$$

Αντίστοιχα, στο συμβολόμετρο από το οποίο θα προκύψει το σήμα $c2$ ισχύουν οι ακόλουθοι τύποι:

$$\begin{aligned}
 E_{c2,1} &= \frac{E_{in}(t-\tau)}{4}\exp(j\pi)\exp(j\pi/2) + \frac{E_{in}(t)}{4}\exp(j\pi)\exp(j\varphi_4)\exp(j\pi/2) = \\
 &\frac{1}{4}\exp(j3\pi/2)[E_{in}(t-\tau) + E_{in}(t)\exp(-j3\pi/8)] \quad (5.39)
 \end{aligned}$$

και

$$\begin{aligned}
 E_{c2,2} &= \frac{E_{in}(t-\tau)}{4}\exp(j\pi)\exp(j\pi) + \frac{E_{in}(t)}{4}\exp(j\pi)\exp(j\varphi_4) = \\
 &\frac{1}{4}\exp(j\pi)[E_{in}(t)\exp(-j3\pi/8) - E_{in}(t-\tau)] \quad (5.40)
 \end{aligned}$$

Τα σήματα αυτά εισέρχονται στις δύο εισόδους του ισοσταθμισμένου δέκτη. Όπως και προηγουμένως, για τα δύο οπτικά σήματα που προκύπτουν στις δύο εξόδους του Mach-Zehnder συμβολομέτρου προκύπτουν τα αντίστοιχα ηλεκτρικά σήματα:

$$\begin{aligned}
I_{1,c2} &= \frac{1}{16} RE^2(t) [\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))^2 + \sin(\omega_0 t + \varphi(t))^2 + 2\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t)) \\
&+ \cos(\omega_0 t + \varphi(t))^2 + \cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))^2 + 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))] \\
&= \frac{1}{16} RE^2(t) [2 + 2\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t)) + 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))] \\
&= \frac{1}{8} RE^2(t) [1 + \cos(\varphi(t) - \varphi(t-\tau) + \psi)] = \frac{1}{8} RE^2(t) [1 + \cos(\Delta\varphi(t) + \psi)] \quad (5.41)
\end{aligned}$$

και

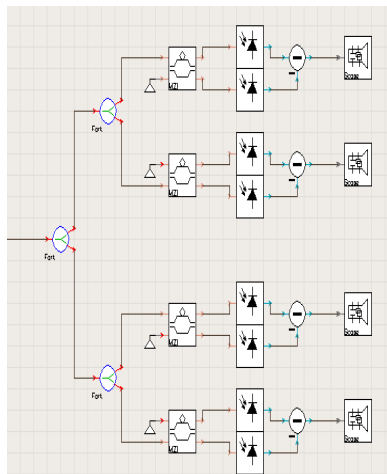
$$\begin{aligned}
I_{2,c2} &= \frac{1}{8} RE^2(t) [\cos(\omega_0 t + \varphi(t))^2 + \cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))^2 + 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau)) \\
&+ \sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))^2 + \sin(\omega_0 t + \varphi(t))^2 + 2\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t))] \\
&= \frac{1}{16} RE^2(t) [2 + 2\cos(\omega_0 t + \varphi(t))\cos(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau)) + 2\sin(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))\sin(\omega_0 t + \varphi(t))] \\
&= \frac{1}{8} RE^2(t) [1 + \cos(\varphi(t) - \varphi(t-\tau) + \psi)] = \frac{1}{8} RE^2(t) [1 + \cos(\Delta\varphi(t) + \psi)] \quad (5.42)
\end{aligned}$$

Τελικά στην έξοδο του ισοσταθμισμένου δέκτη προκύπτει η τιμή ρεύματος:

$$I_{c2}(t) = I_{1,c2} - I_{2,c2} = \frac{1}{4} RE^2(t) \cos(\varphi(t) - \varphi(t-\tau) + \psi) \quad (5.43)$$

Με βάση τα παραπάνω μοντελοποιούμε στο VPI την διάταξη του αποδιαμορφωτή όπως φαίνεται στο σχήμα 5.26

Για λόγους πληρότητας παραθέτουμε τα διαγράμματα εξόδου της διάταξης και συγκεκριμένα την κυματομορφή των σημάτων a και b (βλέπε σχήμα 5.25)



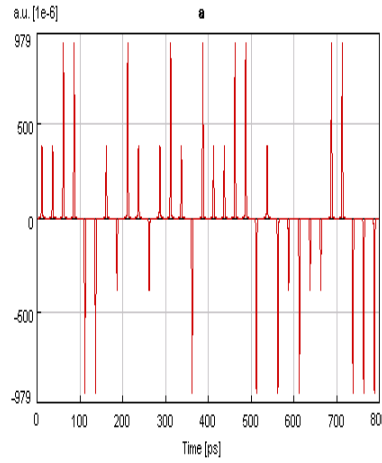
Σχήμα 5.26: Διάταξη δέκτη και αποδιαμορφωτή D8PSK σήματος στο VPI

Ακόμα παραθέτουμε τα διαγράμματα οφθαλμού των σημάτων a και b. Όπως ήταν αναμενόμενο, λόγω του τρόπου λειτουργίας της διάταξης του δέκτη, προκύπτουν τέσσερα επίπεδα πλάτους, δύο θετικά και δύο αρνητικά. Για την τελική απόφαση της τιμής του bit που αποδιαμορφώθηκε στην έξοδο του ισοσταθμισμένου δέκτη, θεωρούμε τις θετικές τιμές πλάτους ως το λογικό “1” και τις αρνητικές τιμές πλάτους ως το λογικό “0”. Στον πίνακα που ακολουθεί παρουσιάζουμε την αντιστοιχία των διαφορών φάσεων, όπως αυτές έχουν προκύψει στην έξοδο του precoder ύστερα, δηλαδή, από την κωδικοποίηση των αρχικών ακολουθιών a,b,c, με τις τιμές πλάτους που προκύπτουν στην έξοδο του δέκτη.

Πίνακας 5.2: Πίνακας αντιστοιχίας των τιμών των διαφορών φάσεων με τα σήματα εξόδου του δέκτη A,B,C₁,C₂

$\Delta\varphi$	A	B	C ₁	C ₂
0	0.3827	-0.9239	-0.9239	0.3827
$\pi/4$	-0.3827	-0.9239	-0.3827	0.9239
$\pi/2$	-0.9239	-0.3827	0.3827	0.9239
$3\pi/4$	-0.9239	0.3827	0.9239	0.3827
π	-0.3827	0.9239	0.9239	-0.3827
$5\pi/4$	0.3827	0.9239	0.9239	-0.9239
$3\pi/2$	0.9239	0.3827	-0.3827	-0.9239
$7\pi/4$	0.9239	-0.3827	-0.9239	-0.3827

Όπως είπαμε και παραπάνω οι διαφορές φάσης $\Delta\varphi$ έχουν προκύψει από τα σήματα εξόδου του precoder. Τα σήματα αυτά, έστω I,Q,D προκύπτουν από τις ακόλουθες



Σχήμα 5.27: Κυματομορφή του ηλεκτρικού σήματος a που προκύπτει στην έξοδο του δεύτερου ανιχνευτή

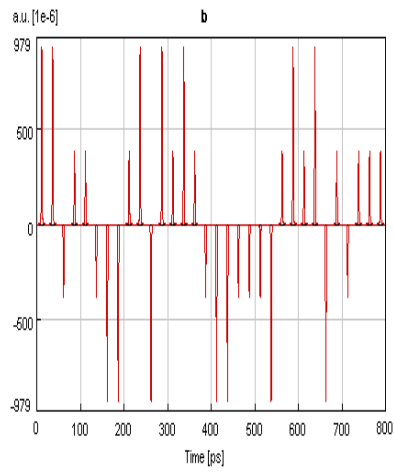
εξισώσεις:

$$I = \bar{d}(i\bar{a} + \bar{i}a)\bar{q} + (\bar{d}q + d\bar{c})(i\bar{b} + \bar{i}b) + d[(i\bar{q} + \bar{i}q)\bar{a} + (iq + \bar{i}\bar{q})a]c \quad (5.44)$$

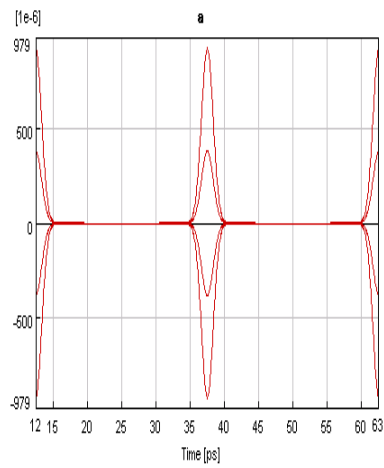
$$Q = [q\bar{c} + (q\bar{d}) + (\bar{q}d)c](ab + \bar{a}\bar{b}) + [\bar{q}c] + (qd + \bar{q}\bar{d})\bar{c}](\bar{a}\bar{b}) + (\bar{a}b) \quad (5.45)$$

$$D(k) = (d\bar{c}) + (\bar{d}c)(ab + \bar{a}\bar{b}) + (dc + \bar{d}\bar{c})(\bar{a}\bar{b}) + (\bar{a}b) \quad (5.46)$$

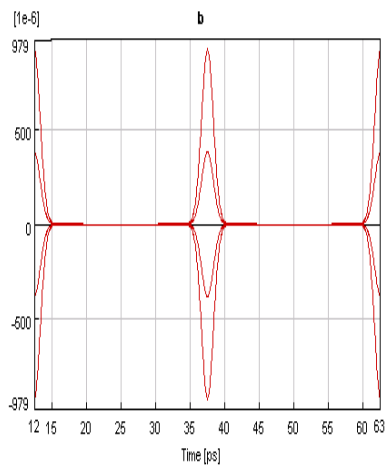
όπου I,Q,D είναι τα bit εξόδου του precoder a,b,c τα bit εισόδου και i,q,d είναι τα bit εξόδου σε προηγούμενη χρονική στιγμή $i_k = I_{k-1}, q_k = Q_{k-1}, d_k = D_{k-1}$. Η αντιστοιχία των bit και των διαφορών φάσεων είναι η ίδια με τον πίνακα 5.2.



Σχήμα 5.28: Κυματομορφή του ηλεκτρικού σήματος *b* που προκύπτει στην έξοδο του δεύτερου ανιχνευτή



Σχήμα 5.29: Διάγραμμα οφθαλμού του ηλεκτρικού σήματος *a* (512 samples per bit)



Σχήμα 5.30: Διάγραμμα οφθαλμού του ηλεκτρικού σήματος b (512 samples per bit)

Κεφάλαιο 6

Τελικά συμπεράσματα και μελλοντική έρευνα

Στο κεφάλαιο αυτό καταγράφουμε τα τελικά συμπεράσματα από τη μελέτη που πραγματοποιήσαμε και εξετάζουμε τις δυνατότητες εφαρμογής αλλά και εξέλιξης της παρούσας εργασίας. Ακόμα θα αναφερθούμε στις δυνατότητες μελλοντικής έρευνας στο αντικείμενο των προηγμένων τεχνικών διαμορφώσεων.

6.1 Συμπεράσματα

Ύστερα από την ολοκλήρωση της μελέτης μας προέκυψαν χρήσιμα συμπεράσματα τόσο για την προηγμένη τεχνική διαμόρφωσης που μελετήσαμε, την D8PSK, όσο και για τις διάφορες διατάξεις που μοντελοποιήσαμε. Καταρχήν, διαπιστώσαμε τα σημαντικά πλεονεκτήματα του σχήματος διαμόρφωσης D8PSK συγκριτικά με λιγότερο προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης και συγκεκριμένα τα On-Off keying, DPSK και DQPSK. Το σχήμα D8PSK μπορεί να μεταφέρει περισσότερη πληροφορία στον ίδιο ρυθμό μετάδοσης, καθώς μεταφέρει 3bit/symbol. Άρα, κάθε τιμή διαφοράς φάσης μεταδίδει 3 bit πληροφορίας (πχ

η διαφορά φάσης π κωδικοποιεί την ακολουθία 100) Επομένως, το σχήμα D8PSK έχει μεγαλύτερη φασματική απόδοση από τα υπόλοιπα σχήματα.

Όσον αφορά τη διάταξη του πομπού, διαπιστώσαμε ότι η διάταξη είναι ιδιαίτερα απλή. Μάλιστα η πολυπλοκότητα της διάταξης είναι συγκρίσιμη με την πολυπλοκότητα των πομπών για τα υπόλοιπα σχήματα διαμόρφωσης που αναφέραμε. Και από τις δύο διατάξεις που μελετήσαμε προκύπτουν πολύ καλά αποτελέσματα στις εξόδους τους. Τα διαγράμματα αστερισμού των σημάτων στην έξοδο προσεγγίζουν στο έπακρο το διάγραμμα αστερισμού ενός ιδανικού σήματος D8PSK σήματος.

Στη συνέχεια μελετήσαμε μια αμιγώς οπτική διάταξη πολυπλεξίας βασισμένη στη μέθοδο OTDM. Το σήμα που πήραμε στην έξοδο ήταν ένα ιδανικό, διαμορφωμένο κατά D8PSK σήμα στα 160Gbaud. Σύμφωνα με το διάγραμμα του σήματος στην έξοδο και το διάγραμμα αστερισμού του, επιβεβαιώνουμε ότι η διάταξη που μοντελοποιήσαμε πραγματοποιεί επιτυχώς την πολυπλεξία του σήματος που προκύπτει από τον πομπό, από τα 40Gbaud στα 160Gbaud. Επίσης, η διάταξη είναι ιδιαίτερα απλή, έχει μικρότερη πολυπλοκότητα από όλες τις διατάξεις χρονικής πολυπλεξίας στο οπτικό πεδίο. Σύμφωνα με τα παραπάνω, μπορούμε να πούμε ότι η μοντελοποίηση που πραγματοποιήσαμε είναι απόλυτα ικανοποιητική. Μάλιστα, η διάταξη αυτή μπορεί να φανεί ιδιαίτερα χρήσιμη στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα. Διότι η μέθοδος οπτικής πολυπλεξίας στο πεδίο του χρόνου είναι πολύ σημαντική καθώς έτσι μπορούμε να αυξήσουμε την ταχύτητα μετάδοσης. Στην περίπτωσή μας η ταχύτητα μετάδοσης τετραπλασιάζεται καθώς αυξάνεται από τα 40Gbaud στα 160Gbaud.

Όσον αφορά την διάταξη του αποπολυπλέκτη, τα αποτελέσματα που πήραμε ήταν και σε αυτή την περίπτωση πολύ ικανοποιητικά. Το αποπολυπλεγμένο σήμα διατηρεί όλα τα σημεία στο διάγραμμα αστερισμού. Άρα μπορούμε να πούμε ότι δεν αλλοιώνει τα δεδομένα που μεταφέρει το σήμα στην είσοδο. Η διαδικασία της αποπολυπλεξίας επηρεάζεται όμως από διαφοροποιήσεις στην ισχύ του σήματος εισόδου συγκριτικά με το σήμα ελέγχου. Διότι, όπως αναφέραμε και στο κεφάλαιο 4.3, η λειτουργία της διάταξης

εξαρτάται από τις ισχύεις των σημάτων ελέγχου και δεδομένων. Βέβαια, το γεγονός αυτό δεν αποτελεί σημαντικό μειονέκτημα καθώς οι ισχύεις των δύο σημάτων ρυθμίζονται εύκολα μέσω ενισχυτών ισχύος. Επίσης, είναι απαραίτητος ο απόλυτος συγχρονισμός των δύο σημάτων για την ορθή λειτουργία της διάταξης. Για να συγχρονίσουμε τα δύο σήματα χρησιμοποιήσαμε στοιχεία χρονικής καθυστέρησης. Έτσι έχουμε την δυνατότητα να συγχρονίσουμε οποιοδήποτε σημείο του παλμού ελέγχου με οποιοδήποτε σημείο του παλμού δεδομένων. Για τη σωστή λειτουργία του αποπολυπλέκτη συγχρονίζουμε τις κορυφές των δύο παλμών. Σύμφωνα με τα παραπάνω πρέπει να πούμε ότι η χρήση τόσο των ενισχυτών όσο και του στοιχείου καθυστέρησης αυξάνει ακόμα περισσότερο την πολυπλοκότητα της διάταξης. Από την άλλη πλευρά, όμως, το γεγονός ότι η διάταξη λειτουργεί στο οπτικό πεδίο εξολοκλήρου είναι τόσο σημαντικό ώστε να μπορούμε να παραβλέψουμε την σχετική πολυπλοκότητα της διάταξης, συγκριτικά με την αντίστοιχη διάταξη στο ηλεκτρικό πεδίο. Διότι, όπως και κάθε αμιγώς οπτική διάταξη, μπορεί να λειτουργεί σε πολύ υψηλές ταχύτητες. Επιπλέον, η διάταξη αυτή είναι συμβατή με ίνες και άρα μπορεί να προσαρμοστεί στο υπάρχον οπτικό δίκτυο. Συμπερασματικά, μπορούμε να πούμε ότι η διάταξη του αποπολυπλέκτη που υλοποιήσαμε μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάπτυξη αμιγώς οπτικών δικτύων που θα λειτουργούν σε πολύ μεγάλο bit-rate. Η ανάπτυξη τέτοιων δικτύων αποτελεί μία από τις μεγαλύτερες προκλήσεις της φωτονικής τεχνολογίας στις μέρες μας.

Τέλος, η διάταξη του δέκτη που υλοποιήσαμε αποτελεί και αυτή μια αμιγώς οπτική διάταξη και έχει επομένως τα προτερήματα τέτοιων διατάξεων. Είναι σχετικά απλή, καθώς βασίζεται κυρίως στο συμβολόμετρο Mach-Zehnder. Τα αποτελέσματα που πήραμε επιβεβαιώνουν την επιτυχή λειτουργία της διάταξης.

6.2 Μελλοντική έρευνα

Όπως είπαμε και παραπάνω στην εργασία μας, η επιστήμη της φωτονικής τεχνολογίας έχει επικεντρωθεί στην ανάπτυξη προηγμένων τεχνικών διαμόρφωσης και αμιγώς οπτικών διατάξεων, με απώτερο σκοπό την λειτουργία των οπτικών δικτύων σε μεγαλύτερες ταχύτητες. Για το λόγο αυτό, εξελίσσονται τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, για τη διαμόρφωση φάσης που μελετήσαμε υπάρχουν δυνατότητες ανάπτυξης σχημάτων με περισσότερα επίπεδα φάσεων, ώστε να μπορούμε να μεταδίδουμε περισσότερα bit/symbol. Η τεχνική 16PSK (αλλά και η διαφορική 16PSK, η D16PSK) είναι η μέθοδος πάνω στην οποία έχουν επικεντρωθεί οι επιστήμονες της φωτονικής τεχνολογίας [1]. Πρόκειται για ένα πολυεπίπεδο (16 επίπεδα) σχήμα οπτικής διαμόρφωσης φάσης. Το σχήμα αυτό μεταφέρει 4 bit ανά σύμβολο. Ως εκ τούτου, μπορεί να διπλασιάσει την ταχύτητα μετάδοσης συγκριτικά με το σχήμα 8PSK. Η φασματική απόδοση που παρουσιάζει είναι επίσης αυξημένη καθώς για ίδιο εύρος φάσματος μπορεί να μεταφέρει περισσότερη πληροφορία. Το σχήμα διαμόρφωσης 16PSK κωδικοποιεί 16 σύμβολα με τις ακόλουθες τιμές φάσης: $\varphi_n = n \cdot \frac{\pi}{8}$ όπου $n=0,1,2,\dots,15$. Όσον αφορά την υλοποίηση του πομπού σημάτων διαμορφωμένα κατά D16PSK, αυτή θα μπορούσε να γίνει με μία διάταξη πομπού όμοια με αυτή που χρησιμοποιήσαμε για την διαμόρφωση σημάτων κατά D8PSK. Συγκεκριμένα, θα μπορούσαμε να προσθέσουμε ένα διαμορφωτή φάσης PM (με Phase Deviation = $\pi/8$) στη διάταξη που χρησιμοποιεί nested Mach-Zehnder Modulator σε σειρά με διαμορφωτή φάσης PM. Αντίστοιχα η αποδιαμόρφωση του σήματος D16PSK πραγματοποιείται με χρήση 6 συμβολομέτρων καθυστέρησης Mach-Zehnder και αντίστοιχους ισοσταθμισμένους δέκτες.

Το σχήμα διαμόρφωσης QAM, το οποίο περιγράψαμε στο κεφάλαιο 3, μας δίνει και αυτό τη δυνατότητα της σημαντικής βελτίωσης της ταχύτητας μετάδοσης καθώς και αυτό εμφανίζει πολύ υψηλή φασματική απόδοση ειδικά στα μεγαλύτερης τάξης σχήματα ορθογωνικής διαμόρφωσης πλάτους (QAM). Ειδικότερα, τα σχήματα 128-QAM, 256-QAM αλλά και μεγαλύτερης τάξης, υπόσχονται πολύ υψηλούς ρυθμούς ταχύτητας, καθώς μπορούν να

μεταδώσουν αρκετά bit για κάθε σύμβολο, όσο υψηλότερη η τάξη τόσο υψηλότερες και οι ταχύτητες. Βέβαια, τα συστήματα QAM υψηλής τάξης είναι, ακόμα, αρκετά αναξιόπιστα στην μετάδοση. Ειδικά στην περίπτωση που επιθυμούμε να διατηρήσουμε την μέση ενέργεια για δύο σήματα διαφορετικής τάξης διαμόρφωσης τότε, θα πρέπει να μειώσουμε την απόσταση μεταξύ των σημείων στο διάγραμμα αστερισμού του σήματος υψηλής τάξης. Κάτι τέτοιο όμως θα καταστήσει το σύστημα πιο ευάλωτο στο θόρυβο και σε άλλους μηχανισμούς αλλοίωσης. Όλα τα παραπάνω αποτελούν πεδία μελλοντικής έρευνας στα πλαίσια της ανάπτυξης ολοένα πιο καινοτόμων και προηγμένων σχημάτων διαμόρφωσης.

Μία άλλη τεχνική που έχει αρχίσει να αναπτύσσεται και βρίσκει εφαρμογή στα οπτικά συστήματα μετάδοσης τελευταίας γενιάς είναι η πολυπλεξία ως προς την πόλωση (Polarization Multiplexing) των σημάτων διαμορφωμένων με κάποιο προηγμένο σχήμα διαμόρφωσης (πχ QPSK). Σύμφωνα με τη μέθοδο αυτή, χωρίζουμε το σήμα σε δύο όμοια σήματα τα οποία πολυπλέκουμε με ορθογώνιες πολώσεις. Στην κατεύθυνση αυτή, της ανάπτυξης δηλαδή ταχύτερων δικτύων, επιζητούμε την ανάπτυξη αμιγώς οπτικών διατάξεων αλλά και στη βελτίωση των λοιπών διατάξεων. Οι περιπτώσεις του αποπολυπλέκτη και του πολυπλέκτη που υλοποιήσαμε αποτελούν ένα μικρό βήμα στην κατεύθυνση αυτή, καθώς υλοποιούν την σημαντική διαδικασία της αποπολυπλεξίας και τις πολυπλεξίας σε πολύ υψηλές ταχύτητες. Η κατασκευή διατάξεων για εξίσου σημαντικές εφαρμογές όπως π.χ. η μεταγωγή κυκλώματος, συναρτήσεις με λογικές πύλες, οπτικοί διακόπτες και άλλες (κυρίως εφαρμογές επεξεργασίας οπτικών σημάτων), αποτελεί πρόκληση για τους ερευνητές της φωτονικής τεχνολογίας. Είναι προφανές, επίσης, ότι για να αυξηθεί η ταχύτητα μετάδοσης σε ένα οπτικό δίκτυο πρέπει πρώτα να αυξηθεί η ταχύτητα λειτουργίας τόσο του πομπού όσο και του δέκτη με ταυτόχρονη διατήρηση ή αν είναι εφικτό και μείωση της πολυπλοκότητας της διάταξης συγκριτικά με παλαιότερες. Το πεδίο της ανάπτυξης καινοτόμων διατάξεων πομπού και δέκτη προσφέρεται για μελλοντική έρευνα.

Κεφάλαιο 7

Παράρτημα

Στο κεφάλαιο αυτό παραθέτουμε τα Matlab αρχεία που χρησιμοποιήσαμε κατά τη διάρκεια της εργασίας αυτής. Το πρώτο αρχείο (diagrams.m) χρησιμοποιήθηκε για την παρουσίαση διάφορων διαγραμμάτων, και κυρίως το διάγραμμα αστερισμού είτε για διαφορικά σήματα (προβάλλει τις διαφορές των φάσεων του σήματος) είτε όχι (προβάλλει τις τιμές των φάσεων του σήματος). Δίπλα από τις εντολές του προγράμματος έχουμε τοποθετήσει σχόλια ώστε να γίνει πιο κατανοητός ο κώδικας.

diagrams.m

```
close all;
```

```
clear all;
```

```
load cs.txt;
```

```
A=cs;
```

```
Bit_Rate =40e9; %ρυθμός μετάδοσης δεδομένων
```

```
Bit_Duration = 1/Bit_Rate; %διάρκεια bit ίση με 25e-12sec
```

```
Sample_Rate = 128*160e9;%
```

```
Number_of_Bits = 32;
```

```
Samples_per_Bit = Sample_Rate / Bit_Rate;
```

```
%Βρίσκω την πρώτη κορυφή παλμού από το trace (σε τι time "πέφτει" η πρώτη  
%κορυφή)
```

```
First_Peak = 12.5e-12; %12.5e-12sec αντιστοιχούν
```

```
                  %στο μέγιστο του πρώτου παλμού
```

```
                  %για σήμα στα 160Gbaud
```

```
%First_Peak = 15.7e-12;%για το demux 15.7ps
```

```
%First_Peak = 12.5e-12;%για τον transmitter
```

```
%βρίσκουμε πόσοι παλμοί πρέπει να εξαιρεθούν από την αρχή (στην περίπτωσή μας 0)  
ex=0;
```

```
%βρίσκω το χρονικό offset σε σχέση με την θέση που έπρεπε να είναι  
%κανονικά
```

```
Time_Offset = First_Peak - Bit_Duration/2;
```

```
%μετατρέπουμε το χρονικό offset σε αριθμό samples,
```

```
%ουσιαστικά sample_rate*time_offset
```

```
Samples_Offset = round(Samples_per_Bit * Time_Offset /
Bit_Duration);
```

%στον πίνακα B έχουμε πάρει 32(Number_of_Bits) από τις τιμές του A

```
B = zeros(Number_of_Bits,5);
```

```
for m=1:Number_of_Bits
```

```
    B(m,:) = A((Samples_per_Bit/2 + Samples_Offset + Samples_per_Bit*(m-1)),:);
```

```
end
```

%Παίρνουμε τα στοιχεία όπως είναι από το αρχείο cs.txt (τα A(:,4) και A(:,5) είναι
%μηδέν

```
Time = A(:,1);
```

```
Real_E = A(:,2);
```

```
Imag_E = A(:,3);
```

```
P = (Real_E.^2 + Imag_E.^2)*1000;%Υπολογισμός ισχύος (πλάτους^2), το P σε W
```

```
phase = atan2(Imag_E, Real_E);%υπολογισμός φάσης
```

%μετατροπή αρνητικών τιμών φάσης στις αντίστοιχες θετικές

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

```
    if (phase(k) <= -pi/2)
```

```
        phase(k) = 2*pi + phase(k);
```

```
    end
```

```

end

%μετατροπή από rad σε μοίρες
%phase = 180*phase/pi;
%διάγραμμα οφθαλμού
eyediagram(P(ex*Samples_per_Bit+190:length(P)-0*Samples_per_Bit),512);

%-----
%δια διαδικασία για τον B
Time_clock = B(:,1);
Real_E_clock = B(:,2);
Imag_E_clock = B(:,3);

P_clock = (Real_E_clock.^2 + Imag_E_clock.^2)*1000;
phase_clock = atan2(Imag_E_clock, Real_E_clock);
for k=1:length(phase_clock)
    if (phase_clock(k) <= -pi/2)
        phase_clock(k) = 2*pi + phase_clock(k);
    end
end
end

%hist(P_clock(2:length(P_clock)),80);

%phase_clock = 180*phase_clock/pi;
%figure,plot(phase_clock)
%--- Plotting data -----
%figure,plot(phase);

```

```

%figure,plot(P);
figure,plot(P,phase);%Διάγραμμα που μας δείχνει πόσες τιμές φάσης
                    %έχει το σήμα (για 8psk μας δίνει 8 τιμές φάσης)
figure,plot(Time,phase);%Διάγραμμα της φάσης ως προς το χρόνο
figure,plot(Time_clock,phase_clock);%Διάγραμμα της φάσης ως προς το χρόνο
                    %για τον πίνακα B

%Διάγραμμα αστερισμού με τις τιμές φάσης για τον πίνακα B
figure,polar(phase_clock(ex+1:length(phase_clock)/2),
            P_clock(ex+1:length(P_clock)/2));
%Διάγραμμα αστερισμού με τις διαφορές φάσεων για τον πίνακα B
figure,polar(phase_clock(ex+2:length(phase_clock))
            -phase_clock(ex+1:length(phase_clock)-1),
            P_clock(ex+2:length(phase_clock)));

%Διάγραμμα αστερισμού με τις τιμές φάσης για τον πίνακα A
figure,polar(phase(ex+1:length(phase)/2),P(ex+1:length(P)/2));
%Διάγραμμα αστερισμού με τις διαφορές φάσεων για τον πίνακα B
figure,polar(phase(ex+2:length(phase))-phase(ex+1:length(phase)-1),
            P(ex+2:length(phase)));

```

Στη συνέχεια παραθέτουμε τον κώδικα του αρχείου prbs.m με το οποίο παράγουμε ψευδοτυχαίες ακολουθίες PRBS.// **prbs.m**

```

function z=prbs(init,g)

z=init;
%init=100;

```

```

n=length(init);% το μήκος του πίνακα register
for i=(n+1):(2^n-1)
    q=z(i-g(1));
    for j=2:length(g)
        q=xor(q,z(i-g(j)));
    end
    z=[z q];
end

```

% παραγωγή ψευδοτυχαίας ακολουθίας

Ακολούθως παραθέτουμε τον κώδικα του αρχείου 8PSK_PulseGenerator.m το οποίο λειτουργεί σαν διαμορφωτής 8PSK σημάτων. Η κωδικοποίηση των συμβόλων με τις αντίστοιχες φάσεις δηλώνεται στα σχόλια που έχουμε εισάγει.

8PSK_PulseGenerator.m

```

% Ch.K. - D8PSK Generator
% with Amplitude Fluctuations - Timing Jitter - Phase Variations

Po=1e-3; % Peak Power
Tfwhm=2e-12; % Pulse Width (εύρος παλμού
% δηλαδή απόσταση μεταξύ των 2
% σημείων του παλμού που
% έχουν ισχύ Po/2 δηλαδή 0.5mW

m=1; % Gaussian Order
C=0; % Chirp definition
fc=193.1e12; % Carrier frequency
d=0.5; % Center Position

```



```

rb=160e9; % Bit Rate
Tb=1/rb; % Bit Duration (6.25ps)
SamperBit=128; % Samples per Bit
NoB=128; % Number of Bits that will
%be simulated(800ps/6.25ps=128)
T=Tb*NoB; % time window (800ps)
SampleRate=SamperBit*rb; % Sample Rate,
dt=1/SampleRate; % timestep (dt)
Nt=T/dt; % number of points
Time =[(1:Nt)-1]*dt; % time vector

E=Time; % electric field
Power=E; % optical power

%-----
%Δημιουργία PRBS 1
register = [1 0 1 0 1 1 0];
%register = [1 1 1 1 1 1 1];

polu=[7 6];
A1=prbs(register, polu);
b1 = zeros(1,NoB); % Vector with the logical info
%βάζει στον b1 τον A1 επαναλαμβανόμενο όσες φορές είναι μεγαλύτερο το NoB
%από το μήκος του A1 δηλαδή 2 φορές εδώ (για 256 και 127)

```

```
for n=1:NoB
    if mod(n,length(A1))==0
        b1(n) = A1(length(A1));
    else
        b1(n) = A1(mod(n,length(A1)));
    end
end

%Δημιουργία PRBS 2
register = [1 1 0 0 0 0 0];
%register = [1 1 1 1 1 1 1];

polu=[7 6];
A2=prbs(register, polu);

b2 = zeros(1,NoB);           % Vector with the logical info
for n=1:NoB
    if mod(n,length(A2))==0
        b2(n) = A2(length(A2));
    else
        b2(n) = A2(mod(n,length(A2)));
    end
end

%Δημιουργία PRBS 3
register = [1 1 0 0 1 1 0];
```

```

%register = [1 1 1 1 1 1 1];

polu=[7 6];
A3=prbs(register, polu);

b3 = zeros(1,NoB);           % Vector with the logical info
for n=1:NoB
    if mod(n,length(A3))==0
        b3(n) = A3(length(A3));
    else
        b3(n) = A3(mod(n,length(A3)));
    end
end

%-----
%-----

%Εφαρμογή διακυμάνσεων στο πλάτος (προαιρετικά)
P = zeros(1,NoB);
P_Fluct = 0; %P_Fluct =0.25;           % Peak-power fluctuation Range
for n=1:NoB
    P(n)=1-rand*P_Fluct;
end

%-----

```

```

%-----

%Εφαρμογή διακυμάνσεων στη φάση (προαιρετικά)
%phase_Fluct = 1*pi/12;                % phase fluctuation Range
%phase_Fluct_fine = phase_Fluct/5;
phase_Fluct = 0;                        % phase fluctuation Range
phase_Fluct_fine = 0;

%κωδικοποίηση των συμβόλων(3bit/symbol) με τις αντίστοιχες φάσεις
%πχ phase_n(1)=5pi/4 αφού b1(1)=1 και b2(1)=1 και b3(1)=1 (111 δηλαδή)
phase_n = zeros(1,NoB);
for n = 1:NoB
    if ((b1(n)==0) && (b2(n)==0) &&(b3(n)==0))
        phase_n(n)=0+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 0 sym=000
    elseif ((b1(n)==0) && (b2(n)==0) &&(b3(n)==1))
        phase_n(n)=pi/4+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για pi/4 sym=001
    elseif ((b1(n)==0) && (b2(n)==1) &&(b3(n)==1))
        phase_n(n)=pi/2+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για pi/2 sym=011
    elseif ((b1(n)==0) && (b2(n)==1) &&(b3(n)==0))
        phase_n(n)=3*pi/4+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 3pi/4 sym=010
    elseif ((b1(n)==1) && (b2(n)==1) &&(b3(n)==0))
        phase_n(n)=pi+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για pi sym=110
    elseif ((b1(n)==1) && (b2(n)==1) &&(b3(n)==1))
        phase_n(n)=5*pi/4+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 5pi/4 sym=111
    elseif ((b1(n)==1) && (b2(n)==0) &&(b3(n)==1))
        phase_n(n)=3*pi/2+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 3pi/2 sym=101

```

```

else
    phase_n(n)=7*pi/4+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 7pi/4 sym=100
end
end
phase = zeros(1,length(Time));
for t=1:length(Time)
    phase(t)=phase_n(1+floor(Time(t)/Tb)) + phase_Fluct_fine*(rand - 0.5);
end

%-----
%Προσθέτουμε jitter (προαιρετικά)
%Defining max peak-to-peak timing jitter as a fraction of the bit slot
max_J = 0.00;
d=zeros(1,NoB);
for n=1:NoB
    d(n)=0.5-max_J/2+rand*max_J;
end

%-----
%Δημιουργία του οπτικού πεδίου
for t=1:length(Time)
    n=1+floor(Time(t)/Tb);
    E(t)=sqrt(Po*P(n))*exp(-log(2)*(1+j*C)/2*(2*(Time(t)-d(n)*Tb-(n-1)*Tb)/Tfwhm)^(2*m))
        *exp(j*phase(t));%(2*pi*fc*(Time(t)-d(n)*Tb-(n-1)*Tb)+phase(t));
    Power(t)=abs(E(t))^2;
end

```

```

C=real(E);
D=imag(E);
%-----

figure,plot(Time,phase)
eyediagram(Power,2*NoB)
figure,plot(C+i*D);
% Exporting Data
Result=[Time' C' D'];
fid=fopen('D8PSKmat.txt','w');
fprintf(fid,'%12.8e\t %12.8e\t %12.8e\n', Result');
fclose(fid);

```

Τέλος παραθέτουμε το αρχείο precoder.m το οποίο παράγει το διαφορικό σήμα D8PSK. Μετά την κωδικοποίηση των αρχικών ακολουθιών σε κατάλληλες για την υλοποίηση του D8PSK οι τρεις νέες ακολουθίες που παράγονται διαμορφώνονται κατά 8PSK όπως και πριν. Η κωδικοποίηση των διαφορών φάσεων είναι διαφορετική από την κωδικοποίηση στο αρχείο 8PSK_PulseGenerator.m

precoder.m

```

% Ch.K. - D8PSK Generator
% with Amplitude Fluctuations - Timing Jitter - Phase Variations
close all;
clear all;
Po=1e-3; % Peak Power
Tfwhm=2e-12; % Pulse Width (εύρους παλμού
% δηλαδή απόσταση μεταξύ των 2
% σημείων του παλμού που έχουν

```

```

% ισχύ  $P_0/2$  δηλαδή 0.5mW
m=1; % Gaussian Order
C=0; % Chirp definition
fc=193.1e12; % Carrier frequency(όσο και να
% την αλλάξω δεν αλλάζει κάτι
% αφού η εξομοίωση είναι ανεξάρτητη
% από την συχνότητα)
d=0.5; % Center Position

rb=40e9; % Bit Rate
Tb=1/rb; % Bit Duration (6.25ps)
SamperBit=128; % Samples per Bit
NoB=128; % Number of Bits that will be
% simulated(800ps/6.25ps=128)
T=Tb*NoB; % time window (800ps)
SampleRate=SamperBit*rb; % Sample Rate,
dt=1/SampleRate; % timestep (dt)
Nt=T/dt; % number of points
Time =[(1:Nt)-1]*dt; % time vector

E=Time; % electric field
Power=E; % optical power

%-----
%Δημιουργία PRBS 1

```

```

register = [1 0 1 0 1 1 0];
%register = [1 1 1 1 1 1 1];

polu=[7 6];
A1=prbs(register, polu);
b1 = zeros(1,NoB);           % Vector with the logical info
%βάζει στον b1 τον A1 επαναλαμβανόμενο όσες φορές είναι μεγαλύτερο το NoB
%από το μήκος του A1 δηλαδή 2 φορές εδώ (για 256 και 127)
for n=1:NoB
    if mod(n,length(A1))==0
        b1(n) = A1(length(A1));
    else
        b1(n) = A1(mod(n,length(A1)));
    end
end

end

Δημιουργία PRBS 2
%register = [1 1 0 0 0 0 1];
register = [1 1 0 0 0 1 0];

polu=[7 6];
A2=prbs(register, polu);

b2 = zeros(1,NoB);           % Vector with the logical info
for n=1:NoB
    if mod(n,length(A2))==0

```



```
        b2(n) = A2(length(A2));
    else
        b2(n) = A2(mod(n,length(A2)));
    end
end

%Δημιουργία PRBS 3
register = [1 1 0 0 1 0 1];
%register = [1 1 1 1 1 1 1];

polu=[7 6];
A3=prbs(register, polu);

b3 = zeros(1,NoB);           % Vector with the logical info
for n=1:NoB
    if mod(n,length(A3))==0
        b3(n) = A3(length(A3));
    else
        b3(n) = A3(mod(n,length(A3)));
    end
end

end

a=b1;b=b2;c=b3;
%clear all;
%a=0;b=1;c=1;
%to b1->a to b2->b to b3->c
```

Υλοποίηση του precoder που κωδικοποιεί τα αρχικά δεδομένα ώστε υλοποιηθεί η διαφορική διαμόρφωση.

```

i=0; q=0; dd=0; for k=1:NoB
I(k)=(~dd&((i&~a(k))|(~i&a(k)))&~q ) |
(((~dd&q)|dd&~c(k))&((i&~b(k))|(~i&b(k))))
      | (dd&(((i&~q)|(~i&q))&~a(k)) |(((i&q)|(~i&~q))&a(k)))&c(k));
Q(k)=(((q&~c(k))|((q&~dd)|(~q&dd))&c(k)))&((a(k)&b(k))|(~a(k)&~b(k)))
      | (((~q&c(k))|((q&dd)|(~q&~dd))&~c(k))) &((a(k)&~b(k))|(~a(k)&b(k))));
D(k)=(((dd&~c(k))|(~dd&c(k)))&((a(k)&b(k))|(~a(k)&~b(k))))
      | (((dd&c(k))|(~dd&~c(k)))&((a(k)&~b(k))|(~a(k)&b(k))));
i=I(k);q=Q(k);dd=D(k);
end

%-----
%-----

%Εφαρμογή διακυμάνσεων στο πλάτος
P = zeros(1,NoB);
P_Fluct = 0; %P_Fluct =0.25;           % Peak-power fluctuation Range
for n=1:NoB
    P(n)=1-rand*P_Fluct;
end
%-----
%-----

```

```

%Εφαρμογή διακυμάνσεων στη φάση
%phase_Fluct = 1*pi/12; % phase fluctuation Range
%phase_Fluct_fine = phase_Fluct/5;
phase_Fluct = 0; % phase fluctuation Range
phase_Fluct_fine = 0;

%κωδικοποίηση των συμβόλων (3bit/symbol) με τις αντίστοιχες \textbf{διαφορές} φάσεων
%πχ phase_n(1)=5pi/4 αφού b1(1)=1 και b2(1)=1 και b3(1)=1 (111 δηλαδή)
phase_n = zeros(1,NoB);
for n = 1:NoB
    if ((I(n)==0) && (Q(n)==0) &&(D(n)==0))
        phase_n(n)=0+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 0 sym=000
    elseif ((I(n)==0) && (Q(n)==0) &&(D(n)==1))
        phase_n(n)=pi/4+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για pi/4 sym=001
    elseif ((I(n)==0) && (Q(n)==1) &&(D(n)==1))
        phase_n(n)=3*pi/4+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 3pi/4 sym=011
    elseif ((I(n)==0) && (Q(n)==1) &&(D(n)==0))
        phase_n(n)=pi/2+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για pi/2 sym=010
    elseif ((I(n)==1) && (Q(n)==1) &&(D(n)==0))
        phase_n(n)=3*pi/2+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 3pi/2 sym=110
    elseif ((I(n)==1) && (Q(n)==1) &&(D(n)==1))
        phase_n(n)=7*pi/4+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 7pi/4 sym=111
    elseif ((I(n)==1) && (Q(n)==0) &&(D(n)==1))
        phase_n(n)=5*pi/4+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για 5pi/4 sym=101

```

```

else
    phase_n(n)=pi+phase_Fluct/2 - rand*phase_Fluct; %για pi sym=100
end
end
end
phase = zeros(1,length(Time));
for t=1:length(Time)
    phase(t)=phase_n(1+floor(Time(t)/Tb)) + phase_Fluct_fine*(rand - 0.5);
end

%-----
%Προσθέτουμε jitter (προαιρετικά)
%Defining max peak-to-peak timing jitter as a fraction of the bit slot
max_J = 0.00;
d=zeros(1,NoB);
for n=1:NoB
    d(n)=0.5-max_J/2+rand*max_J;
end

%-----
%Παραγωγή του οπτικού πεδίου
for t=1:length(Time)
    n=1+floor(Time(t)/Tb);
    E(t)=sqrt(Po*P(n))*exp(-log(2)*(1+j*C)/2*(2*(Time(t)-d(n)*Tb-(n-1)*Tb)/Tfwhm)^(2*m))*
        exp(j*phase(t));%(2*pi*fc*(Time(t)-d(n)*Tb-(n-1)*Tb)+phase(t));
    Power(t)=abs(E(t))^2;
end

```

```
C=real(E);
D=imag(E);
%-----

figure,plot(Time,phase)
eyediagram(Power,2*NoB)
figure,plot(C+i*D);
% Exporting Data
Result=[Time' C' D'];
fid=fopen('precoder.txt','w');
fprintf(fid,'%12.8e\t %12.8e\t %12.8e\n', Result');
fclose(fid);
```

ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

ASK	Amplitude-Shift Keying
BER	Bit Error Rate
CPFSK	Continuous-Phase Frequency-Shift Keying
CW	Continuous Wave
DI	Delay Interferometer
DPSK	Differential Phase Shift Keying
FSK	Frequency-Shift Keying
FWHM	Full Width at Half Maximum
FWM	Four-Wave Mixing
GVD	Group-Velocity Dispersion
ISI	Intersymbol Interference
MZI	Mach-Zehnder Interferometer
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NOLM	Nonlinear Optical-Loop Mirror
NRZ	Non-Return to Zero
OOK	On-Off Keying
OTDM	Optical Time Division Multiplexing
PMD	Polarization Mode Dispersion
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RZ	Return to Zero
SPM	Self Phase Modulation
SRS	Stimulated Raman Scattering
U-MZI	Unbalanced Mach-Zehnder Interferometer
WDM	Wavelength-Division Multiplexing
XPM	Cross-Phase Modulation

Βιβλιογραφία

- [1] G. Jacobsen, E. Vanin, “Novel Optimal Direct-detection D16PSK Gray Code Receiver using two Interferometers and Simple Multilevel Electrical Processing”, *Journal of Optical Communications*, vol. 30, pp. 153-154, 2009.
- [2] M. Jinno, “All Optical Signal Regularizing/Regeneration Using a Nonlinear Fiber Sagnac Interferometer Switch with Signal-Clock Walk-Off”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, September 1994.
- [3] M. Jinno, “Nonlinear Sagnac Interferometer Switch and Its Applications”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 28, April 1992.
- [4] M. Ohm and J. Speidel, “Differential optical 8-PSK with direct detection (8-DPSK/DD)”, in *Vortrag der 4. ITG-Fachtagung Photonische Netze*, Leipzig, Germany, pp. 177-181, May 2003.
- [5] J. B. Jensen and C. Peucheret and G. Schiellerup and P. Jeppesen, “Transmission of 32.1 Gbit/s RZ-D8PSK over 160 km using dispersion compensation by optical phase conjugation”, in *Proc. of Optical Fiber Communication Conference, OFC’ 09*, San Diego, California, March 2009.
- [6] M. Ohm, “Optical 8-DPSK and receiver with direct detection and multilevel electrical signals”, *IEEE/LEOS Workshop on Advanced Modulation Formats*, San Francisco,

July 2004.

- [7] C. Kim and G. Li, "Direct-detection optical differential 8-level phase-shift keying (OD8PSK) for spectrally efficient transmission," *Opt. Express* 12, 3415-3421 (2004)
- [8] H.G. Weber, S. Ferber, M. Kroh, C. Schmidt-Langhorst, R. Ludwig, V. Marembert, C. Boerner, F. Futami, S. Watanabe, and C. Schubert, "Single channel 1.28 Tbit/s and 2.56 Tbit/s DQPSK transmission," in *ECOC 2005 Proceedings*, vol. 6, Glasgow, UK, September 2005, pp. 304, paper Th 4.1.2.
- [9] H. Yoon, D Lee, and N. Park, "Receiver structure of generalized M-ary optical DPSK system and its semianalytical performance evaluation," in *Ninth Optoelectronics and Communications Conference and Third Conference on Optical Internet (IEEE Communication Society, New York, 2004)*, paper 14C3-4.
- [10] S. Kametani, T. Sugihara, and T. Mizuochi, "16-QAM modulation by polar coordinate transformation with a single dual drive Mach-Zehnder modulator," *OFC/NFOEC2009, OWG6*, San Diego, CA, March 2009.