



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

**Μελέτη Σύμφωνων Διατάξεων Πομποδεκτών για τη  
Δημιουργία Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Σακελλαροπούλου Δήμητρα



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

## Μελέτη Σύμφωνων Διατάξεων Πομποδεκτών για τη Δημιουργία Σχημάτων Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σακελλαροπούλου Δήμητρα

Επιβλέπων : Η. Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 16<sup>η</sup> Ιουλίου 2013

.....

Η.Αβραμόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....

Ν.Ουζούνογλου

Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....

Κ.Δέρβος

Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιούλιος 2013

.....  
Σακελλαροπούλου Δήμητρα

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

Copyright © Σακελλαροπούλου Δήμητρα, 2013

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 ανάγκη αποδοτικότερης χρήσης όλων των χαρακτηριστικών τα οποία προσφέρει η οπτική τεχνολογία, οδήγησε τα τελευταία χρόνια στη μελέτη και βελτίωση πολλών επιμέρους στοιχείων των οπτικών δικτύων. Μια περιοχή ιδιαίτερου επιστημονικού ενδιαφέροντος, είναι τα σύμφωνα οπτικά δίκτυα, τα οποία βασίζονται σε δέκτες οι οποίοι αναμειγνύουν το λαμβανόμενο σήμα με ένα σήμα παραγόμενο από έναν τοπικό ταλαντωτή. Ο συνδυασμός των δεκτών αυτών με τη χρήση σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα στα σύγχρονα οπτικά δίκτυα.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία επιχειρείται μια βιβλιογραφική ανασκόπηση των χαρακτηριστικών των συμφωνων οπτικών δικτύων, κυρίως εστιάζοντας σε διαφορετικές υλοποιήσεις τόσο των πομπών όσο και των δεκτών, οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε αυτά. Πιο συγκεκριμένα μελετώνται τα επιμέρους δομικά στοιχεία τους και περιγράφονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα τους όταν αυτά χρησιμοποιούνται στους συμφωνους πομποδέκτες. Επίσης, περιγράφεται ο τρόπος λειτουργίας τους και δίνονται και οι βασικές μαθηματικές εξισώσεις οι οποίες τους διέπουν. Παράλληλα, περιγράφονται τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης ώστε να υπάρχει ολοκληρωμένη εικόνα των σημάτων τα οποία διαμορφώνονται στον πομπό και αποδιαμορφώνονται στον δέκτη. Τέλος, εκτός από την έμφαση στη διαδικασία της φώρασης, η οποία ορίζει το αν ο δέκτης είναι σύμφωνος ή όχι περιγράφονται και οι διαδικασίες που την ακολουθούν και οδηγούν στην τελική ανάκτηση του σήματος στο ηλεκτρικό πεδίο μετά τη φώραση του, με τη χρήση αλγορίθμων αποδιαμόρφωσης και ανάκτησης της φάσης του μεταδιδόμενου σήματος.

## Λέξεις Κλειδιά

---

σύμφωνα οπτικά συστήματα, διαμόρφωση ανώτερης τάξης, οπτικοί διαμορφωτές, τοπικός ταλαντωτής, ομόδυνη φώραση, σύγχρονος δέκτης, ασύγχρονος δέκτης

# Abstract

---

The need for efficient use of all features offered by optical technology, has recently led to studying and improving many aspects of optical networks. Coherent optical systems, which rely on receivers which mix the received signal with a signal generated by a local oscillator, have become a field of extensive study. The combination of coherent systems with high order modulation formats has enormous potential for innovating existing optical communication systems.

The purpose of this diploma thesis, is to investigate on a theoretical basis, aspects of coherent networks and particularly transmitters' and receivers' configurations. Their basic components, together with their advantages and disadvantages are described. Their mathematical background is also mentioned. Moreover, high order modulation formats are mentioned in order to fully understand the signals that are modulated from the transmitter and demodulated from the receiver. Apart from the emphasis on the process of detection, which defines whether the receiver is coherent or not, the following procedures that lead to the recovery of the electrical signal with use of algorithms and phase estimation, complete the contents of this diploma thesis.

## Key Words

---

coherent optical systems, high order modulation formats, optical modulators , local oscillator homodyne detection , synchronous receiver, asynchronous receiver

# Ευχαριστίες

---

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε κατά το ακαδημαϊκό έτος 2012-2013 στον τομέα Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Υπεύθυνος για την εκπόνηση της διπλωματικής εργασίας ήταν ο καθηγητής κύριος Ηρακλής Αβραμόπουλος, στον οποίο οφείλω ιδιαίτερες ευχαριστίες για την ανάθεση της.

Θα ήθελα ακόμα, να ευχαριστήσω θερμά τον Υποψήφιο Διδάκτορα κ. Ιωάννη Λαζάρου για τη συνεχή βοήθεια, καθοδήγηση και συμβουλές που μου παρείχε κατά τη διάρκεια της συγγραφής της παρούσας εργασίας.

Τέλος, ευχαριστώ τον πατέρα μου, Νίκο και τον αδερφό μου, Άγγελο για την υποστήριξη όλα αυτά τα χρόνια.

Δήμητρα Σακελλαροπούλου  
Ιούλιος 2013

---

# Περιεχόμενα

---

<b>Κεφάλαιο Πρώτο : Εισαγωγή</b> .....	9
1.1 Οπτική Τεχνολογία.....	9
1.2 Δίκτυα Οπτικών Ινών .....	9
1.3 Φώραση στα Οπτικά Δίκτυα .....	11
1.4 Οπτικά Δίκτυα με Δέκτες Άμεσης Φώρασης.....	11
1.5 Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα: Ιστορική Εξέλιξη και Πλεονεκτήματα.....	12
1.6 Σκοπός και Δομή της Εργασίας.....	14
<b>Κεφάλαιο Δεύτερο: Πομποί στα Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα</b> .....	15
2.1 Εισαγωγή .....	15
2.2 Δομικά Στοιχεία Οπτικών Πομπών .....	15
2.2.1 Οπτικές Πηγές .....	16
2.2.1.1 Laser Συνεχούς Κύματος.....	16
2.2.2 Οπτικός Συζεύκτης.....	17
2.3 Διαμόρφωση Οπτικού Σήματος .....	18
2.3.1 Απευθείας Διαμόρφωση .....	18
2.3.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους-On-off Keying .....	19
2.3.3 Εξωτερική Διαμόρφωση.....	19
2.3.4 Ψηφιακή Σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης .....	20
2.3.4.1 Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης-PSK.....	21
2.3.4.2 Διαφορική Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης-DPSK.....	22
2.3.4.3 Ορθογώνια Διαμόρφωση -QPSK .....	23
2.3.4.4 Διαφορική Διαμόρφωση QPSK-DQPSK.....	24
2.3.4.5 Ορθογώνια Διαμόρφωση Πλάτους -QAM.....	24
2.3.4.6 Συμπεράσματα.....	25
2.3.5 Οπτικοί Διαμορφωτές.....	27
2.3.5.1 Διαμορφωτής Φάσης.....	28
2.3.5.2 Mach-Zehnder Διαμορφωτής.....	30
2.3.5.3 IQ Διαμορφωτής.....	32
2.3.6 Λοιπές Διατάξεις Διαμόρφωσης Σήματος.....	33
2.3.6.1 Διαμορφωτής Παλμών RZ .....	33
2.3.6.2 Διαμορφωτής Παλμών Ηλεκτρικών Σημάτων .....	34
2.3.6.3 Διαφορικός Κωδικοποιητής .....	34
2.4 Υλοποιήσεις Οπτικών Διαμορφωτών.....	34
2.4.1 Οπτικός Διαμορφωτής ASK.....	34
2.4.2 Οπτικός Διαμορφωτής m-DPSK.....	35
2.4.2.1 Ηλεκτρικό Κύκλωμα Διαφορικής Κωδικοποίησης στον πομπό m-DPSK .....	36
2.4.3 Οπτικός Διαμορφωτής QPSK .....	37
2.4.4 Οπτικοί Διαμορφωτές QAM και οι Παραλλαγές τους.....	38
2.4.4.1 QAM Διαμόρφωση σε Σχήμα Αστερισμού (Star QAM) .....	38
2.4.4.2 QAM Διαμόρφωση με τον συμβατικό IQ Πομπό.....	40

2.4.4.3 Σειριακός Τετραγωνικός QAM Πομπός .....	42
2.4.4.4 Ενισχυμένος IQ Πομπός.....	43
2.4.4.5 Tandem QPSK Πομπός.....	45
2.4.4.6 Multi-parallel MZM Πομπός.....	46
<b>Κεφάλαιο Τρίτο: Δέκτες στα Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα</b> .....	48
3.1 Εισαγωγή.....	48
3.2 Δομικά Στοιχεία Οπτικών Δεκτών .....	48
3.2.1 Φωρατές .....	48
3.2.1.1 Φωτοανιχνευτής .....	48
3.2.1.2 Συμβολόμετρο Καθυστέρησης.....	49
3.2.1.3 Οπτικός Συζεύκτης 3Χ3 .....	50
3.2.1.4 Οπτικό Υβρίδιο 2Χ4 90° .....	51
3.2.2 Οπτικά Φίλτρα.....	55
3.2.3 Οπτικοί Ενισχυτές .....	55
3.3 Σύμφωνα Οπτικά Συστήματα.....	56
3.3.1 Ετερόδυνα Φώραση .....	57
3.3.2 Ομόδυνα Φώραση .....	59
3.3.3 Βασική Συνδεσμολογία Ομόδυνης Φώρασης .....	61
3.3.4 Ασύγχρονοι Δέκτες .....	62
3.3.4.1 Ασύγχρονος Δέκτης ASK .....	62
3.3.4.2 Ασύγχρονος Δέκτης DBPSK.....	63
3.3.4.3 Ασύγχρονος Δέκτης DPSK .....	64
3.3.4.4 Ασύγχρονος Δέκτης QAM .....	65
3.3.4.5 Δέκτης Διαφοροποίησης Φάσης και Πόλωσης.....	66
3.3.4.6 Δέκτης με Ψηφιακή Διαφορική Αποδιαμόρφωση .....	68
3.3.5 Σύγχρονοι Δέκτες.....	69
3.3.5.1 Τεχνικές Συγχρονισμού του φέροντος .....	69
3.3.5.2 Οπτικοί Βρόχοι Κλειδώματος Φάσης .....	70
3.3.5.3 Ψηφιακή εκτίμηση φάσης .....	71
3.3.6 Βασικές Λειτουργίες Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος και Παράγοντες που επηρεάζουν την Ποιότητα Λήψης .....	72
3.3.6.1 Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος στα Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα .....	72
3.3.6.2 Ανάκτηση Δεδομένων .....	74
3.3.6.3 Ευαισθησία και Αιτίες Υποβάθμισης Συστήματος Δέκτη .....	77
<b>Κεφάλαιο Τέταρτο: Συμπεράσματα και Προτάσεις για Περαιτέρω Μελέτη</b> .....	78
4.1 Σύνοψη και Συμπεράσματα.....	78
4.2 Μελλοντικές Κατευθύνσεις έρευνας.....	80
<b>Βιβλιογραφία</b> .....	81



# Κεφάλαιο Πρώτο

## Εισαγωγή

---

### 1.1 Οπτική Τεχνολογία

Ο όρος οπτική τεχνολογία αναφέρεται στον τομέα εκείνο της σύγχρονης τεχνολογίας που αφορά μετάδοση ηλεκτρομαγνητικής ισχύος μέσω οπτικών ινών. Μια από τις σημαντικότερες εφαρμογές της είναι η μετάδοση πληροφορίας στα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα. Αποτελεί δομικό στοιχείο των δικτύων αυτών καθώς προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με άλλους τρόπους μετάδοσης. Πρόκειται για πεδίο με συνεχή εξέλιξη και νέες εφαρμογές, εξαιτίας κυρίως της ραγδαίας ανάπτυξης του διαδικτύου και των αυξανόμενων αναγκών της σύγχρονης κοινωνίας της πληροφορίας.

Καθοριστικό ρόλο στην εξέλιξη της οπτικής τεχνολογίας έπαιξε η εφεύρεση του laser το 1960. Πρόκειται για συσκευή παραγωγής μονοχρωματικού φωτός η οποία αποτελεί ουσιαστικά τον οπτικό πομπό . Εκτός από τα laser, τον ίδιο ρόλο επιτελούν και οι φωτοδίοδοι (LED) που εκπέμπουν ασύμφωνο φως με μεγάλο φασματικό εύρος.

Το βασικότερο στοιχείο της οπτικής τεχνολογίας είναι η οπτική ίνα, η οποία χρησιμοποιείται ως μέσο μετάδοσης του φωτός. Η οπτική ίνα είναι ένας πολύ λεπτός κύλινδρος από γυαλί ή πλαστικό ο οποίος επιτρέπει την από άκρη– σε άκρη μετάδοση του φωτός και βασίζεται στο φαινόμενο της ολικής ανάκλασης. Τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν οι οπτικές ίνες σε σχέση με άλλα ενσύρματα μέσα μετάδοσης είναι κυρίως ότι διαθέτουν τεράστιο εύρος ζώνης (25 THz στην περιοχή των 1550nm), δεν επηρεάζονται από ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές λόγω απουσίας διαφεύγοντος πεδίου, ενώ το βάρος και ο όγκος τους είναι σημαντικά μικρότερα σε σχέση με άλλους αγωγούς. Ακόμη, ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων (Bit Error Rate-BER) παραμένει σε χαμηλά επίπεδα και τέλος η μικρή εξασθένηση που προκαλούν οι οπτικές ίνες (τυπική τιμή 0.2 dB/km) επιτρέπει την εγκατάσταση δικτύων που καλύπτουν μεγάλες περιοχές με ελάχιστο αριθμό αναμεταδοτών και επαναληπτών.

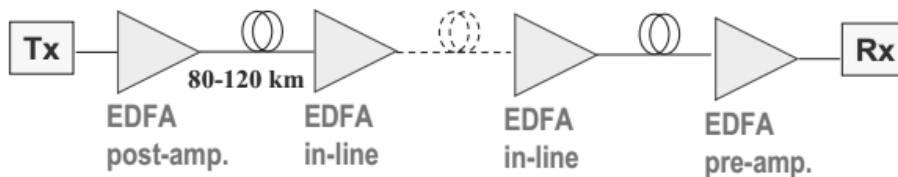
Από την άλλη πλευρά η χρήση των οπτικών ινών παρουσιάζει και μειονεκτήματα. Παρ' όλο που το κόστος των οπτικών καλωδίων προσεγγίζει πλέον αυτό των μεταλλικών, τα υπόλοιπα ηλεκτρικά και οπτικά εξαρτήματα που συνθέτουν το δίκτυο παραμένουν ακριβά. Ακόμη, απαιτείται τέλεια ευθυγράμμιση στις διακλαδώσεις και τις συνδέσεις καθώς σε αντίθετη περίπτωση παρατηρούνται απώλειες και διασπορά.

### 1.2 Δίκτυα Οπτικών Ινών

Τα οπτικά δίκτυα είναι βασισμένα στην τεχνολογία των οπτικών ινών και σκοπός τους είναι η μετάδοση ψηφιακών δεδομένων από τον πομπό στο δέκτη.

Δομή Οπτικών Δικτύων

Τα βασικά στοιχεία μιας οπτικής ζεύξης από σημείο σε σημείο είναι ο πομπός , το μέσο μετάδοσης, δηλαδή η οπτική ίνα, ο δέκτης και οι αναγεννητές ή ενισχυτές . Το μήκος της κυμαίνεται από εκατοντάδες μέτρα μέχρι χιλιάδες χιλιόμετρα. Ο οπτικός πομπός μετατρέπει το ηλεκτρικό σήμα σε οπτικό και το εκπέμπει στο μέσο μετάδοσης , την οπτική ίνα. Ο αναγεννητής είναι προαιρετικός και τοποθετείται σε σημεία του δικτύου ώστε να ανακτά τα χαρακτηριστικά του σήματος, το οποίο έχει υποστεί παραμόρφωση. Η λειτουργία του είναι να μετατρέπει το οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό, να διορθώνει τις τυχόν παραμορφώσεις του και να το μετατρέπει ξανά σε οπτικό πριν την αναμετάδοση του στην οπτική ίνα. Η ενίσχυση του σήματος μπορεί να γίνει και στο οπτικό πεδίο , με τη χρήση των οπτικών ενισχυτών. Τοποθετούνται συνήθως περιοδικά μετά από 80-120 km, ώστε να αντισταθμίζουν τις απώλειες της ίνα (σχήμα 1.2.1). Η χρήση τους προτιμάται καθώς οι ατέλειες του σήματος διορθώνονται στον δέκτη μέσω της ψηφιακής του επεξεργασίας και δεν χρειάζεται η αναγέννηση τους. Ακόμη ο ρυθμός λειτουργίας τους είναι μεγαλύτερος αφού βασίζονται σε οπτικά κυκλώματα σε αντίθεση με τους αναγεννητές οι οποίοι βασίζονται σε ηλεκτρικά. Το κόστος επίσης των αναγεννητών είναι μεγαλύτερο. Τέλος, ο δέκτης λαμβάνει το οπτικό σήμα, το μετατρέπει σε ηλεκτρικό και ανακτά την αρχική πληροφορία.



Σχήμα 1.2.1 Μορφή οπτικού δικτύου

Τα οπτικά δίκτυα μπορούν να διαχωριστούν σε τρεις κατηγορίες με βάση τις λειτουργίες που επιτελούνται στο οπτικό επίπεδο. Η πρώτη μορφή οπτικών δικτύων είναι βασισμένη στο FDDI (Fiber Distributed Data Interface), στο οποίο χρησιμοποιείται το οπτικό πεδίο και συνεπώς η οπτική ίνα, μόνο ως μέσο μετάδοσης και παροχής χωρητικότητας ενώ οι υπόλοιπες διεργασίες εκτελούνται από ηλεκτρονικά κυκλώματα. Στα δίκτυα αυτά χρησιμοποιήθηκαν διάφορες μορφές πολυπλεξίας, όπως η πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (Time Division Multiplexing-TDM) και η πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (FDM). Η ανάγκη αύξησης του ρυθμού μετάδοσης οδήγησε στην χρήση της πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος (Wavelength Division Multiplexing-WDM ). Με τη χρήση της, η μετάδοση των δεδομένων γίνεται με διαφορετικά μήκη κύματος μέσα από την ίδια ίνα, και διαδικασίες όπως η δρομολόγηση και η μεταγωγή γίνονται στο οπτικό επίπεδο. Η δεύτερη μορφή δικτύων είναι τα αμιγώς οπτικά δίκτυα και βρίσκεται σε πειραματικό στάδιο. Εδώ όλες οι διαδικασίες που σχετίζονται με την επεξεργασία της πληροφορίας εκτελούνται στο οπτικό επίπεδο . Επιπρόσθετα η πληροφορία

μεταδίδεται σε μορφή πακέτων δεδομένων, κάτι που οδηγεί σε ορθολογικότερη χρήση της χωρητικότητας αφού στην τηλεπικοινωνιακή κίνηση δεν είναι απαραίτητο οι συνδέσεις να είναι μονίμως ενεργές.

### **1.3 Φώραση στα Οπτικά Δίκτυα**

Ο όρος φώραση αναφέρεται γενικότερα στην ανάκτηση της πληροφορίας στον δέκτη. Στα οπτικά συστήματα η φώραση περιλαμβάνει τη λήψη της οπτικής φέρουσας και τη μετατροπή της σε ηλεκτρικό σήμα. Ακολουθεί προαιρετική ενίσχυση του σήματος στο ηλεκτρικό πεδίο, φιλτράρισμα και ανάκτηση της πληροφορίας με χρήση συμβατικών μεθόδων αποδιαμόρφωσης. Στους οπτικούς δέκτες συναντάμε δύο τεχνικές φώρασης, την άμεση και τη σύμφωνη.

### **1.4 Οπτικά Δίκτυα με Δέκτες Άμεσης Φώρασης**

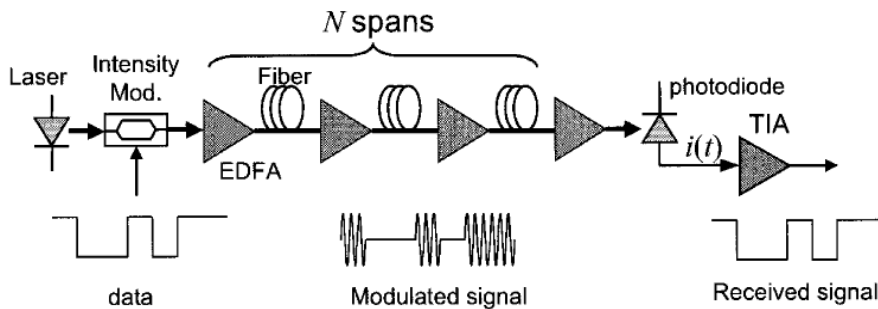
Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, η ανάπτυξη των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας ξεκίνησε με τη δεκαετία του 1970 βασιζόμενη στους δέκτες άμεσης φώρασης. Το μεγαλύτερο ποσοστό των οπτικών συστημάτων μέχρι σήμερα αποτελούνταν από τέτοιους δέκτες. Πρόκειται για διατάξεις, οι οποίες ανιχνεύουν σήματα που φέρουν την πληροφορία στην έντασή τους. Στην απλούστερη μορφή τους αποτελούνται από μία φωτοδίοδο και είναι γνωστά ως συστήματα On-Off keyning (OOK) ή συστήματα διαμόρφωσης πλάτους/άμεσης φώρασης (Intensity Modulated/Direct Detection-IMDD).

Στο σχήμα 1.4.1 βλέπουμε ένα τυπικό σύστημα IMDD μεγάλων αποστάσεων. Τα δεδομένα προς μετάδοση διαμορφώνονται στο οπτικό φέρον με τη χρήση της εξωτερικής διαμόρφωσης και ουσιαστικά είναι μια μετάβαση σε μηδενική ένταση του φωτός όταν μεταδίδεται το ψηφίο 0 ή η μετάβαση σε μια τιμή έντασης φωτός όταν μεταδίδεται το ψηφίο 1. Μετά τη διαμόρφωση το σήμα, εισέρχεται συνήθως σε έναν ενισχυτή ερβίου EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) έτσι ώστε να αντισταθμιστούν οι απώλειες και στη συνέχεια μεταδίδεται στην οπτική ίνα. Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, ενισχυτές παρεμβάλλονται σε διάφορα σημεία του μέσου μετάδοσης ώστε να αντισταθμίζουν τις απώλειες μετάδοσης αλλά και στον δέκτη, όπου μετατρέπεται σε ηλεκτρικό χρησιμοποιώντας μία φωτοδίοδο. Έπειτα με ένα κύκλωμα απλής αντιστάσεως το ρεύμα μετατρέπεται σε τάση. Εξαιτίας του γεγονότος ότι το φωτορεύμα που παράγεται από τη φωτοδίοδο είναι ανάλογο του τετραγώνου της έντασης του πεδίου, οποιαδήποτε πληροφορία στη φάση ή τη συχνότητα του σήματος χάνεται και δεν μπορεί να ανακτηθεί. Τις περισσότερες φορές, μετά τη φώραση ακολουθεί και πάλι ένας ηλεκτρικός ενισχυτής, ώστε να ενισχυθεί περαιτέρω το ηλεκτρικό σήμα. Στην ιδανική περίπτωση, μετά τον ενισχυτή το σήμα είναι όμοιο με αυτό που αρχικά μεταδόθηκε. Παρ'όλα αυτά, λόγω της ύπαρξης διαφόρων τύπων θορυβου τόσο από την φωτοδίοδο όσο και από τον ενισχυτή και τα ηλεκτρικά κυκλώματα του δέκτη, το σήμα παρουσιάζει μια επιπρόσθετη παραμόρφωση. Στην πιο γενική του μορφή, ο δέκτης αποφασίζει αν το λαμβανόμενο ψηφίο είναι 0 από 1

βασιζόμενος στην ύπαρξη ή μη φωτός και με αυτόν τον τρόπο μπορεί να ανιχνεύσει οποιοδήποτε σήμα είναι διαμορφωμένο κατά πλάτος. (πχ. NRZ, RZ).

Στην περίπτωση που χρειάζεται να ανιχνευτεί και η φάση του οπτικού σήματος στο δέκτη είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί μία πιο σύνθετη μορφή οπτικού δέκτη, στην οποία πρέπει να χρησιμοποιηθούν επιπλέον κάποιες οπτικές διατάξεις. Για παράδειγμα με ένα συμβολόμετρο, η μεταβολή της φάσης ανάμεσα σε δύο συνεχόμενα σύμβολα μπορεί να μεταφραστεί σε μεταβολή στην ένταση του σήματος, η οποία και τελικά θα ανιχνευτεί από μία φωτοδίοδο.

Ένα από τα πλεονεκτήματα της άμεσης φώρασης είναι, το γεγονός ότι δεν απαιτείται έλεγχος της φάσης, της συχνότητας και της πόλωσης του εισερχόμενου σήματος και για αυτό η διαδικασία καθίσταται αρκετά απλή και οικονομικά συμφέρουσα. Τέλος, λόγω της βασικής αρχής λειτουργίας της άμεσης φώρασης που περιγράφηκε και παραπάνω, αποφεύγεται η ευασθησία του δέκτη στη φάση και στη πόλωση (State of Polarization-SOP).



Σχήμα 1.4.1 Οπτικό δίκτυο άμεσης φώρασης

## 1.5 Σύμφωνα Δίκτυα : Ιστορική Εξέλιξη και Πλεονεκτήματα

Η περαιτέρω ανάπτυξη των τηλεπικοινωνιακών δικτύων και κατ' επέκταση της οπτικής τεχνολογίας καθίσταται απαραίτητη για πολλούς λόγους. Νέες ανάγκες δημιουργούνται με την ραγδαία ανάπτυξη του Διαδικτύου, τόσο σε επίπεδο αριθμού χρηστών όσο και σε επίπεδο υπηρεσιών. Συγκεκριμένα τα τελευταία πέντε χρόνια οι χρήστες του διαδικτύου έχουν διπλασιαστεί φτάνοντας τα 2,27 δισεκατομμύρια. Παράλληλα δημιουργούνται υπηρεσίες που απαιτούν μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Ακόμη η ανάπτυξη τεχνολογιών ευρυζωνικής πρόσβασης όπως το VDSL φέρνουν τα οπτικά δίκτυα πιο κοντά στον τελικό χρήστη. Για να ικανοποιηθούν οι ανάγκες αυτές, η τεχνολογία στρέφεται στη βελτίωση πολλών παραγόντων που αφορούν όλα τα στάδια του οπτικού δικτύου. Για παράδειγμα, όσον αφορά το μέσο μετάδοσης, παρατηρείται η προσπάθεια εγκατάστασης του κοντά στον συνδρομητή (FFTx solutions).

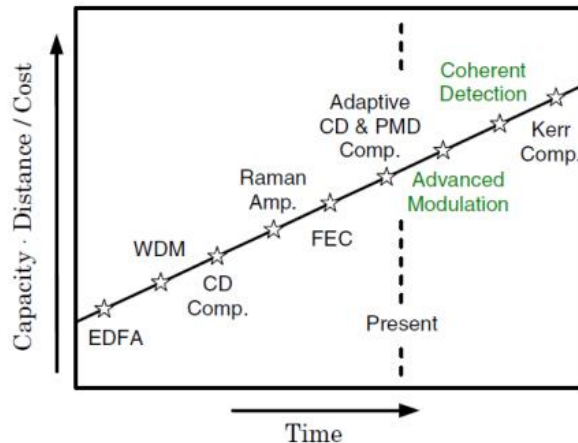
Σε επίπεδο σήματος, αναπτύσσονται διατάξεις που υποστηρίζουν σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης καθώς προσφέρουν αποτελεσματικότερη χρήση του εύρους ζώνης και ανθεκτικότητα σε κάποιους παράγοντες παραμόρφωσης.

Παράλληλα , οι σύγχρονες τάσεις όσον αφορά τους δέκτες στα οπτικά δίκτυα επικεντρώνονται στη φώραση του οπτικού σήματος. Πιο συγκεκριμένα εξελίσσονται τα σύμφωνα οπτικά συστήματα (coherent optical systems ). Πρόκειται για δίκτυα με δέκτες που για την ανίχνευση του λαμβανόμενου σήματος χρησιμοποιούν έναν τοπικό ταλαντωτή. Παρακάτω δίνονται πιο αναλυτικά πληροφορίες σχετικά με τα σύμφωνα οπτικά συστήματα και τα πλεονεκτήματά τους.

Η πρώτη προσπάθεια δημιουργίας σύμφωνου δέκτη έγινε το 1970 από τον De Lange. Συγκεκριμένα βασιζόταν στην τεχνική της ετερόδυνης φώρασης αλλά δεν εισέπραξε ιδιαίτερη προσοχή αφού την περίοδο εκείνη κυριαρχούσε η άμεση φώραση .Το 1980 οι Okoshi και Kikuchi παρουσίασαν ημιαγώγιμο laser με σταθεροποιημένη συχνότητα, που αποτέλεσαν απαραίτητο στοιχείο για την επίτευξη ετερόδυνης φώρασης . Το παραπάνω ήταν ιδιαίτερα σημαντικό καθώς ο περιορισμός του φασματικού εύρους του laser οδήγησε στη μείωση του θορύβου φάσης και τελικά στη μικρότερη διακύμανση της φάσης του φέροντος. Στη συνέχεια ξεπεράστηκαν εμπόδια όπως η εξάρτηση από την πόλωση του εισερχόμενου σήματος καθώς και η μεγάλη επίδραση του θορύβου βολής. Η χρήση διαμορφωτών φάσης βελτίωσε την ευαισθησία του δέκτη και συνεπώς την απόσταση μετάδοσης χωρίς επαναλήπτες. Την ίδια δεκαετία δημιουργήθηκαν και οι ομόδουνοι δέκτες και βασιζόνταν σε βρόχους κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop-PLL). Η δυσκολία όμως της συγκεκριμένης εφαρμογής οδήγησε στην εγκατάλειψη της προσπάθειας για περαιτέρω πρακτικές εφαρμογές. Την επόμενη εικοσαετία η έρευνα των οπτικών δικτύων επικεντρώθηκε στα συστήματα IMDD. Τα συγκεκριμένα συστήματα βασίστηκαν στους ενισχυτές EDFA και στην τεχνολογία πολυπλεξίας μήκους κύματος (WDM) η οποία εκμεταλλεύτηκε την τεράστια χωρητικότητα των οπτικών ινών. Μετά την αντιμετώπιση προβλημάτων όπως η απουσία μεθόδου σταθεροποίησης της συχνότητας, η μη διαθεσιμότητα κατάλληλου οπτικού μείκτη και άλλα , οι μελέτες στράφηκαν και πάλι στην ανάπτυξη των σύμφωνων δεκτών.

Όπως ήδη ειπώθηκε, η επεξεργασία του σήματος είναι ευκολότερη καθώς διατηρείται όλη η πληροφορία , σε αντίθεση με τους δέκτες άμεσης φώρασης όπου διατηρείται μόνο η πληροφορία στην ένταση . Η σύμφωνη φώραση είναι επίσης κατάλληλη για σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης (πλάτους ή φάσης ), τα οποία προσφέρουν αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Ακόμη , η σύμφωνη φώραση προσφέρει αποτελεσματικότερη αντιμετώπιση των φαινόμενων διάδοσης, όπως η χρωματική διασπορά και μεγαλύτερο σηματοθορυβικό λόγο (SNR ).

Από την άλλη πλευρά, οι σύμφωνοι δέκτες παρουσιάζουν ευαισθησία στη φάση και την πόλωση του λαμβανόμενου σήματος. Ως αποτέλεσμα, έχουν μεγαλύτερη πολυπλοκότητα και κόστος.



Σχήμα 1.5.1 Εξέλιξη γινομένου χωρητικότητας-απόστασης στα σύγχρονα οπτικά συστήματα

## 1.6 Σκοπός και Δομή της Εργασίας

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η βιβλιογραφική μελέτη των σύμφωνων οπτικών δικτύων, τα οποία αποτελούν αντικείμενο ενδιαφέροντος στον τομέα της φωτονικής τεχνολογίας τα τελευταία χρόνια. Η θεωρητική αυτή μελέτη περιλαμβάνει την κυκλωματική και μαθηματική ανάλυση των δομικών στοιχείων των εν λόγω δικτύων εστιάζοντας στις διαφορετικές υλοποιήσεις των πομπών και των δεκτών οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε αυτά.

Πιο συγκεκριμένα, το δεύτερο κεφάλαιο της εργασίας αφορά το πρώτο μέρος της αλυσίδας του οπτικού δικτύου, τους πομπούς. Αρχικά περιγράφονται τα δομικά στοιχεία των διατάξεων που διαμορφώνουν το οπτικό σήμα πριν την εκπομπή του στην οπτική ίνα. Στη συνέχεια γίνεται αναφορά στα είδη της διαμόρφωσης στα οπτικά συστήματα και αναλύονται τα δομικά στοιχεία των κυκλωμάτων των βασικότερων οπτικών διαμορφωτών. Παράλληλα, γίνεται θεωρητική μελέτη των σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης. Τέλος, παρουσιάζονται ολοκληρωμένες υλοποιήσεις οπτικών διαμορφωτών.

Το τρίτο κεφάλαιο της εργασίας, αφορά το δεύτερο άκρο της οπτικής αλυσίδας ενός δικτύου, τους δέκτες. Επικεντρώνεται στη διαδικασία της φάρασης καθώς και στις διατάξεις οι οποίες την εκτελούν. Στη συνέχεια μελετώνται οι διάφορες κατηγορίες των σύμφωνων οπτικών δεκτών. Τέλος γίνεται αναφορά στη διαδικασία επεξεργασία του σήματος μετά τη σύμφωνη φάραση καθώς και στους κυριότερους λόγους υποβάθμισης των δεκτών αυτών.

Στον επίλογο της εργασίας γίνεται σύνοψη των παραπάνω και αναφορά στη μελλοντικές εξελίξεις των σύμφωνων οπτικών συστημάτων.

# Κεφάλαιο Δεύτερο

## Πομποί στα Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα

---

### 2.1 Εισαγωγή

Το κεφάλαιο αυτό αναφέρεται στη δομή και τη λειτουργία των οπτικών πομπών που αποτελούν το πρώτο κομμάτι ενός οπτικού δικτύου. Βασικός τους ρόλος είναι η διαμόρφωση του οπτικού φέροντος με τα ηλεκτρικά δεδομένα προς αποστολή και η εκπομπή του στο κανάλι επικοινωνίας, την οπτική ίνα. Πιο συγκεκριμένα έμφαση δίνεται σε πομπούς οι οποίοι χρησιμοποιούνται για την οπτική διαμόρφωση σημάτων ανώτερης τάξης, όπως m-PSK, m-QAM και τα οποία στην άλλη πλευρά του δικτύου ανιχνεύονται από σύμφωνους δέκτες. Αρχικά, αναλύονται τα βασικότερα δομικά στοιχεία των οπτικών πομπών, στη συνέχεια γίνεται αναφορά στα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και τέλος δίνονται παραδείγματα κάποιων βασικών τοπολογιών τους.

### 2.2 Δομικά στοιχεία οπτικών πομπών

Στην ενότητα αυτή θα περιγραφούν περιληπτικά τα δομικά στοιχεία εκείνα που συναντώνται πιο συχνά στις διατάξεις των οπτικών πομπών και συμμετέχουν στη δημιουργία και διαμόρφωση του σήματος. Πρόκειται για τις πηγές φωτός και τον οπτικό συζεύκτη.

#### 2.2.1 Οπτικές Πηγές

Το βασικότερο δομικό στοιχείο των οπτικών πομπών είναι η πηγή του φωτός. Στα οπτικά δίκτυα επικοινωνιών χρησιμοποιούνται πηγές όπως οι δίοδοι LED και τα ημιαγώγιμα laser. Η επιλογή τους επηρεάζει τη συνολική απόδοση του συστήματος και βασίζεται σε πολλούς παράγοντες όπως για παράδειγμα το μήκος κύματος εκπομπής, η σχέση ισχύος και απόστασης μετάδοσης, το φαινόμενο διασποράς, το κόστος και άλλα.

Η δίοδος εκπομπής φωτός (Light Emitting Diode-LED) εκπέμπει φως στενού φάσματος όταν στα άκρα της εφαρμοστεί ηλεκτρική τάση κατά τη φορά ορθής πόλωσης. Έχει χαμηλότερο κόστος από τα lasers, μεγαλύτερη διάρκεια ζωής και μικρή ευαισθησία σε μεταβολές της θερμοκρασίας. Χρησιμοποιείται κυρίως για μικρές αποστάσεις μετάδοσης. Παρ' όλα αυτά, η ανάγκη για στενό φασματικό εύρος, για ευκολία στη σύζευξη του παραγόμενου φωτός στις οπτικές ίνες και υψηλότερη απόδοση οδηγεί στην αποκλειστική σχεδόν χρήση των διαφόρων κατηγοριών laser. Μία από αυτές είναι τα πολυκαναλικά lasers και σε αυτή ανήκουν τα DFB (distributed feedback) και VCSEL (Vertical Cavity Surface-Emitting Laser). Στα lasers αυτά, τα κάτοπτρα τα οποία οδηγούν την οπτική δέσμη σε πολλαπλές

διαδρομές υλοποιούνται με τη βοήθεια φραγμάτων περίθλασης. Βασικό πλεονέκτημα τους είναι ότι μπορούν να συντονιστούν σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων που αντιστοιχεί σε μήκος κύματος αρκετών νανομέτρων. Ακόμη στην ίδια επιφάνεια μπορούν να ολοκληρωθούν και άλλες διατάξεις. Τα VCSEL αποτελούν επίσης ημιαγώγιμα lasers και χρησιμοποιούνται σε διάφορες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Βασικό τους μειονέκτημα είναι η μικρή ισχύς εξόδου. Μια άλλη κατηγορία laser είναι τα πολυσυχνοτικά (multi-frequency lasers). Δημιουργούνται με τη χρήση σειράς ενισχυτών και ενός αποπολυπλέκτη WDM μέσα στην κοιλότητα του laser.

Η ανάγκη για μεγαλύτερο εύρος ζώνης οδήγησε στη δημιουργία πολυκυματικών πηγών. Πρόκειται δηλαδή για lasers που χρησιμοποιούνται ως πηγές φωτός σε συστήματα με πολυπλεξία μήκους κύματος (Wavelength Division Multiplexing-WDM). Μπορούν να παράγουν ένα μεγάλο εύρος από μήκη κύματος με απλό και οικονομικό τρόπο. Έχουν σχετικά μεγάλη ισχύ εξόδου (0-10 dBm) και στενό φασματικό εύρος για συγκεκριμένο μήκος κύματος λειτουργίας. Αυτό συμβαίνει γιατί πρέπει το εκπεμπόμενο φως να περνάει από οπτικά φίλτρα και επίσης τα πολλαπλά κανάλια να μην έχουν μεγάλη φασματική απόσταση. Το παραπάνω απαιτεί και σταθερότητα γύρω από το μήκος κύματος στο οποίο λειτουργούν. Τέλος λαμβάνεται υπ' όψη η συμπεριφορά που παρουσιάζουν στο φαινόμενο της χρωματικής διασποράς.

### 2.2.1.1 Laser λειτουργίας συνεχούς κύματος

Μια άλλη κατηγοριοποίηση των lasers αφορά τον τρόπο εκπομπής τους. Αυτός μπορεί να είναι είτε παλμικός είτε συνεχής (σχήμα (2.2.1)). Στην πρώτη περίπτωση η οπτική ισχύς εμφανίζεται σε παλμούς με κάποιο συγκεκριμένο ρυθμό.

Στη δεύτερη περίπτωση, όταν ένα laser εκπέμπει με ρυθμό συνεχούς κύματος (Continuous Wave-CW) σημαίνει ότι εκπέμπει συνεχώς και με σταθερή ένταση. Παρακάτω αναλύονται τα βασικότερα χαρακτηριστικά του, αφού στην παρούσα διπλωματική θεωρούμε lasers που εκπέμπουν στη λειτουργία συνεχούς κύματος. Ιδανικά το οπτικό πεδίο που εκπέμπει ένα laser συνεχούς κύματος δίνεται από την παρακάτω εξίσωση.

$$E_{CW} = \sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot e_s \quad (2.2.1)$$

όπου  $\sqrt{P_s}$  το πλάτος του πεδίου,  $\omega_s$  η συχνότητα,  $\varphi_s$  η φάση και  $e_s$  η πόλωση του οπτικού φέροντος. Στην πραγματικότητα όμως παρουσιάζονται διακυμάνσεις στην ένταση, τη συχνότητα και τη φάση ακόμα και όταν το laser είναι πολωμένο σε σταθερό ρεύμα με αμελητέες διακυμάνσεις.

Οι βασικότεροι μηχανισμοί θορύβου των laser είναι η αυθόρμητη εκπομπή και ο θόρυβος βολής. Η αυθόρμητη εκπομπή προκαλείται από φωτόνια τα οποία δεν εκπέμπονται σε φάση με το σύμφωνο πεδίο και δημιουργούν θόρυβο έντασης και φάσης. Αν θεωρήσουμε ότι υφίσταται και θόρυβος, η παραπάνω εξίσωση γίνεται:

$$E_{CW} = \sqrt{P_s + \delta P(t)} e^{j(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_{ns}(t))} \cdot e_s \quad (2.2.2)$$

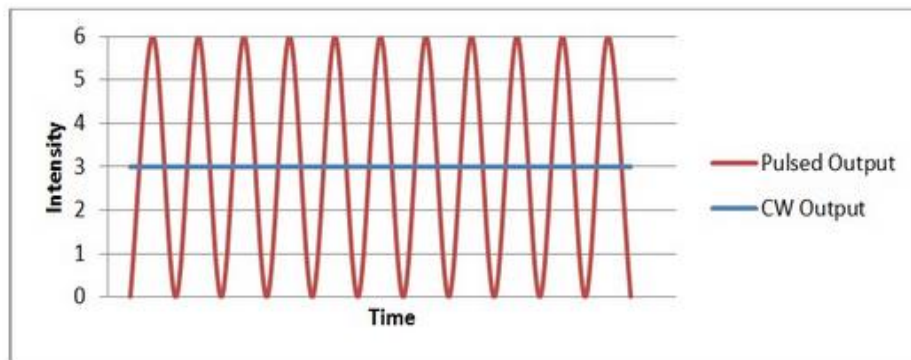


όπου  $\delta P(t)$  και  $\varphi_{n_s}(t)$  η διακυμάνσεις του πλάτους και της φάσης αντίστοιχα.

Οι διακυμάνσεις στη φάση (θόρυβος φάσης) δεν επηρεάζουν το σύστημα, ιδιαίτερα όταν χρησιμοποιούνται διαμορφώσεις ανώτερης τάξης και σύμφωνη φάραση στον δέκτη. Αντίθετα, ο θόρυβος έντασης μειώνει την απόδοση του συστήματος και περισσότερο στους σύμφωνους δέκτες στους οποίους χρησιμοποιούνται τοπικοί ταλαντωτές (LO).

Εκτός από τον θόρυβο, άλλο βασικό χαρακτηριστικά του laser εκπομπής είναι το φασματικό εύρος γραμμής (laser linewidth), το οποίο πρακτικά είναι το εύρος του οπτικού του φάσματος. Πιο συγκεκριμένα είναι το εύρος της φασματικής πυκνότητας ισχύος του εκπεμπόμενου πεδίου σε όρους συχνότητας ή μήκους κύματος. Στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα απαιτούνται laser με στενό linewidth, δηλαδή με υψηλό βαθμό μονοχρωματικότητας.

Οι σύγχρονες οπτικές επικοινωνίες λειτουργούν στην περιοχή με μήκος κύματος  $\lambda=1550\text{nm}$ , το οποίο αντιστοιχεί σε συχνότητα  $T=193\text{THz}$ . Η περιοχή αυτή χρησιμοποιείται γιατί η εξασθένηση των οπτικών ινών είναι ελάχιστη και υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμες τεχνολογίες ενισχυτών, στη συγκεκριμένη περιοχή.



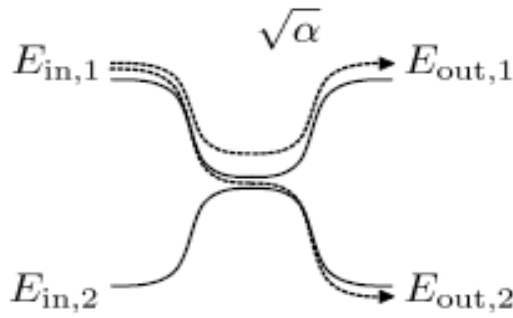
Σχήμα 2.2.1 : Διαγράμματα έντασης παλμικού laser και laser συνεχούς κύματος

## 2.2.2 Οπτικός συζεύκτης

Πρόκειται για μια παθητική διάταξη που χρησιμοποιείται με διάφορους τρόπος σε πολλές εφαρμογές όπως για παράδειγμα, ως διαχωριστής ισχύος, ως πολυπλέκτης και αποπολυπλέκτης μήκους κύματος και ως πολλαπλή θύρα εισόδων –εξόδων. Η λειτουργία του βασίζεται στη θεωρία του διαφυγέντος πεδίου. Η συνάρτηση μεταφοράς του είναι :

$$\begin{bmatrix} E_{out,1} \\ E_{out,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{a} & j\sqrt{1-a} \\ j\sqrt{1-a} & \sqrt{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{in,1} \\ E_{in,2} \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

όπου  $a$ , ο συντελεστής διαχωρισμού της οπτικής ισχύος.



Σχήμα 2.2.2 Οπτικός συζεύκτης

Στην παρούσα διπλωματική θα ασχοληθούμε κυρίως με τους οπτικούς συζεύκτες 3 dB . Πρόκειται για τη διάταξη που διαχωρίζει τα εισερχόμενα σήματα σε συνιστώσες ίσης ισχύος και παράλληλα εισάγει διαφορά φάσης  $\pi/2$  στο ένα από τα δύο άκρα του. Στην περίπτωση αυτή ο συντελεστής διαχωρισμού ισχύος είναι ίσος με  $\alpha=0.5$ . Οι έξοδοι του συζεύκτη 3 dB είναι :

$$\begin{aligned} E_{out,1} &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in,1} + \frac{j}{\sqrt{2}} E_{in,2} \\ E_{out,2} &= \frac{j}{\sqrt{2}} E_{in,1} + \frac{1}{\sqrt{2}} E_{in,2} \end{aligned} \quad (2.2.4)$$

## 2.3 Διαμόρφωση Οπτικού Σήματος

Ανάλογα με τον τρόπο διαμόρφωσης, οι πομποί οπτικού σήματος χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: Σε αυτούς που η διαμόρφωση γίνεται απευθείας και σε αυτούς που εκτελείται από εξωτερικούς διαμορφωτές.

### 2.3.1 Απευθείας Διαμόρφωση

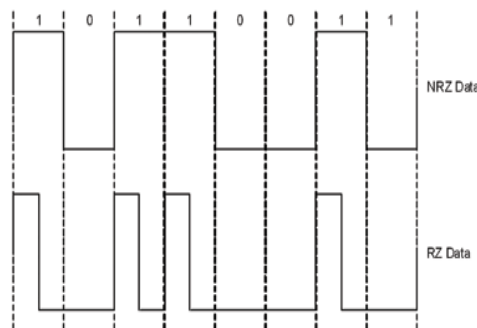
Στους δέκτες απευθείας διαμόρφωσης, τα δεδομένα διαμορφώνονται απευθείας στο laser ημιαγωγού με διαμόρφωση του ρεύματος άντλησής τους. Πιο συγκεκριμένα ,το ηλεκτρικό ρεύμα που επιτελεί την αντιστροφή των φορέων σε ένα laser ημιαγωγού, είναι διαμορφωμένο με τα ηλεκτρικά δεδομένα προς αποστολή . Θεωρητικά όλες οι κατηγορίες που έχουν αναφερθεί και παραπάνω μπορούν να υλοποιηθούν με την απευθείας διαμόρφωση. Παρ' όλα αυτά , δε χρησιμοποιείται τόσο συχνά , αφού εμφανίζεται το φαινόμενο ολίσθησης συχνότητας (chirp), κάτι που μειώνει την εμβέλεια της μετάδοσης. Πλέον αυτό το είδος διαμόρφωσης, συναντάται σε πομπούς μετάδοσης χαμηλού ρυθμού (μέχρι 2.5 Gbit/s) και σε αποστάσεις μέχρι μερικές δεκάδες χιλιόμετρα.

### 2.3.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους -On-Off Keying

Μέχρι πριν από λίγα χρόνια, τα οπτικά συστήματα ήταν αποκλειστικά τύπου IMDD (Intensity Modulated/Direct-Detection). Αυτό σημαίνει ότι βασίζονταν στο απλούστερο σχήμα διαμόρφωσης, το on-off keying (OOK). Σε αυτό τα ψηφιακά δεδομένα αναπαρίστανται σε μεταβολές στο πλάτος του φέροντος κύματος. Συγκεκριμένα, η παρουσία φέροντος στην έξοδο του διαμορφωτή αναπαριστά το δυαδικό 1, ενώ η απουσία το δυαδικό 0. Πρόκειται ουσιαστικά για την απλούστερη μορφή της διαμόρφωσης μετατόπισης πλάτους (Amplitude Shift Keying-ASK).

Οι συνηθέστερες μορφές παλμών είναι οι RZ και NRZ. Στο σχήμα διαμόρφωσης NRZ το λογικό '1' αντιστοιχεί σε οπτικό παλμό με χρονική διάρκεια ενός bit. Και ένα από τα πλεονεκτήματα του είναι ότι χαρακτηρίζεται από τις μικρές απαιτήσεις σε εύρος ζώνης με το κόστος της αυξημένης ευαισθησίας του στα φαινόμενα της διασποράς και μη-γραμμικότητων. Στο σχήμα διαμόρφωσης RZ το λογικό '1' αντιστοιχεί σε οπτικό παλμό με χρονική διάρκεια μικρότερη από τη διάρκεια του bit. Στην περίπτωση αυτή, που η οπτική ισχύς μηδενίζεται κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου.

Το βασικότερο πλεονέκτημα του σχήματος διαμόρφωσης OOK, όπως αναφέρθηκε είναι η απλότητα του. Παρ'όλα αυτά, έχει μικρή φασματική απόδοση, εφόσον κωδικοποιούνται δύο ψηφί σε ένα διψύο-bit και η ευαισθησία του στη διασπορά είναι μεγάλη για υψηλούς ρυθμούς δεδομένων.



Σχήμα 2.3.1. Παλμοί NRZ και RZ

### 2.3.3 Εξωτερική Διαμόρφωση

Η χρήση της εξωτερικής διαμόρφωσης προτιμάται αρχικά γιατί το εύρος ζώνης των διατάξεων που χρησιμοποιούνται είναι μεγαλύτερο. Συνεπώς, μπορούν να διαμορφώσουν εκτός από σήματα ASK και PSK, και σήματα με διαμόρφωση ανώτερης τάξης, τα οποία μας απασχολούν και στην παρούσα εργασία. Προτιμάται επίσης, καθώς μειώνει αισθητά το φαινόμενο του chirp. Στα παρακάτω κεφάλαια αναφέρονται αρχικά τα σχήματα διαμόρφωσης που συναντιούνται πιο συχνά στα οπτικά δίκτυα μετάδοσης και στη συνέχεια οι τοπολογίες των διαμορφωτών που χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία τους. Στην πιο γενική και αφαιρετική μορφή

τους, όλοι οι πομποί που βασίζονται στην εξωτερική διαμόρφωση αποτελούνται από μια οπτική πηγή laser και έναν εξωτερικό διαμορφωτή.

### 2.3.4 Ψηφιακά Σχήματα Διαμόρφωσης Ανώτερης Τάξης

Όπως ήδη ειπώθηκε, μέχρι πρόσφατα τα οπτικά συστήματα επικοινωνίας βασίζονταν σε απλά δυαδικά σχήματα διαμόρφωσης, κυρίως on-off keying (OOK), είτε σε μορφή non return-to-zero (NRZ) είτε σε μορφή return-to-zero (RZ). Όμως οι εξελίξεις και ανάγκες σε πολλούς τομείς όπως οι κινητές επικοινωνίες, η ψηφιακή τηλεόραση και η ευρυζωνικότητα οδήγησαν στην υιοθέτηση πιο σύνθετων σχημάτων διαμόρφωσης. Αυτό συνέβη γιατί με τη χρήση τους αυξάνεται περαιτέρω ο ρυθμός μετάδοσης της συνολικής πληροφορίας ανά οπτικό κανάλι μετάδοσης και επιπλέον αυξάνεται δραστικά η φασματική απόδοση. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι στον ίδιο ρυθμό ανά σύμβολο (symbol rate) μπορούν να κωδικοποιηθούν περισσότερα bits. Κατά συνέπεια, η φασματική απόδοση του σήματος, που εξαρτάται από το symbol rate αυξάνεται. Η φασματική απόδοση (spectral efficiency-SE) δίνεται από την εξίσωση:

$$SE = \frac{B}{\Delta\nu} \quad (2.3.1)$$

όπου  $B$  ο ρυθμός μετάδοσης bit,  $\Delta\nu$  η απόσταση των κεντρικών συχνοτήτων κάθε καναλιού. Τελικά, με τη χρήση διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, στο ίδιο εύρος ζώνης εκπέμπονται περισσότερα δεδομένα. Βέβαια η αύξηση της φασματικής απόδοσης περιορίζεται, από το θεώρημα του Shannon:  $C = W \log_2(1 + SNR)$ , όπου  $C$  η χωρητικότητα και  $W$  το εύρος ζώνης του καναλιού. Θεωρώντας, ότι το SE ταυτίζεται με τον λόγο  $C/W$  διαπιστώνουμε ότι η αύξηση της επιτυγχάνεται μόνο με αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου (SNR). Αυτό είναι απαραίτητο στα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης τα οποία απαιτούν υψηλότερο SNR καθώς είναι πιο ευαίσθητα στον θόρυβο. Συμπερασματικά, στις οπτικές επικοινωνίες τα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης προσφέρουν σήματα με υψηλό ρυθμό μετάδοσης. Για τη δημιουργία τους όμως απαιτούνται ηλεκτρονικά κυκλώματα με περιορισμένο εύρος ζώνης και υψηλό κόστος. Παρακάτω δίνεται η μαθηματική και γεωμετρική αναπαράσταση των σημάτων αυτών.

#### Μαθηματική Αναπαράσταση συμβόλων

Στις ψηφιακές οπτικές επικοινωνίες  $m$  bits δεδομένων,  $\{b_{1k}, b_{2k}, \dots, b_{mk}\}$  αποτελούν ένα σύμβολο  $b_k$  το οποίο επιλέγεται από  $M = 2^m$  δυνατές ακολουθίες ψηφίων μήκους (πλήθους)  $m$ . Κάθε σύμβολο μπορεί να αναπαρασταθεί ως προς τη συμφασική (in-phase) και ορθογώνια (quadrature) συνιστώσα του με τον εξής τρόπο:

$$b_k = b_k^i + jb_k^q \quad (2.3.2)$$

Ακόμη το πλάτος και η φάση του δίνονται από τις εξισώσεις:

$$a_{b_k} = \sqrt{b_k^i{}^2 + b_k^q{}^2} \text{ και } \varphi_{b_k} = \arg[b_k^i, b_k^q] \quad (2.3.3)$$

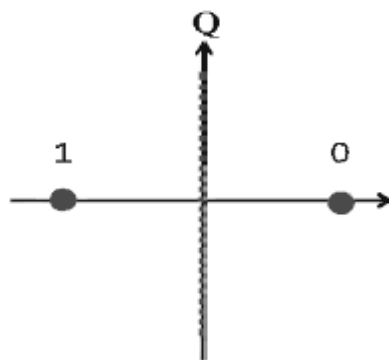
Η περίοδος του συμβόλου είναι  $T_s = m \cdot T_B$ , όπου  $r_B = 1/T_B$ , ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων ανά δευτερόλεπτο. Τελικά ένα σύμβολο μεταδίδεται με ρυθμό  $r_s = 1/T_s = r_B / m$

### Γεωμετρική Αναπαράσταση Συμβόλων

Εκτός από τη μαθηματική αναπαράσταση, σημαντικό εργαλείο στα συστήματα επικοινωνιών είναι η γεωμετρική αναπαράσταση των μεταδιδόμενων σημάτων. Η αναπαράσταση των συμβόλων σε ένα ορθογώνιο σύστημα αξόνων, όπου ο οριζόντιος άξονας ονομάζεται I-άξονας (In-phase) και ο κατακόρυφος Q-άξονας (Quadrature), αποτελεί το διάγραμμα αστερισμού (constellation diagram). Όπως προαναφέρθηκε είναι ένα εξαιρετικά χρήσιμο εργαλείο απεικόνισης γιατί δίνει εικόνα της φάσης και του σχετικού πλάτους του σήματος, των διαφόρων συμβόλων. Επίσης με τη χρήση του, επισημαίνονται οι επιπτώσεις του θορύβου και των σφαλμάτων συχνότητας και φάσης λόγω του τοπικού ταλαντωτή που χρησιμοποιείται στους σύμφωνους δέκτες.

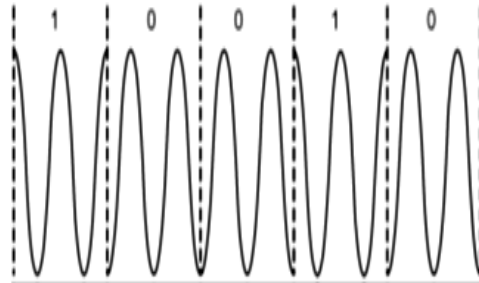
#### **2.3.4.1 Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης –PSK**

Στη διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (Phase Shift Keying –PSK) τα ψηφιακά δεδομένα μεταδίδονται με την αλλαγή της φάσης του φέροντος. Ανάλογα με τον αριθμό των συμβόλων και των bits ανά σύμβολο, χρησιμοποιείται ένας καθορισμένος αριθμός φάσεων του φέροντος. Στην απλούστερη μορφή της, τη δυαδική διαμόρφωση φάσης (BPSK) η φάση του οπτικού σήματος λαμβάνει τις τιμές 0 και  $\pi$  ανάλογα με το αν το μεταδιδόμενο σήμα ψηφίο είναι '0' ή '1'. Όσον αφορά, το διάγραμμα αστερισμού της BPSK κωδικοποίησης, αποτελείται από δύο σημεία, σε θέσεις συμμετρικές ως προς την αρχή των αξόνων. Αντίστοιχα με τα άλλα σχήματα διαμόρφωσης, υπάρχει η m-αδική διαμόρφωση φάσης, στην οποία  $\log_2 m$  διαδοχικά bit κωδικοποιούνται σε μία από τις m δυνατές φάσεις.



Σχήμα 2.3.2 Διάγραμμα Αστερισμού BPSK

Βασικό πλεονέκτημα της διαμόρφωσης φάσης είναι ότι το πλάτος του πεδίου παραμένει σταθερό, κάτι που οδηγεί σε μικρότερη παραμόρφωση από μη-γραμμικά φαινόμενα.

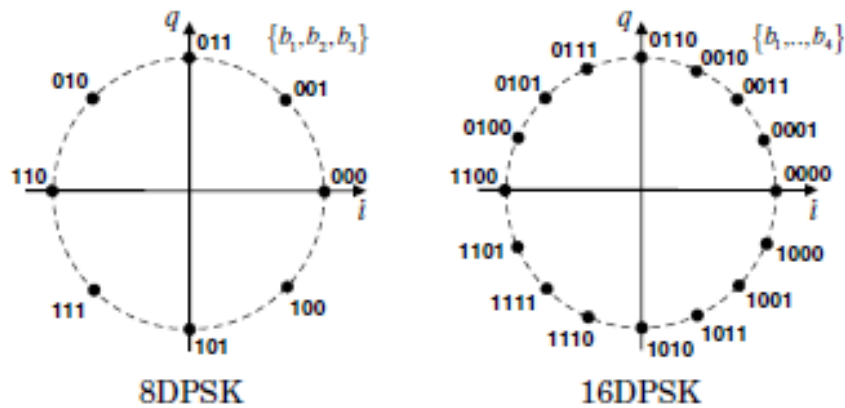


Σχήμα 2.3.3 Κυματομορφή διαμορφωμένου σήματος PSK

### 2.3.4.2 Διαφορική Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης -DPSK

Στη διαφορική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (Differential Phase Shift Keying-DPSK), η δυαδική πληροφορία εισόδου περιέχεται στη διαφορά φάσης μεταξύ δύο διαφορετικών ψηφίων και όχι στην απόλυτη φάση του κάθε συμβόλου. Αν  $\varphi_k$ , είναι η φάση του k-οστού bit, η διαφορά φάσης  $\varphi_k = \varphi_{k-1} + \varphi_{b_k}$  γίνεται 0 ή  $\pi$ , ανάλογα με το αν το k-οστό bit είναι 0 ή 1. Η DPSK κωδικοποίηση σε αντίθεση με την PSK, δεν απαιτεί η φάση του πομπού να μη μεταβάλλεται με το χρόνο. Αρκεί να παραμένει σταθερή για χρονική διάρκεια δύο bit. Βασικότερο μειονέκτημα της διαφορικής κωδικοποίησης είναι ότι η πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου στο δέκτη αυξάνεται, αφού ο δέκτης αν αναγνωρίσει λάθος τη φάση ενός μόνο συμβόλου, οδηγείται αυτόματα σε λάθος και των δύο συμβόλων.

Μεγαλύτερη φασματική απόδοση επιτυγχάνεται με τη χρήση m-αδικών σχημάτων DPSK, στα οποία χρησιμοποιούνται περισσότερες τιμές φάσης. Γενικότερα σε έναν πομπό m-DPSK χρησιμοποιούνται  $\log_2 m$  διαμορφωτές φάσης για να κωδικοποιήσουν τα m διαφορετικά επίπεδα της φάσης. Βέβαια, όσο το m μεγαλώνει η αντοχή του συστήματος στον θόρυβο μειώνεται. Τελικά, όσο αυξάνεται η φασματική απόδοση του καναλιού, τόσο αυξάνονται και οι απαιτήσεις του δέκτη σε SNR για σωστή λήψη των δεδομένων. Συγκεκριμένα η m-αδική διαμόρφωση DPSK με  $m > 4$  έχει ελάχιστες εφαρμογές καθώς απαιτείται μεγάλο SNR.



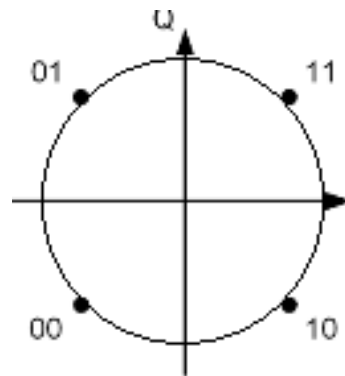
Σχήμα 2.3.4 (α) Διάγραμμα Αστερισμού 8-DPSK (β) 16-DPSK

### 2.3.4.3 Ορθογώνια Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης -Quadrature Phase Shift Keying

Πρόκειται για μια πιο εξελιγμένη μορφή της PSK. Βασίζεται στην έκφραση του σήματος σε μία συμμασική και μία ορθογώνια συνιστώσα. Στη βιβλιογραφία αναφέρεται και ως 4-PSK, αφού έχουμε μετάδοση 2 bit ανά σύμβολο. Πρόκειται για τα σύμβολα 11, 01, 10, 00. Ανάλογα με το προς μετάδοση σύμβολο η φάση του σήματος παίρνει συγκεκριμένες τιμές που δίνονται στον παρακάτω πίνακα.

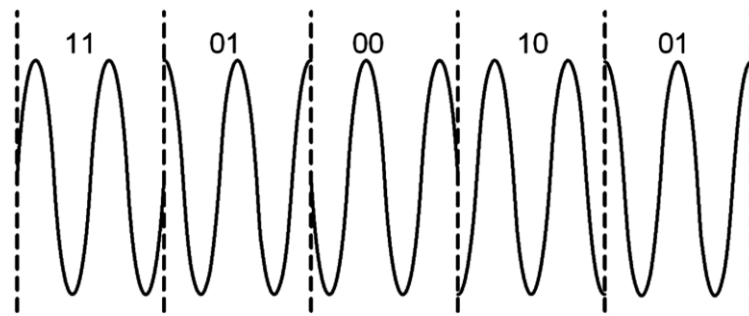
Dibit προς μετάδοση	Φάση του σήματος QPSK
11	$+45^\circ$ ( $\pi/4$ )
01	$+135^\circ$ ( $3\pi/4$ )
00	$+225^\circ$ ( $5\pi/4$ )
10	$+315^\circ$ ή $-45^\circ$ ( $7\pi/4$ )

Σχήμα 2.3.5 Πίνακας τιμών διαμόρφωσης QPSK



Σχήμα 2.3.6 Διάγραμμα Αστερισμού QPSK

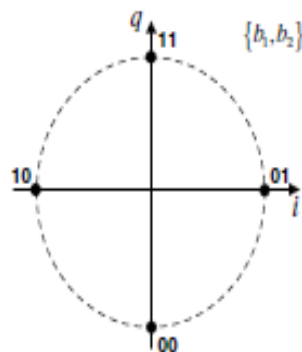
Το διάγραμμα αστερισμού της διαμόρφωσης QPSK φαίνεται στο σχήμα. Όπως παρατηρείται, εφόσον πρόκειται για 4-αδική διαμόρφωση θα έχουμε 4 σημεία με ίδιο πλάτος που σχηματίζουν τις γωνίες που αναφέρονται παραπάνω.



Σχήμα 2.3.7 Κυματομορφή Διαμορφωμένου σήματος QPSK

#### 2.3.4.4 Διαφορική Διαμόρφωση QPSK-DQPSK

Κάθε μεταδιδόμενο σύμβολο αποτελείται από 2 bits πληροφορίας, που σημαίνει ότι ο ρυθμός συμβόλων είναι ίσος με το μισό του ρυθμού των bits. Πρόκειται για ένα ‘υποσχόμενο’ σχήμα διαμόρφωσης που προσφέρει σε σχέση με τη DBPSK διπλάσια φασματική απόδοση ενώ υστερεί όσον αφορά την ευαισθησία του δέκτη. Η βασική αρχή της DQPSK είναι η παρουσίαση κάθε ζευγαριού από bits που μεταδίδεται με μεταβολές της φάσης που παίρνει τις τιμές  $\left\{-\frac{\pi}{2}, 0, \frac{\pi}{2}, \pi\right\}$ .



Σχήμα 2.3.8 Διάγραμμα Αστερισμού DQPSK

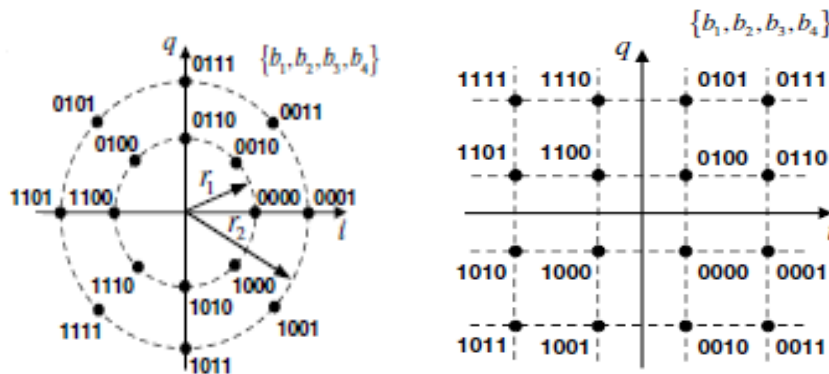
#### 2.3.4.5 Ορθογώνια Διαμόρφωση Πλάτους- QAM

Η διαμόρφωση QAM (Quadrature Amplitude Modulation) είναι ένας συνδυασμός των τεχνικών διαμόρφωσης PSK και ASK. Συγκεκριμένα, η μετάδοση της πληροφορίας γίνεται με τη βοήθεια σήματος το οποίο είναι διαμορφωμένο τόσο κατά πλάτος όσο και κατά φάση. Σε σύγκριση με τη διαμόρφωση φάσης, η QAM χρησιμοποιεί λιγότερα επίπεδα φάσης για τον ίδιο αριθμό συμβόλων. Η διαμόρφωση QPSK αποτελεί την απλούστερη μορφή της, αφού είναι συνδυασμός δύο ορθογώνιων μεταξύ τους συνιστωσών με πλάτη  $+A$  και  $-A$  αντίστοιχα. Πρόκειται δηλαδή για ένα 4-QAM σχήμα διαμόρφωσης.



Τα σημεία του διαγράμματος αστερισμού μπορούν να έχουν τετραγωνική μορφή (square QAM) -σχήμα 2.3.10 (β) ή να βρίσκονται σε ομόκεντρους κύκλους (star QAM) –σχήμα 2.3.10 (α) . Στην περίπτωση του κυκλικού διαγράμματος, κάθε διαφορά φάσης μεταξύ των συμβόλων αντιστοιχεί σε ένα σημείο στο διάγραμμα. Στην περίπτωση που χρησιμοποιούνται δύο επίπεδα πλάτους, ο σηματοθορυβικός λόγος εξαρτάται από το μέγεθος ring ratio (RR) ο οποίος είναι ο λόγος των ακτινών των δύο κύκλων, πάνω στους οποίους βρίσκονται τα σύμβολα. Η διάταξη αυτή των συμβόλων είναι εύκολο να δημιουργηθεί από κυκλωματική άποψη . Από την άλλη όμως, δεν αποτελεί τη βέλτιστη λύση όσον αφορά το θόρυβο, αφού όπως φαίνεται και στο σχήμα τα σύμβολα στον εσωτερικό κύκλο είναι πιο κοντά σε σχέση με τον εξωτερικό . Το παραπάνω οδήγησε στη χρήση της QAM τετραγωνικής μορφής, η οποία προσφέρει βελτιωμένη απόδοση σε σχέση με τον θόρυβο. Το βασικό τους πλεονέκτημα όμως είναι ότι επιτρέπουν τη χρήση απλών διατάξεων διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Αυτό οφείλεται στην ύπαρξη των δύο ορθογώνιων φέροντων σημάτων και τη σχεδίαση των συμβόλων παράλληλα στους δύο άξονες. Ενώ τέτοιοι πομποί ήταν ευρέως χρησιμοποιούμενοι σε ηλεκτρικά κυκλώματα, στα οπτικά συστήματα άργησαν να αναπτυχθούν .

Η QAM χρησιμοποιείται ευρύτατα στις ψηφιακές επικοινωνίες. Εμφανίζει μεγαλύτερη φασματική απόδοση καθώς έχει τη δυνατότητα μετάδοσης περισσότερων ψηφίων ανά σύμβολο υπό την ίδια μέση ενέργεια συμβόλου. Οι συνηθέστερες μορφές της είναι η 16-QAM , η 64-QAM και η 256-QAM. Προφανώς όσο τα bits ανά σύμβολο στο δέκτη αυξάνονται, το σύστημα γίνεται περισσότερο ευάλωτο στο θόρυβο και άλλες παρεμβολές, εφόσον η απόσταση των συμβόλων στο διάγραμμα αστερισμού μειώνεται.



Σχήμα 2.3.9 Διάγραμμα Αστερισμού 16-QAM (α) κυκλικής μορφής (β) τετραγωνικής μορφής

### 2.3.4.6 Συμπεράσματα

Όπως ειπώθηκε και παραπάνω, το βασικότερο κίνητρο για τη σχημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης στις οπτικές επικοινωνίες είναι η υψηλή φασματική απόδοση . Η χρήση συγκεκριμένων τύπων διαμόρφωσης , επηρεάζει παράλληλα τη γενικότερη απόδοση του συστήματος. Συνοπτικά, τα πλεονεκτήματα εκτός από τον αυξημένο ρυθμό μετάδοσης, αφορούν ακόμη την ανοχή στα φαινόμενα της

χρωματικής διασποράς καθώς και της διασποράς τρόπων πόλωσης. Βασικότερα μειονεκτήματα τους, είναι η μεγαλύτερη ευαισθησία τους στο θόρυβο και τα μη γραμμικά φαινόμενα. Στη συνέχεια αναλύεται επιγραμματικά, η συμπεριφορά των τρόπων διαμόρφωσης που αναφέρθηκαν παραπάνω, σε σχέση με τους διάφορους παράγοντες που επηρεάζουν την απόδοση του συστήματος.

### Θόρυβος

Η απόδοση ως προς το θόρυβο υποβαθμίζεται όσο τα ψηφία ανά σύμβολο αυξάνονται. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η ευκλείδια απόσταση μεταξύ των συμβόλων γίνεται μικρότερη. Συγκρίνοντας τα σχήματα διαμόρφωσης για σύμφωνους ασύγχρονους δέκτες, στους οποίους επικεντρωνόμαστε στην παρούσα εργασία διαπιστώνουμε τα εξής. την 4-PSK με την BPSK (δυαδική διαμόρφωση φάσης) βλέπουμε ότι η πρώτη παρουσιάζει απόδοση περίπου 1dB χειρότερη από τη δεύτερη. Το φαινόμενο αυτό γίνεται εντονότερο όσο τα bits/σύμβολο αυξάνονται. Για παράδειγμα η 8-PSK απαιτεί σηματοθορυβικό λόγο (SNR) 3.5dB μεγαλύτερο από την QPSK και η 16-PSK, SNR 4.5dB μεγαλύτερο από την 8-PSK.<sup>1</sup> Την καλύτερη συμπεριφορά παρουσιάζουν τα σχήματα QAM σε σχέση με τα υπόλοιπα σχήματα για συγκεκριμένο αριθμό bits/ σύμβολο. Για παράδειγμα η 16-QAM έχει OSNR 4dB μεγαλύτερο από την 16-PSK<sup>2</sup>.

### Φασματική γραμμή laser

Οι απαιτήσεις όσον αφορά τη φασματική γραμμή του laser που χρησιμοποιείται αυξάνονται όσο αυξάνονται τα επίπεδα της φάσης που χρησιμοποιούνται για την αναπαράσταση των συμβόλων. Αυτό συμβαίνει, γιατί ο θόρυβος φάσης του laser είναι επίσης μεγαλύτερος όσο περισσότερα είναι τα επίπεδα της φάσης που πρέπει να μεταδοθούν. Στα σύμφωνα συστήματα οι απαιτήσεις είναι μεγαλύτερες σε σχέση με τα συστήματα IMDD. Ιδιαίτερα στους ομόδυνους σύγχρονους δέκτες οι οποίοι θα αναφερθούν στα παρακάτω κεφάλαια, η φασματική γραμμή του laser είναι μια πολύ κρίσιμη παράμετρος όταν χρησιμοποιούνται διαμορφώσεις όπως η 16-PSK, 16-QAM και 64-QAM ακόμα και όταν στη συνέχεια η επεξεργασία του σήματος γίνεται ψηφιακά. Για παράδειγμα, για ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s απαιτούνται φάσματα 240kHz, 120kHz και 1kHz για διαμορφώσεις 16-PSK, 16-QAM και 64-QAM αντίστοιχ<sup>3</sup>. Στις απαιτήσεις αυτές, μπορούν να ανταποκριθούν τα lasers που είναι εμπορικά διαθέσιμα σήμερα, ωστόσο η πρακτική τους χρήση κρίνεται απαγορευτική λόγω του μεγάλου τους κόστους.

<sup>1</sup> <sup>3</sup>Sakamoto, T. :50-km SMF transmission of 50 Gb/s 16 QAM generated by quad-parallel MZM

<sup>2</sup> Seimetz, M: Transmission reach attainable for single polarization and PolMux coherent Star 16 QAM systems in comparison to 8 PSK and QPSK at 10 Gbaud.

### Χρωματική Διασπορά

Ο όρος της χρωματικής διασποράς αναφέρεται στο φαινόμενο της εξάρτησης του δείκτη διάθλασης ενός υλικού από τη συχνότητα και αποτελεί καταλυτικό παράγοντα για τη λειτουργικότητα των συστημάτων μετάδοσης οπτικών ινών. Για συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, το φαινόμενο επιδεινώνεται όσο αυξάνονται τα bits/σύμβολο εξαιτίας του γεγονότος ότι υπάρχει διαπλάτυνση του μεταδιδόμενου παλμού με το χρόνο. Το τελευταίο, οδηγεί στην επικάλυψη των κυματομορφών των κοντινών bits. Η χρήση παλμών NRZ επίσης, δυσχεραίνει το φαινόμενο σε σχέση με τους RZ. Το φαινόμενο της χρωματικής διασποράς δεν επηρεάζει τα σύμφωνα οπτικά συστήματα, τα οποία στον δέκτη εκτελούν ψηφιακή επεξεργασία του σήματος. Η διαδικασία αυτή αναιρεί στο ηλεκτρικό πεδίο το φαινόμενο αυτό.

### Αυτό-διαμόρφωση Φάσης (Self Phase Modulation-SPM)

Πρόκειται για ένα μη γραμμικό φαινόμενο και αναφέρεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την ισχύ εισόδου, κάτι το οποίο οδηγεί στην ολίσθηση φάσης του μεταδιδόμενου σήματος. Η αυτό-διαμόρφωση φάσης ( Self Phase Modulation-SPM) προκαλεί σημαντική διεύρυνση των παλμών που διαδίδονται στο εσωτερικό της οπτικής ίνας. Αν θεωρήσουμε ιδανικά σήματα που είναι διαμορφωμένα κατά φάση, είναι λογικό κάθε σύμβολο τους που έχει σταθερή ισχύ να επηρεάζεται από την ίδια ολίσθηση φάσης. Σε αυτή την περίπτωση το λαμβανόμενο διάγραμμα αστερισμού θα έχει περιστραφεί αλλά δεν θα έχει παραμορφωθεί. Στην πραγματικότητα, οι διακυμάνσεις της ισχύος που προκαλούνται από τη χρωματική διασπορά οδηγούν σε μη γραμμικές ολισθήσεις φάσης για τα μεταδιδόμενα σύμβολα και τελικά τα διαγράμματα αστερισμού παραμορφώνονται τόσο όσον αφορά το πλάτος όσο και τη φάση. Στα σήματα QAM το φαινόμενο είναι εντονότερο αφού σύμβολα με διαφορετικά πλάτη (και άρα διαφορετική ισχύ) επηρεάζονται από διαφορετικές ολισθήσεις φάσης. Το φαινόμενο της αυτό-διαμόρφωσης φάσης αντιμετωπίζεται δυσκολότερα απ'ότι αυτό της χρωματικής διασποράς. Για την αντιμετώπιση του απαιτείται στον δέκτη, να γίνεται επεξεργασία του σήματος από αλγόριθμους αυξημένης πολυπλοκότητας και υπολογιστικού κόστους. Ακόμη, στον δέκτη πρέπει να είναι γνωστές πολλές παράμετροι του δικτύου, κάτι το οποίο δεν είναι πάντοτε εφικτό. Για τους παραπάνω λόγους, προτιμάται η αντιμετώπιση του φαινομένου να γίνεται μόνο με τη μετάδοση σημάτων ελάχιστης ισχύς, τα οποία συνεπώς και ελάχιστο SPM.

### **2.3.5 Οπτικοί Διαμορφωτές**

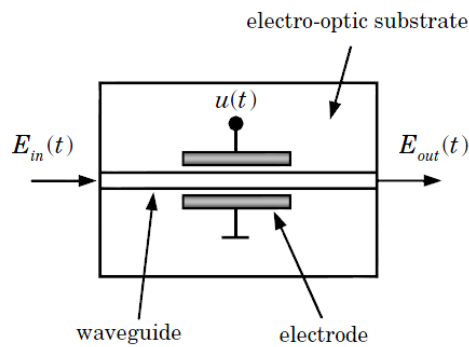
Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, η εξωτερική διαμόρφωση αποτελείται από το laser συνεχούς κύματος και έναν εξωτερικό διαμορφωτή. Οι διαμορφωτές που χρησιμοποιούνται βασίζονται είτε στο ήλεκτρο-οπτικό είτε στο φαινόμενο ήλεκτρο-

απορρόφησης. Στην παρούσα διπλωματική θα αναλυθούν τοπολογίες ήλεκτρο-οπτικών διαμορφωτών (Electro-Optic Modulator-EOM).

Ο δείκτης διάθλασης μερικών υλικών μπορεί να μεταβληθεί αν σε αυτά εφαρμοστεί έναν εξωτερικό ηλεκτρικό πεδίο. Πρόκειται για ένα γραμμικό ηλεκτρο-οπτικό φαινόμενο, το φαινόμενο Pockels. Το βασικό χαρακτηριστικό του, είναι το γεγονός ότι η αλλαγή στον δείκτη διάθλασης είναι ανάλογη της εφαρμοζόμενης τάσης και ότι η διαδικασία αυτή θεωρείται ότι γίνεται ακαριαία (σε χρονικό διάστημα μερικών femtoseconds). Το διάστημα αυτό είναι πολύ μικρότερο σε σχέση με το αντίστοιχο που απαιτεί η διαμόρφωση ενός σήματος (10-100 ps) για ταχύτητες 10-100 Gbit/s. Η άμεση εφαρμογή του παραπάνω είναι η δημιουργία διαμορφωτών φάσης. Η εφαρμοζόμενη τάση, μεταβάλλει τον δείκτη διάθλασης ο οποίος με τη σειρά του μεταβάλλει τη φάση του κύματος που διέρχεται από τον κυματοδηγό. Με τον τρόπο αυτό το εισερχόμενο οπτικό πεδίο μπορεί να υποστεί διαμόρφωση φάσης. Οι βασικότεροι διαμορφωτές είναι: ο διαμορφωτής φάσης (Phase Modulator-PM), ο διαμορφωτής Mach-Zehnder και ο IQ διαμορφωτής

Οι πρώτοι διαμορφωτές ήλεκτρο-απορρόφησης (Electric-Absorption Modulator-EAM) βασίζονταν στο φαινόμενο Franz-Keldysh σύμφωνα με το οποίο το ενεργειακό διάκενο σε ένα ημιαγωγό μειώνεται όσο αυξάνεται η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου που ασκείται σε αυτόν. Συγκριτικά με τους EOM διαμορφωτές λειτουργούν με μικρότερη εφαρμοζόμενη τάση.

### 2.3.4.1 Διαμορφωτής Φάσης



Σχήμα 2.3.10 Διάταξη Διαμορφωτή Φάσης

Στο σχήμα 2.3.10 απεικονίζεται ένα διαμορφωτή φάσης, ο οποίος κατασκευάζεται με την ενσωμάτωση ενός οπτικού κυματοδηγού σε ένα υπόστρωμα από ήλεκτρο-οπτικό υλικό. Η ολίσθηση φάσης, η οποία επιτυγχάνεται, εξαρτάται από τον δείκτη διάθλασης, ο οποίος με τη σειρά του εξαρτάται από την εφαρμοζόμενη τάση. Πολλές παράμετροι επηρεάζουν την ολίσθηση αυτή της φάσης, όπως για παράδειγμα το είδος του ήλεκτρο-οπτικού υλικού, την πόλωση του σήματος όπως επίσης τη γεωμετρία με τις διαστάσεις του κυματοδηγού. Το συνηθέστερο υλικό που χρησιμοποιείται είναι το νιοβικό λίθιο ( $LiNbO_3$ ) εξαιτίας του μεγάλου ήλεκτρο-οπτικού του συντελεστή και την εύκολη κατασκευή του. Ο τρόπος που κάθε τέτοιο

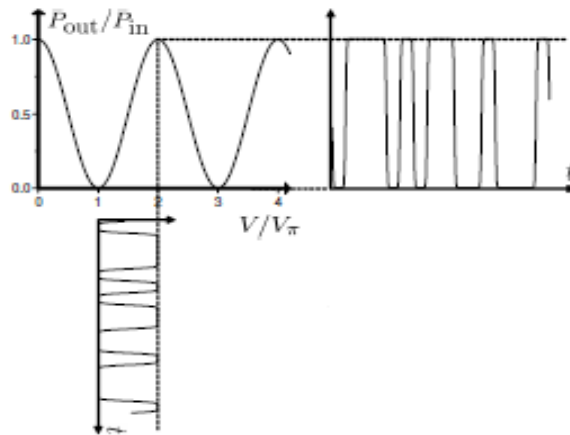
υλικό αντιδράει στην εφαρμοζόμενη τάση μετριέται από την παράμετρο  $V_\pi$  (half-way voltage). Όταν εφαρμοστεί τάση  $V_\pi$  στο ηλεκτρόδιο ενός ήλεκτρο-οπτικού κυματοδηγού θα οδηγήσει σε ολίσθηση φάσης κατά  $\pi$ . Άρα μπορούμε να ορίσουμε τη μεταβολή της φάσης ως :

$$\varphi(t) = \pi \frac{u(t)}{V_\pi} \quad (2.3.4)$$

όπου  $u(t)$ , η εφαρμοζόμενη τάση. Συνεπώς η σχέση εισερχόμενου και εξερχόμενου πεδίου είναι :

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cdot e^{j\varphi_{PM}(t)} = E_{in}(t) \cdot e^{j\frac{u(t)}{V_\pi}\pi} \quad (2.3.5)$$

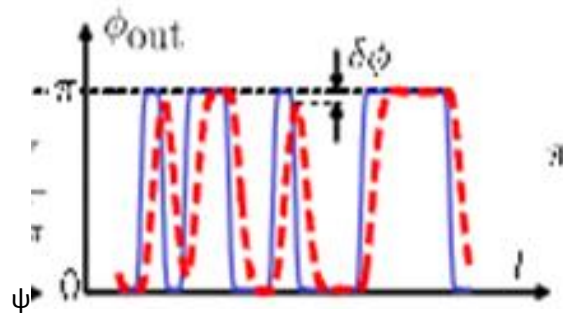
Τυπική τιμή του  $V_\pi$  είναι τα 6V αν και γίνονται μελέτες για τη μείωση του. Το να επιτυγχάνεται η παραγωγή δυαδικών ηλεκτρικών σημάτων με τέτοιο πλάτος (peak-to-peak) δεν θεωρείται εύκολο για τους συγκεκριμένους ρυθμούς μετάδοσης (~40 Gbit/s). Από τις εξισώσεις 2.3.4 και 2.3.5 καταλήγουμε στο πως επηρεάζεται το εξερχόμενο πεδίο του διαμορφωτή φάσης από την εφαρμοζόμενη τάση. Στο σχήμα 2.3.11 φαίνεται η συνάρτηση μεταφοράς της ισχύος, όπου η εφαρμοζόμενη τάση είναι κανονικοποιημένη ως προς  $V_\pi$ .



Σχήμα 2.3.11 Συνάρτηση Μεταφοράς Διαμορφωτή Φάσης

Βασικό πρόβλημα της διάταξης αυτής είναι η αλληλεπίδραση των οπτικών συχνοτήτων του διαδιδόμενου σήματος, με αυτές των ηλεκτρικών σημάτων (RF συχνοτήτες) που οδηγεί σε κάποιους περιορισμούς όσον αφορά το εύρος ζώνης, παρ' όλο που το φαινόμενο θεωρείται ακαριαίο. Μελέτες γίνονται ώστε να υπάρχει συνδυασμός των ταχυτήτων των δύο σημάτων, κάτι το οποίο θα οδηγήσει σε αύξηση του εύρους ζώνης των διαμορφωτών και θα καλύψει τις όλο και αυξανόμενες ανάγκες του ρυθμού μετάδοσης. Ακόμη, η γραμμική σχέση φάσης-εφαρμοζόμενης τάσης συνεπάγεται ότι οποιαδήποτε διακύμανση στην τάση θα μεταφέρεται και στην ένταση. Όπως βλέπουμε και στο σχήμα 2.3.12 που αφορά ένα σήμα BPSK, αν ιδανικά το ηλεκτρικό σήμα που οδηγεί τον διαμορφωτή έχει καθορισμένο πλάτος από

κορυφή σε κορυφή και για κάθε bit επιτυγχάνεται η ονομαστική τάση η επιθυμητή διαμόρφωση φάσης επιτυγχάνεται (μπλε κυματομορφή). Σε περίπτωση ατελειών όμως η τελική κυματομορφή της φάσης είναι η κόκκινη που αν μεταφραστεί στο διάγραμμα αστερισμού οδηγεί σε διασπορά των σημείων που αντιπροσωπεύουν τα σύμβολα, δηλαδή σε θόρυβο φάσης.



Σχήμα 2.3.12 Κυματομορφή Διαμόρφωσης Φάσης

### 2.3.4.2 Διαμορφωτής Mach-Zehnder

Στο σχήμα 2.3.13 φαίνεται ένας διαμορφωτής Mach-Zehnder (Mach-Zehnder Modulator-MZM). Αποτελείται από έναν διαχωριστή, ο οποίος στην είσοδο χωρίζει το σήμα σε δύο μέρη τα οποία στη συνέχεια εισέρχονται σε διαμορφωτές φάσης. Στο τέλος, τα δύο σήματα ενώνονται με τη βοήθεια ενός συζεύκτη. Θεωρούμε ότι στη γενική περίπτωση εφαρμόζονται τάσεις  $u_1, u_2$  στον πάνω και τον κάτω βραχίονα, οι οποίες προκαλούν ολισθήσεις φάσης  $\varphi_1, \varphi_2$  αντίστοιχα. Ακόμη θεωρούμε ότι η ισχύς ισομοιράζεται στην είσοδο και την έξοδο του διαμορφωτή και ότι δεν υπάρχουν απώλειες. Τότε η συνάρτηση μεταφοράς του MZM θα είναι :

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\varphi_1(t)} + e^{j\varphi_2(t)}) \quad (2.3.6)$$

όπου  $\varphi_1(t)$  και  $\varphi_2(t)$  οι στροφές φάσης στον πάνω και κάτω βραχίονα αντίστοιχα, για τις οποίες ισχύει σύμφωνα με την εξίσωση 2.3.5 ότι :

$$\varphi_1(t) = \pi \frac{u_1(t)}{V_{\pi 1}}, \varphi_2(t) = \pi \frac{u_2(t)}{V_{\pi 2}} \quad (2.3.7)$$

Οι λειτουργίες του διαμορφωτή μπορούν να διαχωριστούν ανάλογα με τις μεταβολές της φάσης που εισάγονται σε κάθε βραχίονα. Πιο συγκεκριμένα :

Λειτουργία push-push : Ισχύει  $\varphi_1(t) = \varphi_2(t) = \varphi(t)$ . Η ολίσθηση φάσης δηλαδή, είναι ίση στους δύο βραχίονες. Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται αν για παράδειγμα

$u_1(t) = u_2(t) = u(t)$  και  $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$ . Τότε η διάταξη λειτουργεί σα διαμορφωτής φάσης και ισχύει η εξίσωση 2.3.6. Ο MZM λειτουργεί στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης με σταθερή τάση  $-V_{\pi}$ .

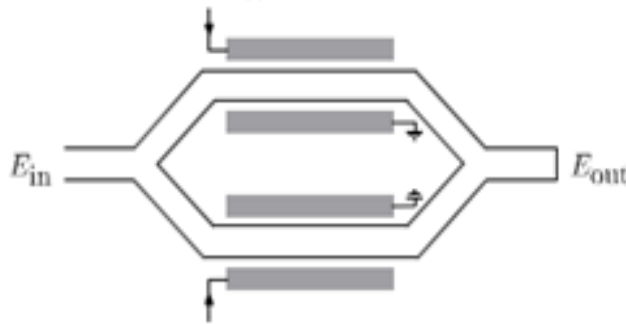
Λειτουργία push-pull : Αν  $\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$ . Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται αν για παράδειγμα  $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$  και  $V_{\pi 1} = V_{\pi 2} = V_{\pi}$ . Τότε η διάταξη λειτουργεί σα διαμορφωτής πλάτους. Σε αυτή την περίπτωση ο MZM λειτουργεί στο quadrature point με σταθερή τάση  $-V_{\pi}/2$ . Το εξερχόμενο πεδίο είναι :

$$E_{out}(t) = E_{in} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{MZM(t)}}{2}\right) = E_{in} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}} \pi\right) \quad (2.3.8)$$

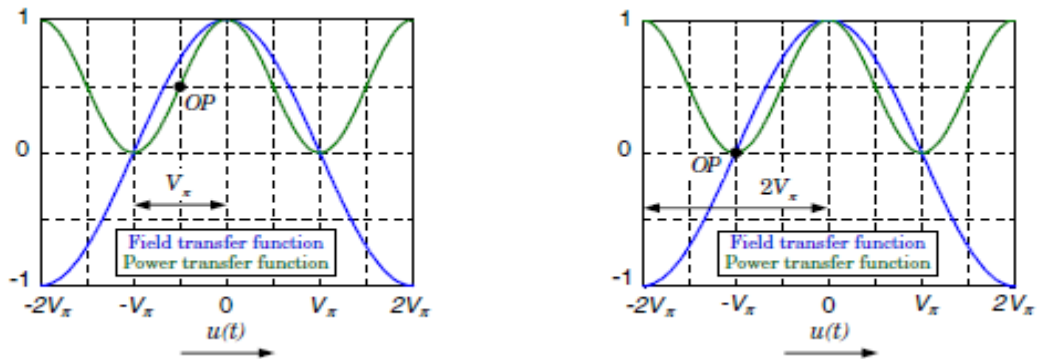
Αντίστοιχα για την εξερχόμενη ισχύ :

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(\Delta\varphi_{MZM}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}} \pi\right) \quad (2.3.9)$$

Τα σημεία λειτουργίας του MZM φαίνονται και στο σχήμα 2.3.14.



Σχήμα 2.3.13 Διάταξη Διαμορφωτή Mach-Zehnder



Σχήμα 2.3.14 Σημεία Λειτουργίας Mach-Zehnder (α) quadrature point (β) σημείο ελάχιστης μετάδοσης

### 2.3.4.3 IQ διαμορφωτής

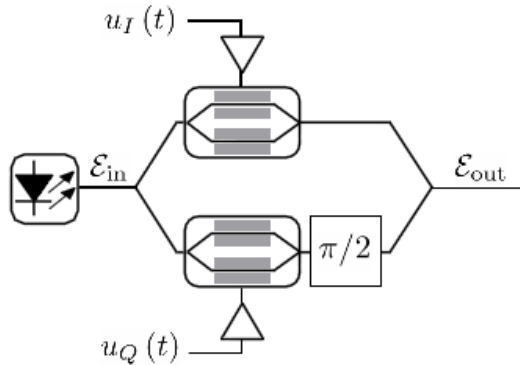
Για να δημιουργηθούν σήματα διαμορφωμένα κατά φάση και πλάτος, απαιτείται στον οπτικό πομπό να υπάρχει ένας IQ διαμορφωτής (In-phase Quadrature Modulator). Στη βιβλιογραφία συναντάται ακόμη ως nested Mach-Zehnder διαμορφωτή και dual-parallel Mach-Zehnder διαμορφωτή. Αποτελείται από δύο διαμορφωτές Mach-Zehnder και έναν ολισθητή φάσης (Phase Shifter)  $\pi/2$  στον έναν βραχίονα. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, το εισερχόμενο σήμα χωρίζεται στα δύο και ακολουθεί διαφορετικές διαδρομές στον πάνω και κάτω και βραχίονα της διάταξης. Πρόκειται για τον συμφασικό (In-phase) και ορθογώνιο (Quadrature) βραχίονα αντίστοιχα. Τα επιμέρους σήματα υπόκεινται σε διαμόρφωση από τους Mach-Zehnder διαμορφωτές, οι οποίοι λειτουργούν στην κατάσταση push-pull στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης. Οι διαμορφωτές οδηγούνται από τα ηλεκτρικά σήματα  $u_I(t)$  και  $u_Q(t)$ . Στη συνέχεια στον κάτω βραχίονα επιβάλλεται μετατόπιση της φάσης κατά  $90^\circ$  από έναν ολισθητή φάσης.

Αν υποθέσουμε ότι δεν υπάρχουν απώλειες και ισχύει  $u_{PM} = -V_\pi/2$  η συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή IQ θα είναι :

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\phi_I(t)}{2}\right) + j \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\Delta\phi_Q(t)}{2}\right) \quad (2.3.10)$$

Για τις μεταβολές της φάσης στον πάνω και κάτω βραχίονα ισχύει :

$$\Delta\phi_I(t) = \frac{u_I(t)}{V_\pi} \pi, \Delta\phi_Q(t) = \frac{u_Q(t)}{V_\pi} \pi \quad (2.3.11)$$



Σχήμα 2.3.15 Διάταξη IQ Διαμορφωτή

Με την παραπάνω διαδικασία οποιοδήποτε σημείο στο επίπεδο I-Q του διαγράμματος αστερισμού μπορεί να αναπαρασταθεί μετά την επανένωση των δύο σημάτων από τους δύο βραχίονες. Από τα παραπάνω καταλήγουμε ότι η διαμόρφωση φάσης και πλάτους που επιτυγχάνεται από τον IQ διαμορφωτή είναι :

$$a_{IQM} = \left| \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} \right| = \frac{1}{2} \sqrt{\cos^2\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi} \pi\right) + \cos^2\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi} \pi\right)} \quad (2.3.13)$$



$$\varphi_{IQM}(t) = \arg\left[\cos\left(\frac{u_I(t)}{2V_\pi}\pi\right), \cos\left(\frac{u_Q(t)}{2V_\pi}\pi\right)\right]$$

### 2.3.6 Λοιπές Διατάξεις Διαμόρφωσης Σήματος

Όπως θα δούμε και σε επόμενη παράγραφο, η διαμόρφωση του τελικού σήματος μπορεί να προκύψει με έναν συνδυασμό των παραπάνω διαμορφωτών με ποικίλες τοπολογίες. Αυτές διαφοροποιούνται ανάλογα με το είδος των διαμορφωμένων παλμών εξόδου, τα ηλεκτρικά σήματα δεδομένων που οδηγούν τους διαμορφωτές καθώς και την κωδικοποίηση που εφαρμόζεται σε ορισμένα σχήματα διαμόρφωσης.

#### 2.3.6.1 Διαμορφωτές Παλμών RZ

Μέχρι σήμερα οι μελέτες επικεντρώνονταν στην παραγωγή παλμών NRZ, στους οποίους η ένταση του φωτός παραμένει στο μέγιστο της όταν μεταδίδεται το λογικό 1. Το παραπάνω εξυπηρετούσε τους περιορισμούς εύρους ζώνης των ηλεκτρονικών και ήλεκτρο-οπτικών στοιχείων. Από την άλλη πλευρά όμως η χρήση παλμών RZ προσφέρει σε κάποια συστήματα πολλά πλεονεκτήματα. Γενικά οι παλμοί αυτοί έχουν καλύτερη συμπεριφορά ως προς της μη γραμμικότητας των οπτικών ινών. Επίσης σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης επιτυγχάνεται μεγαλύτερος σηματοθορυβικός λόγος. Αυτό συμβαίνει διότι οι παλμοί είναι λιγότερο επιρρεπείς στο φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης και συνεπώς η ισχύς του σήματος μπορεί να αυξηθεί κατά την επανεκπομπή τους από τους ενισχυτές. Τέλος, με τη χρήση RZ παλμών μειώνονται οι ανεπιθύμητες διακυμάνσεις του πλάτους στις περιπτώσεις των διαμορφώσεων BPSK και QPSK.

Για τη δημιουργία τους, είτε χρησιμοποιούνται ηλεκτρονικά μέσα είτε διαμορφωτές παλμών στο οπτικό πεδίο. Στη δεύτερη περίπτωση χρησιμοποιείται ένας MZM που λειτουργεί στο quadrature point και οδηγείται από ένα ηλεκτρικό ημιτονικό σήμα με τάσης κορυφής (peak to peak) ίσο με  $V_\pi$ , συχνότητα ίση με τον ρυθμό συμβόλου  $r_s = 1/T_s$  και μετατόπιση φάσης (phase offset)  $-\pi/2$ . Η εξίσωση του είναι

$$u(t) = V_\pi/2 \cdot \sin(2\pi t/T_s - \pi/2) - V_\pi/2 \quad (2.3.12)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του διαμορφωτή παλμών RZ είναι :

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \cos\left[\frac{\pi}{4} \cdot \sin\left(2\pi \frac{t}{T_s} - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi}{4}\right] \quad (2.3.13)$$

### 2.3.6.2 Διαμορφωτής Παλμών Ηλεκτρικών σημάτων

Ακόμα και όταν το σχήμα των παλμών ορίζεται στο οπτικό πεδίο, το τελικά μεταδιδόμενο σήμα εξαρτάται και από το σχήμα των ηλεκτρικών σημάτων που οδηγούν τους διαμορφωτές. Η διαμόρφωση των παλμών αυτών επιτελείται από τον Διαμορφωτή Παλμών Ηλεκτρικών Σημάτων ( Impulse Shaper-IS). Στόχος είναι η δημιουργία παλμών με καθορισμένους χρόνους ανόδου που δίνονται από την εξίσωση :

$$p(t) = \frac{1}{2} \cdot [\operatorname{erfc}\left(\frac{2(t-T_s)}{T_e}\right) - \operatorname{erfc}\left(\frac{2t}{T_e}\right)] \quad (2.3.14)$$

όπου  $T_e$  σταθερά χρόνου του φίλτρου που χρησιμοποιείται.

### 2.3.6.3 Διαφορικός Κωδικοποιητής

Η βασική αρχή της διαφορικής κωδικοποίησης είναι η εξής : Τα ψηφία του τρέχοντος συμβόλου  $\{b_{1k}, b_{2k}, \dots, b_{mk}\}$  τα οποία αντιπροσωπεύουν και τις τρέχουσες διαφορές φάσης, συνδυάζονται σε ένα λογικό κύκλωμα με τις εξόδους του κωδικοποιητή  $\{d_{1k-1}, d_{2k-1}, \dots, d_{mk-1}\}$  οι οποίες αναπαριστούν τις απόλυτες φάσεις του προηγούμενου συμβόλου. Οι έξοδοι του  $\{d_{1k-1}, d_{2k-1}, \dots, d_{mk-1}\}$  αποτελούν την τρέχουσα φάση του οπτικού σήματος. Σε επίπεδο λογικού κυκλώματος, μία πύλη XOR μπορεί να επιτελέσει την παραπάνω λειτουργία. Η φάση  $\varphi_k$  θα δίνεται από την εξίσωση :

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} \oplus \varphi_{bk} \quad (2.3.15)$$

όπου  $\varphi_{k-1}$ , η φάση του προηγούμενου συμβόλου και  $\varphi_{bk}$  η τρέχουσα διαφορά φάσης.

Στις επόμενες παραγράφους θα δούμε ότι διαφορετικοί κωδικοποιητές χρησιμοποιούνται ανάλογα με το είδος της διαμόρφωσης αλλά και τον αριθμό των ψηφίων ανά σύμβολο.

## 2.4 Υλοποιήσεις Οπτικών Διαμορφωτών

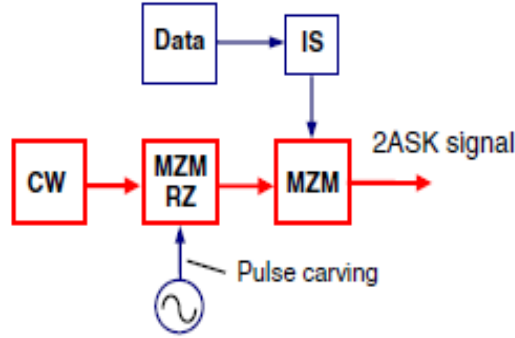
### 2.4.1 Οπτικός Διαμορφωτής ASK

Στο σχήμα 2.4.1 φαίνεται ένας πομπός 2-ASK με εξωτερικό διαμορφωτή. Αποτελείται από ένα laser συνεχούς κύματος, δύο διαμορφωτές Mach Zehnder και έναν διαμορφωτή παλμών. Ο τρόπος λειτουργίας του είναι ο παρακάτω. Το πρώτο Mach-Zehnder χρησιμοποιείται για δημιουργία παλμικών RZ, στη συχνότητα ρολογιού που εφαρμόζεται σε αυτό, ενώ το δεύτερο για διαμόρφωση πλάτους. Τα δεδομένα δημιουργούνται από τον διαμορφωτή παλμών ο οποίος περιγράφηκε στην παράγραφο 2.3.6.2. Αν αγνοήσουμε το θόρυβο του laser και την πόλωση του σήματος, η έξοδος του διαμορφωτή δίνεται από την εξίσωση :

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{2V_\pi} \pi\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4} \sin\left(2\pi \frac{t}{T_s} - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{\pi}{4}\right) \quad (2.4.1)$$

(Στην περίπτωση παλμών NRZ δεν εμφανίζεται το δεύτερο συνημίτονο). Το ηλεκτρικό σήμα δεδομένων δίνεται από την εξίσωση :

$$u(t) = -V_\pi + V_\pi \cdot \sum_k (b_k \cdot p(t - kT_s)), \quad b_k \in \{0,1\} \quad (2.4.2)$$



Σχήμα 2.4.1 Οπτικός Πομπός ASK

## 2.4.2 Οπτικός Διαμορφωτής m-DPSK

Υπάρχουν δύο είδη πομπών που παράγουν σήματα m-DPSK, ο σειριακός και ο παράλληλος. Ο πρώτος χρησιμοποιεί m διαφορετικούς διαμορφωτές φάσης (PM modulators), όπου m ο αριθμός των bits ανά σύμβολο. Ο δεύτερος χρησιμοποιεί έναν συνδυασμό ενός IQ διαμορφωτή και διαμορφωτών φάσης. Στο σχήμα 2.4.3 φαίνεται ένας σειριακός πομπός m-DPSK. Αποτελείται από δύο μέρη, το ηλεκτρικό και το οπτικό. Στο ηλεκτρικό μέρος, τα δεδομένα αρχικά αποπολυπλέκονται και στη συνέχεια εισέρχονται στον διαφορικό κωδικοποιητή, η λειτουργία του οποίου περιγράφεται σε επόμενη παράγραφο. Η σύνθεση του κωδικοποιητή εξαρτάται από το πολύ-επίπεδο σχήμα DPSK που θα χρησιμοποιηθεί, τη δομή του οπτικού μέρους καθώς και την αναπαράσταση των δεδομένων στο διάγραμμα αστερισμού. Τα κωδικοποιημένα ψηφία ενός συμβόλου που αποτελείται από m bits συνολικά,  $\{d_{1_k}, d_{2_k}, \dots, d_{m_k}\}$  διέρχονται από τους διαμορφωτές παλμών πριν καταλήξουν στο οπτικό μέρος του κυκλώματος. Το σήμα που τελικά μεταδίδεται είναι :

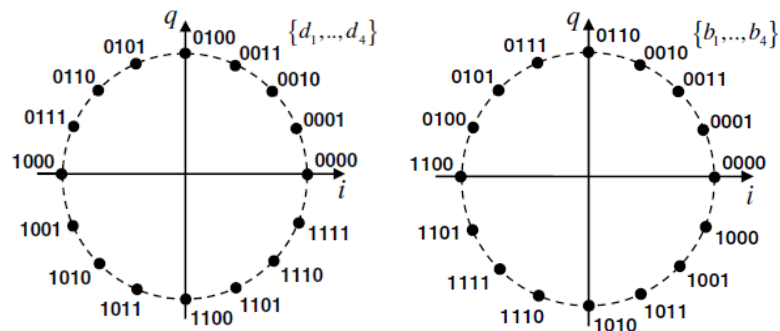
$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot e^{j \frac{u_{PM1(t)}}{V_\pi} \pi} \cdot e^{j \frac{u_{PM2(t)}}{V_\pi} \pi} \cdot \dots \cdot e^{j \frac{u_{PMm(t)}}{V_\pi} \pi} \quad (2.4.3)$$

όπου τα ηλεκτρικά σήματα που οδηγούν τους διαμορφωτές φάσης είναι :

$$u_{PM_n}(t) = \frac{V_\pi}{2^{n-1}} \cdot \sum_k (d_{n_k} \cdot p(t - kT_s)) \quad n = \{1, 2, \dots, m\} \quad d_{n_k} \in \{0, 1\} \quad (2.4.4)$$

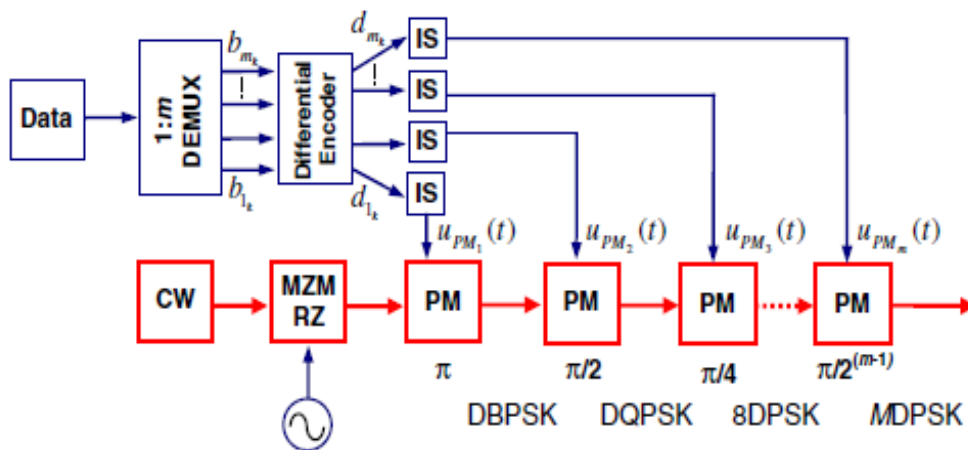
### 2.4.2.1 Ηλεκτρικό Κύκλωμα Διαφορικής Κωδικοποίησης στον πομπό m-DPSK

Παραπάνω αναφέρθηκε ότι ο κωδικοποιητής διαφέρει ανάλογα με τη διάταξη και το είδος της διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται. Στην απλούστερη μορφή της, τη DBPSK το 'λογικό' ένα στα τρέχοντα δεδομένα αναπαρίσταται με διαφορά φάσης  $\pi$ . Ακόμη, η κωδικοποίηση έχει διαφορετική μορφή για τον σειριακό και τον παράλληλο πομπό. Στην πρώτη περίπτωση τα σύμβολα αναπαρίστανται στο διάγραμμα αστερισμού σε αύξουσα σειρά. Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται ενδεικτικά τα διαγράμματα αστερισμού (σε κώδικα Gray) της διαμόρφωσης 16-DPSK πριν την κωδικοποίηση καθώς και το αποτέλεσμα της κωδικοποίησης σε έναν σειριακό πομπό. Οι εξισώσεις από τις οποίες προκύπτουν δεν αναφέρονται για λόγους απλότητας. Αρκεί να αναφερθεί ότι για παράδειγμα ο όρος  $d_{1k}$  αποτελείται από 30 όρους OR και αυτοί με τη σειρά τους από 4 έως 7 όρους AND. Γενικότερα, η πολυπλοκότητα του κωδικοποιητή αυξάνεται ιδιαίτερα όσο αυξάνονται και τα bits/σύμβολο.



Σχήμα 2.4.2 Κωδικοποίηση στον πομπό DPSK : Διαγράμματα αστερισμού (α) πριν την κωδικοποίηση (β) μετά την κωδικοποίηση

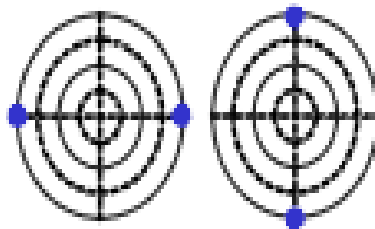
Πρέπει να αναφερθεί ότι όταν γίνεται διαφορική κωδικοποίηση των δεδομένων στον πομπό, είτε ακολουθεί διαφορική φάραση στον δέκτη είτε χρησιμοποιείται για τον καθορισμό της ακριβής τιμής της φάσης όταν ο δέκτης είναι σύγχρονος. Εκτενείς αναφορές στα παραπάνω γίνονται στο επόμενο κεφάλαιο της παρούσας εργασίας.



Σχήμα 2.4.3 Οπτικός παλμικός πομπός  $m$ -DPSK

### 2.4.3 Οπτικός Διαμορφωτής QPSK

Η λειτουργία του έχει πολλές ομοιότητες με τον πομπό BPSK. Αρχικά, η ακολουθία των δεδομένων προς μετάδοση, χωρίζεται σε δύο υπό-ακολουθίες  $(u_1(t), u_2(t))$  οι οποίες αποτελούν τα ηλεκτρικά σήματα που θα οδηγήσουν τους δύο διαμορφωτές Mach-Zehnder. Στον κάτω βραχίονα του διαμορφωτή ακολουθεί ένας ολισθητής φάσης  $\pi/2$ . Με τον τρόπο αυτό στρέφεται το διάγραμμα αστερισμού (σχήμα 2.4.5). Στη συνέχεια ακολουθεί συνδυασμός των σημάτων στον δεύτερο συζεύκτη, από όπου και εξέρχεται το σήμα QPSK. Η πρακτική δυσκολία της διάταξης αυτής έγκειται στην επίτευξη της ιδανικής διαφοράς φάσης  $\pi/2$  και συνεπώς της ορθογωνιότητας. Οι μη ιδανικές μεταβάσεις οδηγούν σε βυθίσματα στο πλάτος του παραγόμενου σήματος. Τα σήματα αυτά ανιχνεύονται από σύμφωνους δέκτες οι οποίοι αναλύονται στο επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 2.4.5 Στροφή Διαγράμματος αστερισμού QPSK του κάτω άκρου του MZM κατά την QPSK διαμόρφωση

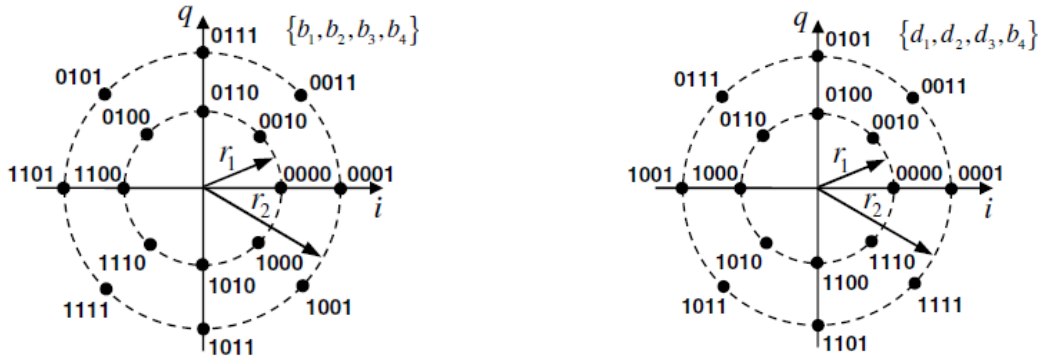
## 2.4.4 Οπτικοί Διαμορφωτές QAM

Σε προηγούμενη παράγραφο (2.3.4.5) αναφέρθηκε ότι στη διαμόρφωση QAM μπορούν να δημιουργηθούν κυκλικά και τετραγωνικά διαγράμματα αστερισμού. Ανάλογα με το διάγραμμα αστερισμού που δημιουργείται, οι πομποί QAM χωρίζονται σε κατηγορίες. Οι διατάξεις που δημιουργούν κυκλικά διαγράμματα λέγονται star QAM και ανιχνεύονται από δέκτες που εκτελούν διαφορική αποδιαμόρφωση. Σε αντίθεση με τους πομπούς που παράγουν σήματα QAM με διάγραμμα αστερισμού κυκλικής μορφής, οι πομποί τετραγωνικής μορφής QAM (square QAM) παράγουν σήματα που ανιχνεύονται από σύμφωνους σύγχρονους δέκτες και ονομάζονται πομποί square QAM. Παρακάτω δίνονται παράδειγμα πομπών square QAM τα οποία παρουσιάζουν διαφορετικά χαρακτηριστικά όσον αφορά το μεταδιδόμενο σήμα, καθώς και το ηλεκτρικό και οπτικό μέρος της διάταξης. Στη βιβλιογραφία συναντώνται με τις εξής ονομασίες: συμβατικός IQ transmitter, σειριακός τετραγωνικός QAM transmitter, enhanced IQ transmitter, tandem QPSK transmitter, multi parallel MZM transmitter

### 2.4.4.1 Star QAM

Το γεγονός ότι στη star QAM οι διαφορές φάσης δύο οποιονδήποτε συμβόλων αντιστοιχούν σε ένα επίπεδο φάσης στο διάγραμμα αστερισμού σημαίνει ότι η πληροφορία στη φάση του σήματος μπορεί να υποστεί διαφορική κωδικοποίηση όπως στην περίπτωση των σημάτων DPSK. Στο σχήμα 2.4.7 βλέπουμε έναν σειριακό πομπό κατάλληλο για τη δημιουργία 16-QAM ή 2ASK-8DPSK σημάτων. Όπως παρατηρείται, το μεγαλύτερο μέρος είναι ίδιο με αυτό ενός πομπού DPSK. Ουσιαστικά, στο μέρος που αφορά τη διαμόρφωση της φάσης (DPSK) προστίθεται ένας διαμορφωτής Mach-Zehnder ο οποίος εκτελεί τη διαμόρφωση πλάτους και οδηγεί στη δημιουργία των διαφορετικών 'δαχτυλιδιών' έντασης. Ο διαμορφωτής οδηγείται από το ψηφίο  $b_{4k}$ , το οποίο ορίζει αν το τρέχον σύμβολο βρίσκεται στον εσωτερικό ή εξωτερικό κύκλο του αστερισμού.

Για την καλύτερη αντίληψη της διαδικασίας δημιουργίας των 16-QAM σημάτων είναι ευκολότερο να μελετώνται τα διαγράμματα αστερισμού. Στο σχήμα 2.4.6 (α) φαίνεται το αρχικό διάγραμμα αστερισμού, όπου αποτυπώνονται τα δεκαέξι σημεία χρησιμοποιώντας κώδικα Gray. Πρόκειται δηλαδή για τα bits  $\{b_1, b_2, b_3, b_4\}$  που προκύπτουν μετά την αποπολυπλεξία των αρχικών δεδομένων. Στη συνέχεια, στο σχήμα 2.4.6 (β) φαίνεται η αναδιάταξη των σημείων του αστερισμού μετά τη διαφορική κωδικοποίηση, από την οποία προκύπτουν τα bits  $\{d_1, d_2, d_3, d_4\}$ . Όπως και στην περίπτωση της διαμόρφωσης 16-DPSK, υπάρχουν 4 bits/σύμβολο. Παρ' όλα αυτά στην περίπτωση της 16-QAM επιτυγχάνεται μεγαλύτερη φασματική απόδοση χωρίς να χρησιμοποιείται κάποιος πολύπλοκος κωδικοποιητής.



Σχήμα 2.4.6 Κωδικοποίηση στον πομπό 16-QAM: Διαγράμματα αστερισμού (α) πριν την κωδικοποίηση (β) μετά την κωδικοποίηση

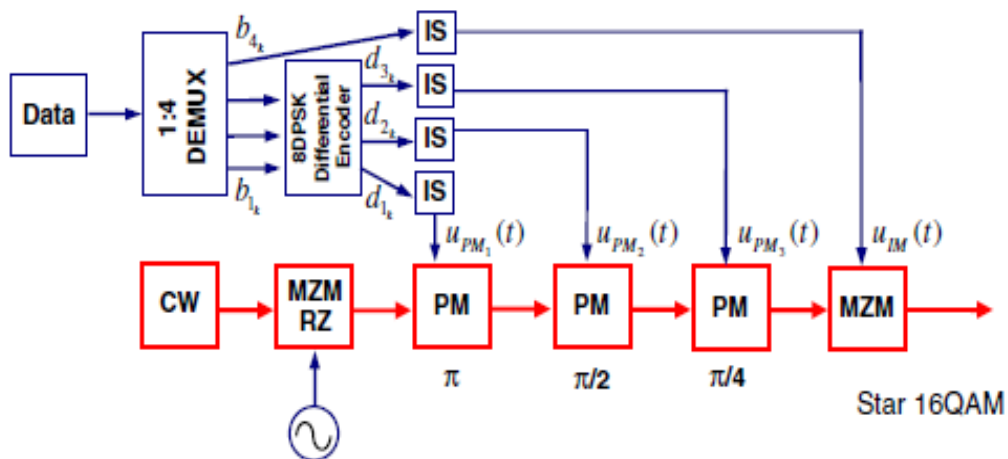
Στη γενική περίπτωση ενός σειριακού QAM πομπού παλμών NRZ το σήμα που παράγεται είναι (θεωρώντας ότι έχει 2 επίπεδα πλάτους)

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot e^{j \frac{u_{PM_1(t)}}{V_\pi} \pi} \cdot \dots \cdot e^{j \frac{u_{PM_{m-1}(t)}}{V_\pi} \pi} \cdot \cos\left(\frac{u_{IM}(t)}{2V_\pi} \pi\right) \quad (2.4.5)$$

όπου τα ηλεκτρικά σήματα  $u_{PM}$  δίνονται από την εξίσωση 2.4.4 .Το ηλεκτρικό σήμα το οποίο θα οδηγήσει το MZM εξαρτάται από την παράμετρο ring ratio RR , και αφορά το συγκεκριμένο είδος διαμόρφωσης και είναι :

$$u_{IM}(t) = -\frac{2 \arccos\left(\frac{1}{RR}\right)}{\pi} \cdot V_\pi + \frac{2 \arccos\left(\frac{1}{RR}\right)}{\pi} \cdot V_\pi \cdot \sum_k (b_{mk} \cdot p(t - kT_s)), b_{mk} \in \{0,1\} \quad (2.4.6)$$

όπου  $b_{mk}$  το τελευταίο ψηφίο ενός συμβόλου με m bits συνολικά.



Σχήμα 2.4.7 Οπτικός Πομπός star 16-QAM

Εκτός από την περίπτωση του 2ASK-8DPSK , η 16-QAM μπορεί να δημιουργηθεί χρησιμοποιώντας τέσσερα επίπεδα πλάτους και διαμόρφωση DPSK (ASK-DPSK).

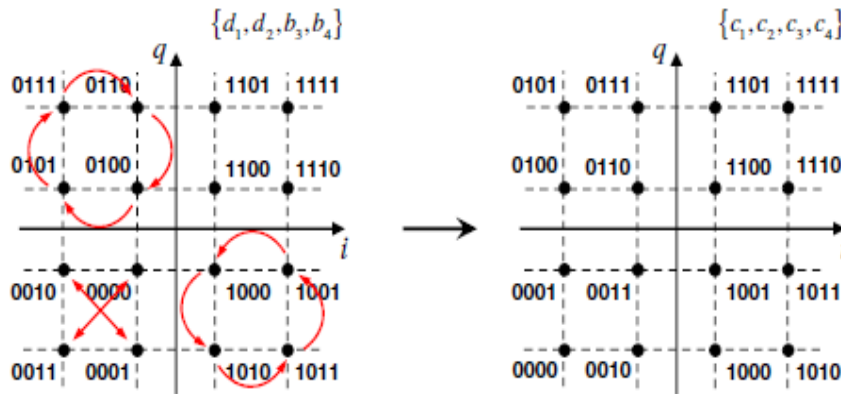
Από τη μία πλευρά, η ανάκτηση των δεδομένων είναι πιο εύκολη σε αυτή την περίπτωση. Από την άλλη όμως, απαιτείται μεγαλύτερος σηματοθορυβικός λόγος (SNR).

### 2.4.4.2 Συμβατικός IQ Πομπός

Στην περίπτωση του square QAM συναντάμε μια ποικιλία διατάξεων. Ο συμβατικός IQ transmitter αποτελείται από έναν IQ διαμορφωτή στο οπτικό μέρος και μια σειρά σχετικά απλών διατάξεων στο ηλεκτρικό μέρος. Παρακάτω αναλύεται επιγραμματικά η λειτουργία των διατάξεων αυτών.

#### Ηλεκτρικό Κύκλωμα Κωδικοποίησης square QAM

Σκοπός του κωδικοποιητή αυτού είναι να αναδιατάξει τα σύμβολα ώστε να αποφευχθεί η χρήση πολύπλοκων διατάξεων στη συνέχεια. Πιο συγκεκριμένα, τα σύμβολα κάθε του  $n$ -τεταρτημορίου περιστρέφονται  $n \times \pi/2$  φορές. Ο τελευταίος χρησιμοποιείται ώστε να αναδιατάξει τα σημεία του αστερισμού, όπως και στην περίπτωση του star QAM. Τα σύμβολα τοποθετούνται με αύξουσα σειρά με βάση το επίπεδο του σήματος και έτσι επιτρέπεται η χρήση απλών κυκλωμάτων παραγωγής ηλεκτρικών σημάτων πολλαπλών επιπέδων πλάτους (level generators) στο επόμενο στάδιο.



Σχήμα 2.4.8 Κωδικοποίηση στον πομπό 16-QAM

#### Κύκλωμα παραγωγής ηλεκτρικών σημάτων πολλαπλών επιπέδων πλάτους

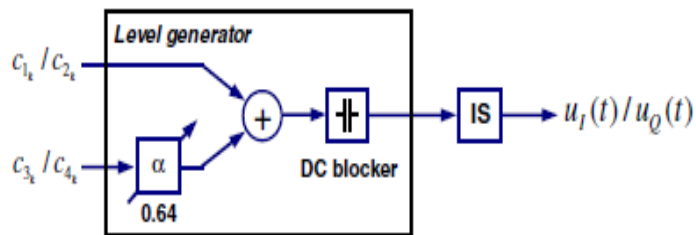
Είσοδοι της διάταξης είναι τα bits  $c_{1k}, c_{3k}$  για τη συμμασική συνιστώσα και τα  $c_{2k}, c_{4k}$  για την ορθογώνια αντίστοιχα. Από τις εξισώσεις 2.4.7 διαπιστώνουμε ότι αν οι είσοδοι είναι 0 το ηλεκτρικό σήμα που παράγεται παίρνει την τιμή  $-V_\pi$ . Αν η πρώτη είσοδος είναι 1 και η δεύτερη 0, την τιμή  $-\arcsin(1/3) \cdot 2V_\pi / \pi$ . Αν η πρώτη



είσοδος είναι 1 και η δεύτερη 0, την τιμή  $+\arcsin(1/3) \cdot 2V_\pi / \pi$  και τέλος την τιμή  $+V_\pi$  αν και οι δύο εισοδοι είναι 1. Τα σήματα στη συνέχεια προστίθενται πολλαπλασιασμένα με τα κατάλληλα βάρη και μετά από το μπλοκάρισμα της DC συνιστώσας εισέρχονται στον διαμορφωτή παλμών, ο οποίος τελικά παράγει τα  $u_I(t) / u_Q(t)$ . Τα ηλεκτρικά σήματα σε αυτή την περίπτωση είναι :

$$u_I(t) = -V_\pi + \frac{2V_\pi}{\pi} \cdot \sum_k (\arcsin(i_k) \cdot p(t - kT_s))$$

$$u_Q(t) = -V_\pi + \frac{2V_\pi}{\pi} \cdot \sum_k (\arcsin(q_k) \cdot p(t - kT_s))$$
(2.4.7)

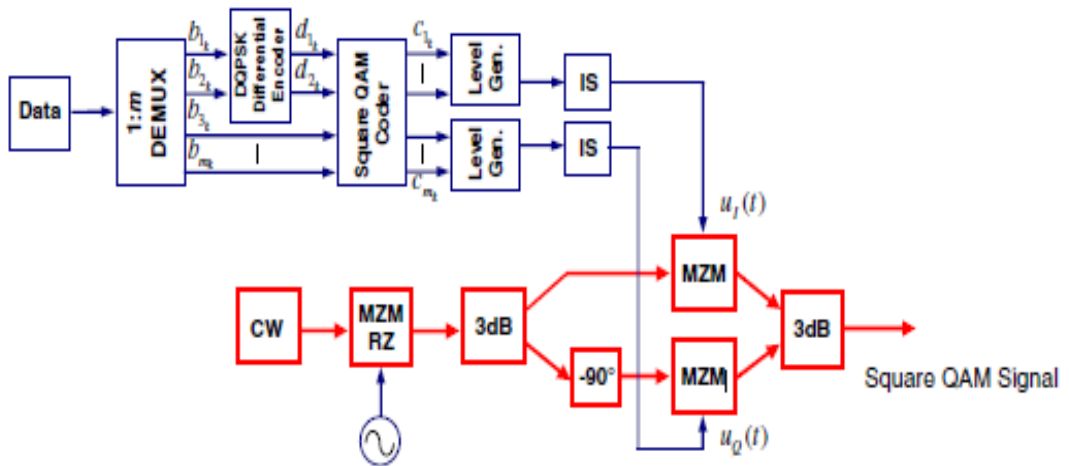


Σχήμα 2.4.9 Level Generator

Το εξερχόμενο οπτικό σήμα που δημιουργείται δίνεται από την εξίσωση :

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot a_{IQM}(t) \cdot e^{j\phi_{IQM}(t)}$$
(2.4.8)

όπου τα  $a_{IQM}(t)$  και  $\phi_{IQM}(t)$  δίνονται από τις εξισώσεις 2.3.13.



Σχήμα 2.4.10 Συμβατικός IQ πομπός

### 2.4.4.3 Σειριακός Τετραγωνικός QAM Πομπός

Το γεγονός ότι τα επίπεδα της φάσης στο διάγραμμα αστερισμού του square QAM δεν ισαπέχουν όπως στο star QAM σημαίνει ότι δεν μπορούμε να δημιουργήσουμε τα επίπεδα της φάσης των συμβόλων μόνο με τη χρήση διαδοχικών διαμορφωτών φάσης που οδηγούνται με δυαδικά ηλεκτρικά σήματα .

Το οπτικό κομμάτι ενός σειριακού QAM transmitter αποτελείται από δύο διαδοχικούς οπτικούς διαμορφωτές :έναν διαμορφωτή Mach-Zehnder (MZM) και έναν διαμορφωτή φάσης (PM) , οι οποίοι χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό του πλάτους και της φάσης αντίστοιχα. Στην περίπτωση που παράγονται παλμοί RZ , χρησιμοποιείται ένας MZM ακόμα.

Γενικά ένα οποιοδήποτε σήμα QAM μπορεί να δημιουργηθεί με τη χρήση ενός διαμορφωτή Mach-Zehnder. Όσο αυξάνονται όμως τα bits ανά σύμβολο , αυξάνεται και η πολυπλοκότητα του ηλεκτρικού μέρους της διάταξης. Για τη δημιουργία ηλεκτρικών σημάτων πολλαπλών επιπέδων , τα οποία θα οδηγούν τους διαμορφωτές χρησιμοποιείται ένας level generator , όπως και στην περίπτωση του συμβατικού IQ transmitter. Από άποψη κυκλώματος, αποτελείται από κάποιες πύλες AND, NOR, XOR , XNOR ,έναν αντιστροφέα και έναν εξασθενητή . Η διάταξη αυτή αποτελεί και την κυριότερη πρόκληση όσον αφορά την πρακτική εφαρμογή των συγκεκριμένων πομπών.

Στην περίπτωση NRZ παλμών το σήμα στην έξοδο του πομπού δίνεται από την εξίσωση:

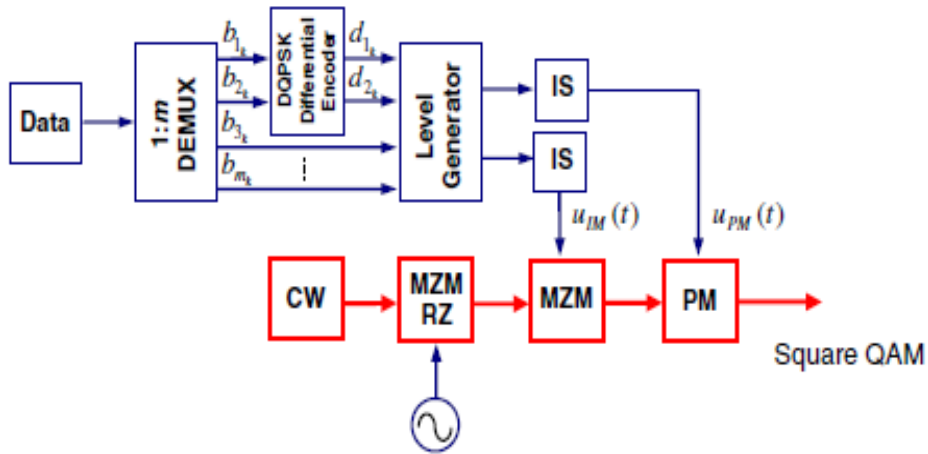
$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot \cos\left(\frac{u_{IM}(t)}{2V_\pi} \pi\right) \cdot e^{j \frac{u_{PM}(t)}{V_\pi} \pi} \quad (2.4.9)$$

Για να δημιουργηθούν τα κατάλληλα επίπεδα πλάτους και φάσης , χρησιμοποιούνται ηλεκτρικά σήματα με εξισώσεις :

$$u_{IM}(t) = -V_\pi + \frac{2V_\pi}{\pi} \cdot \sum_k (\arcsin(\sqrt{\frac{i_k^2 + q_k^2}{2}}) \cdot p(t - kT_s))$$

$$u_{PM}(t) = \frac{V_\pi}{\pi} \cdot \sum_k (\arg[i_k, q_k] \cdot p(t - kT_s)) \quad (2.4.10)$$

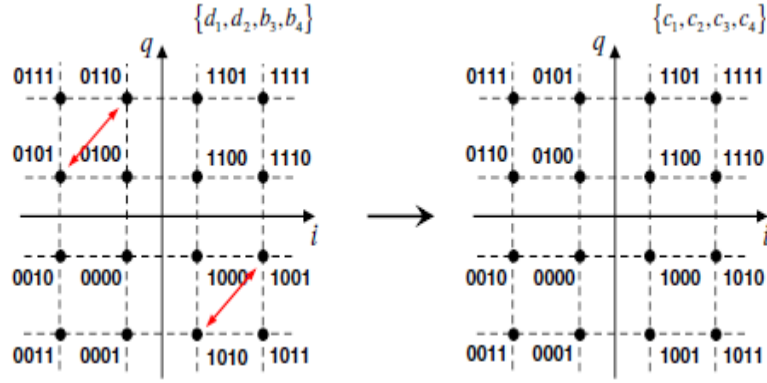
όπου τα  $i_k, q_k$  αναπαριστούν τις κανονικοποιημένες συντεταγμένες του συμβόλου. Οι εξισώσεις 2.4.10 εφαρμόζονται για κάθε είδος QAM σήματος.



Σχήμα 2.4.11 Σειριακός τετραγωνικός IQ πομπός

### 2.4.4.5 Ενισχυμένος IQ Πομπός

Στην περίπτωση στην οποία απαιτείται η μείωση των επιπέδων των ηλεκτρικών σημάτων που οδηγούν τους διαμορφωτές μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία παραλλαγή του συμβατικού IQ πομπού, ο 'ενισχυμένος' IQ πομπός. Σε αυτή τη διάταξη, υπάρχει ξεχωριστή διαμόρφωση στο πλάτος και τη φάση με αποτέλεσμα το επίπεδο των ηλεκτρικών σημάτων που απαιτείται να μειώνεται στο μισό σε σχέση με τον συμβατικό IQ πομπό. Η διαμόρφωση πλάτους σε κάθε βραχίονα εκτελείται από διαμορφωτές Mach-Zehnder οι οποίοι λειτουργούν στο quadrature point. Το οπτικό μέρος μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω αν χρησιμοποιηθεί μόνο ένας διαμορφωτής Mach-Zehnder τόσο για τη διαμόρφωση πλάτους όσο και για τη διαμόρφωση φάσης. Σε αυτή την περίπτωση θα πρέπει να λειτουργεί σε λειτουργία push-push. Τα ηλεκτρικά σήματα του πλάτους και της φάσης θα συνδυάζονται πριν οδηγήσουν τον διαμορφωτή. Η διάταξη του σχήματος είναι ιδιαίτερα χρήσιμη για την παραγωγή σημάτων square QAM, αφού απαιτούνται μονό δυαδικά ηλεκτρικά σήματα. Αυτό απλοποιεί το ηλεκτρικό μέρος αφού αποφεύγεται η χρήση του κυκλώματος παραγωγής ηλεκτρικών σημάτων πολλαπλών επιπέδων πλάτους. Επισημαίνεται, ότι η αναδιάταξη που πραγματοποιείται από τον κωδικοποιητή QAM είναι διαφορετική απ' ό τι στην περίπτωση του conventional IQ πομπού.



Εικόνα 2.4.12 Κωδικοποίηση στον Enhanced IQ transmitter: Διαγράμματα αστερισμού (α) πριν την κωδικοποίηση (β) μετά την κωδικοποίηση

Τα ηλεκτρικά σήματα που οδηγούν τους διαμορφωτές δίνονται από τις εξισώσεις

$$u_{IMZM}(t) = -V_{\pi} + \frac{2V_{\pi}}{\pi} \cdot \sum_k [\arcsin(|i_k|) \cdot p(t - kT_s)]$$

$$u_{QMZM}(t) = -V_{\pi} + \frac{2V_{\pi}}{\pi} \cdot \sum_k (\arcsin(|q_k|) \cdot p(t - kT_s))$$
(2.4.11)

Οι αρνητικές τιμές στους δύο άξονες επιτυγχάνονται μεταβάλλοντας τη φάση από 0 έως  $\pi$  σε διαμορφωτές φάσης ή σε MZMs οι οποίοι λειτουργούν στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης. Το γεγονός ότι η φάση μεταβάλλεται ανάμεσα σε αυτές τις δύο τιμές σημαίνει ότι τα δυαδικά ηλεκτρικά σήματα επαρκούν για κάθε είδος διαμόρφωσης. Το τελευταίο επιδρά στη μείωση του φαινομένου του ματιού, το οποίο προκαλείται με τη χρήση πολύ-επίπεδων ηλεκτρικών σημάτων. Τα δυαδικά ηλεκτρικά σήματα που οδηγούν τους διαμορφωτές φάσης είναι:

$$u_{IPM}(t) = \frac{V_{\pi}}{2} \cdot \sum_k [(-\text{sign}(i_k) + 1) \cdot p(t - kT_s)]$$

$$u_{QPM}(t) = \frac{V_{\pi}}{2} \cdot \sum_k [(-\text{sign}(q_k) + 1) \cdot p(t - kT_s)]$$
(2.4.12)

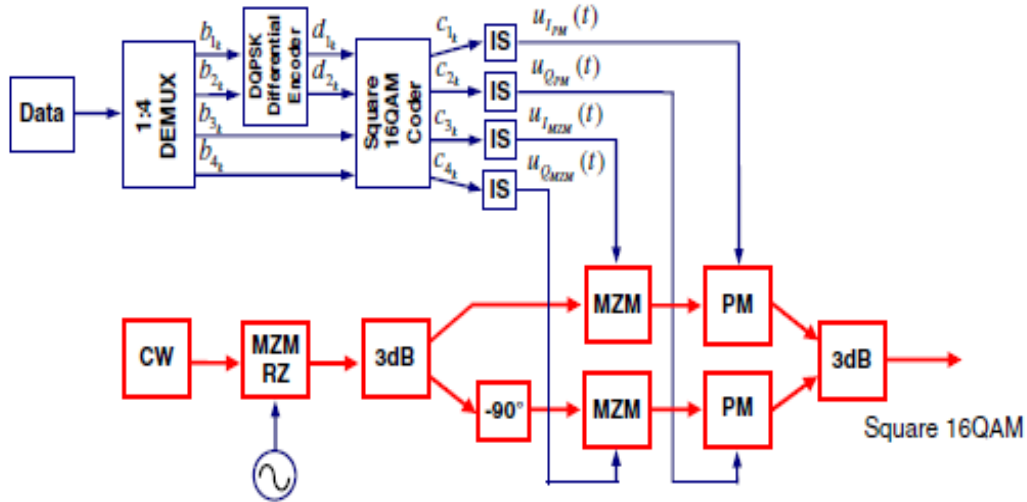
Το τελικό σήμα που παράγεται στην έξοδο του πομπού είναι :

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$$
(2.4.13)

Η περιβάλλουσα και η φάση δίνονται από τις εξισώσεις:

$$a(t) = \frac{1}{2} \sqrt{a_I^2(t) + a_Q^2(t) + 2a_I(t)a_Q(t)\sin(\varphi_I(t) - \varphi_Q(t))}$$

$$\varphi(t) = \arg\{\alpha_I(t)\cos\varphi_I(t) - \alpha_Q(t)\sin\varphi_Q(t), \alpha_I(t)\sin\varphi_I(t) + \alpha_Q(t)\cos\varphi_Q(t)\}$$
(2.4.14)



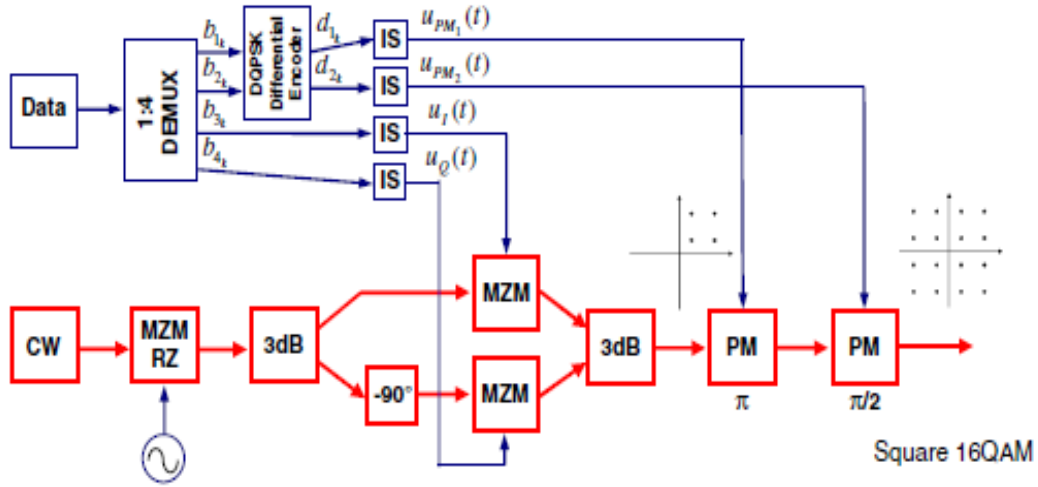
Σχήμα 2.4.13 Ενισχυμένος IQ πομπός

### 2.4.4.5 Tandem-QPSK Πομπός

Ο πομπός αυτός αποτελείται από ένα διαμορφωτή IQ σε συνδυασμό με έναν διαμορφωτή DQPSK, ο οποίος αποτελείται από δύο διαμορφωτές φάσης σε σειρά. Τα δύο MZM εκτελούν τη διαμόρφωση πλάτους και όπως βλέπουμε και στο σχήμα, παράγουν σημεία που ανήκουν μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο. Και σε αυτή τη διάταξη απαιτούνται δυαδικά ηλεκτρικά σήματα τα οποία δίνονται από τις εξισώσεις 2.4.11. Στη συνέχεια, ακολουθούν οι διαμορφωτές φάσης οι οποίοι προκαλούν μεταβολή της φάσης κατά  $\pi$  και  $\pi/2$  αντίστοιχα. Με τον τρόπο αυτό, δημιουργούνται τα σύμβολα στα υπόλοιπα τεταρτημόρια και συνεπώς το τελικό διάγραμμα αστερισμού. Το γεγονός ότι παράγεται ένα συμμετρικό διάγραμμα σημαίνει ότι δεν απαιτείται η ύπαρξη του QAM κωδικοποιητή που είδαμε παραπάνω. Το παραγόμενο σήμα είναι :

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot a_{IQM}(t) \cdot e^{j\varphi_{IQM}(t)} \cdot e^{\frac{j u_{PM1}(t) \pi}{V_\pi}} \cdot e^{\frac{j u_{PM2}(t) \pi}{V_\pi}} \quad (2.4.15)$$

όπου τα  $a_{IQM}(t)$ ,  $\varphi_{IQM}(t)$ ,  $u_{PM1}(t)$ ,  $u_{PM2}(t)$  δίνονται από τις εξισώσεις 2.3.13 και 2.4.4 αντίστοιχα.



Σχήμα 2.4.14 Tandem QPSK πομπός

### 2.4.4.6 Multi-Parallel MZM Πομπός

Γενικά, ένα M-square QAM σήμα μπορεί να δημιουργηθεί από έναν multi – parallel MZM πομπό χρησιμοποιώντας  $m/2$  IQ διαμορφωτές . Για παράδειγμα, ένα 16-QAM σήμα μπορεί να δημιουργηθεί ως συνδυασμός δύο σημάτων QPSK. Κυκλωματικά αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση δύο παράλληλων IQ διαμορφωτών. Ο πάνω διαμορφωτής ορίζει σε ποιο τεταρτημόριο θα βρίσκεται το τρέχον σύμβολο, ενώ ο κάτω ορίζει τη θέση του συμβόλου στο τεταρτημόριο αυτό . Οι MZMs λειτουργούν στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης. Και σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιούνται δυαδικά ηλεκτρικά σήματα.. Τα ηλεκτρικό σήμα το οποίο οδηγεί τον πάνω διαμορφωτή IQ είναι :

$$u_{IQ_L}(t) = -2V_{\pi} + 2V_{\pi} \cdot \sum_k (c_{1/2k} \cdot p(t - kT_s)) \quad (2.4.16)$$

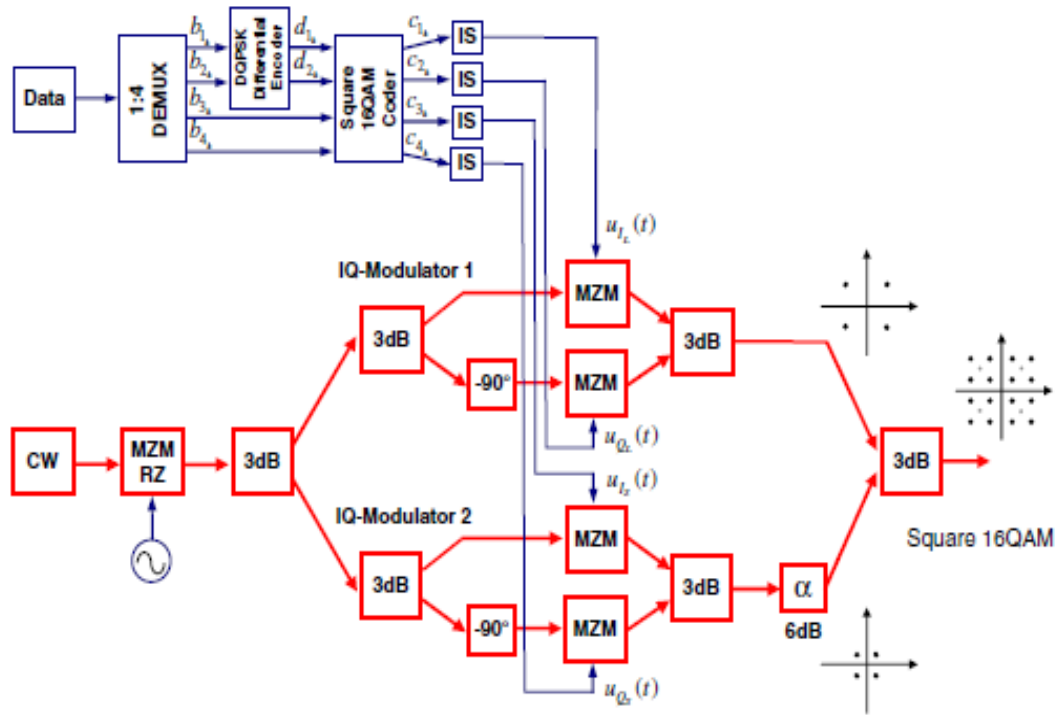
Και το αντίστοιχο στον κάτω διαμορφωτή είναι :

$$u_{IQ_S}(t) = -2V_{\pi} + 2V_{\pi} \cdot \sum_k (c_{3/4k} \cdot p(t - kT_s)) \quad (2.4.17)$$

όπου  $c_{1k}, c_{2k}, c_{3k}, c_{4k}$  τα bits που εξέρχονται από τον QAM κωδικοποιητή. Τέλος, τα δύο QPSK σήματα εισέρχονται σε έναν συζεύκτη 3-dB, η έξοδος του οποίου είναι :

$$E_s(t) = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot [a_{IQ_{ML}}(t) \cdot e^{j\phi_{IQ_{ML}}(t)} + \frac{1}{2} a_{IQ_{MS}}(t) e^{j\phi_{IQ_{MS}}(t)}] \quad (2.4.18)$$

Τα  $a_{IQ_{ML/S}}, \phi_{IQ_{ML/S}}$  αναφέρονται στις διαμορφώσεις πλάτους και φάσης στους δύο IQ διαμορφωτές και υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις 2.3.13 , 2.4.16 και 2.4.17



Σχήμα 2.4.15 Multi-Parallel MZM πομπός

# Κεφάλαιο Τρίτο

## Δέκτες στα Σύμφωνα Οπτικά Δίκτυα

---

### 3.1 Εισαγωγή

Ο ρόλος ενός οπτικού δέκτη είναι να μετατρέπει το οπτικό σήμα πάλι σε ηλεκτρικό και να ανακτά τις πληροφορίες που έχουν μεταδοθεί μέσω ενός οπτικού συστήματος. Στο παρόν κεφάλαιο θα περιγραφούν περιληπτικά κάποια από τα δομικά στοιχεία των οπτικών δεκτών με μεγαλύτερη έμφαση στα στοιχεία που αφορούν τη διαδικασία της φώρασης του οπτικού σήματος. Θα γίνει επίσης κατηγοριοποίηση των δεκτών με βάση την τεχνική φώρασης και θα δοθεί έμφαση σε διατάξεις που αφορούν σύμφωνους δέκτες. Στη συνέχεια, θα αναλυθούν κάποιες τοπολογίες δεκτών, που ανιχνεύουν σήματα με διαμόρφωση ανώτερης τάξης κατά σύμφωνο τρόπο. Τέλος θα γίνει αναφορά σε έννοιες που χαρακτηρίζουν έναν οπτικό δέκτη όπως για παράδειγμα η ευαισθησία και η απόδοση. Όπως ήδη αναφέρθηκε, μόλις το οπτικό σήμα φτάσει στο δέκτη μετατρέπεται σε ηλεκτρικό, με τη βοήθεια ειδικής διάταξης, του φωτοανιχνευτή. Το ηλεκτρικό σήμα πληροφορίας στη συνέχεια ενισχύεται και ανακτά την αρχική του μορφή μέσω της αποδιαμόρφωσης.

### 3.2 Δομικά Στοιχεία Οπτικών Δεκτών

Στην παράγραφο αυτή περιγράφονται βασικές διατάξεις που συναντώνται στους δέκτες των οπτικών συστημάτων. Αρχικά περιγράφονται οι διατάξεις αυτές που εκτελούν την ανίχνευση των οπτικών σημάτων. Πρόκειται για τους φωρατές. Στη συνέχεια γίνεται αναφορά στα οπτικά φίλτρα και τους οπτικούς ενισχυτές.

#### 3.2.1 Φωρατές

Η σημαντικότερη διάταξη ανίχνευσης οπτικού σήματος, η οποία συναντάται σε όλα τα είδη των οπτικών δεκτών, είτε πρόκειται για δέκτες άμεσης είτε σύμφωνης φώρασης είναι ο φωτοανιχνευτής. Στην περίπτωση της σύμφωνης φώρασης, εκτός από τον φωτοανιχνευτή απαιτείται η χρήση και άλλων διατάξεων: του συμβολόμετρου καθυστέρησης, του οπτικού συζεύκτης 3x3 και του οπτικού υβριδίου 2x4 90°.

##### 3.2.1.1 Φωτοανιχνευτής

Ο ανιχνευτής φωτός αποτελεί το πρώτο κομμάτι της αλυσίδας του οπτικού δέκτη. Μαζί με τον ενισχυτή σύνθετης αντίστασης (transimpedance amplifier-TIA) καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό την ευαισθησία του δέκτη. Η βασική αρχή λειτουργίας του είναι η μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό.



Η πιο συνηθισμένη μορφή ανιχνευτή φωτός είναι η φωτοδιόδος p-i-n. Τα φωτόνια που προσκρούουν στη φωτοδίοδο, δημιουργούν με τη σειρά τους ζευγάρια ηλεκτρονίων, τα οποία διαχωρίζονται από το ηλεκτρικό πεδίο και δημιουργούν τελικά ηλεκτρικό ρεύμα. Η σχέση ρεύματος και οπτικής ισχύος δίνεται από την παρακάτω εξίσωση.

$$I_{PIN} = \eta \cdot \frac{\lambda q}{hc} \cdot P = R \cdot P \quad (3.2.1)$$

όπου  $\lambda/hc$  η ενέργεια του φωτονίου,  $q$  το φορτίο του ηλεκτρονίου και  $\eta$ , η αποδοτικότητα της, δηλαδή το μέρος των φωτονίων που μετατρέπεται σε ηλεκτρόνια. Ιδανικά για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και μεγάλες αποστάσεις, η αποδοτικότητα πρέπει να πλησιάζει το 1. Η ευαισθησία των περισσότερων εμπορικών φωτοανιχνευτών με ΤΙΑ είναι από μερικά nWatts μέχρι μερικές δεκάδες mWatts. Χαρακτηριστικά μέγεθρα της φωτοδιόδου είναι η απόκριση της (responsivity),

$$R = \eta \frac{\lambda q}{hc}, \text{ το εύρος ζώνης της (3 dB bandwidth) και το ρεύμα σκότους. Αυτή τη}$$

στιγμή υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμες φωτοδιόδοι με εύρος ζώνης 100GHz. Αυτό αντιστοιχεί σε ρυθμό μετάδοσης συμβόλων (baud rate) 100 Gbaud/s. Για διαμόρφωση OOK αντιστοιχίζεται σε 100 Gb/s ενώ για QPSK (2 bits/symbol) σε 200 Gb/s και για 16-QAM (4 bits/symbol) σε 400 Gb/s. Το ρεύμα σκότους είναι ουσιαστικά θόρυβος που παράγεται απουσία οπτικού σήματος. Εκτός από τη φωτοδίοδο p-i-n χρησιμοποιούνται επίσης οι φωτοδιόδοι χιονοστιβάδας (Avalanche Photodiode-APD), οι οποίες έχουν μεγαλύτερη απόκριση R. Πρέπει να αναφερθεί ότι σημαντικός παράγοντας της απόδοσης του φωτοανιχνευτή, που επηρεάζει και τον υπόλοιπο δέκτη, είναι ο θόρυβος που δημιουργεί και ο οποίος έχει δύο συνιστώσες, το θόρυβο βολής και το θερμικό θόρυβο. Εντούτοις, αξίζει να σημειωθεί ότι οι τύποι αυτοί θορύβου μειώνονται σε πολύ μεγάλο βαθμό χρησιμοποιώντας ισοσταθμισμένες φωτοδιόδους και τελικά δεν επηρεάζουν πρακτικά την ποιότητα τη λήψης.



Σχήμα 3.2.1 Κυκλωματική Αναπαράσταση φωτοδιόδου

### 3.2.1.2 Συμβολόμετρο Καθυστέρησης

Για τη μετατροπή της πληροφορίας από τη φάση του σήματος στην ένταση, ώστε στη συνέχεια να μπορούν να ανιχνευτούν από τη φωτοδίοδο, χρησιμοποιείται το συμβολόμετρο καθυστέρησης (Delay Line Interferometer-DI). Η διάταξη αποτελείται από δύο οπτικούς συζεύκτες 3-dB. Στον έναν βραχίονα το σήμα υπόκειται μια χρονική καθυστέρηση ίση με  $T_s$ , όπου  $T_s$  είναι η περίοδος ενός συμβόλου ενώ στον άλλον μια μεταβολή της φάσης  $\varphi_{DLI}$ . Θεωρούμε ότι η είσοδος της διάταξης είναι το σήμα  $E_{in}$  το οποίο περιέχει πληροφορίες τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση του:

$$E_{in} = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\varphi_{ns}(t)} \quad (3.2.2)$$

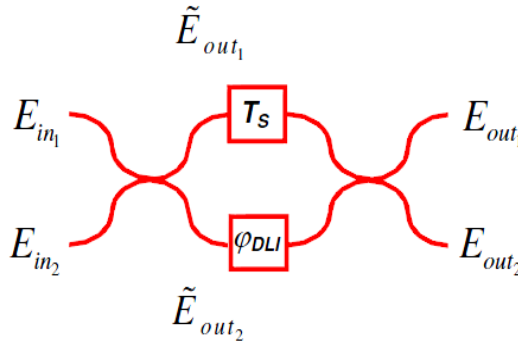
Λαμβάνοντας υπόψη τις εξόδους του οπτικού συζεύκτη που είδαμε στην παράγραφο (2.2.2) του προηγούμενου κεφαλαίου θα έχουμε :

$$\begin{aligned} E_{out1}(t) &= \frac{1}{2} E_{in1}(t - T_s) - \frac{1}{2} E_{in1(t)} e^{j\varphi_{DLI}} \\ E_{out2}(t) &= j \frac{1}{2} E_{in1}(t - T_s) + j \frac{1}{2} E_{in1(t)} e^{j\varphi_{DLI}} \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

Σημειώνεται ότι αγνοείται η μεταβολή φάσης που υφίστανται τα δύο πεδία εξαιτίας του οπτικού δρόμου που διανύουν. Η εξερχόμενη ισχύς από κάθε βραχίονα είναι :

$$\begin{aligned} P_{out1}(t) &= \frac{1}{4} P_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{4} P_s \cdot a^2(t - T_s) - \frac{1}{2} P_s \cdot a(t) a(t - T_s) \cos[\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_{ns}(t) + \varphi_{DLI}] \\ P_{out2}(t) &= \frac{1}{4} P_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{4} P_s \cdot a^2(t - T_s) + \frac{1}{2} P_s \cdot a(t) a(t - T_s) \cos[\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_{ns}(t) + \varphi_{DLI}] \end{aligned} \quad (3.2.4)$$

όπου  $\Delta\varphi(t) = \varphi(t) - \varphi(t - T_s)$ , η διαφορά φάσης μεταξύ δύο συνεχόμενων συμβόλων και  $\Delta\varphi_{ns}(t) = \varphi_{ns}(t) - \varphi_{ns}(t - T_s)$ , η μεταβολή της φάσης εξαιτίας του θορύβου. Από τις παραπάνω εξισώσεις βλέπουμε ότι η οπτική ισχύς στις εξόδους του DLI εξαρτάται από το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος  $a(t)$  και  $a(t - T_s)$ , τη διαφορά φάσης  $\Delta\varphi(t)$  και το θόρυβο  $\Delta\varphi_{ns}(t)$ . Αν θεωρήσουμε διαμόρφωση DPSK για την οποία ισχύει  $a(t) = a(t - T_s)$ , τότε το DLI εκτιμάει τη μεταβολή φάσης  $\Delta\varphi(t)$  μετρώντας ουσιαστικά τη μεταβολή στην ένταση.



Σχήμα 3.2.2 Συμβολόμετρο Καθυστέρησης

### 3.2.1.3 Οπτικός Συζεύκτης 3X3

Όταν χρησιμοποιείται σύμφωνος δέκτης, ο οποίος ανιχνεύει τη συμφασική (In-Phase) και ορθογώνια (Quadrature) συνιστώσα του λαμβανόμενου σήματος χρησιμοποιείται ένας συζεύκτης τριών εισόδων και τριών εξόδων (coupler 3x3). Έστω ότι οι εισοδοί είναι της μορφής :

$$E_{in} = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\varphi_{ns}(t)} \quad (3.2.5)$$

Αν υποθέσουμε ότι δεν υπάρχουν απώλειες οι έξοδοι της διάταξης θα είναι :

$$\begin{bmatrix} E_{out1} \\ E_{out2} \\ E_{out3} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j120^\circ} & e^{-j120^\circ} \\ 1 & e^{-j120^\circ} & e^{j120^\circ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_{in1} \\ E_{in2} \\ E_{in3} \end{bmatrix} \quad (3.2.6)$$

Τότε, η εξερχόμενη ισχύς σε κάθε έξοδο n (n=1,2,3) θα είναι της μορφής :

$$P_{out_n} = E_{out_n}(t) \cdot E_{out_n}^*(t) = \frac{1}{3} |E_{in1}(t)|^2 + \frac{1}{3} |E_{in2}(t)|^2 + \frac{2}{3} |E_{in1}(t)| \cdot |E_{in2}(t)| \cos[\varphi_1(t) - \varphi_2(t) + (n-1)120^\circ] \quad (3.2.7)$$

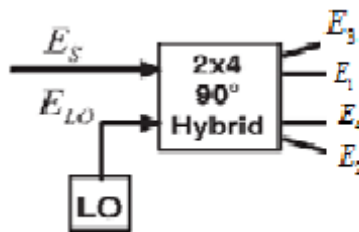
Μπορούμε στη συνέχεια μέσω ηλεκτρονικών διατάξεων ή μέσω ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, να καταλήξουμε σε δύο σήματα με ίδιο πλάτος και διαφορά φάσης 90°.

$$P_I(t) = P_{out1}(t) - P_{out2}(t) = \frac{2}{\sqrt{3}} |E_{in1}(t)| |E_{in2}(t)| \cdot \sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t) + 60^\circ) \quad (3.2.8)$$

$$P_Q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [P_{out1}(t) + P_{out2}(t) - 2P_{out3}(t)] = \frac{2}{\sqrt{3}} |E_{in1}(t)| |E_{in2}(t)| \cdot \cos(\varphi_1(t) - \varphi_2(t) + 60^\circ)$$

### 3.2.1.4 Οπτικό Υβρίδιο 2x4 90°

Στην παρακάτω παράγραφο θα αναφερθούμε αναλυτικά στο οπτικό υβρίδιο 2x4 90°, καθώς αποτελεί μία διάταξη η οποία χρησιμοποιείται σε πολλά είδη οπτικών δεκτών. Όπως και ο συζεύκτης 3x3, επιτυγχάνει την ανάλυση του λαμβάνομενου σήματος στη συμφασική (In-phase) και ορθογώνια(Quadrature) συνιστώσα του. Χρησιμοποιείται τόσο στην απευθείας όσο και στη σύμφωνη φάραση. Στην πρώτη περίπτωση μετατρέπει τις πληροφορίες στη φάση του σήματος σε πληροφορίες στην ένταση, με την προϋπόθεση να εφαρμόζεται μία καθυστέρηση ενός συμβόλου σε μία από τις εισόδους του οπτικού υβριδίου. Όσο αφορά τα σύμφωνα οπτικά συστήματα, συναντάμε τη συγκεκριμένη διάταξη στους ομόδονους IQ δέκτες, κατάλληλους για τη φάραση πολύ-επίπεδων σχημάτων διαμόρφωσης.



Σχήμα 3.2.3 Είσοδοι και έξοδοι οπτικού υβριδίου

Στο παραπάνω σχήμα σημειώνουμε τις εισόδους και εξόδους του οπτικού υβριδίου 2X4 90°. Στη γενική περίπτωση οι έξοδοι είναι :

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & j \\ 1 & -1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_s \\ E_{LO} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

όπου  $E_s = \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)}$ , το ηλεκτρικό πεδίο του εισερχόμενου σήματος και  $E_{LO} = \sqrt{P_{LO}} \cdot e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})}$ , το ηλεκτρικό πεδίο του τοπικού ταλαντωτή..

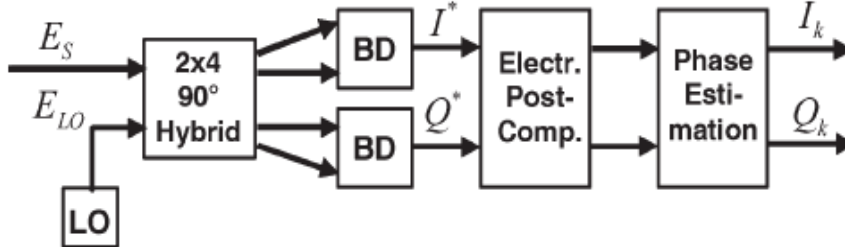
Αν ακολουθήσει η διαδικασία της ισοσταθμισμένης φώρασης, στην οποία θα αναφερθούμε στη συνέχεια του κεφαλαίου θα λάβουμε τα φωτορεύματα :

$$\begin{aligned} I^*(t) &= R \cdot \sqrt{P_s} \cdot \sqrt{P_{LO}} \cdot \cos(\Delta\varphi) \\ Q^*(t) &= R \cdot \sqrt{P_s} \cdot \sqrt{P_{LO}} \cdot \sin(\Delta\varphi) \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

όπου R, η απόκριση της φωτοδιόδου και  $\Delta\varphi = (\omega_s - \omega_{LO})t + (\phi_s - \phi_{LO})$ .

Από τις εξισώσεις βλέπουμε ότι η συμφασική και η ορθογώνια συνιστώσα του σήματος λαμβάνονται ξεχωριστά από τους δύο βραχίονες.

Στην πράξη το οπτικό υβρίδιο μπορεί να υλοποιηθεί με διάφορες διατάξεις. Παρακάτω γίνεται αναφορά στις υλοποιήσεις με οπτικούς συζεύκτες 3-dB και καθυστέρηση φάσης, στον 4x4 MMI coupler και στην υλοποίηση με οπτικούς συζεύκτες 3-dB και PBS.



Σχήμα 3.2.4 Κύκλωμα οπτικού δέκτη με οπτικό υβρίδιο

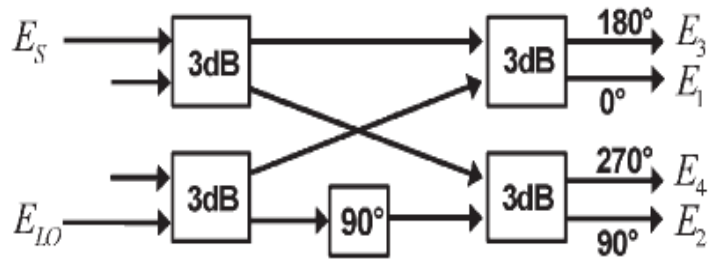
### 1.Υλοποίηση με συζεύκτες 3-dB και καθυστέρηση φάσης

Όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.2.5 η διάταξη αποτελείται από τέσσερις συζεύκτες 3-dB και μία πρόσθετη διάταξη μεταβολής φάσης 90° στον έναν κλάδο της. Η συγκεκριμένη μορφή υλοποίησης είναι η πιο διαδεδομένη και είναι εμπορικά διαθέσιμη σε ολοκληρωμένη μορφή.

Χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση μεταφοράς του οπτικού συζεύκτη που δόθηκε στην παράγραφο 2.2.2 και μετά από μερικές πράξεις καταλήγουμε στις εξόδους της διάταξης:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} E_s - E_{LO} \\ -jE_s - jE_{LO} \\ -jE_s - jE_{LO} \cdot e^{j90^\circ} \\ -E_s + E_{LO} \cdot e^{j90^\circ} \end{bmatrix} \quad (3.2.11)$$

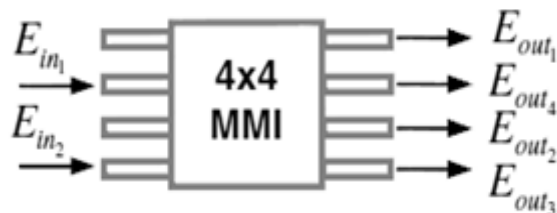
Από τις παραπάνω εξισώσεις διαπιστώνουμε ότι μια αυθαίρετη μεταβολή φάσης που μπορεί να προκύψει λόγω ατελειών, θα οδηγήσει σε ανισορροπία μεταξύ των δύο συνιστωσών του σήματος. Ακόμη τυχόν ασυμμετρίες στους συζεύκτες θα επηρεάσουν τη συμμετρία στις ισχύεις εξόδου και συνεπώς τη διαδικασία της ισοσταθμισμένης φώρασης, η οποία θα ακολουθήσει.



Σχήμα 3.2.5 Οπτικό υβρίδιο 2x4 90° με οπτικούς συζεύκτες

## 2. Υλοποίηση με πολύτροπο συζεύκτη συμβολής 4X4

Η αρχή λειτουργίας του Multi-Mode Interference coupler (MMI) βασίζεται στην αναπαραγωγή σημάτων στην έξοδο που έχουν ίδιο πλάτος αλλά διαφορετικές φάσεις από το σήμα στην είσοδο. Στην περίπτωση μας, χρησιμοποιούμε έναν MMI 4 εισόδων και 4 εξόδων. Εισάγοντας σε κατάλληλους συνδυασμούς των εισόδων τα σήματα  $E_{in_1}, E_{in_2}$ , παίρνουμε στις εξόδους σήματα με διαφορές φάσεις που είναι πολλαπλάσια των 90°. Λειτουργεί δηλαδή σαν το οπτικό υβρίδιο 2x4 90°. Πρόκειται βέβαια, για μια αποτελεσματικότερη διάταξη, καθώς δεν απαιτείται επιπλέον έλεγχος για να επιτευχθεί η επιθυμητή μεταβολή φάσης.



Σχήμα 3.2.6 Οπτικό υβρίδιο 2x4 90° με MMI

3. Υλοποίηση με συζεύκτες 3-dB και διαχωριστή δέσμης πόλωσης

Η τρίτη υλοποίηση περιλαμβάνει έναν συζεύκτη 3-dB και δύο διαχωριστές δέσμης πόλωσης (polarization beam splitter-PBS). Στην περίπτωση αυτή πρέπει το λαμβανόμενο σήμα και το σήμα που παράγει ο τοπικός ταλαντωτής να έχουν καθορισμένη πόλωση. Συγκεκριμένα το λαμβανόμενο σήμα πρέπει να είναι γραμμικά πολωμένο στις 45° και δίνεται από την εξίσωση :

$$E_s = \frac{1}{\sqrt{2}}(\tilde{e}_x + \tilde{e}_y)\hat{E}_s \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \quad (3.2.12)$$

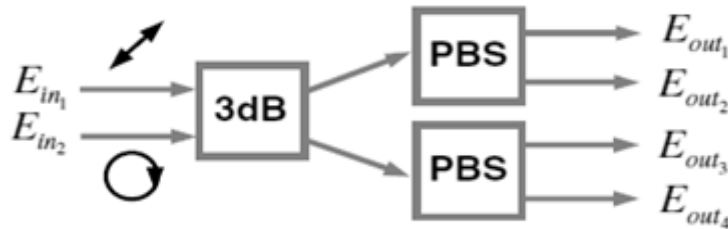
Το σήμα του τοπικού ταλαντωτή πρέπει να είναι κυκλικά πολωμένο και δίνεται από την εξίσωση :

$$E_{LO} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\tilde{e}_x + \tilde{e}_y \cdot e^{j90^\circ})\hat{E}_{LO} \cdot e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})} \quad (3.2.13)$$

Οι έξοδοι στην περίπτωση αυτή είναι :

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \cdot \tilde{e}_x \cdot (\hat{E}_s \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} + \hat{E}_{LO} \cdot e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})}) \\ \frac{1}{2} \cdot \tilde{e}_y \cdot (\hat{E}_s \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} + \hat{E}_{LO} \cdot e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})} \cdot e^{j90^\circ}) \\ \frac{1}{2} \cdot \tilde{e}_x \cdot (\hat{E}_s \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} - \hat{E}_{LO} \cdot e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})}) \\ \frac{1}{2} \cdot \tilde{e}_y \cdot (\hat{E}_s \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} - \hat{E}_{LO} \cdot e^{j(\omega_{LO} t + \phi_{LO})} \cdot e^{j90^\circ}) \end{bmatrix} \quad (3.2.14)$$

Στη συνέχεια τα πεδία υπόκεινται σε ισοσταθμισμένη φώραση (balanced detection), με αποτέλεσμα στην έξοδο να παίρνουμε το συμφασικό και το ορθογώνιο φωτόρευμα. Συνεπώς, η κυκλική πόλωση του τοπικού ταλαντωτή συγκρινόμενη με τη γραμμική πόλωση του λαμβανόμενου σήματος παράγει την επιθυμητή διαφορά φάσης των 90°. Με τη διάταξη αυτή λοιπόν , επιτυγχάνουμε τη λειτουργία του οπτικού υβριδίου .



Σχήμα 3.2.7 Οπτικό υβρίδιο 2x4 90° με οπτικούς συζεύκτες και PBS

Συγκρίνοντας τις παραπάνω διατάξεις καταλήγουμε στα εξής συμπεράσματα. Η πρώτη υλοποίηση με τους συζεύκτες 3-dB υπάρχει σε ολοκληρωμένη μορφή και είναι

η πιο διαδομένη, μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί και σε άλλες εφαρμογές . Για παράδειγμα αν εισάγουμε καθυστέρηση ενός συμβόλου στη μία είσοδο καθώς επίσης και ολίσθηση φάσης  $45^\circ$  και στους δύο κλάδους , μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη διάταξη για την αποδιαμόρφωση σημάτων DQPSK. Παρ' όλα αυτά δεν εξασφαλίζεται η διαφορά φάσης των  $90^\circ$  και απαιτείται η ύπαρξη κάποιου βρόχου ελέγχου. Το πρόβλημα αυτό δεν υπάρχει στην περίπτωση της δεύτερης υλοποίησης, η οποία είναι κατάλληλη και για WDM εφαρμογές. Τέλος στην τρίτη περίπτωση η υλοποίηση είναι εύκολη με διακριτά στοιχεία .Από την άλλη πλευρά είναι δύσκολο να επιτευχθεί η επιθυμητή πόλωση , πρόβλημα το οποίο παρουσιάζεται σε όλα τα σύμφωνα συστήματα φώρασης.

### 3.2.2 Οπτικά Φίλτρα

Τα οπτικά φίλτρα αποτελούν σημαντικό στοιχείο των δεκτών και επιτελούν πολλαπλές λειτουργίες. Όπως και τα ηλεκτρικά φίλτρα, εμποδίζουν μέρος του εισερχόμενου σήματος να προχωρήσει στο επόμενο στάδιο του δέκτη. Στα συστήματα πολυπλεξίας διαίρεσης μήκους κύματος διαχωρίζουν τα σήματα στα επιμέρους μήκη κύματος έτσι ώστε να δρομολογηθούν προς διαφορετικούς προορισμούς. Ακόμη εμποδίζουν τη διέλευση παρείσακτων συνιστωσών –θορύβου και οδηγούν έτσι σε υψηλότερη ευαισθησία του δέκτη. Τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται πρέπει να έχουν και συγκεκριμένα χαρακτηριστικά. Πρέπει να έχουν χαμηλές απώλειες και επίσης αυτές να είναι ανεξάρτητες από την πόλωση του εισερχόμενου σήματος. Επίσης το εύρος ζώνη λειτουργίας του δεν πρέπει να επηρεάζεται από τις συνθήκες του περιβάλλοντος (π.χ αλλαγή θερμοκρασίας). Τέλος ισχύει και εδώ η απαίτηση , η απόκριση της συχνότητας του φίλτρου να είναι κοντά στην ιδανική και η ζώνη μετάβασης (transition zone) του να είναι απότομη.

### 3.2.3 Οπτικοί Ενισχυτές

Οι οπτικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται σε διάφορα στάδια των οπτικών συστημάτων . Μπορούν να χρησιμοποιηθούν στον πομπό ως ενισχυτές ισχύος και κατά μήκος του δικτύου μετάδοσης. Στους δέκτες συναντώνται οι ενισχυτές SOA (Semiconductor Amplifier) και οι ενισχυτές ηλεκτρικού σήματος. Οι πρώτοι λειτουργούν ως προενισχυτές του οπτικού σήματος Πιο συγκεκριμένα, αυξάνουν την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος πριν την ανίχνευση , βελτιώνοντας έτσι την ευαισθησία του δέκτη με άμεσο επακόλουθο την αύξηση της απόστασης του δικτύου. Υπάρχουν σε ολοκληρωμένη μορφή και έχουν μικρό κόστος. Η απόδοσή τους βέβαια δεν συγκρίνεται με τους ενισχυτές EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier). Οι δεύτεροι ενισχύουν το ηλεκτρικό σήμα, αφού αυτό προκύψει από τη διαδικασία της φώρασης.

### 3.3 Σύμφωνα Οπτικά Συστήματα

Στην παράγραφο αυτή θα δοθούν αναλυτικά οι βασικές αρχές και κάποια παραδείγματα δεκτών που επιτελούν σύμφωνη φώραση. Στην κατηγορία των σύμφωνων δεκτών εντάσσονται οι διατάξεις εκείνες οι οποίες περιλαμβάνουν έναν τοπικό ταλαντωτή ο οποίος παράγει ένα οπτικό σήμα. Ακολουθεί μίξη με το λαμβανόμενο σήμα και στη συνέχεια ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης, οι ηλεκτρικές και οπτικές διατάξεις που θα ανιχνεύσουν το σήμα ώστε τελικά με τη ψηφιακή επεξεργασία σήματος να λάβουμε τη μεταδιδόμενη πληροφορία. Υπάρχουν δύο διαφορετικές κατηγορίες σύμφωνων δεκτών: οι ομόδυνοι, οι οποίοι ανήκουν στην ευρύτερη κατηγορία των intradyne δεκτών και οι ετερόδυνοι. Η κατηγοριοποίηση αφορά τη σχέση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή και του οπτικού φέροντος που μεταφέρει την πληροφορία στον δέκτη.

#### Βασική Συνδεσμολογία Σύμφωνης Φώρασης

Μελετώντας το σχήμα 3.3.1 μπορούμε να κατανοήσουμε τη βασική αρχή της σύμφωνης φώρασης, η οποία είναι η μετατροπή όλων των παραμέτρων του οπτικού σήματος στο ηλεκτρικό πεδίο. Το λαμβανόμενο οπτικό σήμα που φέρει την πληροφορία αναμειγνύεται με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Οι εξισώσεις των δύο σημάτων είναι :

$$\begin{aligned} E_s(t) &= \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\varphi_{ns}(t)} \cdot e_s \\ E_{lo}(t) &= \sqrt{P_{lo}} \cdot e^{j(\omega_{lo} t + \varphi_{lo})} \cdot e^{j\varphi_{nlo}(t)} \cdot e_{lo} \end{aligned} \quad (3.3.1)$$

όπου τα  $\varphi_{ns}(t), \varphi_{nlo}(t)$  αναπαριστούν το θόρυβο φάσης του laser και τα  $e_s, e_{lo}$  είναι τα μοναδιαία διανύσματα της πόλωσης. Μετά την ισοσταθμισμένη φώραση τα ρεύματα που προκύπτουν είναι

$$I_{1,1} = \frac{1}{2} RP_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2} RP_{LO} + i_{sh1} + R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{LO} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)] \quad (3.3.2)$$

$$I_{1,2} = \frac{1}{2} RP_s \cdot a^2(t) + \frac{1}{2} RP_{LO} + i_{sh2} - R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{LO} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)] \quad (3.3.3)$$

όπου τα  $i_{sh1}, i_{sh2}$  αναπαριστούν το θόρυβο βολής των δύο φωτοδιόδων.

Ακόμη έχουμε:

$\Delta\omega = \omega_s - \omega_{LO}$ , η διαφορά συχνότητας μεταξύ του λαμβανόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή,

$\varphi_n(t) = \varphi_{ns}(t) - \varphi_{nLO}(t)$ , ο συνολικός θόρυβος φάσης του laser,

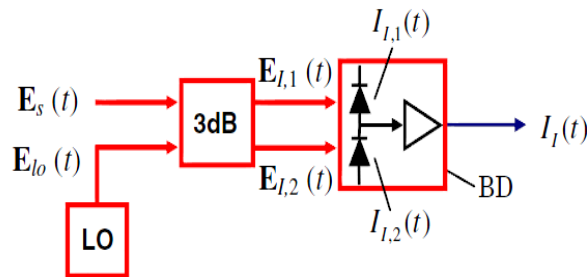
$\varphi_o = \varphi_s - \varphi_{LO}$ , η διαφορά στις φάσεις των δύο σημάτων.



Οι δύο πρώτοι όροι των εξισώσεων 3.3.2 και 3.3.3 αναπαριστούν την ισχύ των δύο σημάτων ,και οι οποίοι μετά τη διαδικασία της ισοσταθμισμένης φώρασης (υποθέτοντας ιδανική συμμετρική ισοσταθμισμένη φώραση ) εξαφανίζονται . Ισχύει επίσης  $P_s \ll P_{LO}$  . Τελικά θα έχουμε :

$$I_I(t) = I_{I,1}(t) - I_{I,2}(t) = 2R \sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{LO} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)] + i_{sh} \quad (3.3.4)$$

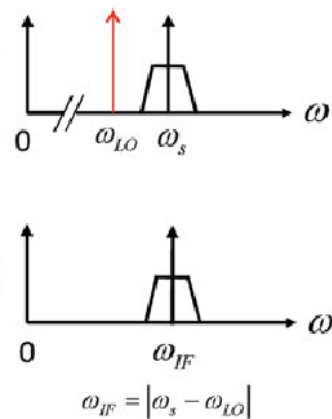
Στην τελική εξίσωση εμφανίζεται μόνο ο όρος που περιέχει όλες τις πληροφορίες του οπτικού πεδίου καθώς επίσης και ο συνολικός θόρυβος βολής. Τα σύμφωνα συστήματα ανάλογα με τον τρόπο ανίχνευσης του εισερχόμενου σήματος χωρίζονται σε κατηγορίες.



Σχήμα 3.3.1 Βασική Συνδεσμολογία σύμφωνης φώρασης

### 3.3.1 Ετερόδونه Φώραση

Σε αυτή την τεχνική φώρασης, η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή  $\omega_{LO}$  είναι διαφορετική από τη φέρουσα συχνότητα του σήματος  $\omega_s$  . Με τον τρόπο αυτό, το οπτικό σήμα αποδιαμορφώνεται σε δύο στάδια. Αρχικά, το οπτικό σήμα μετατρέπεται σε ηλεκτρικό φέρον με μία ενδιάμεση συχνότητα  $\omega_{IF} = \omega_s - \omega_{LO}$  και στη συνέχεια αποδιαμορφώνεται στη βασική ζώνη. Αν η ενδιάμεση συχνότητα επιλέγεται να είναι αρκετά υψηλότερη από το εύρος ζώνης του σήματος (συνήθως τουλάχιστον τρεις φορές μεγαλύτερη) , όλο το φάσμα του οπτικού σήματος (πλάτος και φάση) μετατρέπεται απευθείας από το οπτικό φέρον (με συχνότητα 193 THz) σε ένα ηλεκτρικό ζωνοπερατό σήμα με κεντρική συχνότητα  $f_{IF}$  , το οποίο στη συνέχεια επεξεργάζεται με ηλεκτρονικά μέσα.



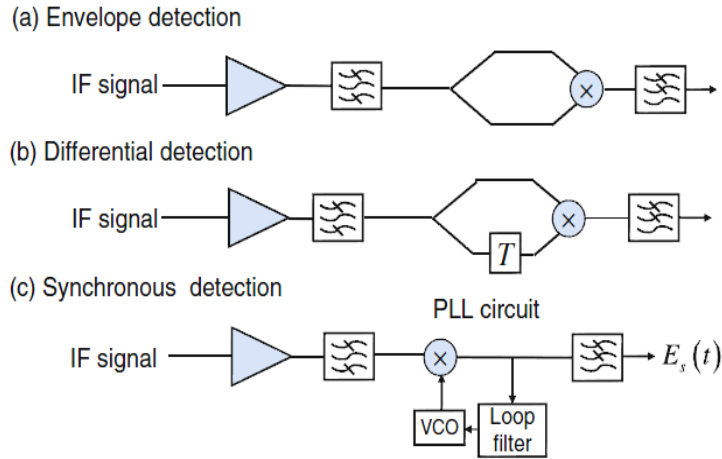
Σχήμα 3.3.2 Φάσμα (α) οπτικού σήματος (β) σήματος ενδιάμεσης συχνότητας IF

Στην περίπτωση της ετερόδυνης φώρασης η εξίσωση 3.3.4 γίνεται :

$$I_I(t) = 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot \sin[\omega_{IF}t + \varphi_s(t) + \varphi_n(t)] + i_{sh} \quad (3.3.5)$$

Μετά τη φώραση του οπτικού σήματος , ακολουθεί η αποδιαμόρφωση του με ηλεκτρονικά μέσα. Η διαδικασία αυτή μπορεί να γίνει με τρεις τρόπους: Είτε με αποδιαμόρφωση περιβάλλουσας (envelope detection), είτε με διαφορική αποδιαμόρφωση (differential detection) είτε τέλος με σύγχρονη αποδιαμόρφωση (synchronous detection). Στην πρώτη περίπτωση υπολογίζεται το τετράγωνο της περιβάλλουσας της εξίσωσης 3.3.5, και συνεπώς παίρνουμε πληροφορίες μόνο για το πλάτος του σήματος. Στη δεύτερη περίπτωση όπως θα δούμε και παρακάτω, υπολογίζεται η διαφορά φάσης μεταξύ δύο συνεχόμενων συμβόλων και συνεπώς είναι κατάλληλη για διαμορφώσεις m-PSK. Στην τελευταία περίπτωση χρησιμοποιείται ένας βρόχος κλειδώματος φάσης για τον υπολογισμό της φάσης του συμβόλου. Σχηματικά , αυτά φαίνονται παρακάτω.

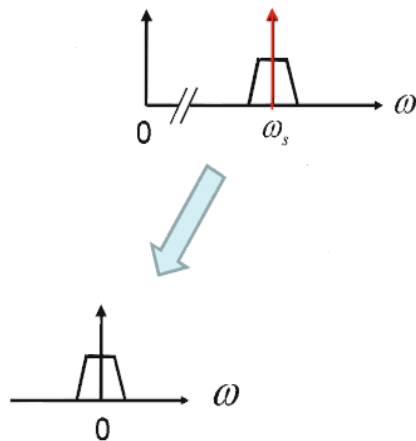
Διαπιστώνεται η ετερόδυνη φώραση πραγματοποιείται με διατάξεις που αποτελούνται από ένα σχετικά απλό οπτικό μέρος, με λίγες φωτοδιόδους. Από την άλλη πλευρά όμως, το εύρος ζώνης των φωτοδίοδων πρέπει να είναι μεγάλο , σε σχέση με την ομόδυνη φώραση. Ακόμη το ηλεκτρικό μέρος της διάταξης είναι πιο περίπλοκο αφού εκεί γίνεται η επεξεργασία του σήματος αμέσως μετά την ανίχνευση.



Σχήμα 3.3.3 Μέθοδοι αποδιαμόρφωσης σήματος ενδιάμεσης συχνότητας IF

### 3.3.2 Ομόδυνη Φώραση

Σε αυτή την τεχνική φώρασης, η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή,  $\omega_{LO}$  επιλέγεται να συμπίπτει με τη φέρουσα συχνότητα του σήματος  $\omega_s$ . Με τον τρόπο αυτό το οπτικό φάσμα μετατρέπεται κατευθείαν σε φάσμα ηλεκτρικού σήματος. Οι ομόδυνοι δέκτες χωρίζονται με τη σειρά τους σε δύο κατηγορίες. Στην πραγματικότητα, οι ομόδυνοι δέκτες ανήκουν στην ευρύτερη κατηγορία των intradyne δεκτών. Η κατηγοριοποίηση αυτή αφορά τη σχέση της φάσης του σήματος και του τοπικού ταλαντωτή. Στην περίπτωση των intradyne δεκτών, η οποία είναι και για λόγους απλότητας η πιο διαδεδομένη η φάση του τοπικού ταλαντωτή δεν είναι συγχρονισμένη με τη φάση του φέροντος. Αντίθετα στους ομόδυνους δέκτες, με τη χρήση διάφορων τεχνικών συγχρονισμού του φέροντος επιτυγχάνεται ο συγχρονισμός αυτός. Στη βιβλιογραφία η παραπάνω κατηγοριοποίηση συναντάται συνήθως με την παρακάτω μορφή την οποία και υιοθετούμε στην παρούσα εργασία. Οι ομόδυνοι δέκτες κατηγοριοποιούνται σε ασύγχρονους και σύγχρονους. Στην πρώτη περίπτωση, στην οποία υπάρχει διαφορική αποδιαμόρφωση στο ηλεκτρικό πεδίο μετά την ομόδυνη φώραση, ο δέκτης ονομάζεται διαφορικός (differential) ή ασύγχρονος (asynchronous). Ουσιαστικά πρόκειται για intradyne δέκτες. Στη δεύτερη περίπτωση, στην οποία υπάρχει συγχρονισμός του φέροντος οι δέκτες λέγονται σύγχρονοι.

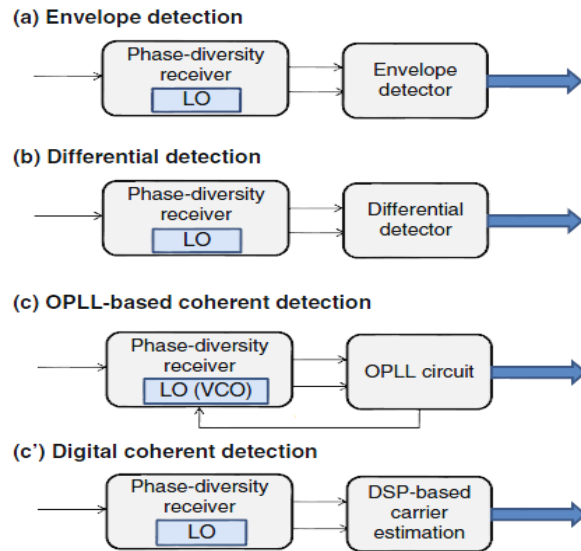


Σχήμα 3.3.4 Φάσμα σήματος ομόδυνου δέκτη

Βασικό πλεονέκτημα της ομόδυνης φώρασης είναι ότι η μέση ισχύς του οπτικού σήματος είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την ετερόδυνη φώραση. Συνεπώς ο σηματοθορυβικός λόγος στην περίπτωση της ομόδυνης φώρασης είναι μεγαλύτερος. Επιπρόσθετα, η τεχνική αυτή προτιμάται για τις επιδόσεις της όσο αφορά τη φασματική απόδοση αλλά και τις πρακτικές εφαρμογές της σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι, στην ετερόδυνη φώραση το ηλεκτρικό φάσμα είναι μεγαλύτερο από το διπλάσιο του φάσματος της ομόδυνης φώρασης.

Από την άλλη πλευρά, οι διατάξεις αυτές αποτελούνται από περισσότερες φωτοδιόδους και γενικότερα από πολυπλοκότερο οπτικό μέρος σε σχέσης με τους ετερόδυνους δέκτες. Το παραπάνω λαμβάνει μεγαλύτερες διαστάσεις στην περίπτωση των σύγχρονων δεκτών καθώς απαιτούν την ύπαρξη οπτικών βρόχων. Τέλος, ο συνδυασμός των συχνοτήτων του πομπού και του τοπικού ταλαντωτή θέτει αυστηρές απαιτήσεις στις δύο οπτικές πηγές.

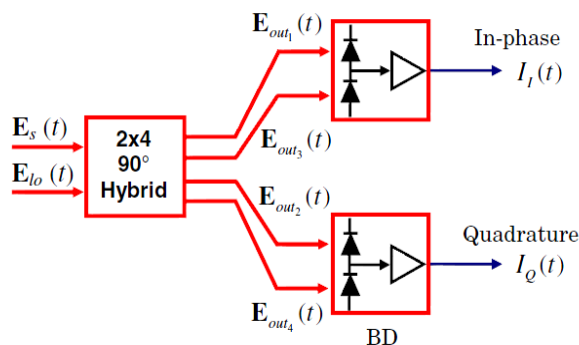
Στο σχήμα 3.3.5 φαίνονται οι τρόποι αποδιαμόρφωσης του σήματος σε έναν ομόδυνο δέκτη. Παρουσιάζουμε στη συνέχεια αναλυτικά, τη συνδεσμολογία που συναντάται στους περισσότερους σύμφωνους ομόδυνους δέκτες καθώς και παραδείγματα τέτοιων δεκτών.



Σχήμα 3.3.5 Μέθοδοι αποδιαμόρφωσης σήματος στον ομόδυνο δέκτη

### 3.3.3 Βασική Συνδεσμολογία Σύμφωνης Ομόδυνης Φώρασης

Στην παρούσα διπλωματική μας απασχολούν δέκτες οι οποίοι ανιχνεύουν τη συμφασική και ορθογώνια συνιστώσα οπτικών σημάτων με πολύ-επίπεδη διαμόρφωση. Οι δέκτες αυτοί αποτελούνται από ένα οπτικό υβρίδιο  $2 \times 4$   $90^\circ$ , το οποίο περιγράφηκε στην παράγραφο 3.2.1.4 και δύο διατάξεις οι οποίες εφαρμόζουν τη διαδικασία της ισοσταθμισμένης φώρασης. Στο σχήμα βλέπουμε ότι οι είσοδοι του οπτικού υβριδίου είναι το λαμβανόμενο σήμα,  $E_s(t)$  και το σήμα του οπτικού ταλαντωτή  $E_{LO}(t)$  και οι έξοδοι του τα σήματα  $E_{out1}(t), E_{out2}(t), E_{out3}(t), E_{out4}(t)$  τα οποία στη συνέχεια μέσω των φωτοδιόδων μετατρέπονται σε συμφασικό και ορθογώνιο φωτόρευμα. Πιο αναλυτικά :



Σχήμα 3.3.6 Συνδεσμολογία ομόδυνης φώρασης

Ιδανικά, αν υποθέσουμε ότι δεν υπάρχουν τυχαίες μεταβολές φάσης και θόρυβος η έξοδος του οπτικού υβριδίου 2X4 90° είναι

$$\begin{bmatrix} E_{out1}(t) \\ E_{out2}(t) \\ E_{out3}(t) \\ E_{out4}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} E_s(t) + E_{lo}(t) \\ E_s(t) + jE_{lo}(t) \\ E_s(t) - E_{lo}(t) \\ E_s(t) - jE_{lo}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3.6)$$

Οι έξοδοι του υβριδίου εισέρχονται στη συνέχεια στους δύο ισοσταθμισμένους φωρατές, από τους οποίους παίρνουμε ως έξοδο τα δύο φωτορεύματα :

$$I_I(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{LO} \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)] + i_{sh_I} \quad (3.3.7)$$

$$I_Q(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{LO} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)] + i_{sh_Q}$$

όπου  $i_{sh_I}, i_{sh_Q}$  οι συνολικοί θόρυβοι βολής στους δύο βραχίονες.

### 3.3.4 Ασύγχρονοι Δέκτες

Μία κατηγορία ομόδυνων δεκτών είναι οι ασύγχρονοι οι οποίοι εφαρμόζουν διαφορική κωδικοποίηση μετά τη φώραση του σήματος. Η διαφορική αποκωδικοποίηση μπορεί να γίνει είτε με αναλογικά μέσα είτε με ψηφιακά . Στην πρώτη περίπτωση ονομάζονται δέκτες διαφοροποίησης φάσης (phase diversity receivers). Οι δέκτες αυτοί δημιουργήθηκαν για πρώτη φορά στα τέλη της δεκαετίας του '80 και αποτελούνται από δομές με πολλούς κλάδους ώστε να αποδιαμορφώνουν σήματα 2ASK, 2FSK και DBPSK .Στην παράγραφο αυτή θα δοθούν παραδείγματα τέτοιων δεκτών . Για απλούστευση , θα θεωρήσουμε ότι δεν υπάρχει θόρυβος ενισχυτή και θόρυβος βολής. Συνεπώς οι εξίσωσεις 3.3.7 γίνονται :

$$I_I(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{LO} \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)] \quad (3.3.8)$$

$$I_Q(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot e_s e_{LO} \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)]$$

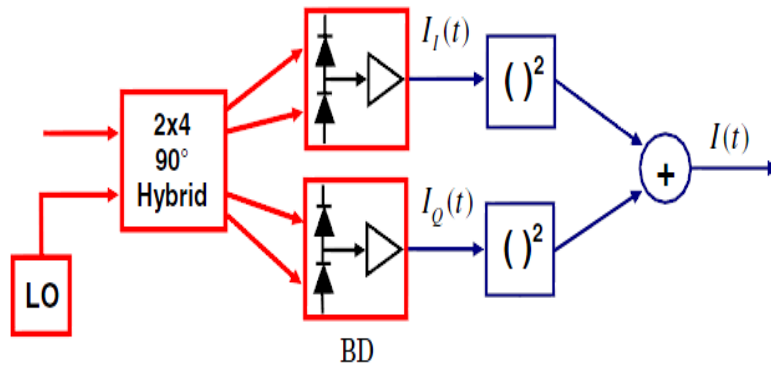
#### 3.3.4.1 Ασύγχρονος Δέκτης ASK

Στην απλούστερη εκδοχή του , μετά τις φωτοδιόδους ακολουθεί ηλεκτρικό κύκλωμα , το οποίο, υψώνει στο τετράγωνο και στη συνέχεια προσθέτει τις δύο συνίστωσες που προκύπτουν μετά την ισοσταθμισμένη φώραση. Θα προκύψει τότε το φωτόρευμα:

$$I(t) = I_I^2(t) + I_Q^2(t) = R^2 P_s P_{LO} a^2(t) \quad (3.3.9)$$

Όπως βλέπουμε, η παραπάνω εξίσωση δεν εξαρτάται από τη φάση του εισερχόμενου σήματος , παρά μόνο από το πλάτος. Συνεπώς η συγκεκριμένη διάταξη είναι κατάλληλη για τη φώραση σημάτων που περιέχουν την πληροφορία στο πλάτος

τους, δηλαδή οπτικά σήματα ASK. Παρατηρούμε επίσης ότι στη συγκεκριμένη διάταξη δεν απαιτείται έλεγχος συχνότητας μέσω κάποιου βρόχου. Στη θέση του οπτικού υβριδίου θα μπορούσε επίσης να τοποθετηθεί ένας συζεύκτης 3X3. Σε αυτή την περίπτωση θα υπάρχουν διατάξεις στον δέκτη που θα μπλοκάρουν τη DC συνιστώσα.



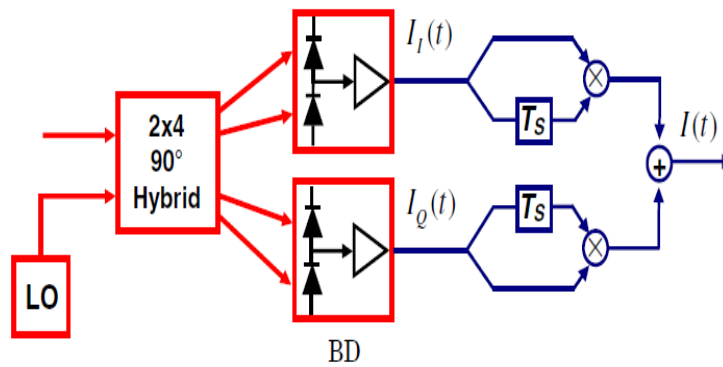
Σχήμα 3.3.7 Ασύγχρονος δέκτης ASK

### 3.3.4.2 Ασύγχρονος Δέκτης DBPSK

Μία παρόμοια συνδεσμολογία χρησιμοποιείται για τη φώραση σημάτων με διαφορετική διαμόρφωση φάσης. Στην απλούστερη μορφή της, ανιχνεύει ένα σήμα DBPSK ως εξής. Τα  $I_I(t)$  και  $I_Q(t)$  δίνονται από τις εξισώσεις 3.3.8. Στη συνέχεια τα δύο σήματα εισέρχονται σε δύο ίδια ηλεκτρονικά κυκλώματα στα οποία αρχικά υπάρχει καθυστέρηση κατά ένα σύμβολο και στη συνέχεια μίξη των δύο σημάτων. Τελικά παράγεται το ηλεκτρικό σήμα :

$$I(t) = R^2 P_s P_{LO} a(t) a(t - T_s) \cdot \cos[\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_n(t) + \Delta\omega T_s] \quad (3.3.10)$$

Ιδανικά η διαφορά φάσης μεταξύ δύο συνεχόμενων συμβόλων  $\Delta\varphi(t)$  παίρνει τιμές 0 και  $\pi$ . Ακόμη ισχύει  $a(t) = a(t - T_s) = 1$ . Αν υποθέσουμε ότι δεν υπάρχει θόρυβος φάσης προκύπτει ένα δυαδικό ρεύμα και τα δεδομένα μπορούν να ανακτηθούν με δυαδικές αποφάσεις στο 0.



Σχήμα 3.3.8 Ασύγχρονος δέκτης DBPSK

### 3.3.4.3 Ασύγχρονος Δέκτης DPSK

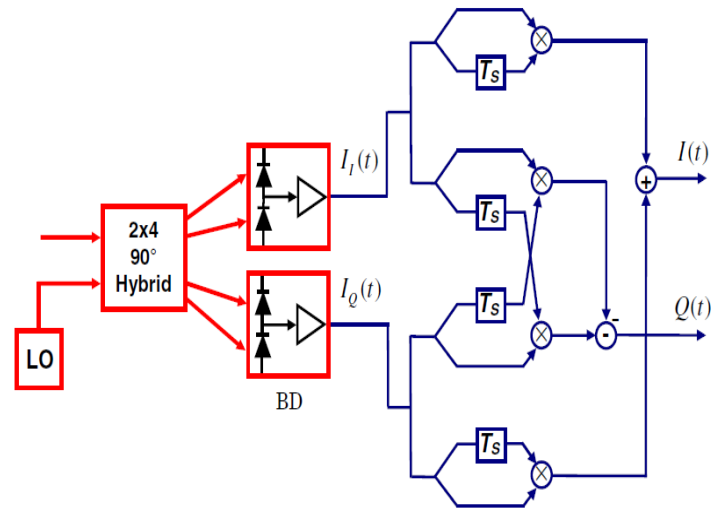
Η συνδεσμολογία του σχήματος 3.3.8 μπορεί να διαμορφωθεί κατάλληλα ώστε να επιτυγχάνεται η φώραση σημάτων DPSK και QAM με κυκλική μορφή. Το ηλεκτρονικό κύκλωμα που ακολουθεί το υβρίδιο παράγει και τη συμμασική και την ορθογώνια συνιστώσα του λαμβανόμενου σήματος. Για την πρώτη, ακολουθεί την ίδια διαδικασία με αυτή του σήματος DBPSK πολλαπλασιάζοντας τα  $I_I(t)$  και  $I_Q(t)$  με τις καθυστερημένες εκδοχές τους και στη συνέχεια προσθέτοντας τα αποτελέσματα. Στην περίπτωση της ορθογώνιας συνιστώσας, αφού δημιουργηθούν οι καθυστερημένες κατά ένα σύμβολο εκδοχές των συνιστωσών, πολλαπλασιάζονται χιαστί και τα αποτελέσματα αφαιρούνται. Με τον τρόπο αυτό λαμβάνουμε την ορθογώνια συνιστώσα η οποία δίνεται από τον τύπο :

$$Q(t) = R^2 P_s P_{LO} a(t) a(t - T_s) \cdot \sin[\Delta\varphi(t) + \Delta\varphi_n(t) + \Delta\omega T_s] \quad (3.3.11)$$

Στη συνέχεια, η πληροφορία που βρίσκεται κωδικοποιημένη στον όρο  $\Delta\varphi(t)$  αξιολογείται με τις κατάλληλες μεθόδους.

Στην περίπτωση αυτών των δεκτών πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν οι εξής παράγοντες. Ο θόρυβος φάσης και η μετατόπιση συχνότητας (frequency offset). Εφόσον η αποδιαμόρφωση βασίζεται στη διαφορά φάσης μεταξύ των συμβόλων, ο θόρυβος φάσης μπορεί να αποτελέσει σημαντικό παράγοντα παραμόρφωσης. Όσο αφορά την μετατόπιση συχνότητας, πρέπει να είναι σταθερή ώστε να παράγονται και διαγράμματα αστερισμού τα οποία στρέφονται σταθερά κατά  $\Delta\omega \cdot T_s$ . Στην πράξη για να επιτευχθεί αυτό εφαρμόζεται αυτόματος έλεγχος συχνότητας.



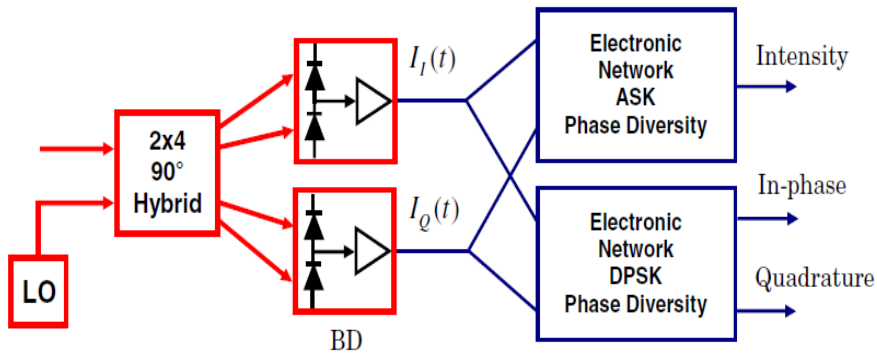


Σχήμα 3.3.9 Ασύγχρονος δέκτης DPSK

### 3.3.4.4 Ασύγχρονος Δέκτης QAM

Σε σύγκριση με τους δέκτες άμεσης φώρασης, οι ασύγχρονοι ομόδουνοι δέκτες έχουν καλύτερη απόδοση όσον αφορά την εξίσωση της ηλεκτρονικής παραμόρφωσης (electronic distortion equalization-EDE) και επιτρέπουν την επιλογή καναλιών WDM με τη χρήση ενός laser συντονισμού. Ακόμη δεν απαιτείται η ύπαρξη οπτικού φίλτρου για την επιλογή του κατάλληλου μήκους κύματος. Οι ανεπιθύμητοι όροι εξαλείφονται από τη διαδικασία της ισοσταθμισμένης φώρασης. Η επιλογή καναλιού μπορεί να γίνει επίσης και με τη χρήση ενός ηλεκτρικού βαθυπερατού φίλτρου που θα τοποθετηθεί ακριβώς πίσω από το οπτικό υβρίδιο. Το παραπάνω επιτρέπει το βέλτιστο διαχωρισμό μεταξύ των καναλιών και υψηλή φασματική απόδοση στη μετάδοση WDM.

Βασιζόμενοι στη συνδεσμολογία που παρουσιάστηκε για τον DPSK δέκτη μπορούμε να δημιουργήσουμε έναν δέκτη ο οποίος θα ανιχνεύει σήματα QAM με κυκλική μορφή και διαφορεικά κωδικοποιημένη φάση. Τα ορθογώνια ρεύματα εισέρχονται σε ηλεκτρονικά κυκλώματα με σκοπό να εξαχθούν οι πληροφορίες στην ένταση και τη φάση του σήματος. Πρόκειται για κυκλώματα διαφοροποίησης φάσης ASK και διαφοροποίησης φάσης DPSK αντίστοιχα. Τα σήματα που προκύπτουν στη δεύτερη περίπτωση δίνονται από τις εξισώσεις 3.3.10 και 3.3.11. Τα bits δεδομένων που είναι κωδικοποιημένα στο πλάτος εξάγονται από το σήμα έντασης. Οι πληροφορίες της διαφοράς φάσης, που βρίσκονται στις ορθογώνιες συνιστώσες, μετά το ηλεκτρονικό κύκλωμα εκτιμούνται από κάποιο κύκλωμα απόφασης ( arg-decision ή IQ-decision) τα οποία θα αναλυθούν παρακάτω.



Σχήμα 3.3.10 Ασύγχρονος δέκτης QAM

### 3.3.4.5 Ομόδουνοι Δέκτες Διαφοροποίησης Φάσης και Πόλωσης

Στην ανάλυση των προηγούμενων δεκτών για λόγους απλότητας δεν συμπεριλήφθηκε η πόλωση των σημάτων. Στην πραγματικότητα όμως, αποτελεί βασικό χαρακτηριστικό των οπτικών σημάτων και πρέπει να είναι κατάλληλη ώστε να αποφεύγεται η παραμόρφωση. Από τις παράπανω εξισώσεις (3.3.7) βλέπουμε ότι τα φωτορεύματα που προκύπτουν εξαρτώνται από την πόλωση του λαμβανόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή. Για να επιτευχθούν τα μέγιστα φωτορεύματα πρέπει οι πολώσεις να είναι παράλληλες. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση διαχωριστών δέσμης πόλωσης (Polarization Beam Splitter-PBS)

Όπως βλέπουμε στο σχήμα τα PBS τοποθετούνται μπροστά από τα οπτικά υβρίδια. Η πόλωση του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να είναι τυχαία και η ισχύς του ισομοιράζεται στις δύο εξόδους του PBS. Στην πραγματικότητα, οι δύο εξοδοί του διαχωριστή έχουν γραμμική πόλωση. Η πόλωση του σήματος που παράγει ο τοπικός ταλαντωτής είναι  $45^\circ$ . Με τον τρόπο, τα δύο σήματα συμβάλλουν στα οπτικά frontends με παράλληλη πόλωση. Μετά τη φάραση, τα δύο ρεύματα συνδυάζονται σε ηλεκτρικά κυκλώματα. Σε περίπτωση που τα σήματα έχουν καθυστέρηση φάσης, το ίδιο ισχύει και για τα φωτορεύματα που προκύπτουν. Η απλή πρόσθεση των συμφασικών και ορθογώνιων συνιστωσών μπορεί να αντιμετωπίσει την καθυστέρηση στη φάση αλλά από την άλλη δεν θα επιτυγχάνεται ο ιδανικός έλεγχος της πόλωσης. Το παραπάνω πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψιν και για την αντιμετώπιση του έχουν αναπτυχθεί διάφορες διατάξεις.

Μπορούμε να εξετάσουμε τα παραπάνω χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις προηγούμενων παραγράφων. Πιο συγκεκριμένα, το λαμβανόμενο σήμα  $E_s$  και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή δίνονται από τις εξισώσεις 2.2.1 και 2.2.2. Για ευκολία επαναλαμβάνονται εδώ :

$$\begin{aligned}
 E_s(t) &= \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\varphi_{ns}(t)} \cdot e_s \\
 E_{lo}(t) &= \sqrt{P_{lo}} \cdot e^{j(\omega_{lo} t + \phi_{lo})} \cdot e^{j\varphi_{nlo}(t)} \cdot e_{lo}
 \end{aligned}
 \tag{3.3.12}$$

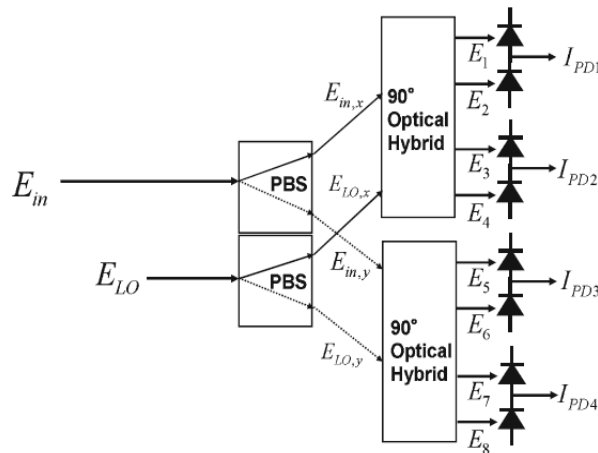
Τα δύο σήματα εισέρχονται στα PBS των οποίων οι έξοδοι είναι :

$$\begin{bmatrix} E_{sx} \\ E_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{a} \cdot e^{j\delta} \\ \sqrt{1-a} \end{bmatrix} \sqrt{P_s} \cdot e^{j(\omega_s t + \phi_s)} \cdot a(t) \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\varphi_{ns}(t)}, \quad \begin{bmatrix} E_{lox} \\ E_{loy} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{P_{lo}} \\ \sqrt{P_{lo}} \end{bmatrix} e^{j(\omega_{lo} t + \phi_{lo})} \cdot e^{j\varphi_{nlo}(t)} \quad (3.3.13)$$

όπου  $a$  είναι ο λόγος ισχύος των δύο συνιστωσών πόλωσης και  $\delta$  η διαφορά φάσης μεταξύ τους. Οι παράμετροι αυτές εξαρτώνται από τη διαθλαστικότητα της ίνας και τον χρόνο. Όσον αφορά τον τοπικό ταλαντωτή, βλέπουμε ότι το σήμα χωρίζεται σε δύο ίσες συνιστώσες. Με βάση τις εξόδους των οπτικών υβριδίων που είδαμε στις εξισώσεις 3.2.8 θα έχουμε :

$$\begin{aligned} E_{1,2} &= \frac{1}{2} (E_{sx} \pm E_{lox}) \\ E_{3,4} &= \frac{1}{2} (E_{sx} \pm jE_{lox}) \\ E_{5,6} &= \frac{1}{2} (E_{sy} \pm E_{loy}) \\ E_{7,8} &= \frac{1}{2} (E_{sy} \pm jE_{loy}) \end{aligned} \quad (3.3.14)$$

Σήμερα δίνεται βάση στους ψηφιακούς δέκτες για σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης και πολυπλεξία διαίρεσης πόλωσης (polarization division multiplexing). Οι δέκτες αυτοί χρησιμοποιούν τη διάταξη του σχήματος και στη συνέχεια μετατρέπουν τα φωτορεύματα από αναλογική σε ψηφιακή μορφή. Ακολουθεί αποπολυπλεξία βασισμένη στην πόλωση ενώ οι παράγοντες υποβάθμισης διορθώνονται με adaptive digital equalization.



Σχήμα 3.3.11 Ασύγχρονος δέκτης με χρήση PBS

### 3.3.4.6 Ομόδουνοι Δέκτες με ψηφιακή διαφορική αποδιαμόρφωση

Το δεύτερο στάδιο δεκτών διαφοροποίησης φάσης, δηλαδή η αποκωδικοποίηση των δεδομένων μπορεί να υλοποιηθεί και με ψηφιακά μέσα. Οι δέκτες αυτοί βασίζονται στην ανάπτυξη της τεχνολογίας της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Όπως βλέπουμε τα σήματα που προκύπτουν από τη βασική συνδεσμολογία (εξισώσεις 3.3.7) υφίστανται δειγματοληψία ανά σύμβολο από τους A/D μετατροπείς. Τα δείγματα που προκύπτουν δίνονται από τις εξισώσεις :

$$\begin{aligned} I_{I_k} &= R\sqrt{P_S P_{LO}} \cdot a_k \cdot \cos[\Delta\omega t_k + \varphi_{n_k} + \varphi_o + \varphi_k] \\ I_{Q_k} &= R\sqrt{P_S P_{LO}} \cdot a_k \cdot \sin[\Delta\omega t_k + \varphi_{n_k} + \varphi_o + \varphi_k] \end{aligned} \quad (3.3.15)$$

όπου τα  $a_k, \varphi_k, \varphi_{n_k}$  αναπαριστούν τα δείγματα του διαμορφωμένου πλάτους και φάσης και του συνολικού θορύβου αντίστοιχα. Χρησιμοποιώντας τη διαδικασία arg-operation (αναλύεται σε επόμενη παράγραφο) στα δείγματα της συμφασικής και ορθογώνιας συνιστώσας, προκύπτει η φάση του k-οστού συμβόλου η οποία είναι :

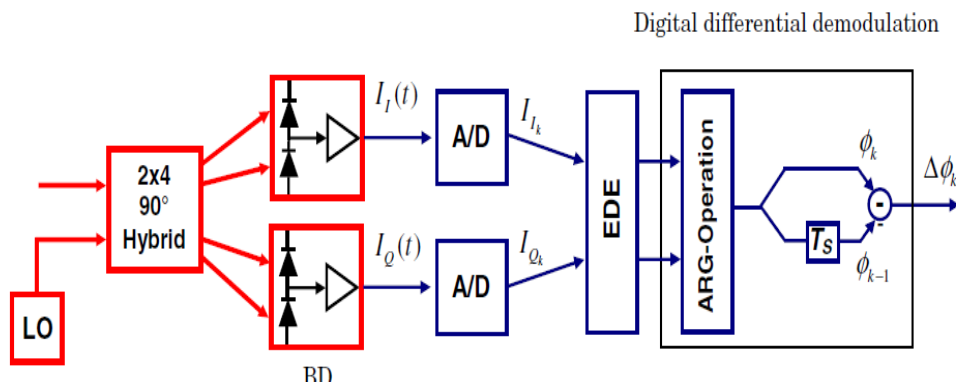
$$\varphi_k = \arg\{I_{I_k}, I_{Q_k}\} = \Delta\omega t_k + \varphi_{n_k} + \varphi_o + \varphi_k \quad (3.3.16)$$

Στη συνέχεια αφαιρούμε τη φάση του προηγούμενου συμβόλου (k-1) από τη φάση του k-οστού συμβόλου και έχουμε τη διαφορά φάσης :

$$\Delta\varphi_k = \varphi_k - \varphi_{k-1} = \Delta\varphi_k + \Delta\varphi_{n_k} + \Delta\omega T_s \quad (3.3.17)$$

Αυτό που πρέπει να τονιστεί είναι ότι εφόσον έχουμε διαφορική αποδιαμόρφωση δεν μας ενδιαφέρουν οι απόλυτες φάσεις αλλά η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο συμβόλων. Τέλος σημαντικές είναι οι επιπτώσεις του θορύβου φάσης και της μετατόπισης φάσης και για το λόγο αυτό έχουν μελετηθεί εκτενώς.

Ο παραπάνω δέκτης μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στην περίπτωση QAM σημάτων. Για να αποκτήσουμε τις πληροφορίες από το διαμορφωμένο πλάτος αρκεί να υπολογίσουμε το :  $a_k^2 = I_{I_k}^2 + I_{Q_k}^2$



Σχήμα 3.3.12 Ομόδουνος δέκτης με ψηφιακή διαφορική αποδιαμόρφωση

### 3.3.5 Σύγχρονοι Ομόδουνοι Δέκτες

Στους σύγχρονους δέκτες, σε αντίθεση με τους ασύγχρονους η ακριβής φάση του λαμβανόμενου σήματος καθορίζεται μετά τη μίξη με το σήμα που παράγει ο τοπικός ταλαντωτής. Έτσι επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ευαισθησία στον δέκτη σε σχέση με τους ασύγχρονους δέκτες. Βέβαια, ο συγχρονισμός του φέροντος είναι πρακτικά δύσκολο να εφαρμοστεί. Η μεγάλη πρόοδος όμως της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος επιτρέπει την εφαρμογή του ψηφιακού τεχνικών συγχρονισμού του φέροντος σε οπτικούς δέκτες.

Για να κατανοήσουμε τη λειτουργία των σύγχρονων δεκτών, θεωρούμε πάλι τις εξόδους του οπτικού quadrature frontend οι οποίες είναι :

$$I_I(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot \cos[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)] + n_I, \quad (3.3.18)$$

$$I_Q(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot a(t) \cdot \sin[\Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o + \varphi(t)] + n_Q$$

όπου  $n_I, n_Q$  ο συνολικός προσθετικός θόρυβος στους δύο βραχίονες. Οι όροι αυτοί μπορούν να αντικατασταθούν από το θόρυβο βολής ( $i_{sh_I}, i_{sh_Q}$ ) στην περίπτωση που θεωρήσουμε φάραση μόνο με θόρυβο βολής. Θεωρούμε επίσης το διάνυσμα που περιγράφει το πλάτος και τη φάση του IQ διαμορφωμένου σήματος:

$$X(t) = I_I(t) + jI_Q(t) = R\sqrt{P_s P_{LO}} \cdot A(t) \cdot e^{j\Phi(t)} + n_c \quad (3.3.19)$$

όπου  $A(t)$  η περιβάλλουσα που περιέχει την διαμορφωμένη πληροφορία,  $\Phi(t)$  είναι το λάθος στη φάση εξαιτίας της μετατόπισης συχνότητας, του θορύβου φάσης και της αρχικής μετατόπισης συχνότητας και  $n_c$ , ο συνολικός θόρυβος. Οι παράμετροι αυτές δίνονται από τις εξισώσεις :

$$A(t) = \alpha(t) \cdot e^{j\varphi(t)}, \Phi(t) = \Delta\omega t + \varphi_n(t) + \varphi_o, n_c = n_I + jn_Q \quad (3.3.20)$$

Όπως διαπιστώνουμε από τις εξισώσεις 3.3.21, η ανάκτηση της πληροφορίας μπορεί να αποτύχει είτε εξαιτίας του υψηλού θορύβου (βολής και ενισχυτή) είτε της τυχαίας στροφής του διαγράμματος αστερισμού που θα προκύψει από λάθος φάσης. Το τελευταίο μπορεί να αντιμετωπιστεί χρησιμοποιώντας τεχνικές συγχρονισμού του φέροντος, οι οποίες αναλύονται στην επόμενη παράγραφο.

#### 3.3.5.1 Τεχνικές Συγχρονισμού του Φέροντος

Σκοπός των τεχνικών αυτών είναι ο υπολογισμός του λάθους φάσης,  $\Phi(t)$  και η κατάλληλη περιστροφή του διαγράμματος αστερισμού ώστε τελικά να διορθώνεται η φάση του λαμβανόμενου σήματος. Οι δύο συνιστώσες του θορύβου (θόρυβος φάσης του laser και μετατόπιση συχνότητας) μπορούν να αντιμετωπιστούν είτε χωριστά είτε με τη χρήση μιας παράλληλης μεθόδου υπολογισμού της συχνότητας και της φάσης.

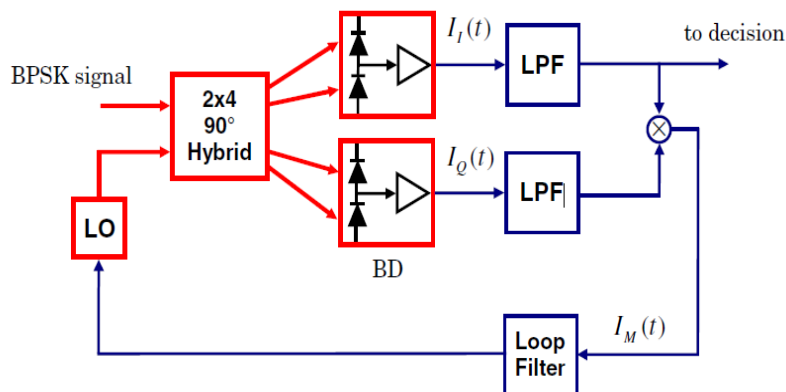
Οι τεχνικές ανάκτησης της φάσης και της συχνότητας μπορούν να χωριστούν σε κατηγορίες. Η κατηγοριοποίηση αυτή σχετίζεται με τη γνώση των δεδομένων πριν υπολογιστεί το λάθος φάσης. Στην πρώτη κατηγορία, μέρος των δεδομένων είναι γνωστά πριν την ανάκτηση της φάσης. Στη δεύτερη, θεωρούμε ότι τα δεδομένα

υπολογίζονται σωστά κατά την ανάκτηση τους και αντικαθιστούν τα πραγματικά. Τέλος, την τρίτη κατηγορία τα δεδομένα δεν είναι γνωστά από πριν και για τον υπολογισμό του λάθους φάσης χρησιμοποιείται μόνο το λαμβανόμενο σήμα.

Για να επιτευχθεί ο συγχρονισμός του φέροντος χρησιμοποιούνται διάφορες διατάξεις. Μια από αυτές είναι οι κλειστοί βρόχοι κλειδώματος φάσης. Σε αυτή την τοπολογία παράγεται ένα διορθωτικό σήμα το οποίο μέσω της αρνητικής ανάδρασης συγχρονίζει το λαμβανόμενο σήμα και τον τοπικό ταλαντωτή. Υπάρχουν επίσης τοπολογίες ανοιχτού βρόχου, με τις οποίες οι κατάλληλες παράμετροι εξάγονται απευθείας από το λαμβανόμενο σήμα και ακολουθεί η διόρθωσή τους. Τέλος, μετά τη ραγδαία ανάπτυξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, η ανάκτηση του φέροντος πραγματοποιείται με ψηφιακά μέσα. Με τον τρόπο αυτόν, αποφεύγονται οι πρακτικές δυσκολίες υλοποίησης των βρόχων όπως για παράδειγμα οι αυστηρές προδιαγραφές που αφορούν τη γραμμή φάσματος του laser. Στην επόμενη παράγραφο θα δώσουμε παραδείγματα σύμφωνων δεκτών που χρησιμοποιούν κλειστούς βρόχους κλειδώματος φάσης.

### 3.3.5.2 Οπτικός Βρόχος Κλειδώματος Φάσης σε δέκτη BPSK

Ο βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop) είναι ένα σύστημα ανάδρασης που οδηγεί τον τοπικό ταλαντωτή να ακολουθεί τη συχνότητα και τη φάση του σήματος αναφοράς. Για να κατανοήσουμε τη λειτουργία του, θα μελετήσουμε αναλυτικότερα έναν δέκτη BPSK με βρόχο κλειδώματος φάσης. Ο συγκεκριμένος βρόχος ονομάζεται Costas loop.



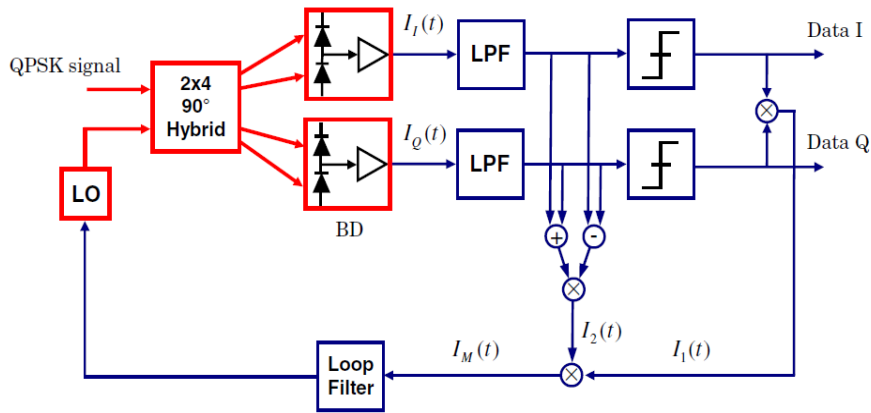
Σχήμα 3.3.13 Οπτικός βρόχος σε δέκτη BPSK

Όπως βλέπουμε στο σχήμα, το quadrature frontend ακολουθείται από βαθυπερατά φίλτρα και έναν πολλαπλασιαστή. Η διάταξη αυτή αποτελεί τον ανιχνευτή φάσης, ο οποίος παράγει ένα διορθωτικό σήμα ανάλογα με το λάθος στη φάση. Αν δεν λάβουμε υπ' όψιν τον σύνθετο θόρυβο  $n_c$ , η εξίσωση του διορθωτικού σήματος είναι :

$$I_M(t) = I_I(t) \cdot I_Q(t) = \frac{1}{2} R^2 P_s P_{lo} \cdot a^2(t) \cdot \sin[2\Phi(t) + 2\varphi(t)] \quad (3.3.21)$$

Στη διαμόρφωση BPSK ισχύει ιδανικά ότι  $a^2(t) = 1$  και  $\varphi(t) = n \cdot 180^\circ (n \in \{0,1\})$ . Συνεπώς για μικρές μεταβολές της φάσης θα ισχύει  $I_M(t) \sim 2\Phi(t)$ . Το σήμα αυτό στη συνέχεια φιλτράρεται ώστε να ρυθμιστεί το φάσμα του και να εξασφαλιστεί η σταθερή λειτουργία του βρόχου. Τέλος, το σήμα αυτό εισέρχεται στον τοπικό ταλαντωτή οποίος παράγει το κατάλληλο οπτικό κύμα.

### 3.3.5.3 Οπτικός Βρόχος Κλειδώματος Φάσης σε δέκτη QPSK



Σχήμα 3.3.14 Οπτικός βρόχος σε δέκτη QPSK

Στην περίπτωση ανίχνευσης σημάτων διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, οι δέκτες αποτελούνται από συνθετότερες διατάξεις. Στο σχήμα βλέπουμε ότι υπάρχουν τρεις πολλαπλασιαστές. Τα σήματα που προκύπτουν από τους δύο πρώτους είναι :

$$\begin{aligned} I_1(t) &\sim \sin[2\Phi(t) + 2\varphi(t)] \\ I_2(t) &\sim \cos[2\Phi(t) + 2\varphi(t)] \end{aligned} \quad (3.3.22)$$

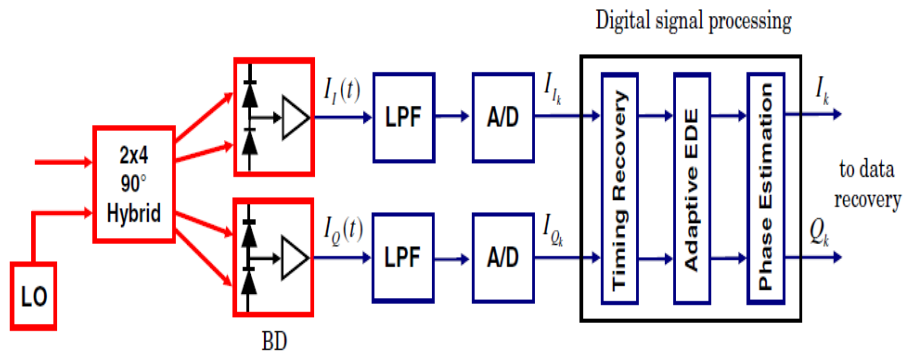
Μετά τον τρίτο πολλαπλασιαστή, προκύπτει το διορθωτικό σήμα  $I_M(t) \sim \sin[4\Phi(t) + 4\varphi(t)]$ . Στην περίπτωση της διαμόρφωσης QPSK ισχύει  $\varphi(t) = 45^\circ + n \cdot 90^\circ (n \in \{0,1,2,3\})$ . Έτσι το διορθωτικό σήμα είναι ανεξάρτητο από τα δεδομένα που εκπέμπονται.

### 3.3.5.3 Εκτίμηση φάσης με ψηφιακά μέσα

Όπως ειπώθηκε και παραπάνω, οι κλειστοί βρόχοι κλειδώματος φάσης στην πράξη είναι δύσκολο να υλοποιηθούν και απαιτούν αυστηρές προδιαγραφές όσον αφορά το εύρος γραμμής του laser, ειδικά όταν πρόκειται για σήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης. Για το λόγο αυτό, οι μελέτες στρέφονται στη ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Στους σύμφωνους ψηφιακούς δέκτες, εκτελείται ψηφιακός συγχρονισμός του φέροντος και συνεπώς δεν απαιτείται η ύπαρξη κάποιου βρόχου στον τοπικό

ταλαντωτή. Να επισημάνουμε ακόμη, ότι αντιμετωπίζονται με ψηφιακά μέσα φαινόμενα όπως η χρωματική διασπορά και οι μη γραμμικότητες.

Στο σχήμα βλέπουμε έναν ψηφιακό δέκτη που εφαρμόζει σύγχρονη φώραση. Μετά το quadrature frontend οι ορθογώνιες συνιστώσες διέρχονται από βαθυπερατά φίλτρα και μετατροπείς analog to digital, όπου και δειγματοληπτούνται. Στη συνέχεια μέσω κατάλληλης διάταξης (timing recovery) και αλγορίθμων, τα δείγματα συγχρονίζονται με το ρυθμό του συμβόλου. Τέλος, γίνεται ακολουθείται η διαδικασία adaptive EDE και ο υπολογισμός της φάσης.



Σχήμα 3.3.15 Ομόδονος δέκτης ψηφιακής επεξεργασίας σήματος

### 3.3.6 Βασικές Λειτουργίες Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος και Παράγοντες που επηρεάζουν την Ποιότητα Λήψης

#### 3.3.6.1 Ψηφιακή Επεξεργασία σήματος στα σύμφωνα οπτικά δίκτυα

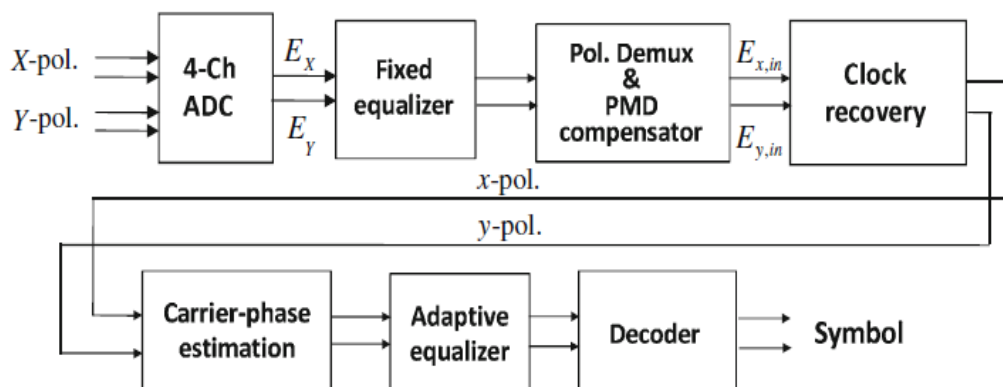
Η εξέλιξη των ολοκληρωμένων ψηφιακών κυκλωμάτων προσφέρει τη δυνατότητα η επεξεργασία του ηλεκτρικού σήματος να γίνεται με ψηφιακό τρόπο.

Τα πλεονεκτήματα των σύμφωνων ψηφιακών δεκτών είναι πολλά. Μπορούν να ανιχνεύσουν όλα τα πολύ-επίπεδα σχήματα διαμόρφωσης βελτιώνονται έτσι τη φασματική απόδοση του δέκτη. Οι ψηφιακοί σύμφωνοι δέκτες προτιμώνται σε αυτή την περίπτωση αφού η υλοποίηση των άλλων διατάξεων, όσο τα bits ανά σύμβολο αυξάνονται, είναι ιδιαίτερα πολύπλοκη. Ακόμη, σημαντικό πλεονέκτημα των δεκτών αυτών είναι η λειτουργία τους μετά την επεξεργασία του σήματος. Για παράδειγμα, η αποδιαμόρφωση ενός IQ σήματος από έναν ψηφιακό δέκτη είναι μια γραμμική διαδικασία. Έτσι διατηρείται όλη η πληροφορία στο πλάτος του σήματος παρά τη φώραση που έχει προηγηθεί. Επίσης, διαδικασίες όπως το φιλτράρισμα και η αντιστάθμιση της διασποράς μπορούν να γίνουν σε επίπεδο ηλεκτρικού σήματος, μετά τη φώραση. Τέλος, στους σύμφωνους ψηφιακούς δέκτες είναι δυνατή η επεξεργασία κατάλληλα πολωμένων σημάτων καθώς και η αποπολυπλεξία τους και το polarization



mode dispersion (PMD). Με τον τρόπο αυτό μειώνεται η χρήση των μεγάλων και αργών διατάξεων ελέγχου πόλωσης και καθυστέρησης γραμμής.

Στο διάγραμμα του σχήματος 3.3.16 βλέπουμε τις λειτουργίες που αφορούν τη ψηφιακή επεξεργασία του σήματος. Υποθέτουμε ότι προηγείται η φώραση του λαμβανόμενου σήματος, το οποίο είναι διαμορφωμένο κατά φάση και πολωμένο, από έναν σύμφωνο ομόδουνο δέκτη. Με τη χρήση αυτού του δέκτη λαμβάνουμε όλες τις πληροφορίες του οπτικού φέροντος, δηλαδή το σύνθετο πλάτος και την κατάσταση της πόλωσης. Τα δεδομένα μετατρέπονται στη συνέχεια από σε ψηφιακή μορφή από μετατροπείς ADC (Analog to Digital Converter) και ακολουθούν τα κυκλώματα DSP (Digital Signal Processing)



Σχήμα 3.3.16 Διάγραμμα ροής ψηφιακής επεξεργασίας σήματος

#### Δειγματοληψία και παραγωγή παλμών χρονισμού

Στους ψηφιακούς δέκτες χρησιμοποιείται ο συγχρονισμός ρολογιού. Το ρολόι παράγει ένα ειδικό σήμα που χρησιμοποιείται για τον χρονισμό των κυκλωμάτων. Το παραπάνω μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας το σήμα, το οποίο προηγουμένως έχει δειγματοληπτηθεί. Απαραίτητη προϋπόθεση είναι η συχνότητα δειγματοληψίας να είναι ίση ή μεγαλύτερη από το διπλάσιο του ρυθμού συμβόλου. Μετά το συγχρονισμό, τα δεδομένα δειγματολειτουργούνται και πάλι ώστε να υπάρχει τελικά ένα δείγμα ανά περίοδο συμβόλου.

Εναλλακτικά, μπορεί ο συγχρονισμός του ρολογιού να γίνει απευθείας από το λαμβανόμενο σήμα με την ανίχνευση της έντασης του. Στη συνέχεια τα φωτορεύματα δειγματολειτουργούνται και κβαντίζονται από το μετατροπέα ADC σύμφωνα με το συγχρονισμό από το ρολόι.

#### Εξισορρόπηση Διασυμβολικής Παρεμβολής

Η διάδοση μέσα από την οπτική ίνα προκαλεί το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής. Πρόκειται για την παρεμβολή ενός συμβόλου στα επόμενα που ακολουθούν εξαιτίας των χρονικά μετατοπισμένων αντιγράφων του σήματος που φτάνουν στον δέκτη και προκαλείται από τη διασπορά στην ταχύτητα ομάδας, το

φιλτράρισμα και τους περιορισμούς όσον αφορά το φάσμα. Η διασυμβολική παρεμβολή (Inter-symbol Interference –ISI) προκαλεί όπως είναι αναμενόμενο μείωση της απόδοσης του συστήματος. Στη ψηφιακή επεξεργασία σήματος σε έναν σύμφωνο δέκτη, η αντιμετώπιση του ISI γίνεται με τη χρήση ενός φίλτρου (transversal filter) στο οποίο το tap spacing είναι ίσο με την περίοδο συμβόλου  $T$ . Το φίλτρο αυτό είναι γνωστό και ως FIR filter (finite-impulse response filter).

#### Ευθυγράμμιση Πόλωσης

Στο επόμενο στάδιο γίνεται η αποδιαμόρφωση όσον αφορά τον πόλωση του σήματος και αντισταθμίζεται η διασπορά τρόπων πόλωσης (Polarization Mode Dispersion-PMD). Αν πρόκειται για σήμα με ένα τρόπο πόλωσης, πρέπει ο δέκτης να ευθυγραμμιστεί με αυτόν. Χρησιμοποιείται για τον λόγο αυτό η μέθοδος maximal-ratio combining. Σε αυτή, υπολογίζεται ο λόγος  $r = E_x(i)/E_y(i)$  ( $i$  ο αριθμός του δείγματος) ο οποίος χρησιμοποιείται ώστε να παραχθεί το σήμα  $E_m$ , το οποίο είναι ανεξάρτητο από τον αρχικό τρόπο πόλωσης. Στην περίπτωση που το λαμβανόμενο σήμα έχει dual polarizations χρησιμοποιούνται αλγόριθμοι όπως ο Constant-Modulus Algorithm (CMA).

#### Υπολογισμός Φάσης

Σε προηγούμενες παραγράφους είδαμε ότι στο λαμβανόμενο σήμα εμφανίζεται τόσο η διαμόρφωση φάσης  $\varphi_s(t)$  όσο και ο θόρυβος φάσης  $\varphi_n(t)$ . Ο δεύτερος όρος μεταβάλλεται πιο αργά από τον πρώτο εξαιτίας του στενού εύρους του laser που χρησιμοποιείται στον πομπό και στον δέκτη (για ημιαγώγιμα laser DFB 100kHz μέχρι 10MHz). Το χαρακτηριστικό αυτό οδηγεί στον καθορισμό της φάσης του σήματος μέσω του υπολογισμού του μέσου όρου των τιμών της φάσης για κάποιο αριθμό συμβόλων. Η διαδικασία βασίζεται στον υπολογισμό της  $M$  δύναμης του σύνθετου πλάτους, όπου  $M$  ο αριθμός των bits ανά σύμβολο σε ένα σχήμα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης. Από τον παράγοντα αυτόν, απαλείφεται ο όρος της διαμόρφωσης φάσης, με αποτέλεσμα να μπορεί να υπολογιστεί ο θόρυβος φάσης, ο οποίος στη συνέχεια αφαιρείται από το σύνθετο πλάτος.

Μετά τα παραπάνω βήματα, όπως βλέπουμε και στο σχήμα ακολουθεί η αποδιαμόρφωση του σήματος και η εξαγωγή του τελικού συμβόλου.

### **3.3.6.2 Ανάκτηση Δεδομένων**

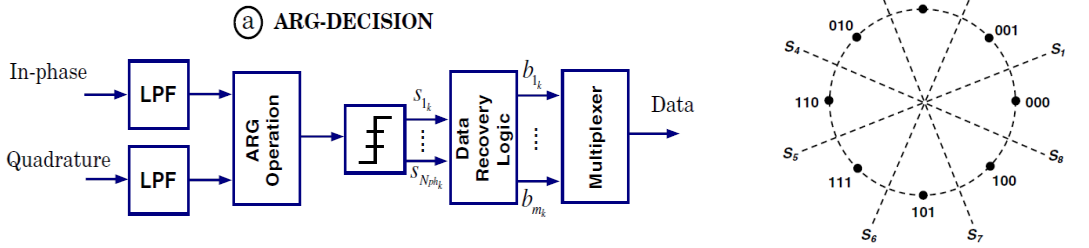
Το τελευταίο μέρος ενός οπτικού δέκτη αποτελείται από τις διατάξεις που εκτελούν την ανάκτηση των δεδομένων. Κάποιες από αυτές χρησιμοποιούνται τόσο στους δέκτες άμεσης φάρασης όσο και στους σύμφωνους ασύγχρονους δέκτες και αφορούν σήματα τα οποία στον πομπό έχουν υποστεί διαφορετική κωδικοποίηση

φάσης. Στην πρώτη περίπτωση η διαφορική αποδιαμόρφωση γίνεται στο οπτικό πεδίο ενώ στη δεύτερη στο ηλεκτρικό μετά τη σύμφωνη φάραση. Θα αναφερθούμε εδώ σε δύο τέτοιες διατάξεις, το arg-decision και το iq-decision που αφορούν σήματα IQ διαμορφωμένα.

Πριν την ανάκτηση των δεδομένων υπάρχουν και στις δύο περιπτώσεις βαθυπερατά φίλτρα τα οποία βοηθούν στη βελτίωση του BER.

Arg-Decision (without differential decoder)

© SDPSK, ARG-DECISION



Σχήμα 3.3.17 Κύκλωμα ανάκτησης δεδομένων arg-decision

Σκοπός της μεθόδου αυτής, είναι να υπάρχει μέγιστη απόσταση μεταξύ των συμβόλων και των κατώφλιων στο διάγραμμα αστερισμού και φυσικά βέλτιστη απόδοση όσον αφορά το θόρυβο. Για τους λόγους αυτούς, τα κατώφλια τοποθετούνται ακτινικά ανάμεσα στις καταστάσεις της φάσης. Η διαδικασία που ακολουθείται στον δέκτη είναι η εξής. Μετά το φιλτράρισμα, το συμφασικό και το ορθογώνιο ρεύμα, τα οποία εισέρχονται στο κύκλωμα απόφασης μετά από δειγματοληψία ανά περίοδο συμβόλου  $t_k$ . Στη συνέχεια υπολογίζεται η γωνία του σύνθετου διανύσματος :

$$\Delta\varphi_k = \arg\{I_{I_k}, I_{Q_k}\} \tag{3.3.23}$$

Δημιουργείται έτσι ένα ηλεκτρικό σήμα του οποίου οι καταστάσεις αντιπροσωπεύουν τις διαφορές φάσης του λαμβανόμενου σήματος. Στη συνέχεια λαμβάνεται απόφαση σχετικά με το μεταδιδόμενο σύμβολο βασιζόμενη στα κατώφλια που έχουν τεθεί. Πρόκειται για  $N_{ph}$  κατώφλια που είναι ίσα με τον αριθμό των καταστάσεων φάσης. Η απόφαση  $S_{n_k}$  λαμβάνεται σύμφωνα με τον παρακάτω κανόνα :

$$S_{n_k} = \begin{cases} 1 & \Delta\varphi_k > s_n \\ 0 & \Delta\varphi_k < s_n \end{cases} \tag{3.3.24}$$

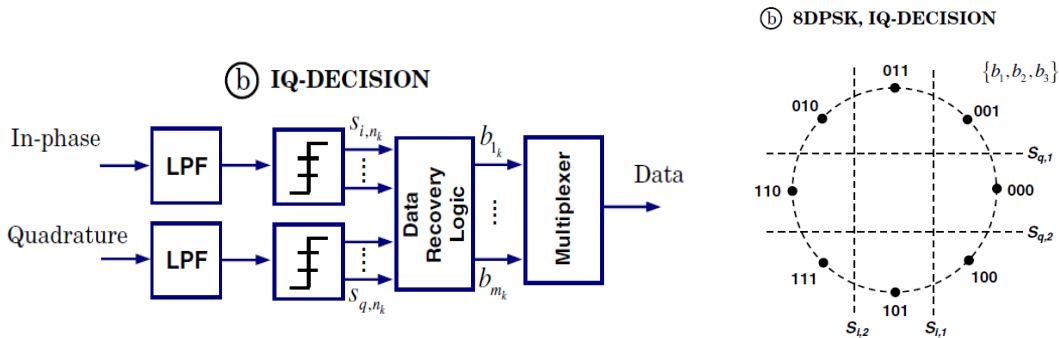
Όπου  $s_n = (2n-1) / N_{ph}$  για  $n = 1..N_{ph} / 2$  και  $s_n = (2n-1)N_{ph} - 2\pi$  για  $n = N_{ph} / 2 + 1..N_{ph}$  τα κατώφλια. Το αποτέλεσμα επεξεργάζεται ώστε να αποκτήσουμε τα τελικά bits, τα οποία στο τέλος πολυπλέκονται και έχουμε έτσι την

τελική μορφή της ροής των δεδομένων. Να επισημάνουμε εδώ, ότι το arg-decision μπορεί να γίνει και με αναλογικά και με ψηφιακά μέσα.

Στην περίπτωση των σύμφωνων σύγχρονων δεκτών απαιτείται η ύπαρξη και ενός διαφορικού αποκωδικοποιητή καθώς μας ενδιαφέρουν οι απόλυτες φάσεις. Στο διαφορικό κωδικοποιητή συνδυάζονται τα bits του τρέχοντος συμβόλου με αυτά του προηγούμενου και παράγονται τα αρχικά δεδομένα.

Στο σχήμα 3.3.17 βλέπουμε το διάγραμμα αστερισμού για τη διαμόρφωση 8DPSK καθώς και τα αντίστοιχα κατώφλια

*IQ decision*



Σχήμα 3.3.18 Κύκλωμα ανάκτησης δεδομένων IQ-decision

Στη διάταξη αυτή η απόφαση λαμβάνεται αμέσως μετά το φιλτράρισμα, σύμφωνα με τους παρακάτω κανόνες :

$$s_{i,n_k} = \begin{cases} 1 & I_{I_k} > s_{i,n} \\ 0 & I_{I_k} < s_{i,n} \end{cases} \quad s_{q,n_k} = \begin{cases} 1 & I_{Q_k} > s_{i,n} \\ 0 & I_{Q_k} < s_{i,n} \end{cases} \quad (3.3.25)$$

Όπου  $s_{i,n}, s_{q,n}$  είναι τα κατώφλια στη συμφασική και ορθογώνια συνιστώσα αντίστοιχα.

Στην περίπτωση διαμορφώσεων DBPSK και DQPSK οι αποφάσεις αφορούν δυαδικά σήματα και το επιθυμητό κατώφλι είναι το 0. Για πολύ-επίπεδα σχήματα διαμόρφωσης τα κυκλώματα απόφασης αποκτούν περισσότερα κατώφλια τα οποία προσαρμόζονται ανάλογα με την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος. Τα κατώφλια δεν τοποθετούνται ανάμεσα στα σύμβολα και συνεπώς ο θόρυβος είναι μεγαλύτερος σε σχέση με το arg-decision. Τα δεδομένα επεξεργάζομαι στη συνέχεια από διατάξεις για να παραχθούν τα τελικά bits.

Στο σχήμα 3.3.18 βλέπουμε το διάγραμμα αστερισμού και πάλι για την 8DPSK διαμόρφωση. Φαίνονται τα κατώφλια που τοποθετούνται και στον ορθογώνιο και στον κάθετο άξονα.

### 3.3.6.3 Ευαισθησία και αιτίες υποβάθμισης δέκτη

Η ευαισθησία ενός οπτικού δέκτη αναφέρεται στην απόδοση του με τη μικρότερη προσπίπτουσα οπτική ισχύ. Το κριτήριο της απόδοσης τους είναι ο ρυθμός εσφαλμένων bit (Bit Error Rate-BER) ο οποίος στα σύμφωνα οπτικά συστήματα είναι της τάξης του  $10^{-9}$ . Η ευαισθησία του δέκτη ορίζεται σαν η ελάχιστη λαμβανόμενη ισχύς που απαιτείται από τον δέκτη για να λειτουργήσει σε BER.

Σε ένα σύμφωνο οπτικό σύστημα υπάρχουν πολλοί φυσικοί μηχανισμοί, οι οποίοι υποβαθμίζουν την ευαισθησία του δέκτη. Ανάμεσα τους είναι ο θόρυβος φάσης, ο θόρυβος έντασης, η κακή προσαρμογή της πόλωσης και η διασπορά. Παρακάτω περιγράφονται περιληπτικά τα βασικά τους χαρακτηριστικά.

#### Θόρυβος Φάσης

Αποτελεί σημαντική πηγή υποβάθμισης της ευαισθησίας στα σύμφωνα οπτικά συστήματα και προκαλείται από το laser του πομπού και τον τοπικό ταλαντωτή. Τα ρεύμα που δημιουργείται μετά τη φώραση επηρεάζεται από τις διακυμάνσεις της φάσης κάτι που τελικά υποβαθμίζει τον σηματοθορυβικό λόγο (SNR). Η φάσεις  $\phi_s$  και  $\phi_{LO}$  του μεταδιδόμενου σήματος και του τοπικού ταλαντωτή αντίστοιχα θα πρέπει να παραμένουν σχετικά σταθερές για να αποφεύγουμε την υποβάθμιση της ευαισθησίας. Όπως ειπώθηκε στην παράγραφο ( ) , βασικό χαρακτηριστικό του laser είναι ο χρόνος συμφωνίας  $\tau_c$  ο οποίος προσδιορίζει τη διάρκεια που η φάση του laser παραμένει σταθερή. Η παράμετρος αυτή είναι αντίστροφη του εύρους γραμμής και πρέπει να έχει συγκεκριμένες προδιαγραφές ιδιαίτερα όσον αφορά τους ομόδυνους δέκτες. Η επίδραση των διακυμάνσεων φάσης είναι κυρίως η διεύρυνση του εύρους ζώνης του σήματος. Για να ανακτηθεί το σήμα μπορούμε να αυξήσουμε το εύρος ζώνης του φίλτρου διέλευσης ζώνης συχνοτήτων κάτι όμως που αυξάνει και τον θόρυβο του δέκτη. Όσον αφορά τα είδη διαμόρφωσης, όπως είναι αναμενόμενο η DPSK απαιτεί στενότερο εύρος γραμμής σε σχέση με άλλες όπως η ASK, αφού η πληροφορία βρίσκεται στη διαφορά φάσης μεταξύ γειτονικών ψηφίων και συνεπώς θα πρέπει να παραμένει σταθερή τουλάχιστον κατά τη διάρκεια των δύο bit.

Από τα παραπάνω διαπιστώνουμε ότι στα σύμφωνα οπτικά συστήματα απαιτείται η χρήση ημιαγωγικών laser με στενό εύρος γραμμής και των οποίων το μήκος κύματος μπορεί να συντονιστεί ώστε να προσαρμόζει τη φέρουσα συχνότητα  $\omega_c$  και τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή  $\omega_{LO}$  είτε ακριβώς (ομόδυνη φώραση) είτε στην ενδιάμεση συχνότητα (ετερόδυνη φώραση). Άλλη λύση στην αντιμετώπιση του θορύβου φάσης, είναι η χρήση του οπτικού υβριδίου που παρουσιάστηκε στην παράγραφο .

### Θόρυβος Έντασης

Ο θόρυβος έντασης αναφέρεται στις διακυμάνσεις του φωτός που εκπέμπεται από οποιονδήποτε πομπό . Από την πλευρά του δέκτη ,οι διακυμάνσεις αυτές της ισχύος μετατρέπονται σε διακυμάνσεις του ρεύματος και αυτές με τη σειρά τους προστίθενται στο θόρυβο βολής και τον θερμικό θόρυβο. Το αποτέλεσμα είναι υποβάθμιση του δέκτη και χαμηλότερο SNR. Στην περίπτωση των δεκτών άμεσης φώρασης, η επίδραση του είναι αμελητέα. Δεν ισχύει το ίδιο για τους σύμφωνους δέκτες

Λύση στο παραπάνω πρόβλημα αποτελεί η χρήση της ισοσταθμισμένης φώρασης που περιγράφηκε στην παράγραφο. Ο συνδυασμός των δύο φωτοδίοδων εξαλείφει τον όρο dc και συνεπώς το θόρυβο που σχετίζεται με αυτόν.

### Προσαρμογή της πόλωσης

Παρ' όλο που στα περισσότερα παραδείγματα διατάξεων που αναφέραμε στο κεφάλαιο αυτό αγνοήσαμε τον τρόπο πόλωσης του λαμβανόμενου σήματος για απλότητα, αυτό δεν ισχύει στην πραγματικότητα. Η καλή προσαρμογή της πόλωσης του τοπικού ταλαντωτή σε αυτή του λαμβανόμενου σήματος είναι απαραίτητη στους σύμφωνους δέκτες. Αυτό το διαπιστώνουμε και από τις εξισώσεις 3.3.2 και 3.3.3 Βλέπουμε ότι αν η γωνία μεταξύ των διανυσμάτων πόλωσης δεν είναι μηδέν ,το σήμα επηρεάζεται από διαλείψεις ενώ στη χειρότερη περίπτωση (γωνία 90°) το σήμα εξαφανίζεται. Η πόλωση  $e_{LO}$  του τοπικού ταλαντωτή παραμένει σταθερή στο χρόνο. Το ίδιο συμβαίνει και για την πόλωση  $e_s$  του σήματος που εκπέμπεται στην οπτική ίνα. Κατά τη διάρκεια της μετάδοσης όμως του τελευταίου η πόλωση του μεταβάλλεται και μάλιστα τυχαία με το χρόνο και συνεπώς ο τοπικός ταλαντωτής δε μπορεί να προσαρμοστεί σε αυτή. Λύση του προβλήματος αποτελούν οι διαχωριστές δέσμης πόλωσης.

### Διασπορά στις οπτικές ίνες

Η διασπορά αποτελεί με τις διάφορες μορφές της παράγοντα υποβάθμισης του σήματος που διαδίδεται μέσα από τις οπτικές ίνες. Στα σύμφωνα συστήματα όμως , το φαινόμενο είναι λιγότερο εμφανές σε σχέση με τους δέκτες IMDD. Αυτό συμβαίνει γιατί χρησιμοποιούν laser ημιαγωγού που λειτουργούν με απλό διαμήκη τρόπο διάδοσης και στενό εύρος γραμμής. Επίσης το chirping αποφεύγεται με τη χρήση εξωτερικής διαμόρφωσης στον πομπό. Όσον αφορά τα σχήματα διαμόρφωσης και την απόδοση στα σύμφωνα οπτικά συστήματα, επηρεάζονται με τον ίδιο τρόπο ποιοτικά από τη διασπορά , ενώ υπάρχουν ποσοτικές διαφορές.

# Κεφάλαιο Τέταρτο

## Συμπεράσματα και Προοπτικές

---

### 4.1 Σύνοψη και Συμπεράσματα

Η παρούσα διπλωματική εργασία ήταν μία βιβλιογραφική μελέτη με αντικείμενο τα σύμφωνα οπτικά συστήματα. Σε αυτή, μελετήθηκαν αρχικά οπτικοί διαμορφωτές οι οποίοι παράγουν σήματα τα οποία στην άλλη άκρη του δικτύου ανιχνεύονται από σύμφωνους δέκτες. Παράλληλα, έγινε αναφορά στα σχήματα διαμόρφωσης ανώτερης τάξης, τα οποία παράγονται από τους πομπούς αυτούς. Στη συνέχεια μελετήθηκε η διαδικασία της σύμφωνης φώρασης καθώς και τα δομικά στοιχεία τα οποία την εκτελούν στους δέκτες. Τέλος δόθηκαν παραδείγματα τοπολογιών σύμφωνα οπτικών δεκτών και περιγράφηκαν οι διαδικασίες που ακολουθούνται μέχρι την τελική ανάκτηση του σήματος πληροφορίας.

Το γενικότερο συμπέρασμα που προκύπτει από τη μελέτη που έγινε είναι ότι τα σύμφωνα συστήματα σε συνδυασμό με τη ψηφιακή διαμόρφωση ανώτερης τάξης αποτελούν έναν πολλά υποσχόμενο τρόπο αύξησης της απόδοσης των οπτικών συστημάτων καθώς και εκμετάλλευσης της μεγάλης χωρητικότητας του ήδη υπάρχοντος δικτύου μετάδοσης.

Πιο συγκεκριμένα, όσον αφορά τα σχήματα διαμόρφωσης τα οποία χρησιμοποιούνται στα σύμφωνα συστήματα διαπιστώθηκε ότι πέρα από την αύξηση της φασματικής απόδοσης, βελτιώνουν τη γενικότερη απόδοση του συστήματος όσον αφορά διάφορα φαινόμενα παραμόρφωσης που συναντώνται στις οπτικές ίνες. Παράλληλα όμως, η χρήση τους αυξάνει την πολυπλοκότητα πομπού και δέκτη

Όσον αφορά τους οπτικούς πομπούς, διαπιστώνεται ότι η στροφή στη διαμόρφωση ανώτερης τάξης και ειδικότερα σε σήματα με πολλά bits ανά σύμβολο αυξάνει την πολυπλοκότητα των διατάξεων. Η πολυπλοκότητα στο οπτικό μέρος εκφράζεται με τη χρήση οπτικών διαμορφωτών ενώ στο ηλεκτρικό με τη δημιουργία ηλεκτρικών σημάτων πολλαπλών επιπέδων. Υπάρχει δηλαδή ένα trade-off μεταξύ του οπτικού και ηλεκτρικού μέρους των διατάξεων. Γενικότερα, προτιμότερη είναι η πρώτη περίπτωση η οποία περιλαμβάνει τη χρήση μόνο δυαδικών ηλεκτρικών σημάτων.

Η μελέτη σύμφωνα δεκτών και ειδικότερα αυτών οι οποίοι εκτελούν ομόδυνη φώραση οδήγησε στα εξής συμπεράσματα. Η πολυπλοκότητα τους αυξάνεται σε σχέση με τους δέκτες άμεσης φώρασης εξαιτίας της χρήσης του τοπικού ταλαντωτή και των απαιτήσεων που αυτός έχει (π.χ laser linewidth, πόλωση παραγόμενου

σήματος κτλ). Στην περίπτωση των δεκτών με διαφορική αποδιαμόρφωση, αυτή επιτυγχάνεται στο ηλεκτρικό πεδίο και ως αποτέλεσμα δεν επηρεάζεται από το θόρυβο φάσης του laser. Στην περίπτωση των σύγχρονων δεκτών, δυσκολίες παρουσιάζονται στην εφαρμογή του συγχρονισμού του φέροντος ειδικότερα για σήματα με διαμόρφωση ανώτερης τάξης. Παρ'όλα αυτά, η εξέλιξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και της ανάκτησης δεδομένων δημιουργούν κατάλληλες προϋποθέσεις για την καλύτερη απόδοση των δεκτών

Όπως διαπιστώθηκε τα σύμφωνα οπτικά συστήματα παρά την αυξημένη πολυπλοκότητα τους, παρουσιάζουν αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα πιο διαδεδομένα συστήματα άμεσης φώρασης. Η υψηλή ευαισθησία του δέκτη θα αυξήσει μελλοντικά τις αποστάσεις μετάδοσης. Ακόμη, ο συνδυασμός τους με την ψηφιακή επεξεργασία σήματος, ο οποίος επιτρέπει ανίχνευση διαμορφωμένων σημάτων ανώτερης τάξης αυξάνει τη φασματική απόδοση και παράλληλα μειώνει την παραμόρφωση από αιτίες όπως η χρωματική διασπορά και η διασπορά τρόπων πόλωσης. Τα παραπάνω, υποδεικνύουν πως τα σύμφωνα οπτικά συστήματα αποτελούν τη λύση για καινοτόμα οπτικά συστήματα.

#### **4.2 Μελλοντικές Κατευθύνσεις Έρευνας**

Η εξέλιξη των σύμφωνων συστημάτων είναι ραγδαία και οφείλεται σε μεγάλο βαθμό στην παράλληλη εξέλιξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Άμεσος στόχος είναι λειτουργία σύμφωνων οπτικών δεκτών για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 100 Gbit/s. Ακόμη, μελέτες γίνονται για τη βελτίωση των επιμέρους χαρακτηριστικών των σύμφωνων συστημάτων. Πιο συγκεκριμένα, στόχος είναι η περαιτέρω εξέλιξη διατάξεων όπως οι ισοσταθμισμένες φωτοδίοδοι και ο τοπικός ταλαντωτής, η οποία θα μειώσει το κόστος των δεκτών και θα βελτιώσει τη σταθερότητα του συστήματος. Βασικό επίσης ζήτημα είναι για την υψηλή απόδοση είναι η διατήρηση στενού εύρους γραμμής του τοπικού ταλαντωτή. Η περαιτέρω εξέλιξη των συστημάτων ADC (Analog to Digital Converter) και DSP (Digital Signal Processing) είναι επίσης επιθυμητή.



# Βιβλιογραφία

---

- [1] Govind P. Agrawal « Συστήματα Επικοινωνιών με Οπτικές Ίνες », Δεύτερη Έκδοση 2008
- [2] Nakazawa, Kikuchi, Tetsuya « High Spectra Density Optical Communications» , 2010
- [3] Matthias Seimetz, «High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission», 2009
- [4] Keang-Po, « Phase Modulated Optical Communication Systems», 2005
- [5] Seimetz, Weinert « Options, Feasibility, and Availability of 2x4 90° Hybrids for Coherent Optical Systems», Journal of lightwave technology Vol.24, No.3 March 2006
- [6] Simon Haykin « Συστήματα Επικοινωνίας», Πρώτη Έκδοση 1995
- [7] Παναγιώτης Κωπτής «Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων», Δεύτερη Έκδοση 2008
- [8] Christophe Peucheret, «Generation and Detection of Optical Modulation Formats», DTU Fotonik, 2012
- [9] Kazuro Kikuchi, «Coherent Transmission Systems», ECOC-2008
- [10] Ezra Ip, Alan Pak Tao Lau, Daniel Barros, Joseph Kahn, « Coherent Detection in Optical Fiber Systems», Optic Express, Vol.16, No.26, December 2008
- [11] Biswanath Mukherjee, « WDM Optical Communication Networks: Progress and Challenges», IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol.18 , No.10, October 2000
- [12] Masato Yoshida, Hiroti Goto ,Keisuke Kasai, Masataka Nakazawa «64 and 128 coherent QAM optical transmission over 150 km using frequency-stabilized laser and heterodyne PLL detection», Optical Society of America, 2008
- [13] Κυριάκος Βλάχος « Συστήματα Επικοινωνιών με Οπτικές Ίνες», 2009
- [14] Ivan Kaminow, Tingye Li, Alan Willner « Optical Fiber Telecommunications», 2008
- [15] Rajiv Ramaswami, Kumar Sivarajan, Galen Sasaki «Optical Networks», Third Edition, 2010

[16] Κωνσταντίνος Πέτρου , « Μελέτη Αλγορίθμων Ψηφιακής Επεξεργασίας Σήματος για Ομόδυνο Δέκτη QPSK σε Οπτικά Συστήματα Μεγάλων Αποστάσεων Υψηλής Φασματικής Απόδοσης» , Διδακτορική Διατριβή, Πάτρα 2010

[17] Ηρακλής Αβραμόπουλος, « Συστήματα Μετάδοσης και Δίκτυα Οπτικών Ινών»