

# 2009

[Type the company name]

**Καθ. Κυριάκος Βλάχος**

**[ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ  
ΜΕ ΟΠΤΙΚΕΣ ΙΝΕΣ]**



## Πίνακας Περιεχομένων

Πίνακας Περιεχομένων .....	3
1. Εισαγωγή .....	9
1.1. Βασικές αρχές των δικτύων.....	10
1.1.1. Πολυπλεξία.....	10
1.1.1.1 Πολυπλεξία στον χρόνο .....	11
1.1.1.2 Πολυπλεξία στην συχνότητα .....	11
1.1.1.3 Πολυπλεξία στο μήκος κύματος.....	11
1.1.1.4 Στατιστική πολυπλεξία .....	11
1.1.1.5 Πολυπλεξία με διαίρεση κώδικα .....	12
1.1.2. Μορφές κωδικοποίησης (διαμόρφωση).....	13
2. Οπτικά Δίκτυα .....	14
2.1. Δομή των Τηλεπικοινωνιακών Δικτύων .....	14
2.2. Οπτική Τεχνολογία .....	15
2.2.1. Οπτικές Ίνες .....	16
2.2.2. Οπτικοί Πομποί .....	17
2.2.3. Οπτικοί Ενισχυτές Ίνας Ερβίου και Σπανίων Γαιών.....	17
2.2.4. Πολυπλεξία μήκους κύματος .....	18
2.3. Σημερινά Οπτικά Δίκτυα .....	19
2.3.1. Δομή των Δικτύων Δρομολόγησης Μήκους Κύματος.....	19
2.3.2. Το Οπτικό Επίπεδο .....	20
2.4. Μελλοντικά Οπτικά Δίκτυα .....	22
2.4.1. Οπτική Μεταγωγή Πακέτου .....	22
2.4.2. Διαφανή (Αμιγώς Οπτικά) Δίκτυα .....	23
3. Οπτικές Ίνες .....	24
3.1. Προσέγγιση Γεωμετρικής Οπτικής .....	24
3.1.1. Ίνες Βηματικού Δείκτη Διάθλασης .....	24
3.1.2. Ίνες Βαθμιαίου Δείκτη Διάθλασης .....	25
3.2. Κυματική Διάδοση σε Οπτικές Ίνες .....	26
3.2.1. Εξισώσεις Maxwell .....	26
3.2.2. Ρυθμοί Διάδοσης.....	27
3.2.3. Μονορυθμικές Ίνες.....	29

3.3.	Διασπορά.....	31
3.3.1.	Χρωματική Διασπορά.....	31
3.3.2.	Διασπορά Τρόπων Πόλωσης.....	33
3.4.	Εξασθένιση .....	34
3.5.	Μη-γραμμικά φαινόμενα.....	35
3.5.1.	Φαινόμενα Raman και Brillouin .....	35
3.5.2.	Αυτοδιαμόρφωση και ετεροδιαμόρφωση φάσης .....	36
3.5.3.	Μίξη τεσσάρων φωτονίων .....	37
4.	Παθητικά στοιχεία.....	38
4.1.	Εισαγωγή .....	38
4.2.	Συζεύκτες (Couplers) .....	38
4.2.1.	Διατήρηση ενέργειας για ιδανικό συζεύκτη. ....	40
4.3.	Κυκλοφορητές και απομονωτές.....	41
4.3.1.	Αρχή λειτουργίας.....	43
4.4.	Φίλτρα και συμβολόμετρα.....	44
4.4.1.	Χαρακτηριστικά οπτικών φίλτρων .....	45
4.4.2.	Επιθυμητές ιδιότητες των φίλτρων.....	45
4.5.	Φράγματα Περίθλασης – Gratings.....	46
4.5.1.	Φράγματα Περίθλασης Braggs.....	47
4.6.	Συμβολόμετρα Fabry-Perot.....	48
4.7.	Συμβολόμετρα Mach-Zehnder .....	49
4.8.	Arrayed Waveguide Gratings.....	50
4.9.	Φίλτρα διηλεκτρικών επιστρώσεων .....	51
4.10.	Ακουστό-οπτικά φίλτρα .....	52
4.11.	Εφαρμογές.....	52
4.11.1.	Star Coupler – Συζεύκτης Αστέρα.....	52
4.11.2.	Optical Add Drop Multiplexer.....	54
4.11.3.	Φράγματα Περίθλασης Μεγάλης Περιόδου.....	55
5.	Οπτικοί Πομποί .....	57
5.1.	Βασικές αρχές.....	57
5.2.	Εκπομπή και Απορρόφηση.....	57
5.3.	Επαφές p-n .....	59
5.4.	LEDS (Light Emitting Diodes) .....	61
5.4.1.	Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του LED .....	62



5.4.2.	Έλεγχος διόδου.....	63
5.5.	Ημιαγωγικά Laser .....	63
5.5.1.	Ανατροφοδότηση και Κατώφλι Laser.....	64
5.6.	Ερωτήσεις.....	64
6.	Οπτικοί Δέκτες.....	65
6.1.	Βασικές Αρχές.....	65
6.2.	Φωτοδίοδοι.....	66
6.2.1.	Φωτοδίοδοι p-n.....	66
6.2.2.	Φωτοδίοδοι p-i-n.....	67
6.2.3.	Φωτοδίοδοι Χιονοστοιβάδας.....	68
6.3.	Θόρυβος .....	69
6.3.1.	Φωτοδίοδοι p-i-n.....	71
6.3.2.	Φωτοδίοδοι Χιονοστοιβάδας.....	71
6.4.	Ευαισθησία Δέκτη .....	72
6.4.1.	Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων .....	72
6.4.2.	Ευαισθησία Δέκτη .....	74
6.5.	Ανίχνευση και Διόρθωση Σφαλμάτων .....	75
7.	Οπτικά Συστήματα Μετάδοσης .....	77
7.1.	Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων και Power Penalty.....	77
7.1.1.	Ισολόγιο Ισχύος .....	78
7.2.	Χαρακτηριστικά Ζεύξης.....	78
7.2.1.	Πομπός .....	78
7.2.2.	Δέκτης.....	79
7.2.3.	Ενισχυτές .....	79
7.3.	Διαφωνία.....	81
7.3.1.	Ενδοκαναλική Διαφωνία .....	81
7.3.2.	Διακαναλική Διαφωνία .....	83
7.3.3.	Τεχνικές Μείωσης Διαφωνίας.....	84
7.4.	Διασπορά.....	84
7.4.1.	Χρωματική Διασπορά.....	84
7.4.2.	Αντιστάθμιση Διασποράς.....	86
7.4.3.	Διασπορά Τρόπων Πόλωσης.....	86
7.5.	Μη γραμμικά Φαινόμενα.....	87
7.5.1.	Εξαναγκασμένη σκέδαση Raman .....	87

2.1.1.	Εξαναγκασμένη σκέδαση Brillouin.....	88
2.1.2.	Αυτοδιαμόρφωση και ετεροδιαμόρφωση φάσης .....	89
2.1.3.	Μίξη τεσσάρων φωτονίων .....	90
8.	Τεχνικές Διαμόρφωσης .....	92
8.1.	Αναλογική και Ψηφιακή Διαμόρφωση .....	92
8.2.	Σχήματα Ψηφιακής Διαμόρφωσης .....	92
8.2.1.	Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους.....	92
8.2.2.	Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης .....	95
8.2.3.	Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας .....	95
8.2.4.	Τετραδική Διαμόρφωση Πλάτους .....	96
8.3.	Ομόδυνη και Ετερόδυνη Φώραση .....	96
8.3.1.	Ομόδυνη Φώραση.....	97
8.3.2.	Ετερόδυνη Φώραση .....	98
8.4.	Τεχνικές Αποδιαμόρφωσης.....	99
8.4.1.	Ετερόδυνη Σύγχρονη Αποδιαμόρφωση .....	100
8.4.2.	Ετερόδυνη Ασύγχρονη Αποδιαμόρφωση .....	100
8.5.	Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων .....	101
8.5.1.	Σύγχρονοι και ασύγχρονοι ASK Δέκτες .....	101
8.5.2.	Σύγχρονοι και ασύγχρονοι FSK Δέκτες .....	102
8.5.3.	Σύγχρονοι PSK Δέκτες.....	102
8.5.4.	Ασύγχρονοι DPSK Δέκτες.....	103
8.5.5.	Σύγκριση Διαμορφώσεων .....	103



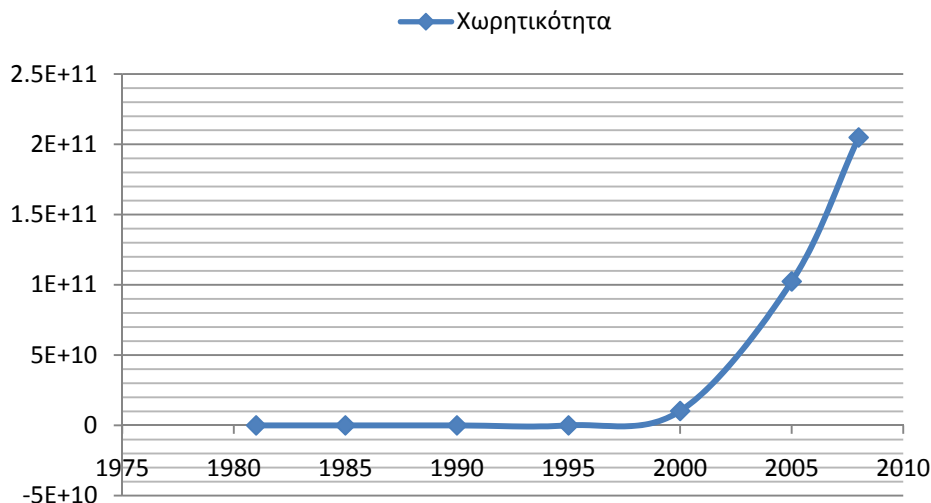


## 1. Εισαγωγή

Οι επικοινωνίες ανάμεσα σε πολιτισμούς κατά την διάρκεια της αρχαιότητας έπαιζαν ιδιαίτερα σπουδαίο ρόλο, στην διαμόρφωση πλήθους χαρακτηριστικών αυτών. Ήταν βέβαια δυνατές μόνο για τα υψηλότερα στρώματα των κοινωνιών αυτών αλλά παρόλα αυτά χρησιμοποιήθηκαν για να επισπεύσουν διαδικασίες που χωρίς την ύπαρξη τηλεπικοινωνιών, θα απαιτούνταν η φυσική παρουσία του αποστολέα του μηνύματος ώστε να το παραδώσει στον παραλήπτη.

Οι τηλεπικοινωνίες δημιουργούνται σχεδόν παράλληλα με την δημιουργία της γραφής από τις ανθρώπινες κοινωνίες ισχυρίζονται διάφοροι ανθρωπολόγοι. Κυρίαρχο χαρακτηριστικό σε αυτό τον ισχυρισμό είναι η δυνατότητα που δίνουν στο άτομο να μπορεί να διατηρεί κάποια μορφή σύνδεσης με άλλες οντότητες, και να μπορούν να ανταλλάζουν απόψεις, κρίσεις και πληροφορίες, χρησιμοποιώντας την γραφή όχι μόνο για απογραφές, αλλά κυρίως για πολιτική. Σήμερα ένας από τους σημαντικότερους επικοινωνιακούς διαύλους θεωρούνται τα οπτικά δίκτυα, χάρη στα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους. Αυτά είναι:

- οι μεγάλες χωρητικότητες που παρέχουν στους χρήστες
- η ποιότητα των τηλεπικοινωνιών υπό την έννοια ότι δεν απαιτούνται ενισχυτές ή φίλτρα κάθε πχ 100m που θα απαιτούσε ένα δίκτυο Ethernet
- Το κόστος συντήρησης του εξοπλισμού που ακόμα και για υποθαλάσσιες καλωδιώσεις πρακτικά είναι μηδενικό.



Σχήμα 1: Η χωρητικότητα ανά σύνδεση (bits per second) σε διάφορες χρονικές περιόδους. Την περίοδο του τηλεγράφου(1870) η χωρητικότητα των συνδέσμων ήταν μόλις 24bps! Η εκθετική αύξηση των μεγεθών οφείλεται στο WDM 1998-2000 και μετέπειτα στο DWDM που επιτρέπει την περεταίρω πολυπλεξία συχνοτήτων από ολόένα και εγγύτερα ως προς την συχνότητα κανάλια.

Εξελκτικά οι ταχύτητες του κορμού των δικτύων φαίνονται στην Σχήμα 1. Όπως ισχυρίζονται διάφοροι ερευνητές η εκθετική αύξηση που παρατηρείται στην χωρητικότητα δεν μπορεί να συνεχιστεί επ' άπειρον (θυμηθείτε τον νόμο του Shannon) και κάπου θα παγιοθετεί.

Από τον νόμο του Shannon-Hartley έχουμε  $C = B \log_2(1 + \frac{S}{N})$  με C την χωρητικότητα (bits per second) B το εύρος ζώνης του καναλιού (Hz), S/N ο λόγος σήματος προς θόρυβο (S/N μετρώνται σε μονάδες ισχύος – watt). Για ένα τυπικό κανάλι πάνω από οπτική ίνα που λειτουργεί στα 1550 nm (1545-1555 nm) έχουμε την δεκαετία του 90 είχαμε:

$$B = \frac{1}{f} = \frac{1}{(1555 - 1545)10^{-9}} = \frac{10^9}{10} = 10^8 \text{ Hz}$$

Τυπικές τιμές για τον λόγο S/N σε ένα οπτικό κύκλωμα είναι 40 οπότε η αναμενόμενη μέγιστη χωρητικότητα για ένα τέτοιο κανάλι είναι:

$$C = 10^8 \log_2(1 + 40) \cong 5.35 \cdot 10^8 \text{ bps}$$

Σήμερα στο DWDM το channel spacing ή αλλιώς η χωρητικότητα του κάθε καναλιού έχει τυποποιηθεί και αντιστοιχεί σε ακριβώς 100Mhz οπότε αντίστοιχα μπορεί κάποιος να υπολογίσει τις θεωρητικές μέγιστες τιμές.

Ας πάρουμε όμως τα πράγματα με την σειρά και ας ξεκινήσουμε το ταξίδι στα οπτικά συστήματα μετάδοσης από την ιστορική τους εξέλιξη. Σημαντικά ζητήματα μέχρι τις οπτικές τηλεπικοινωνίες αποτελούν όλες οι εξελίξεις στην επιστήμη που σχετίζονται με το φως καθώς και τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Βασική και θεμελιώδης δηλαδή επιστημονική έρευνα που κατέστησε τα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα εφικτά, αποτελούν οι κλάδοι της φυσικής οπτική και ηλεκτρομαγνητισμός, στο φυσικό επίπεδο (physical layer – OSI).

Στην συνέχεια θα ασχοληθούμε επιγραμματικά με κάποιες βασικές αρχές των συστημάτων μετάδοσης καθώς επίσης και με μια εισαγωγή με τα υπόλοιπα ζητήματα που θα μας απασχολήσουν στα πλαίσια του μαθήματος όπως τις οπτικές ίνες τους οπτικούς πομπούς και τους οπτικούς δέκτες.

Ελπίζουμε το παρόν εγχειρίδιο να αποτελέσει ένα καλό βοήθημα για τους φοιτητές του CEID, και να τους φέρει κοντά στον ενδιαφέρον κόσμο των οπτικών τηλεπικοινωνιών.

## 1.1. Βασικές αρχές των δικτύων

Όλα τα δίκτυα επικοινωνιών όπως έχει ήδη παρουσιασθεί σε άλλα μαθήματα (Ψηφιακές Τηλεπικοινωνίες κτλ) βασίζεται σε δυο βασικές αρχές. Το πώς αντιστοιχίζονται τα δεδομένα στο συγκεκριμένο σύστημα μετάδοσης (Μορφές Κωδικοποίησης) και το πώς γίνεται εφικτό πάνω από το ίδιο κανάλι να επικοινωνήσουμε ταυτόχρονα ή «σχεδόν» ταυτόχρονα με περισσότερους από έναν χρήστες (πολυπλεξία). Σε αυτή την παράγραφο λοιπόν θα διατυπωθούν περιληπτικά οι βασικές

### 1.1.1. Πολυπλεξία

Γενικά μπορούμε να ορίσουμε ως πολυπλεξία (multiplexing) την διαδικασία μεταφοράς περισσότερων από ένα σημάτων χρησιμοποιώντας την ίδια γραμμή επικοινωνίας. Με τον τρόπο αυτό είναι δυνατή η χρήση του ίδιου μέσου μετάδοσης από πολλαπλά συστήματα, τα οποία μπορούν να χρησιμοποιήσουν το ίδιο κανάλι για την εκπομπή και τη λήψη της πληροφορίας, χωρίς τα σήματα που εκπέμπονται από αυτά, να αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Αυτή η από κοινού χρήση των εγκατεστημένων γραμμών μεταφοράς, μειώνει δραστικά το κόστος εγκατάστασης του δικτύου, και επιτρέπει την καλύτερη εκμετάλλευση της χωρητικότητας του καναλιού. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές για να επιτευχθεί πολυπλεξία. Οι βασικότερες (όπως έχετε διδαχθεί και στα δίκτυα υπολογιστών) είναι η πολυπλεξία στην συχνότητα (FDM – Frequency Division Multiplexing), πολυπλεξία στο μήκος κύματος (WDM – Wavelength Division Multiplexing),

η πολυπλεξία στον χρόνο (TDM - Time Division Multiplexing), η στατιστική πολυπλεξία (statistical multiplexing), και πολυπλεξία με διαίρεση κώδικα (CDMA - Code Division Multiple Access).

#### 1.1.1.1 Πολυπλεξία στον χρόνο

Στην πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (Time Division Multiplexing, TDM), οι χρήστες εξυπηρετούνται ο ένας μετά τον άλλο, και χρησιμοποιώντας όλο το εύρος ζώνης για μικρό και εντελώς συγκεκριμένο χρονικό διάστημα. Δηλαδή σε αντίθεση με την πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας, όπου ο χρήστης χρησιμοποιεί ένα τμήμα του εύρους ζώνης και για όσο χρονικό διάστημα επιθυμεί, στην πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου, το εύρος ζώνης δεν υποδιαιρείται σε μικρότερα κομμάτια, αλλά αποδίδεται ολόκληρο σε κάθε χρήστη αλλά για μικρότερο χρόνο. Αυτός ο τρόπος πολυπλεξίας χρησιμοποιείται ιδιαίτερα στην ψηφιακή μετάδοση σε αντίθεση με την πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας η οποία χρησιμοποιείται και στην αναλογική μετάδοση δεδομένων.

Συνήθως η τεχνική της πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου, εφαρμόζεται στις περιπτώσεις σύγχρονης επικοινωνίας, με τη μετάδοση των δεδομένων να πραγματοποιείται κατά ομάδες. Επιπλέον, επειδή το εύρος ζώνης του μέσου μετάδοσης, αποδίδεται ολόκληρο σε κάθε σταθμό, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας αλγόριθμος επιβολής πειθαρχίας, που θα καθορίζει τη χρονική στιγμή κατά την οποία ο κάθε σταθμός θα αρχίσει να εκπέμπει. Στις πιο συνηθισμένες περιπτώσεις, ο κάθε σταθμός παραμένει σιωπηρός μέχρι τη στιγμή που ο ελεγκτής κυκλοφορίας της διάταξης, του δώσει την άδεια να εκπέμψει. Η τεχνική αυτή είναι γνωστή ως polling.

#### 1.1.1.2 Πολυπλεξία στην συχνότητα

Στην πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας, το εύρος ζώνης (bandwidth) του μέσου μετάδοσης υποδιαιρείται σε πολλές μικρότερες ζώνες συχνότητας, οι οποίες ονομάζονται λογικά κανάλια. Κάθε ένα από αυτά τα κανάλια αποδίδεται σε κάθε ένα από τους σταθμούς του συστήματος, οι οποίοι μπορούν να εκπέμψουν ταυτόχρονα, ο καθένας στο δικό του ξεχωριστό κανάλι, πάνω στο οποίο έχει την αποκλειστική χρήση.

#### 1.1.1.3 Πολυπλεξία στο μήκος κύματος

Στην πολυπλεξία με διαίρεση μήκους κύματος (που κατά βάση αποτελεί παραλλαγή της πολυπλεξίας με διαίρεση συχνότητας), το κάθε σήμα πληροφορίας τοποθετείται ενεργειακά σε κάποιο μήκος κύματος. Στην συνέχεια διατάξεις, ανεξάρτητα από το μήκος κύματος, φροντίζουν να ενοποιήσουν αυτά τα διαφορετικά μήκη κύματος σε μια μόνο ακτίνα και την αποστέλλουν στον κορμό του δικτύου. Αυτή η μέθοδος χρησιμοποιείται στα οπτικά δίκτυα αντί της FDM γιατί δίδεται στον operator να προσθέτει και να αφαιρεί μήκη κύματος κατά το δοκούν ενώ κάτι τέτοιο δεν είναι επιτρεπτό στα FDM συστήματα. Ακόμα μια διαφορά στα δυο συστήματα είναι ότι στο μεν FDM το συνολικό εύρος ζώνης είναι δεδομένο και αυτό χωρίζουμε και μοιράζουμε στα υποσυστήματα, ενώ στο WDM συνήθως σταθερό θεωρούμε το ευρος ζώνης ανά κανάλι και με βάση αυτό δημιουργούμε το superchannel μας. Για τους δυο παραπάνω λόγους η πολυπλεξία στο μήκος κύματος έγινε ιδιαίτερα αποδεκτή από τους οπτικούς ISPs και συνεχίζει να είναι μέχρι και σήμερα.

#### 1.1.1.4 Στατιστική πολυπλεξία

Η στατιστική πολυπλεξία αποτελεί μια βελτίωση της πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου, και έχει ως στόχο να μειώσει τα προβλήματα που παρουσιάζονται σε αυτή. Το πιο βασικό από αυτά τα προβλήματα είναι η αναποτελεσματική χρήση της χωρητικότητας της γραμμής εξόδου, σε περιπτώσεις κατά τις οποίες υπάρχουν υποσυστήματα που δεν στέλνουν δεδομένα στο κανάλι. Επειδή η πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο στη σύγχρονη μετάδοση, είναι προφανές πως εάν

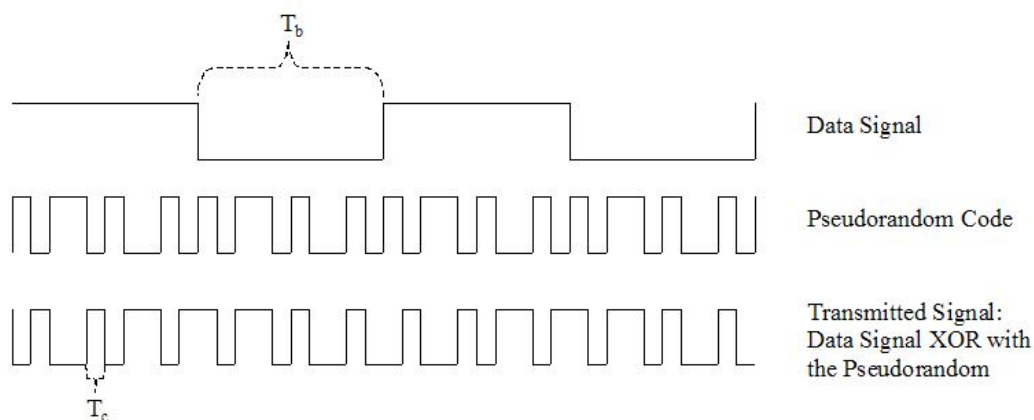
κάποιο τερματικό δεν έχει να στείλει δεδομένα, θα λάβει χώρα αποστολή εικονικών χαρακτήρων (dummy characters), προκειμένου να διατηρηθεί ο συγχρονισμός ανάμεσα στον πομπό και στο δέκτη. Αυτό όμως σημαίνει κακή διαχείριση της χωρητικότητας του καναλιού επικοινωνίας.

Σε αντίθεση λοιπόν με τη συνήθη πολυπλεξία επιμερισμού χρόνου όπου η χωρητικότητα της γραμμής εξόδου του πολυπλέκτη ισούται με το άθροισμα της χωρητικότητας των γραμμών εισόδου που συνδέονται σε αυτόν, στη στατιστική πολυπλεξία (statistical multiplexing), χρησιμοποιείται μια γραμμή εξόδου, με μικρότερη χωρητικότητα. Αυτή η μέθοδος ονομάζεται *συγκέντρωση* (concentration), ενώ οι πολυπλέκτες οι οποίοι λειτουργούν με τον τρόπο αυτό, ονομάζονται στατιστικοί πολυπλέκτες ή συγκεντρωτές (concentrators). Αυτοί οι πολυπλέκτες λειτουργούν με το μέσο όρο των ροών κυκλοφορίας δεδομένων των γραμμών εισόδου που συνδέονται σε αυτούς, και χρησιμοποιούνται κυρίως στην ασύγχρονη μετάδοση δεδομένων (asynchronous data transmission) όπου τα μηνύματα έρχονται από τα τερματικά με τυχαίο ρυθμό, και αποθηκεύονται προσωρινά μέχρι τελικά να σταλούν όλα μαζί, μέσα από τη μια και μοναδική γραμμή εξόδου. Επειδή το μήκος του κάθε μηνύματος γενικά μπορεί να είναι οποιοδήποτε, λαμβάνει χώρα προσθήκη επί του μηνύματος ενός προθέματος (prefix), που περιέχει τη διεύθυνση του αποστολέα και του παραλήπτη, καθώς επίσης και οτιδήποτε σχετικό με την προτεραιότητα διακίνησης του μηνύματος από σημείο σε σημείο.

### 1.1.1.5 Πολυπλεξία με διαίρεση κώδικα

Η πολυπλεξία με διαίρεση κώδικα (Code division multiple access - CDMA) είναι μια μέθοδος πρόσβασης ενός καναλιού που χρησιμοποιείται κυρίως από ραδιο-τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Η βασική ιδέα πίσω από αυτή την μορφή πολυπλεξίας είναι να επιτρέπει την ταυτόχρονη και στην ίδια συχνότητα μετάδοσης του ίδιου τηλεπικοινωνιακού καναλιού, επιτρέποντας τον διαμοιρασμό του bandwidth χωρίς να υπάρχει ανάγκη για προσύμφωνα (πχ διαμοιρασμός συχνοτήτων -FDM- ανάμεσα στα συστήματα ή διαμοιρασμός slots στο TDM) μεταξύ των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Έτσι στο σύστημα αυτό σε κάθε εκπομπό δίνεται ένα κλειδί. Με βάση αυτό το κλειδί κωδικοποιεί την μετάδοση του και την μεταδίδει. Εξαιτίας της διεύρυνσης φάσματος της ενέργειας του σήματος (αντί αυτό να είναι συγκεντρωμένο κάπου η ενέργειά του «απλώνεται») η ισχύς των διαφόρων εκπομπών προστίθενται μεταξύ τους και τελικά προκύπτει το σήμα του καναλιού.

Το κλειδί ουσιαστικά κωδικοποιεί την μετάδοση αυξάνοντας τον ρυθμό αποστολής συμβόλων. Για παράδειγμα αν το κλειδί μας έχει μέγεθος 16bits per symbol



Σχήμα 2: Παράδειγμα κωδικοποίησης CDMA.

το 1 bit πληροφορίας κωδικοποιείται και αποστέλλεται σαν 16 bit πληροφορίας τελικά



χαμηλότερης όμως ενέργειας. Το κλειδί γίνεται XOR με την πληροφορία για την αποστολή. Στην λήψη εκ νέου κάνουμε XOR στο ληφθέν σήμα (περιέχει όλα όσα έχουν στείλει οι κόμβοι που μετέχουν σε αυτό το σύστημα) με το κλειδί του δεδομένου κόμβου μπορούμε να εξαγάγουμε την πληροφορία που ο κόμβος απέστειλε. Η ακολουθία του κλειδιού, από την κατασκευή της μαθηματικά αποδεικνύετε ότι έχει την ζητούμενη πληροφορία. Όμως δεν θα εμβαθύνουμε περισσότερο στα μαθηματικά του CDMA. Για περισσότερες πληροφορίες ο φοιτητής μπορεί να ανατρέξει στο *Principles of Spread Spectrum Communication* από τον Andrew Viterbi για μια εφ' όλης της ύλης ανάλυση.

### 1.1.2. Μορφές κωδικοποίησης (διαμόρφωση)

Τα κανάλια μετάδοσης που διαθέτουμε (σε ενσύρματα και ασύρματα μέσα μετάδοσης) συχνά δεν μας επιτρέπουν τη μετάδοση αυτούσιου ενός αναλογικού (πχ φωνής) ή ψηφιακού σήματος (data). Η επεξεργασία του σήματος ώστε να γίνει κατάλληλο για να εκπνευθεί καλείται διαμόρφωση. Το διαμορφωμένο σήμα που τελικά μεταδίδεται είναι είτε σε αναλογική είτε ψηφιακή μορφή. Εάν έχει αναλογική μορφή, τότε πρακτικά αποτελείται από ένα ημιτονοειδές σήμα (λέγεται φέρον) του οποίου διαμορφώνεται ή το πλάτος ή η συχνότητα ή η φάση. Ένα από τα τρία αυτά χαρακτηριστικά του φέροντος μεταβάλλεται γραμμικά, ανάλογα με το σήμα πληροφορίας που θα μεταδοθεί.

Για ένα φέρον σήμα της μορφής  $A_c \cos(\omega_c t + \varphi)$  ( $\omega_c = 2\pi c$  και γενικά  $c \in \mathbb{R}$ ) και όταν μεταδίδουμε αναλογικά σήματα (τα οποία ουσιαστικά είναι πραγματικές τιμές σε ένα κλειστό διάστημα), τότε διαμορφώνοντας το  $A_c$  (το πλάτος δηλαδή) έχουμε διαμόρφωση πλάτους και συνήθως χρησιμοποιείται στην AM ραδιοφωνία. Όταν διαμορφώνουμε το  $\omega_c$  για την μετάδοση της πληροφορίας έχουμε διαμόρφωση συχνότητας που χρησιμοποιείται κατά κόρον στην FM ραδιοφωνία ενώ τέλος έχουμε την διαμόρφωση της φάσης  $\varphi$ .

Όταν το σήμα είναι ψηφιακό (μεταδίδουμε δηλαδή μονάχα ακολουθίες από μηδέν και άσσους) η ίδια διαμόρφωση αποκτά διαφορετική έννοια. Έτσι διαμορφώνοντας το  $A_c$  (το πλάτος δηλαδή) έχουμε διαμόρφωση πλάτους και συνήθως χρησιμοποιείται στα ψηφιακά ολοκληρωμένα ή στα οπτικά δίκτυα που μας ενδιαφέρει. Όταν διαμορφώνουμε το  $\omega_c$  για την μετάδοση της πληροφορίας έχουμε διαμόρφωση συχνότητας που συνήθως καλείται FSK ή Frequency Shift Keying. Χρησιμοποιείται σε πολλά ψηφιακά ασύρματα συστήματα πχ 802.16 - WiMax. Τέλος η διαμόρφωση φάσης PSK – Phase Shift Keying αποτελεί την συνηθέστερη μορφή διαμόρφωσης στα 802.11 συστήματα.

## 2. Οπτικά Δίκτυα

Τα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας έχουν γνωρίσει αξιοσημείωτη ανάπτυξη τις δύο τελευταίες δεκαετίες, καθώς παρέχουν εύρος ζώνης το οποίο δεν είναι δυνατόν να προσεγγιστεί από οποιαδήποτε άλλη τεχνολογία μετάδοσης. Σημαντικοί παράγοντες οι οποίοι συντέλεσαν στην ανάπτυξη των οπτικών δικτύων είναι η αύξηση της κίνησης που διακινείται στο Διαδίκτυο και τον Παγκόσμιο Ιστό, λόγω της αύξησης του τελικού αριθμού χρηστών, αλλά και της αύξησης του εύρους ζώνης που παρέχεται σε κάθε χρήστη. Συγκεκριμένα, η κίνηση στο Διαδίκτυο διπλασιάζεται κάθε έξι μήνες, καθώς ευρυζωνικές συνδέσεις DSL παρέχουν εύρος ζώνης μεγαλύτερο από 1 Mbps ανά χρήστη, σε σύγκριση με τα 56 και 128 Kbps που παρέχονται παραδοσιακά από PSTN και ISDN συνδέσεις. Περαιτέρω, η διάδοση υπηρεσιών όπως e-επιχειρείν και e-εμπόριο προωθεί την επέκταση των εταιρικών τηλεπικοινωνιακών συνδέσεων ώστε να καλύπτουν τις αυξημένες απαιτήσεις σε εύρος ζώνης. Τυπικές εταιρικές συνδέσεις κυμαίνονται σε επίπεδο δεκάδων ή και εκατοντάδων Mbps. Τέλος, πέραν του ιδιαίτερος αυξημένου εύρους ζώνης που παρέχουν, τα οπτικά δίκτυα διαδίδονται ραγδαίως καθώς αποτελούν την οικονομικότερη επιλογή «ενσύρματης» επικοινωνίας, τόσο όσον αφορά το δίκτυο κορμού (backbone), όσο και το δίκτυο διανομής.

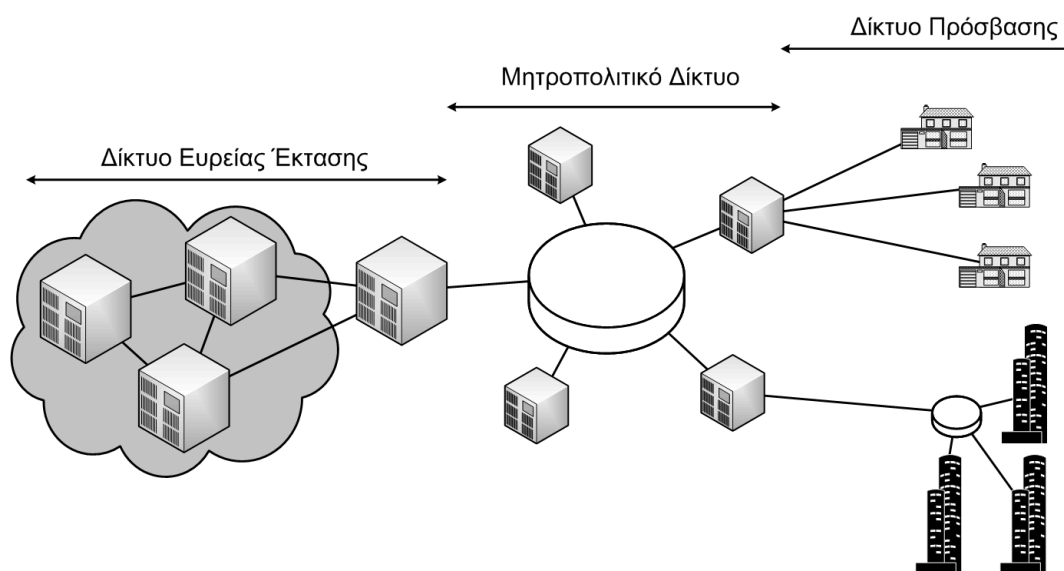
### 2.1. Δομή των Τηλεπικοινωνιακών Δικτύων

Η ευρέως διαδεδομένη δομή των δημοσίων τηλεπικοινωνιακών φαίνεται στο Σχήμα 3. Αν και τα δίκτυα δεν παρουσιάζουν συγκεκριμένη δομή, μια υψηλότερου επιπέδου προσέγγιση είναι δυνατόν να τα διαχωρίσει σε μητροπολιτικά και ευρείας έκτασης. Τα ευρείας έκτασης δίκτυα αφορούν τη διασύνδεση γεωγραφικά απομακρυσμένων περιοχών όπως πόλεις και χώρες, και είναι δυνατόν να καλύπτουν μέχρι και υπερωκεάνιες αποστάσεις (χιλιάδες χιλιόμετρα). Αντίθετα τα μητροπολιτικά δίκτυα συνήθως περιορίζονται σε συγκεκριμένη γεωγραφική περιοχή, για παράδειγμα στα όρια ενός μεγάλου δήμου (μερικές δεκάδες χιλιόμετρα). Τα μητροπολιτικά δίκτυα κατηγοριοποιούνται περαιτέρω σε δίκτυα διανομής και δίκτυα πρόσβασης. Τα δίκτυα πρόσβασης συγκεντρώνουν σε αντίστοιχους κόμβους την κίνηση που παράγεται από τους χρήστες του δικτύου, ενώ τα δίκτυα διανομής διασυνδέουν τους κόμβους πρόσβασης σε μεγαλύτερους κόμβους διανομής. Η διασύνδεση των μητροπολιτικών δικτύων με τα ευρεία έκτασης δίκτυα γίνεται συνήθως σε κύριους κόμβους του δικτύου ευρείας έκτασης.

Περαιτέρω, τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα είναι δυνατόν να κατηγοριοποιηθούν σε δημόσια και ιδιωτικά δίκτυα. Τα δημόσια δίκτυα αποτελούν τη μεγαλύτερη κατηγορία τηλεπικοινωνιακών δικτύων, παρέχουν εκτεταμένη γεωγραφική κάλυψη, και η διαχείρισή τους γίνεται από δικτυακούς παρόχους ή φορείς (service providers ή carriers). Τα παραδοσιακά δημόσια τηλεπικοινωνιακά δίκτυα παρείχαν απλώς τηλεφωνικές υπηρεσίες, η κατάσταση όμως έχει διαφοροποιηθεί σημαντικά τα τελευταία με την παροχή υπηρεσιών Διαδικτύου σε μεγάλο αριθμό χρηστών. Πλέον, τα δημόσια δίκτυα καλούνται να παρέχουν υπηρεσίες όπως τηλεφωνικές γραμμές, μισθωμένες γραμμές, αλλά και υποδομές σε δίκτυα εναλλακτικών παρόχων όπως πάροχοι Διαδικτύου και Κινητής Τηλεφωνίας. Αντίθετα, τα ιδιωτικά δίκτυα είναι συνήθως ιδιοκτησία διάφορων οργανισμών (π.χ. πανεπιστήμια ή εταιρίες), και υλοποιούνται για να καλύψουν τις εσωτερικές τηλεπικοινωνιακές ανάγκες τους. Τα ιδιωτικά δίκτυα διαχωρίζονται με βάση τη γεωγραφική περιοχή που καλύπτουν σε Local Area Networks (με έκταση μερικών χιλιομέτρων), σε Metropolitan Area Networks (με έκταση δεκάδων ή μερικών εκατοντάδων χιλιομέτρων) και σε Wide Area Networks (με έκταση εκατοντάδων ή χιλιάδων χιλιομέτρων). Στις δύο τελευταίες κατηγορίες ο οργανισμός μισθώνει

συνδέσεις από το δημόσιο δίκτυο για τη δημιουργία του ιδιωτικού δικτύου, οπότε το δίκτυο δεν είναι εξ' ολοκλήρου ιδιόκτητο.

Η οπτική τεχνολογία καθιστά εφικτή τη διασύνδεση σε όλα τα επίπεδα της τηλεπικοινωνιακής υποδομής (δίκτυα ευρείας έκτασης, μητροπολιτικά δίκτυα, δίκτυα πρόσβασης), παρέχοντας τεράστιους ρυθμούς μετάδοσης και κοινή υποδομή για μεγάλη γκάμα υπηρεσιών. Η ευρυζωνικότητα που παρέχεται από την οπτική τεχνολογία οφείλεται κυρίως στις οπτικές ίνες, αλλά και σε άλλους παράγοντες οι οποίοι θα εξεταστούν στην επόμενη παράγραφο. Συνεπώς, η οπτική τεχνολογία αποτελεί την προτιμητέα τεχνολογία μετάδοσης σε δίκτυα με ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερους από μερικά Mbit και για αποστάσεις που υπερβαίνουν το ένα χιλιόμετρο. Οπτικές ίνες έχουν εγκατασταθεί ευρέως σε δίκτυα ευρείας έκτασης και μητροπολιτικά δίκτυα, δεν υπάρχει όμως εκτεταμένη εγκατάσταση οπτικών ινών στον τελικό χρήστη (δίκτυο πρόσβασης). Αν και μεγάλοι χρήστες (π.χ. εταιρίες, βιομηχανίες) έχουν πρόσβαση μέσω υποδομής οπτικών ινών, το μεγάλο κόστος υλοποίησης της υποδομής πρόσβασης, αλλά και η πιθανή αποτυχία μιας τέτοιας επένδυσης, αποτρέπει την εγκατάσταση οπτικών ινών μέχρι τον τελικό χρήστη.



Σχήμα 3: Δομή των τηλεπικοινωνιακών δικτύων.

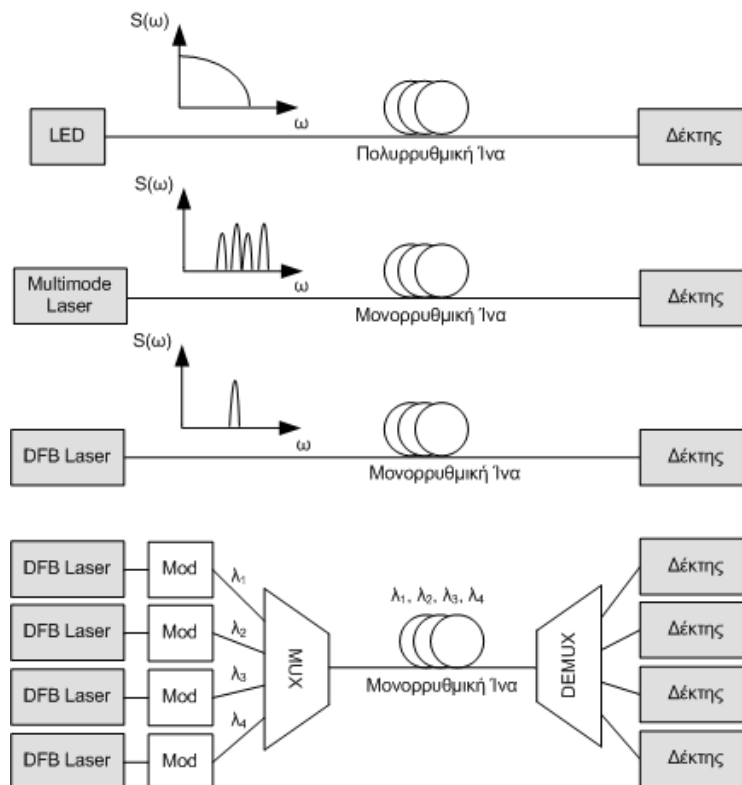
## 2.2. Οπτική Τεχνολογία

Η οπτική τεχνολογία αποτελεί προτιμητέα τεχνολογική λύση, τόσο από πλευράς παρεχόμενου εύρους όσο και από πλευράς κόστους, για την υλοποίηση ενσύρματων δικτύων. Ο βασικός παράγοντας της ευρυζωνικότητας που παρέχει η οπτική τεχνολογία είναι το φυσικό μέσο, δηλαδή οι οπτικές ίνες, οι οποίες παρέχουν εύρος ζώνης κατά πολύ μεγαλύτερο σε σχέση με τα υπόλοιπα μέσα μετάδοσης. Παράλληλα, οι οπτικές ίνες δεν εμφανίζουν ευαισθησία σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, κατά συνέπεια τα οπτικά δίκτυα δεν επηρεάζονται από την παρουσία άλλων ενσύρματων ή ασύρματων δικτύων. Πέραν των οπτικών ινών, στη διάδοση της οπτικής τεχνολογίας συντέλεσε η ανάπτυξη κατάλληλων δομικών στοιχείων όπως οπτικοί πομποί και ενισχυτές, αλλά και η εδραίωση της πολυπλεξίας μήκους κύματος. Στην παρούσα παράγραφο γίνεται μια σύντομη ανασκόπηση της εξέλιξης της οπτικής τεχνολογίας στην παρούσα μορφή της.

### 2.2.1. Οπτικές Ίνες

Τα πρώτα οπτικά συστήματα μετάδοσης χρησιμοποιούσαν πολυρρυθμικές ίνες για τη μετάδοση δεδομένων. Οι πολυρρυθμικές ίνες έχουν μεγάλη διατομή πυρήνα (50-85  $\mu\text{m}$ ) και συνεπώς οι διαδιδόμενες οπτικές ακτίνες έχουν τη δυνατότητα να ακολουθήσουν πέραν της μίας διαδρομής, ανάλογα με τη γωνία πρόσπτωσης μέσω της οποίας διαδίδονται. Κάθε διαδρομή καλείται τρόπος μετάδοσης και αντιστοιχεί σε διαφορετικό μήκος διάδοσης. Σαν αποτέλεσμα των παραπάνω, δύο ακτίνες που ανήκουν στον ίδιο οπτικό παλμό είναι δυνατόν να ακολουθήσουν διαφορετικές διαδρομές και να διανύσουν διαφορετικό μήκος στην ίνα, οπότε και να φθάσουν στην έξοδό της σε διαφορετικούς χρόνους. Το παραπάνω φαινόμενο προκαλεί χρονική διεύρυνση (διασπορά) των οπτικών παλμών, και καλείται διασπορά τρόπων διάδοσης. Η διασπορά τρόπων διάδοσης αυξάνει με την αύξηση του διανυόμενου μήκους ίνας, ενώ για σταθερό μήκος ίνας περιορίζει το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης (ελάχιστη χρονική απόσταση μεταξύ παλμών). Σαν αποτέλεσμα, η μετάδοση πάνω από πολυρρυθμικές ίνες περιορίζεται σε λίγα χιλιόμετρα και ρυθμούς μετάδοσης που δεν υπερβαίνουν τις εκατοντάδες Mbps.

Η σμίκρυνση της διατομής του πυρήνα της ίνας σε 8-10  $\mu\text{m}$  εξαλείφει το φαινόμενο της διασποράς τρόπων διάδοσης, καθώς οι οπτικές ακτίνες έχουν τη δυνατότητα να ακολουθήσουν μία μόνο οπτική διαδρομή. Καθώς υπάρχει μοναδική



Σχήμα 4: Εξέλιξη των οπτικών δικτύων σε WDM δίκτυα.

διαδρομή διάδοσης, οι παραπάνω ίνες καλούνται μονορρυθμικές. Οι μονορρυθμικές ίνες δίνουν τη δυνατότητα σε πολύ μεγαλύτερες αποστάσεις, οι οποίες πλέον περιορίζονται από φαινόμενα όπως η εξασθένηση (στην περιοχή των 1.3  $\mu\text{m}$ ) και η χρωματική διασπορά (στην περιοχή 1.55  $\mu\text{m}$ ). Η χρωματική διασπορά οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από τη συχνότητα, οπότε οι διάφορες συχνότητες που συνιστούν τον οπτικό παλμό διαδίδονται με διαφορετικές ταχύτητες. Τελικό αποτέλεσμα, όπως και στην περίπτωση της διασποράς τρόπων μετάδοσης, είναι η χρονική διεύρυνση του οπτικού παλμού. Το φαινόμενο, όμως, της χρωματικής διασποράς καθιστά δυνατή την οπτική

μετάδοση σε ρυθμούς μερικών Gbps για εκατοντάδες χιλιόμετρα. Επιπλέον, με χρήση κατάλληλων ινών αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς και οπτικών ενισχυτών η απόσταση μετάδοσης αυξάνει σε χιλιάδες χιλιόμετρα.

### 2.2.2. Οπτικοί Πομποί

Πέραν της εξέλιξης των οπτικών ινών, η αύξηση των ρυθμών μετάδοσης στα οπτικά δίκτυα επιτεύχθηκε μέσω την υλοποίηση κατάλληλων οπτικών πομπών. Οι πρώτοι οπτικοί πομποί που χρησιμοποιήθηκαν ήταν τα Light Emitting Diodes – LEDs, τα οποία παρήγαγαν οπτικούς παλμούς μέσω της διαμόρφωσης του ρεύματός τους. Βασικό μειονέκτημα των LEDs αποτελεί η χαμηλή οπτική ισχύς που παράγουν, οπότε σύντομα αντικαταστάθηκαν από διοδικά lasers. Τα πρώτα διοδικά lasers έδιναν μεγαλύτερη οπτική ισχύ από τα LED, αλλά παρήγαγαν παλμούς με μεγάλο φασματικό εύρος, το οποίο σε συνδυασμό με τη χρωματική διασπορά της ίνας προκαλούσε σημαντική διεύρυνση στους οπτικούς παλμούς. Η εξέλιξη των διοδικών lasers κατανεμημένης ανάδρασης (Distributed Feedback Lasers - DFBs) επέτρεψε τη μείωση του φασματικού εύρους των παραγόμενων οπτικών παλμών, και συνεπώς ελαχιστοποίησε την επίδραση της χρωματικής διασποράς. Ο ρυθμός μετάδοσης, όμως, που είναι δυνατόν να επιτευχθεί σε DFBs με διαμόρφωση του ρεύματός τους περιορίζεται σε μερικά Gbps. Η εξέλιξη των οπτικών πομπών στη σημερινή τους μορφή έγινε με διαχωρισμό της λειτουργίας παραγωγής του οπτικού σήματος από τη λειτουργία διαμόρφωσής του. Στους σημερινούς πομπούς, τα DFBs αποτελούν τους ταλαντωτές ακριβείας για την παραγωγή του οπτικού σήματος, ενώ η διαμόρφωση του οπτικού σήματος από τα ηλεκτρικά δεδομένα γίνεται σε εξωτερικούς ηλεκτρο-οπτικούς διαμορφωτές, οι οποίοι έχουν τη δυνατότητα λειτουργίας σε ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 10-40 Gbps.

### 2.2.3. Οπτικοί Ενισχυτές Ίνας Ερβίου και Σπανίων Γαιών

Η οπτική ίνα, όπως και κάθε μέσο μετάδοσης, παρουσιάζει απώλειες οι οποίες συντελούν στην εξασθένηση του μεταδιδόμενου σήματος. Αν υποθέσουμε ότι ο οπτικός πομπός στέλνει ισχύ  $P_t$  και ο οπτικός δέκτης λαμβάνει ισχύ  $P_r$ , τότε η εξασθένηση ορίζεται ως

$$\gamma = \frac{P_r}{P_t} \quad (1)$$

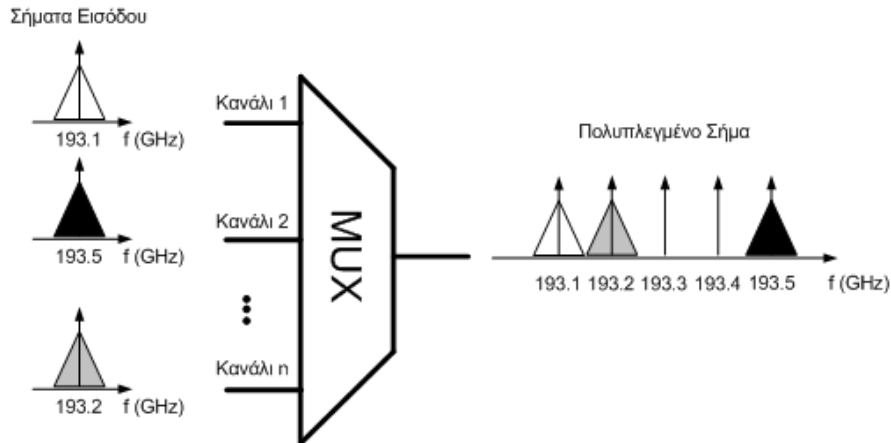
$$\gamma_{dB} = 10 \cdot \log_{10}(\gamma) = 10 \cdot \log_{10}(P_r) - 10 \cdot \log_{10}(P_t).$$

Η εξασθένηση των οπτικών ινών στην περιοχή των 1.55  $\mu\text{m}$  ισούται με 0.18 dB/Km. Σημειώνεται ότι η οπτική ισχύς μετράται σε W ή mW ( $10^{-3}$  W). Συνήθως, όμως, χρησιμοποιούνται εναλλακτικές μονάδες μέτρησης όπως τα dBW και dBm που ορίζονται ως

$$\begin{aligned} P_{dBW} &= 10 \cdot \log_{10}(P_W) \\ P_{dBm} &= 10 \cdot \log_{10}(P_{mW}). \end{aligned} \quad (2)$$

Για παράδειγμα 1 mW ισούται με 0 dBm και -30 dBW. Η εξασθένηση των οπτικών ινών αντισταθμίστηκε με την υλοποίηση οπτικών ενισχυτών ίνας με προσμίξεις σπάνιων γαιών. Ανάλογα με τη σπάνια γαία η οποία προσμειγνύεται στην ίνα είναι δυνατόν να ενισχυθεί οπτικό σήμα το οποίο ανήκει στην S-, C- ή L-Band. Συγκεκριμένο παράδειγμα αποτελεί το έρβιο, το οποίο έχει φάσμα εκπομπής στην περιοχή των 1.55  $\mu\text{m}$  και δίνει τη δυνατότητα ενίσχυσης στην C-Band. Οι ενισχυτές σπανίων γαιών δίνουν τη δυνατότητα

ταυτόχρονης ενίσχυσης πολλαπλών καναλιών, γεγονός το οποίο συντέλεσε καίρια στην ανάπτυξη συστημάτων πολυπλεγμένων κατά WDM. Μέχρι αυτή τη στιγμή, έχουν



Σχήμα 5: Πολυπλεξία συχνότητας (μήκους κύματος) σε οπτικά δίκτυα.

υλοποιηθεί WDM συστήματα με συνολικό ρυθμό μετάδοσης που υπερβαίνει το 1 Tbps και σε αποστάσεις οι οποίες προσεγγίζουν μερικές χιλιάδες χιλιόμετρα.

#### 2.2.4. Πολυπλεξία μήκους κύματος

Η πλήρης αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης των οπτικών ινών γίνεται με την πολυπλεξία μήκους κύματος (wavelength division multiplexing-WDM). Η πολυπλεξία WDM αντιστοιχεί στην κλασσική πολυπλεξία συχνότητας (frequency division multiplexing-FDM), όμως αντί για μια συγκεκριμένη συχνότητα ανατίθεται ένα μήκος κύματος σε κάθε οπτικό κανάλι, η οποία φαίνεται στο Σχήμα 5. Το μήκος κύματος  $\lambda$  συσχετίζεται με τη συχνότητα μέσω της σχέσης

$$c = \lambda \cdot f \quad (3)$$

όπου  $c$  είναι η ταχύτητα του φωτός στον ελεύθερο χώρο, η οποία ισούται με  $3 \times 10^8$  m/s. Πρακτικά, στις οπτικές ίνες η ταχύτητα μειώνεται σε  $2 \times 10^8$  m/s, λόγω του γεγονότος ότι ο δείκτης διάθλασης της οπτικής ίνας ισούται με 1.5.

Τα μήκη κύματος στις οπτικές επικοινωνίες μετρούνται συνήθως σε  $\mu\text{m}$  ( $10^{-6}$  m) ή nm ( $10^{-9}$  m). Οι περιοχές μηκών κύματος τηλεπικοινωνιακού ενδιαφέροντος βρίσκονται στο υπέρυθρο, και συγκεκριμένα γύρω από τα μήκη κύματος 1.3 (περιοχή μηδενικής χρωματικής διασποράς) και 1.55  $\mu\text{m}$  (περιοχή ελάχιστης εξασθένησης). Αντίστοιχα οι συχνότητες μετρούνται συνήθως σε GHz (1.55  $\mu\text{m}$   $10^9$  Hz) ή THz ( $10^{12}$  Hz). Για παράδειγμα, προκύπτει ότι στο μήκος κύματος ελευθέρου ίσο με 1.55  $\mu\text{m}$  αντιστοιχεί σε συχνότητα 193 THz. Επιπλέον παράμετρος σε συστήματα πολυπλεξίας WDM είναι η απόσταση μεταξύ καναλιών. Η απόσταση μετράται σε διαφορά είτε συχνοτήτων είτε μηκών κύματος, και γενικά ισχύει ότι οι δύο μετρήσεις σχετίζονται κατά προσέγγιση ως

$$\Delta f = -\frac{c}{\lambda_0^2} \cdot \Delta \lambda \quad (2)$$

με  $\lambda_0$  το κεντρικό μήκος κύματος (π.χ. 1.55  $\mu\text{m}$ ). Η παραπάνω σχέση είναι ακριβής όταν το κεντρικό μήκος κύματος είναι κατά πολύ μεγαλύτερο από την απόσταση μεταξύ καναλιών, κάτι που γενικά ισχύει. Για παράδειγμα, στην περιοχή των 1.55  $\mu\text{m}$  προκύπτει



ότι η φασματική απόσταση των 100 GHz (τυπική απόσταση καναλιών σε WDM σύστημα) ισοδυναμεί με απόσταση μηκών κύματος ίση με 0.8 nm.

Η απόσταση μεταξύ καναλιών καθορίζει το εύρος ζώνης που είναι δυνατόν να καταλαμβάνει κάθε κανάλι. Το εύρος ζώνης του κάθε καναλιού σχετίζεται άμεσα με το ρυθμό μετάδοσης του, αν και η ακριβής σχέση μεταξύ εύρους ζώνης και ρυθμού μετάδοσης εξαρτάται από την κωδικοποίηση που εφαρμόζεται στο κανάλι (π.χ. το εύρος ζώνης του PSTN τηλεφωνικού καναλιού είναι 4 KHz, αλλά είναι δυνατόν να επιτευχθεί με κατάλληλη κωδικοποίηση ρυθμός μετάδοσης 56 Kbps). Ο λόγος του ρυθμού μετάδοσης προς το διαθέσιμο εύρος ζώνης ονομάζεται φασματική απόδοση. Η φασματική απόδοση των οπτικών καναλιών είναι σχετικά μικρή (0.4 bps/Hz), οπότε η μετάδοση 10 Gbps απαιτεί εύρος ζώνης της τάξης των 25 GHz.

Τα σημερινά οπτικά συστήματα χρησιμοποιούν την περιοχή των 1.55  $\mu\text{m}$  (193.1 THz) για δύο κυρίως λόγους: (α) η εξασθένιση των οπτικών ινών είναι η ελάχιστη και (β) υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμες τεχνολογίες ενισχυτών (π.χ. ενισχυτές με προσμίξεις ερβίου), στη συγκεκριμένη περιοχή. Η International Telecommunications Union (ITU) έχει προτυποποιήσει την περιοχή γύρω από τα 193.1 THz, και η προτυποποιημένη απόσταση των καναλιών στην εν λόγω περιοχή είναι 50 και 100 GHz (Σχήμα 5). Πάντως, υπάρχει τάση για μείωση της απόστασης μεταξύ καναλιών, άρα και αύξηση του συνολικού αριθμού διαθέσιμων καναλιών, σε 25 GHz. Περαιτέρω, η ανάπτυξη νέων τεχνολογιών οπτικών ενισχυτών με προσμίξεις σπανίων γαιών δίνει τη δυνατότητα της αξιοποίησης επιπλέον περιοχών, πλην αυτής των 1.55  $\mu\text{m}$  (Center-Band 1530-1565 nm). Συγκεκριμένα, η ανάπτυξη ενισχυτών με προσθήκη θουλίου επιτρέπει την αξιοποίηση της Short-Band (1460-1530 nm), ενώ αντίστοιχοι ενισχυτές υττερβίου επιτρέπουν την αξιοποίηση της Long-Band (1565-1625 nm).

## 2.3. Σημερινά Οπτικά Δίκτυα

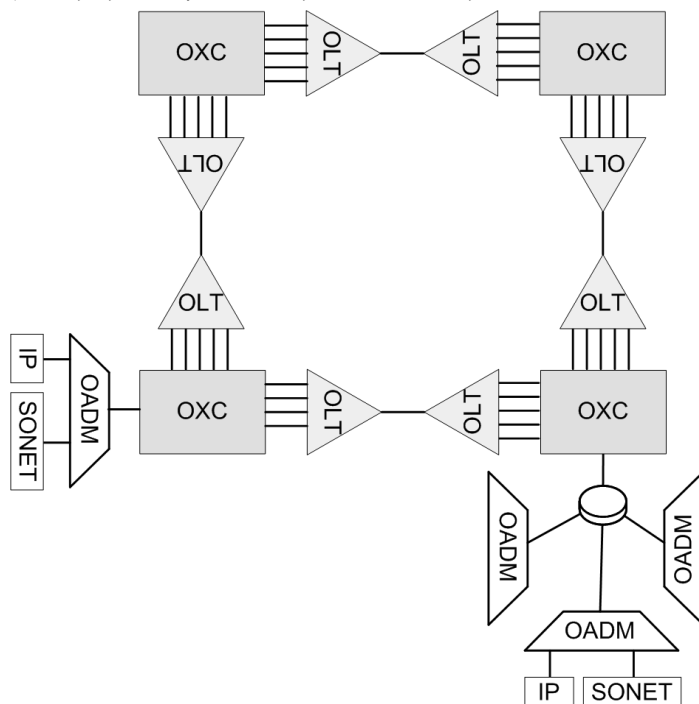
Στα πρώτα οπτικά δίκτυα (δίκτυα πρώτης γενιάς) η οπτική τεχνολογία χρησιμοποιούνταν μόνο στη μετάδοση, ως μέσο για την παροχή μεγάλου εύρους ζώνης με μικρούς ρυθμούς εμφάνισης σφαλμάτων. Οι υπόλοιπες λειτουργίες του δικτύου (όπως δρομολόγησης και ευφυείς λειτουργίες) γίνονταν ηλεκτρονικά. Τυπικά δίκτυα πρώτης γενιάς είναι τα SDH δίκτυα. Καθώς όμως οι ταχύτητες μετάδοσης που επιτύγχανε η οπτική τεχνολογία αυξήθηκαν σε δεκάδες Gbps ανά κανάλι, οι χρόνοι εκτέλεσης των παραπάνω λειτουργιών περιορίστηκαν σε μερικές δεκάδες ή εκατοντάδες ns και συνεπώς τα ηλεκτρονικά ελέγχου του δικτύου υφίστανται υπερβολική επιβάρυνση. Πλέον, εγκαθίστανται οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς, ή δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος, στα οποία τμήμα των διαδικασιών δρομολόγησης, μεταγωγής, και ευφώνων λειτουργιών λαμβάνουν χώρα στο οπτικό επίπεδο. Η παρούσα παράγραφος παρουσιάζει τη δομή των δικτύων δρομολόγησης μήκους κύματος και την παροχή υπηρεσιών από τα εν λόγω δίκτυα μέσω ενός νέου επιπέδου, του οπτικού επιπέδου.

### 2.3.1. Δομή των Δικτύων Δρομολόγησης Μήκους Κύματος

Τα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς παρέχουν ζεύξεις που καλούνται οπτικά μονοπάτια (light paths) μεταξύ των χρηστών τους (π.χ. τεματικά SDH ή δρομολογητές IP). Περισσότερα του ενός οπτικά μονοπάτια πολυπλέκονται πάνω από μία οπτική ίνα με την τεχνολογία πολυπλεξίας WDM. Τα οπτικά μονοπάτια διασυνδέουν τον κόμβο προορισμού με τον κόμβο αποστολής μέσω ενδιάμεσων κόμβων, οι οποίοι δρομολογούν και μεταγουν κατάλληλα τα οπτικά μονοπάτια μεταξύ των οπτικών ινών στην είσοδο και έξοδο τους. Σε περίπτωση που δεν υπάρχει δυνατότητα μετατροπής μήκους κύματος στους ενδιάμεσους κόμβους, το οπτικό μονοπάτι διατηρεί το ίδιο μήκος κύματος σε όλες τις ενδιάμεσες ζεύξεις μεταξύ κόμβου αποστολής και προορισμού. Αντίθετα, αν υπάρχει δυνατότητα μετατροπής μήκους κύματος στους ενδιάμεσους κόμβους, το οπτικό

μονοπάτι είναι δυνατόν να μεταφέρεται από διαφορετικό μήκος κύματος σε κάθε ενδιάμεση ζεύξη. Η μετατροπή μήκους κύματος παρέχει καλύτερη αξιοποίηση των μηκών κύματος του δικτύου, κατά συνέπεια τη δυνατότητα εξυπηρέτησης μεγαλύτερου αριθμού από άκρου εις άκρο συνδέσεων, καθώς είναι δυνατή η χωρική επαναχρησιμοποίηση των διαθέσιμων μηκών κύματος.

Βασικά δομικά στοιχεία τα οποία καθιστούν δυνατή την υλοποίηση οπτικών δικτύων δρομολόγησης μήκους κύματος είναι οι τερματισμοί οπτικής γραμμής (optical line terminals-OLTs), οι οπτικοί πολυπλέκτες προσθήκης/απομάστευσης (optical add/drop multiplexers-OADM) και οι οπτικές διασυνδέσεις (optical cross connects-OXC). Οι OLTs χρησιμοποιούνται στα άκρα μιας WDM σύνδεσης για να πολυπλέκουν πολλά μήκη κύματος σε μία οπτική ίνα στο άκρο-αφετηρία, και αντιστρόφως να αποπολυπλέκουν τα μήκη κύματος σε πολλές ίνες στο άκρο-προορισμό. Οι OADMs χρησιμοποιούνται από ενδιάμεσους κόμβους για να απομαστεύσουν κάποια από τα μήκη κύματος μιας ενδιάμεσης ζεύξης, καθώς και να προσθέσουν νέα μήκη κύματος που προέρχονται από τον ενδιάμεσο κόμβο. Τυπικά, οι OADMs έχουν δύο θύρες που συνδέονται στο οπτικό δίκτυο, και αριθμό τοπικών θυρών στις οποίες προστίθενται ή απομαστεύονται μήκη κύματος. Οι οπτικές διασυνδέσεις επιτελούν παρόμοια λειτουργία με τους πολυπλέκτες προσθήκης/απομάστευσης, αλλά συνήθως έχουν κατά πολύ μεγαλύτερο αριθμό θυρών



Σχήμα 6: Δομικά στοιχεία σε δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος (WDM δίκτυα).

που συνδέονται στο οπτικό δίκτυο (δεκάδες ή εκατοντάδες), στις οποίες μεταγόνται τα μήκη κύματος. Τόσο οι OADMs όσο και οι OXCs είναι δυνατόν να παρέχουν μετατροπή μήκους κύματος. Τα βασικά δομικά στοιχεία απεικονίζονται στο **Error! Reference source not found.**

### 2.3.2. Το Οπτικό Επίπεδο

Τα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα ακολουθούν μια πολυεπίπεδη αρχιτεκτονική, σύμφωνη με το σκεπτικό της ιεραρχίας του International Standards Organization (ISO) για τα ακόλουθα επίπεδα: φυσικό, ζεύξης δεδομένων, δικτύου, μεταφοράς, συνόδου, παρουσίασης και εφαρμογών. Κάθε στρώμα επιτελεί συγκεκριμένες προτυποποιημένες



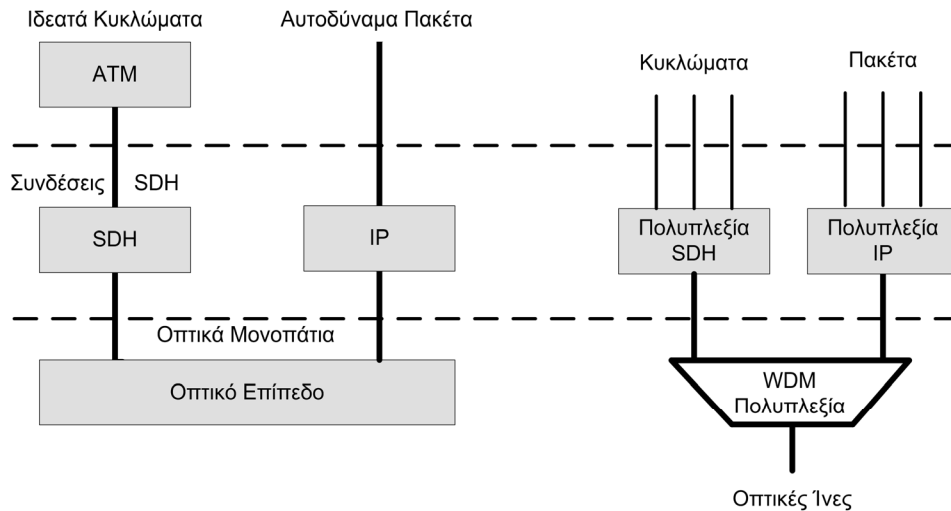
λειτουργίες και παρέχει συγκεκριμένες υπηρεσίες στο αμέσως υπερκείμενο στρώμα. Τα γειτονικά στρώματα επικοινωνούν μεταξύ τους με συγκεκριμένες διεπαφές, οι οποίες ονομάζονται σημεία πρόσβασης υπηρεσίας (service access points-SAPs), και συνήθως υπάρχουν περισσότερα του ενός SAPS ανάλογα με το είδος των παρεχόμενων υπηρεσιών. Στις περισσότερες περιπτώσεις το δίκτυο παρέχει συνδέσεις, οι οποίες εγκαθίστανται μεταξύ ενός κόμβου αφετηρίας και ενός κόμβου προορισμού. Τα δεδομένα κάθε σύνδεσης διατρέχουν τα κατάλληλα επίπεδα σε κάθε ενδιάμεση δικτυακή συσκευή, και κάθε επίπεδο ενθυλακώνει την πληροφορία που έλαβε από το ανώτερο επίπεδο, προσθέτοντας επιπλέον πληροφορία που αφορά τη διαχείριση της σύνδεσης. Συνοπτικά, οι λειτουργίες που επιτελούν τα τέσσερα κατώτερα επίπεδα της ιεραρχίας OSI είναι οι εξής:

- Φυσικό Επίπεδο: Παρέχει τη φυσική σύνδεση με συγκεκριμένο εύρος ζώνης μεταξύ δύο δικτυακών συσκευών. Παραδείγματα φυσικού επιπέδου αποτελούν οι οπτικές ίνες, τα ομοαξονικά καλώδια, τα συνεστραμμένα ζεύγη και οι ασύρματες ζεύξεις.
- Επίπεδο Ζεύξης Δεδομένων: Παρέχει την αξιόπιστη μετάδοση δεδομένων πάνω από το φυσικό επίπεδο. Επιτελεί λειτουργίες όπως η πολυπλεξία και η αποπολυπλεξία συνδέσεων, η διαίρεση της εισερχόμενης πληροφορίας σε πλαίσια (frames) και η διόρθωση σφαλμάτων. Στο επίπεδο ζεύξης δεδομένων συμπεριλαμβάνεται είναι το υπο-επίπεδο προσπέλασης μέσου (media access control - MAC), για δίκτυα διαμοιρασμένου μέσου, όπως τοπικά δίκτυα Ethernet. Παραδείγματα επιπέδου ζεύξης δεδομένων αποτελούν τα point-to-point protocol (PPP) και high-level data link control (HDLC).
- Επίπεδο Δικτύου: Το επίπεδο δικτύου δημιουργεί συνδέσεις μεταξύ τεματικών δικτυακών συσκευών. Βασική λειτουργία του επιπέδου αποτελεί η δρομολόγηση πακέτων, η οποία γίνεται είτε με υλοποίηση ιδεατών κυκλωμάτων (virtual circuits-VCs), είτε με δρομολόγηση ανεξάρτητων πακέτων (datagrams). Το πλέον διαδεδομένο παράδειγμα είναι το Internet Protocol (IP), το οποίο υλοποιεί στατιστική πολυπλεξία και δρομολόγηση αυτοδύναμων πακέτων.
- Επίπεδο Μεταφοράς: Το επίπεδο μεταφοράς υλοποιεί την άνευ λαθών, και σε σωστή σειρά μεταφορά πακέτων από άκρο σε άκρο. Το πλέον διαδεδομένο παράδειγμα είναι το Transfer Control Protocol (TCP).

Ένα ακόμη σημαντικό επίπεδο μεταγωγής πακέτων είναι το Asynchronous Transfer Mode-ATM. Το ATM δημιουργεί ιδεατά κυκλώματα για τη μεταγωγή πακέτων σταθερού μεγέθους 53 bytes με δυνατότητα παροχής διαφόρων τύπων ποιότητας υπηρεσίας.

Η κλασσική διαστρωμάτωση του OSI δε λαμβάνει υπ' όψιν τις δυνατότητες πολυπλεξίας και δρομολόγησης που παρέχονται από τα οπτικά δίκτυα δρομολόγησης μήκους κύματος, και κατά συνέπεια είναι αναγκαία η τροποποίηση του. Συγκεκριμένα, η υλοποίηση οπτικών δικτύων δεύτερης γενιάς εισάγει ακόμα ένα επίπεδο στην ιεραρχία πρωτοκόλλων, το οπτικό επίπεδο. Το οπτικό επίπεδο αποτελεί επίπεδο παροχής υπηρεσιών σε ανώτερα επίπεδα, όπως για παράδειγμα το IP, ATM ή SDH ή ακόμα και Gigabit Ethernet. Στην παρούσα φάση, το οπτικό επίπεδο παρέχει οπτικά μονοπάτια (μόνιμα ή κατ' απαίτηση), ενώ μελλοντικά αναμένεται ότι θα παρέχει ιδεατά κυκλώματα για μεταγωγή πακέτου ή υπηρεσίες αυτοδύναμων πακέτων. Επιπλέον, το οπτικό επίπεδο πολυπλέκει τα οπτικά μονοπάτια σε μία ίνα και επιτρέπει την απομάστευση οπτικών μονοπατιών στους κόμβους του δικτύου.

Τυπική πολυ-επίπεδη αρχιτεκτονική πάνω από οπτικό επίπεδο φαίνεται στο Σχήμα 7. Κυκλώματα χαμηλού εύρους ζώνης πολυπλέκονται από διεπαφές SDH, ενώ πακέτα χαμηλού εύρους ζώνης πολυπλέκονται στατιστικά από δρομολογητές IP. Σε



Σχήμα 7: Παροχή υπηρεσιών από το οπτικό επίπεδο και αντιστοίχιση σε στάδια πολυπλεξίας.

κάθε διεπαφή αντιστοιχίζεται σε ένα οπτικό μονοπάτι, και τα οπτικά μονοπάτια πολυπλέκονται κατά μήκος κύματος πάνω από ένα ή δέσμες ινών. Βασικός λόγος της πολυ-επίπεδης πολυπλεξίας είναι οι δυνατότητες που παρέχει κάθε επίπεδο. Για παράδειγμα το SDH έχει τη δυνατότητα να μεταγεί και να διαχειρίζεται ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 2.5 Gbps ανά σύνδεση, αλλά δεν έχει τη δυνατότητα διαχείρισης πολλαπλών συνδέσεων σε αντίστοιχους ρυθμούς μετάδοσης. Αντίθετα, το οπτικό επίπεδο έχει τη δυνατότητα διαχείρισης πολλαπλών οπτικών μονοπατιών (συνδέσεων), όμως δεν είναι αποδοτικό στην διαχείριση συνδέσεων με ρυθμούς μετάδοσης κάτω του 1 Gbps.

## 2.4. Μελλοντικά Οπτικά Δίκτυα

Παρά την αδιαμφισβήτητη εξέλιξη των οπτικών δικτύων, υπάρχουν θέματα τα οποία εξακολουθούν να ερευνώνται με τελικό σκοπό την πλήρη αξιοποίηση της παρεχόμενης ευρυζωνικότητας. Σημαντικό θέμα, επί παραδείγματι, αποτελεί το γεγονός ότι τα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς παρέχουν οπτικά μονοπάτια, συνεπώς είναι κατά βάση δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος. Βασικό μειονέκτημα της μεταγωγής κυκλώματος αποτελεί η αδυναμία αποδοτικής μετάδοσης εκρηκτικής κίνησης, δηλαδή κίνηση η οποία δεν παρουσιάζει σταθερό ρυθμό. Η εκρηκτική κίνηση οδηγεί σε απώλεια πληροφορίας, όταν για παράδειγμα παράγεται περισσότερη κίνηση από όση είναι δυνατόν να ικανοποιήσει το οπτικό μονοπάτι, ενώ δεν αξιοποιεί πλήρως το παρεχόμενο εύρος ζώνης σε περιόδους που η παραγόμενη κίνηση κυμαίνεται σε χαμηλά επίπεδα. Δεύτερο θέμα, αποτελεί η διαφάνεια που παρέχει το οπτικό δίκτυο, π.χ. ως προς τα χρησιμοποιούμενα πρωτόκολλα και τους παρεχόμενους ρυθμούς μετάδοσης. Η διαφάνεια αποτελεί ιδιαίτερος επιθυμητό χαρακτηριστικό του τηλεπικοινωνιακού δικτύου, καθώς οι υπηρεσίες παρέχονται πάνω από κοινή τηλεπικοινωνιακή υποδομή. Επιπλέον, παρέχει τη δυνατότητα της μελλοντικής λειτουργίας του δικτύου ακόμα και αν αλλάξουν τα πρωτόκολλα ή οι ρυθμοί μετάδοσης, χωρίς να είναι αναγκαία η ριζική αναβάθμιση. Στην τρέχουσα παράγραφο εξετάζονται συνοπτικά αμφότερα τα δίκτυα μεταγωγής πακέτου και τα διαφανή δίκτυα.

### 2.4.1. Οπτική Μεταγωγή Πακέτου

Σε ερευνητικό επίπεδο, μελετώνται οπτικά δίκτυα μεταγωγής πακέτου τα οποία θα έχουν τη δυνατότητα παροχής ιδεατών κυκλωμάτων ή υπηρεσιών αυτοδύναμων

πακέτων, όπως τα IP και ATM δίκτυα. Στόχος της έρευνας είναι η υλοποίηση οπτικών κόμβων μεταγωγής πακέτου, που λειτουργούν σε πολύ μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης από τους αντίστοιχους ηλεκτρονικούς. Οι οπτικοί κόμβοι μεταγωγής πακέτου αναμένεται ότι θα διαβάζουν την επικεφαλίδα του οπτικού πακέτου και θα το μετάγουν στην κατάλληλη θύρα εξόδου. Επιπλέον, θα πολυπλέκουν στατιστικά τα οπτικά πακέτα.

Ιδανικά, όλες οι λειτουργίες του κόμβου γίνονται σε οπτικό επίπεδο, πρακτικά όμως τα οπτικά στοιχεία δίνουν πολύ περιορισμένες δυνατότητες επεξεργασίας. Συνεπώς, λειτουργίες όπως επεξεργασία επικεφαλίδας και έλεγχος μεταγωγής γίνονται σε ηλεκτρονικό επίπεδο. Επιπλέον, οι ηλεκτρονικοί κόμβοι περιλαμβάνουν ειδικό υλικό και λογισμικό πραγματικού χρόνου για την παροχή συγκεκριμένης ποιότητας υπηρεσίας, κάτι το οποίο δεν είναι δυνατόν να υλοποιηθεί σε οπτικό επίπεδο. Τέλος, η υλοποίηση οπτικών κόμβων μεταγωγής πακέτου περιορίζεται από το γεγονός ότι δεν υπάρχουν διαθέσιμες, ως αυτή τη στιγμή, οπτικές μνήμες τυχαίας προσπέλασης (οι οπτικοί καταχωρητές προσομοιώνονται από κατάλληλα μήκη ίνας), καθώς και από το γεγονός ότι η τεχνολογία οπτικών μεταγωγέων σε ρυθμοδοτήσεις πολλών Gbps βρίσκεται σε αρχικό στάδιο.

#### 2.4.2. Διαφανή (Αμιγώς Οπτικά) Δίκτυα

Βασικό χαρακτηριστικό στις παρεχόμενες από τα οπτικά δίκτυα δεύτερης γενιάς υπηρεσίες είναι η διαφάνεια ως προς τα δεδομένα που στέλνονται πάνω από το οπτικό μονοπάτι. Συγκεκριμένα, σε κάθε οπτικό μονοπάτι καθορίζεται ο μέγιστος και ελάχιστος ρυθμός μετάδοσης, και η μεταφορά δεδομένων γίνεται ανεξάρτητα από τα επιλεγόμενα πρωτόκολλα, δεδομένου ότι δεν υπερβαίνεται ο υπάρχον ρυθμός μετάδοσης.

Συνήθως τα διαφανή οπτικά δίκτυα αναφέρονται και ως αμιγώς οπτικά δίκτυα. Στα αμιγώς οπτικά δίκτυα, τα δεδομένα μεταφέρονται χωρίς να υπόκεινται σε ηλεκτρο-οπτικές μετατροπές. Υπάρχουν, όμως, ένα σύνολο από παράγοντες οι οποίοι επιβάλουν την ηλεκτρο-οπτική μετατροπή, και συνεπώς δεν επιτρέπουν την υλοποίηση αμιγώς οπτικών δικτύων. Συγκεκριμένα, ο έλεγχος και η διαχείριση του δικτύου γίνεται σχεδόν εξ' ολοκλήρου από ηλεκτρονικά. Επιπλέον, επιδράσεις φυσικού επιπέδου καθιστούν απαραίτητη την αναγέννηση των δεδομένων σε ενδιάμεσους οπτικούς κόμβους, ενώ υπάρχουν δίκτυα τα οποία δίνουν δυνατότητα μετατροπής μήκους κύματος. Συνήθως οι λειτουργίες αναγέννησης και η μετατροπής μήκους κύματος γίνονται ηλεκτρονικά.

Η λειτουργία της ηλεκτρονικής αναγέννησης μειώνει τη διαφάνεια του δικτύου, ιδιαίτερα όταν γίνεται 3R (re-timing, re-shaping, re-amplifying) αναγέννηση, καθώς η ανάκτηση χρονισμού εξαρτάται από το ρυθμό μετάδοσης και το πρωτόκολλο πλαισίωσης των δεδομένων. Σε 2R (re-shaping, re-amplifying) σχήματα αναγέννησης υπάρχει διαφάνεια ως προς το ρυθμό μετάδοσης, ενώ η 1R (re-amplifying) αναγέννηση είναι πλήρως διαφανής, και συνήθως επιτυγχάνεται με τη χρήση οπτικών ενισχυτών χωρίς ηλεκτρο-οπτική μετατροπή. Καθώς όμως η 1R μετατροπή δεν επιτυγχάνει επαρκείς επιδόσεις αναγέννησης, σε πραγματικά δίκτυα χρησιμοποιείται η 2R ή 3R αναγέννηση. Με βάση τα παραπάνω, γίνεται εμφανές ότι είναι αναγκαίο να υλοποιηθούν βασικά δομικά στοιχεία, όπως αναγεννητές και μετατροπείς μήκους κύματος, τα οποία θα ελαχιστοποιούν τις ηλεκτρο-οπτικές μετατροπές στο οπτικό δίκτυο. Αμιγώς οπτικοί μετατροπείς και αναγεννητές έχουν επιδειχθεί ερευνητικά τα τελευταία χρόνια σε ρυθμούς που ξεπερνούν τις δεκάδες Gbps. Εναλλακτικά, διερευνάται η ελαχιστοποίηση των ηλεκτρο-οπτικών μετατροπών με την υλοποίηση οπτικών δικτύων τα οποία αποτελούνται από αμιγώς οπτικά υπο-δίκτυα. Στα εν λόγω δίκτυα οι μετατροπές περιορίζονται στα σημεία διασύνδεσης των υπο-δικτύων.

### 3. Οπτικές Ίνες

Σκοπός του κεφαλαίου είναι η ανάλυση των αρχών λειτουργίας των οπτικών ινών, καθώς και φαινομένων τα οποία επιδρούν στη μετάδοση του οπτικού σήματος κατά τη μετάδοση, φαινόμενα όπως χρωματική διασπορά, εξασθένιση και μη-γραμμικά φαινόμενα. Αν και η δυνατότητα κυματοδότησης σε οπτικές ίνες ήταν γνωστή από τα μέσα του 19<sup>ου</sup> αιώνα, οι υψηλές απώλειες των οπτικών ινών πριν τη δεκαετία του 1970 καθιστούσαν απαγορευτική τη χρήση των οπτικών ινών ως μέσο μετάδοσης. Η κατάσταση άλλαξε άρδην όταν το 1979 κατασκευάστηκε η πρώτη οπτική ίνα με απώλειες της τάξης των 0.2 dB/km σε μήκος κύματος λειτουργίας 1.55  $\mu\text{m}$ .

#### 3.1. Προσέγγιση Γεωμετρικής Οπτικής

Η προσέγγιση της γεωμετρικής οπτικής περιγράφει τη διάδοση του φωτός σε οπτικές ίνες υπό την προϋπόθεση ότι τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά της ίνας (ακτίνα του πυρήνα της ίνας  $a$ ) είναι πολύ μεγαλύτερα από το μήκος κύματος του διαδιδόμενου φωτός. Σε περίπτωση που τα δύο μεγέθη είναι συγκρίσιμα η περιγραφή θα πρέπει να γίνει μέσω των εξισώσεων Maxwell. Στην παρούσα παράγραφο θεωρούμε την απλούστερη μορφή οπτικής ίνας, (

Σχήμα 1) η οποία αποτελείται από έναν κυλινδρικό γυάλινο πυρήνα με μεγάλο δείκτη διάθλασης  $n_1$ , ο οποίος περιβάλλεται από κυλινδρικό μανδύα με μικρότερο δείκτη διάθλασης  $n_2$ . Ανάλογα με το αν ο δείκτης διάθλασης μεταβάλλεται ή όχι στο εσωτερικό του πυρήνα, η ίνα καλείται βαθμιαίου (graded index) ή βηματικού (step index) δείκτη διάθλασης.

##### 3.1.1. Ίνες Βηματικού Δείκτη Διάθλασης

Υποθέτουμε ότι μία οπτική ακτίνα προσπίπτει στον πυρήνα της οπτικής ίνας με γωνία  $\theta_i$ , τότε η γωνία ανάκλασης  $\theta_r$  εντός της οπτικής ίνας προκύπτει από τη γεωμετρική οπτική ότι δίνεται από την

$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \theta_r. \quad (2.1)$$

Όταν η ακτίνα φθάσει στο όριο πυρήνα-μανδύα, ανακλάται ξανά υπό την προϋπόθεση ότι η γωνία πρόσπτωσης δεν υπερβαίνει την κρίσιμη γωνία

$$\sin \phi_c = \frac{n_2}{n_1}. \quad (2.2)$$

Όλες οι ακτίνες με γωνία πρόσπτωσης που υπερβαίνει την κρίσιμη υφίστανται ολική ανάκλαση και διαδίδονται στον πυρήνα τις οπτικής ίνας. Από τα παραπάνω προκύπτει ότι η μέγιστη γωνία πρόσπτωσης περιγράφεται από τη σχέση

$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \theta_r = n_1 \cos \phi_c = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (2.3)$$

Η Εξ. (2.3) σχέση καλείται και αριθμητικό άνοιγμα (numerical aperture) της ίνας.

Βασικό χαρακτηριστικό και συνάμα πρόβλημα των ινών βηματικού δείκτη διάθλασης με μεγάλο πυρήνα είναι η δυνατότητα που έχει το φως που συζεύγνεται σε αυτές να διαδοθεί με πολλές διαφορετικές γωνίες, όπως περιγράφεται από την (2.3). Συγκεκριμένα, αν ένας οπτικός παλμός με πολύ μικρή χρονική διάρκεια αποσταλλεί στην ίνα, τότε λόγω των πολλών γωνιών διάδοσης θα διαδοθούν πολλά αντίγραφα του

ίδιου παλμού, και κάθε ένα αντίγραφο θα διαδίδεται με ταχύτητα η οποία καθορίζεται από τη γωνία διάδοσης

$$v_n = \frac{c \sin \phi_n}{n_1}. \quad (2.4)$$

Οι δύο ακραίες ταχύτητες υπολογίζονται για  $\phi_n = \pi/2$  και  $\phi_n = \phi_c$ , οπότε το χρονικό εύρος του παλμού μετά από μήκος διάδοσης  $L$  καθορίζεται από

$$\Delta T = \frac{n_1}{c} \left( \frac{L}{\sin \phi_c} - L \right) = \frac{L}{c} \frac{n_1^2}{n_2} \Delta, \quad (2.5)$$

όπου  $\Delta$  είναι η ποσοστιαία μεταβολή του δείκτη διάθλασης πυρήνα-μανδύα

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \quad (2.6)$$

Θεωρώντας ότι το χρονικό εύρος του παλμού δεν πρέπει να υπερβαίνει την περίοδο του bit, ώστε να μην υπάρχει διασυμβολική παρεμβολή, προκύπτει ότι το γινόμενο ρυθμού μετάδοσης  $B$  επί απόσταση  $L$  σε οπτικές ίνες με μεγάλο πυρήνα και βηματικό δείκτη διάθλασης περιορίζεται από

$$\Delta T < \frac{1}{B} \Rightarrow BL < \frac{c}{\Delta} \frac{n_2}{n_1^2}. \quad (2.7)$$

Θεωρώντας τυπικές τιμές  $\Delta = 2 \times 10^{-3}$  και  $n_1 = 1.5$  προκύπτει ότι είναι δυνατή η μετάδοση οπτικού σήματος όταν το γινόμενο δεν υπερβαίνει τα 100 Mbps.km, δηλαδή είναι δυνατόν να καλύψει ενδεχομένως τις απαιτήσεις μετάδοσης ενός LAN.

### 3.1.2. Ίνες Βαθμιαίου Δείκτη Διάθλασης

Στις ίνες βαθμιαίου δείκτη διάθλασης, ο δείκτης διάθλασης του πυρήνα δεν είναι σταθερός, αλλά μεταβάλλεται ως προς τη διατομή

$$n(\rho) = \begin{cases} n_1 \left[ 1 - \Delta \left( \frac{\rho}{\alpha} \right)^n \right], & \rho \leq \alpha \\ n_1 [1 - \Delta] = n_2, & \rho > \alpha \end{cases}. \quad (2.8)$$

Η λογική με την οποία λειτουργούν οι ίνες βαθμιαίου δείκτη διάθλασης είναι η εξής: οι οπτικές ακτίνες που ταξιδεύουν κοντά στον πυρήνα ( $\phi_n = \pi/2$ ) διανύουν μικρότερο μήκος διάδοσης, αλλά αντιμετωπίζουν μεγαλύτερο δείκτη διάθλασης, οπότε ταξιδεύουν με μικρότερη ταχύτητα. Αντίθετα, οι ακτίνες που ταξιδεύουν με κρίσιμη γωνία διανύουν το μεγαλύτερο μήκος, αλλά έχουν και τη μεγαλύτερη ταχύτητα διάδοσης.

Η ανάλυση των ινών βαθμιαίου δείκτη διάθλασης είναι πολύπλοκη, προκύπτει όμως ότι ο λόγος του χρονικού εύρους του παλμού  $\Delta T$  προς το μήκος διάδοσης  $L$  είναι συνάρτηση της ακτίνας του πυρήνα  $a$ . Γενικά, το γινόμενο  $BL$  σε ίνες με βαθμιαίο δείκτη διάθλασης είναι τρεις τάξης μεγέθους μεγαλύτερο από αυτό σε ίνες βηματικού δείκτη διάθλασης, και οι ίνες βαθμιαίου δείκτη διάθλασης χρησιμοποιήθηκαν στα πρώτα

συστήματα μετάδοσης. Πλέον δε χρησιμοποιούνται για αυτό το σκοπό, αλλά πλαστικές ίνες βαθμιαίου δείκτη διάθλασης με μεγάλες απώλειες (50 dB/km) και διατομή πυρήνα (1 mm) βρίσκουν εφαρμογή για τη μετάδοση δεδομένων σε LAN λόγω του χαμηλού κόστους κατασκευής τους.

### 3.2. Κυματική Διάδοση σε Οπτικές Ίνες

#### 3.2.1. Εξισώσεις Maxwell

Οι εξισώσεις Maxwell για οπτικές ίνες (μη αγωγίμο μέσο χωρίς ελεύθερα φορτία) έχουν τη μορφή

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) &= -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t}, \\ \nabla \times \vec{H}(\vec{r}, t) &= -\frac{\partial \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t}, \\ \nabla \cdot \vec{D}(\vec{r}, t) &= 0, \\ \nabla \cdot \vec{B}(\vec{r}, t) &= 0.\end{aligned}\tag{2.9}$$

Τα διανύσματα  $\vec{E}$  και  $\vec{H}$  περιγράφουν το ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο αντίστοιχα, ενώ τα διανύσματα  $\vec{D}$  και  $\vec{B}$  είναι η ηλεκτρική και μαγνητική πυκνότητα ροής που σχετίζονται με τα πεδία  $\vec{E}$  και  $\vec{H}$  ως

$$\begin{aligned}\vec{D}(\vec{r}, t) &= \epsilon_0 \vec{E}(\vec{r}, t) + \vec{P}(\vec{r}, t), \\ \vec{B}(\vec{r}, t) &= \mu_0 \vec{H}(\vec{r}, t).\end{aligned}\tag{2.10}$$

Οι σταθερές  $\epsilon_0$  και  $\mu_0$  καλούνται ηλεκτρική και μαγνητική διαπερατότητα του κενού, ενώ η πόλωση  $\vec{P}$  σχετίζεται σε οπτικές ίνες με το ηλεκτρικό πεδίο  $\vec{E}$  στο πεδίο της συχνότητας ως

$$\vec{P}(\vec{r}, \omega) = \epsilon_0 \chi(\vec{r}, \omega) \vec{E}(\vec{r}, \omega).\tag{2.11}$$

Συνδυάζοντας τις δύο πρώτες σχέσεις της (2.9) προκύπτει ότι

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) = -\frac{\partial \nabla \times \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t} = -\mu_0 \frac{\partial^2 \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = -\mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}(\vec{r}, t)}{\partial t^2}.\tag{2.12}$$

Παίρνοντας το μετασχηματισμό της (2.12) και λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) = \nabla(\nabla \cdot \vec{E}(\vec{r}, t)) - \nabla^2 \vec{E}(\vec{r}, t)\tag{2.13}$$

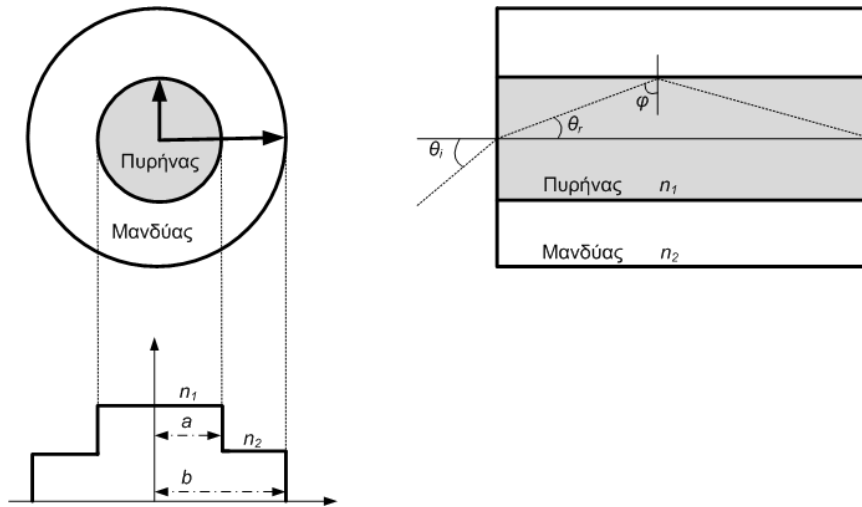
βρίσκουμε ότι

$$\nabla^2 \vec{E}(\vec{r}, \omega) = (1 + \chi(\vec{r}, \omega)) \frac{\omega^2}{c^2} \vec{E}(\vec{r}, \omega) = \epsilon(\vec{r}, \omega) \frac{\omega^2}{c^2} \vec{E}(\vec{r}, \omega),\tag{2.14}$$

καθώς  $(\mu_0 \epsilon_0)^{-1} = c$ . Η σύνθετη επιδεκτικότητα  $\epsilon$  είναι γενικά μιγαδική τιμή, και το πραγματικό μέρος της αντιστοιχεί στο δείκτη διάθλασης  $n$  της ίνας, ενώ το φανταστικό μέρος στις απώλειες  $\alpha$ . Οι απώλειες σε οπτικές ίνες είναι συνήθως μικρές, οπότε η επιδεκτικότητα προσεγγίζεται με  $n^2$ , και τελικά προκύπτει η εξίσωση διάδοσης σε οπτικές ίνες

$$\nabla^2 \vec{E}(\vec{r}, \omega) = \frac{n^2 \omega^2}{c^2} \vec{E}(\vec{r}, \omega) = k_0^2 n^2 \vec{E}(\vec{r}, \omega). \quad (2.15)$$

με  $k_0$  τη σταθερά διάδοσης στο κενό.



Σχήμα 1: Γεωμετρία οπτικών ινών.

### 3.2.2. Ρυθμοί Διάδοσης

Σε οπτικές ίνες ο ρυθμός διάδοσης (optical mode) ορίζεται ως η λύση της (2.15) η οποία ικανοποιεί τις οριακές συνθήκες στο όριο μανδύα πυρήνα και έχει την ιδιότητα η χωρική της κατανομή να μη μεταβάλλεται κατά μήκος της ίνας. Για την εύρεση των παραπάνω λύσεων θεωρούμε τις συνιστώσες των πεδίων  $E_z$  και  $H_z$ , καθώς οι υπόλοιπες συνιστώσες  $E_\rho$ ,  $E_\phi$ ,  $H_\rho$  και  $H_\phi$  προκύπτουν από τις  $z$ -συνιστώσες. Η κυματική εξίσωση σε κυλινδρικές συντεταγμένες γράφεται

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + k_0^2 n^2 E_z = 0. \quad (2.16)$$

Με βάση τη μέθοδο του χωρισμού μεταβλητών, επιλέγουμε λύση της μορφής

$$E_z(\rho, \phi, z) = F(\rho) \Phi(\phi) Z(z) \quad (2.17)$$

και προκύπτει ότι η λύση της κυματικής εξίσωσης σε κυλινδρικές συντεταγμένες είναι



$$E_z(\rho, \phi, z) = \begin{cases} AJ_m(\kappa\rho)e^{jm\phi}e^{i\beta z}, & \rho \leq \alpha \\ CK_m(\gamma\rho)e^{jm\phi}e^{i\beta z}, & \rho > \alpha \end{cases} \quad (2.18)$$

Η παράμετρος  $m$  παίρνει ακέραιες τιμές, οι συναρτήσεις  $J_m(x)$  και  $K_m(x)$  είναι συναρτήσεις Bessel διαφορετικού τύπου, ενώ οι παράμετροι  $\kappa$  και  $\gamma$  συσχετίζονται με τη σταθερά διάδοσης  $\beta$  ως

$$\begin{aligned} \kappa &= k_0^2 n_1^2 - \beta^2 \\ \gamma &= \beta^2 - k_0^2 n_2^2. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Παρόμοια λύση προκύπτει και για τη z-συνιστώσα του μαγνητικού πεδίου

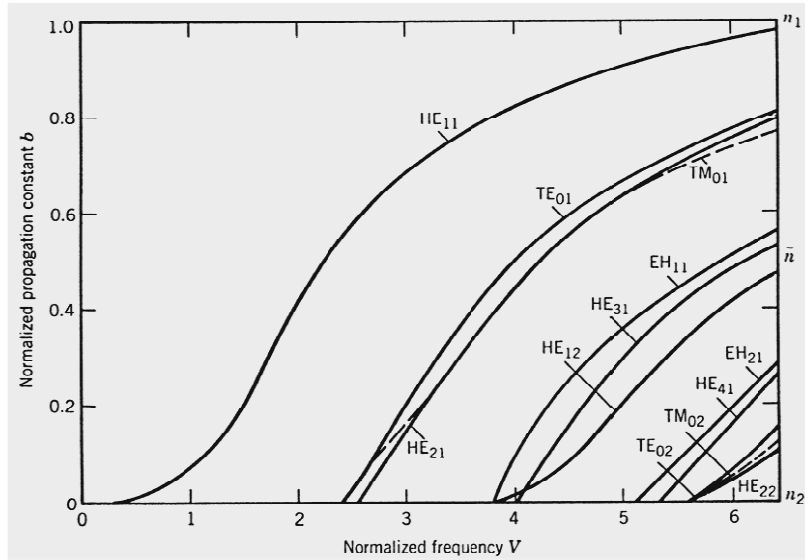
$$H_z(\rho, \phi, z) = \begin{cases} BJ_m(\kappa\rho)e^{jm\phi}e^{i\beta z}, & \rho \leq \alpha \\ DK_m(\gamma\rho)e^{jm\phi}e^{i\beta z}, & \rho > \alpha \end{cases} \quad (2.20)$$

Οι σταθερές  $A$ - $D$  χρησιμοποιούνται για την εξασφάλιση των οριακών συνθηκών στο σημείο  $\rho=\alpha$ , όπου θα πρέπει να ισχύει η συνέχεια των  $\phi$ - και z-συνιστωσών του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου. Εφαρμόζοντας τις οριακές συνθήκες προκύπτει ότι για μη μηδενική λύση, οι παράμετροι του προβλήματος θα πρέπει να ικανοποιούν την παρακάτω εξίσωση (εξίσωση ιδιοτιμών)

$$\left[ \frac{J'_m(\kappa\alpha)}{\kappa J_m(\kappa\alpha)} + \frac{K'_m(\gamma\alpha)}{\kappa K_m(\gamma\alpha)} \right] \cdot \left[ \frac{J'_m(\kappa\alpha)}{\kappa J_m(\kappa\alpha)} + \frac{n_2^2}{n_1^2} \frac{K'_m(\gamma\alpha)}{\kappa K_m(\gamma\alpha)} \right] = \left[ \frac{2m\beta(n_1 - n_2)}{\alpha\kappa^2\gamma^2} \right]^2. \quad (2.21)$$

Με βάση την εξίσωση ιδιοτιμών, είναι δυνατή η επίλυση ως προς τη σταθερά διάδοσης  $\beta$  για κάθε συνδυασμό παραμέτρων  $k_0$ ,  $\alpha$ ,  $n_1$  και  $n_2$ . Γενικά, αναμένεται ότι θα υπάρχουν περισσότερες από μία λύσεις της σταθεράς διάδοσης ανάλογα με την τιμή της σταθεράς  $m$ : οι λύσεις αυτές καλούνται  $\beta_{mn}$  και κάθε λύση αντιστοιχεί σε ένα ρυθμό διάδοσης. Με εξαίρεση την περίπτωση  $m=0$ , οι οπτικές ίνες υποστηρίζουν ρυθμούς οι οποίοι έχουν αμφότερα  $E_z$  και  $H_z$  πεδία. Ανάλογα με το αν το ηλεκτρικό ή το μαγνητικό πεδίο είναι πιο ισχυρό οι ρυθμοί καλούνται  $EH_{mn}$  ή  $HE_{mn}$ .





Σχήμα 2: Ρυθμοί διάδοσης σε οπτικές ίνες.

Κάθε ρυθμός διάδοσης χαρακτηρίζεται από τη σταθερά διάδοσης  $\beta$  αυτού ή ισοδύναμα από τον ενεργό δείκτη διάθλασης του  $\bar{n} = \beta/k_0$ . Ο ενεργός δείκτης διάθλασης παίρνει τιμές μεταξύ  $n_2 < \bar{n} < n_1$ , ενώ σε περίπτωση που υπολείπεται του δείκτη διάθλασης του μανδύα τότε ο ρυθμός δεν κυματοδηγείται, καθώς το όρισμα Bessel  $K_m(x)$  γίνεται αρνητικό. Το όριο  $\bar{n} = n_2$  του ρυθμού διάδοσης χαρακτηρίζεται ως συνθήκη αποκοπής (cut-off condition), ενώ η παράμετρος που παίζει σημαντικό ρόλο στον καθορισμό της συνθήκης αποκοπής είναι η κανονικοποιημένη συχνότητα

$$V = k_0 a \sqrt{n_1^2 - n_2^2}. \quad (2.22)$$

Τέλος, είναι χρήσιμο να οριστεί η κανονικοποιημένη σταθερά διάδοσης

$$b = \frac{\bar{n} - n_2}{n_1 - n_2}, \quad (2.23)$$

η οποία σχεδιάζεται στο Σχήμα 2 σα συνάρτηση της κανονικοποιημένης συχνότητας. Από το σχήμα φαίνεται ότι αύξηση της κανονικοποιημένης συχνότητας σημαίνει ότι περισσότεροι του ενός ρυθμοί μπορεί να μεταδώσουν το ίδιο σήμα στην οπτική ίνα, εισάγοντας διασπορά τρόπων διάδοσης, όπως και στην περίπτωση των ινών με μεγάλο πυρήνα. Αντίθετα, ο περιορισμός της κανονικοποιημένης συχνότητας κάτω από το όριο οδηγεί σε διάδοση του ρυθμού  $HE_{11}$  και μόνο, οπότε έχουμε μονορυθμικές ίνες και διάδοση.

### 3.2.3. Μονορυθμικές Ίνες

Οι μονορυθμικές ίνες υποστηρίζουν τη διάδοση του θεμελιώδους ρυθμού  $HE_{11}$ , ο οποίος υφίσταται πάντα σε οπτικές ίνες. Η συνθήκη για μονορυθμική διάδοση καθορίζεται από τη συνθήκη αποκοπής των αμέσως επόμενων ρυθμών  $EH_{01}$  και  $HE_{01}$ , η οποία καθορίζεται από την

$$J_0(V) = 0 \Rightarrow V = 2.405. \quad (2.24)$$

Συνήθως οι οπτικές ίνες επιλέγονται μονορυθμικές για μήκος κύματος λειτουργία μεγαλύτερο από 1.2  $\mu\text{m}$ , ώστε να είναι μονορυθμικές στο τηλεπικοινωνιακό παράθυρο 1.3-1.6  $\mu\text{m}$ , οπότε για  $n_1=1.45$  και  $\Delta=3 \times 10^{-3}$  προκύπτει διατομή πυρήνα  $a=4 \mu\text{m}$ .

Ο ενεργός δείκτης διάθλασης σε μονορυθμικές ίνες λαμβάνει τιμές που δίνονται από

$$\bar{n} = n_2 + b(n_1 - n_2) \approx n_2(1 + b\Delta) \quad (2.25)$$

με την κανονικοποιημένη σταθερά διάδοσης να προσεγγίζεται ως

$$b(V) = \left(1.1428 - 0.996/V\right)^2. \quad (2.26)$$

Επιπλέον, καθώς  $\Delta \ll 1$  οι z-συνιστώσες του οπτικού πεδίου είναι ιδιαίτερος ασθενείς, οπότε το ηλεκτρικό πεδίο είναι δυνατόν να θεωρηθεί γραμμικά πολωμένο κατά τη διεύθυνση x ή y. Σε αυτή την περίπτωση, το  $E_x$  πεδίο γράφεται

$$E_x(\rho, z) = \begin{cases} J_0(\kappa\rho)/J_0(\kappa a) \cdot e^{i\beta z}, & \rho \leq a \\ K_0(\gamma\rho)/K_0(\gamma a) \cdot e^{i\beta z}, & \rho > a \end{cases}. \quad (2.27)$$

Το παραπάνω πεδίο συνήθως προσεγγίζεται ως

$$E_x(\rho, z) = e^{-\rho^2/w^2} \cdot e^{i\beta z}, \quad (2.28)$$

όπου η παράμετρος  $w$  ονομάζεται διάμετρος πεδίου (field radius/spot size). Προσεγγιστικά, η διάμετρος του πεδίου υπολογίζεται από την

$$w/a = 0.65 + 1.619V^{-3/2} + 2.879V^{-6}. \quad (2.29)$$

Τέλος, το ποσοστό της ισχύος που βρίσκεται στον πυρήνα της ίνας υπολογίζεται από τον παράγοντα σύμπτυξης (confinement factor)

$$\Gamma = \frac{\int_0^a |E_x|^2 \rho d\rho}{\int_0^\infty |E_x|^2 \rho d\rho} = 1 - e^{-2a^2/w^2}, \quad (2.30)$$

ο οποίος λαμβάνει τιμές κοντά στο 75% για  $V=2$ , αλλά πέφτει στο 20% για  $V=1$ . Σαν αποτέλεσμα, οι μονορυθμικές ίνες σχεδιάζονται μα λειτουργούν στην περιοχή  $2 < V < 2.4$ .

### 3.3. Διασπορά

#### 3.3.1. Χρωματική Διασπορά

Η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion - CD) σε οπτικές ίνες οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης  $n$  από τη συχνότητα και της σταθεράς διάδοσης  $\beta$  από τα φυσικά χαρακτηριστικά του κυματοδηγού, και προκαλεί τη χρονική διαπλάτυνση των οπτικών παλμών που διαδίδονται σε οπτικές ίνες. Αν υποθέσουμε ότι ο παλμός διαδίδεται σε μήκος  $L$ , τότε η φασματική συνιστώσα σε συχνότητα  $\omega$  φτάνει στην έξοδο της ίνας μετά από χρόνο ο οποίος ισούται με

$$T = \frac{L}{u_g}, \quad (2.31)$$

όπου  $u_g$  είναι η ταχύτητα ομάδας στη συχνότητα  $\omega$ . Η ταχύτητα ομάδας υπολογίζεται από τη σχέση

$$u_g = \left( \frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1}. \quad (2.32)$$

Η εξάρτηση της ταχύτητας ομάδας προκαλεί τη διασπορά του οπτικού παλμού, καθώς κάθε φασματική συνιστώσα του παλμού αντιμετωπίζει διαφορετική διάδοση και συνεπώς διαδίδεται με διαφορετική ταχύτητα. Αν το φασματικό εύρος του παλμού είναι  $\Delta\omega$ , τότε η χρονική διαπλάτυνση του παλμού υπολογίζεται ως

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left( \frac{L}{u_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L \cdot \beta_2 \cdot \Delta\omega. \quad (2.33)$$

Η παράμετρος  $\beta_2$  (ps<sup>2</sup>/km) ονομάζεται παράμετρος διασποράς ταχύτητας ομάδας (group velocity dispersion – GVD). Ισοδύναμα, χρησιμοποιώντας το μήκος κύματος προκύπτει ότι η (2.31) γράφεται ως

$$\Delta T = -L\beta_2 \frac{2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda = -L \cdot D \cdot \Delta\lambda, \quad (2.34)$$

όπου η παράμετρος  $D$  (ps/nm.km) είναι η παράμετρος διασποράς.

Η παράμετρος  $D$  εξαρτάται από το μήκος κύματος λειτουργίας. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιώντας τον ενεργό δείκτη διάθλασης προκύπτει ότι

$$D = -\frac{2\pi}{\lambda^2} \left( 2 \frac{d\bar{n}}{d\omega} + \omega \frac{d^2\bar{n}}{d\omega^2} \right), \quad (2.35)$$

Με αντικατάσταση του ενεργού δείκτη διάθλασης προκύπτει ότι η διασπορά αποτελεί άθροισμα της διασποράς υλικού  $D_M$  (material dispersion) και της διασποράς κυματοδηγού  $D_W$  (waveguide dispersion).

$$D = D_M + D_W, \quad (2.36)$$

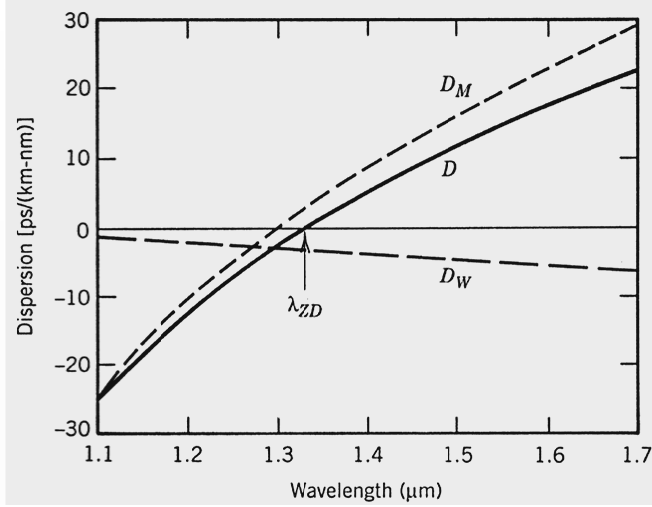
Η διασπορά υλικού υπολογίζεται από τη σχέση

$$D_M = -\frac{2\pi}{\lambda^2} \frac{dn_{2g}}{d\omega} = \frac{1}{c} \frac{dn_{2g}}{d\lambda} \quad (2.37)$$

και οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης  $n$  από τη συχνότητα. Συγκεκριμένα,  $n_{2g}$  είναι ο δείκτης διάθλασης ομάδας στο μανδύα

$$n_{2g} = n_2 + \omega \frac{dn_2}{d\omega}. \quad (2.38)$$

Σε επίπεδο υλικού ο δείκτης διάθλασης δίνεται από τη σχέση



Σχήμα 3: Διασπορά σε οπτικές ίνες.

$$n^2(\omega) = 1 + \sum_{j=1}^M \frac{B_j \omega_j^2}{\omega_j^2 - \omega^2}. \quad (2.39)$$

Οι παράμετροι  $B_j$  και  $\lambda_j (= \frac{2\pi c}{\omega_j})$  προσεγγίζονται για  $M=3$  ως  $\{0.696, 0.408, 0.897\}$  και  $\{0.068$

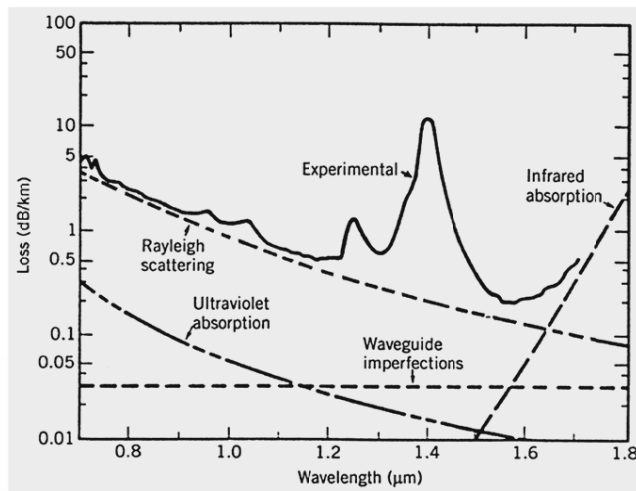
$\mu\text{m}, 0.116 \mu\text{m}, 9.896 \mu\text{m}\}$ , αντίστοιχα. Η διασπορά υλικού προκύπτει από τις (2.37) και (2.39) και η μεταβολή της με το μήκος κύματος απεικονίζεται στο Σχήμα 3. Από το σχήμα προκύπτει ότι η διασπορά υλικού γίνεται μηδέν για μήκος κύματος  $\lambda_{ZD}=1.276 \mu\text{m}$ , οπότε η διασπορά υλικού δίνεται εμπειρικά από την

$$D_M \approx 122 \left( 1 - \frac{\lambda_{ZD}}{\lambda} \right). \quad (2.40)$$

Η διασπορά κυματοδηγού, αντίστοιχα, οφείλεται στην εξάρτηση της σταθεράς διάδοσης  $\beta$  από τα χαρακτηριστικά του κυματοδηγού, και υπολογίζεται ως

$$D_W = -\frac{2\pi\Delta}{\lambda^2} \left( \frac{n_{2g}^2}{n_2\omega} \frac{Vd^2(bV)}{dV^2} + \frac{dn_{2g}}{d\omega} \frac{Vd(bV)}{dV} \right), \quad (2.41)$$

Η διασπορά κυματοδηγού εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της ίνας, όπως η διάμετρος του πυρήνα  $a$  και η διαφορά μεταξύ των δεικτών διάθλασης  $\Delta$ , και για τυπικές μονορρυθμικές ίνες φαίνεται στο Σχήμα 3. Η επίδραση της διασποράς κυματοδηγού σε τυπικές ίνες είναι να μετακινήσει το μήκος κύματος μηδενισμού  $\lambda_{2D}$  περίπου κατά 40 nm, ενώ παράλληλα μειώνει τη διασπορά υλικού στα μήκη κύματος με τηλεπικοινωνιακό ενδιαφέρον (1.3-1.6  $\mu\text{m}$ ). Καθώς η διασπορά κυματοδηγού εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά κατασκευής της ίνας, είναι δυνατόν να σχεδιαστούν ίνες μετατοπισμένης διασποράς (Dispersion Shifted Fibers - DSFs) με μήκος κύματος μηδενισμού στα 1.55 nm, το οποίο αντιστοιχεί στις ελάχιστες οπτικές απώλειες. Επιπλέον, είναι δυνατόν να σχεδιαστούν μέσω της διασποράς κυματοδηγού ίνες στις οποίες η συνολική διασπορά είναι αρκούντως μικρή σε ένα εύρος ζώνης συχνοτήτων



Σχήμα 4: Εξασθένιση σε οπτικές ίνες.

(π.χ. 1.3-1.6  $\mu\text{m}$ ). Οι εν λόγω ίνες ονομάζονται ίνες επίπεδης διασποράς (Dispersion Flattened Fibers - DFFs).

Η επίδραση της διασποράς στο ρυθμό μετάδοσης είναι δυνατόν να εκτιμηθεί χρησιμοποιώντας το κριτήριο  $B\Delta T < 1$ , δηλαδή η συνολική διαπλάτυνση του παλμού να μην υπερβαίνει τη διάρκεια ενός bit. Χρησιμοποιώντας τη (2.32) προκύπτει ότι

$$B \cdot L \cdot |D| \cdot \Delta\lambda < 1. \quad (2.42)$$

Σε ίνες που λειτουργούν στα 1.3  $\mu\text{m}$  η παράμετρος διασποράς είναι σχεδόν μηδέν (περίπου 1 ps/nm.km), και για πολυρρυθμικά laser ημιαγωγού με φασματικό εύρος 4 nm προκύπτει ότι το γινόμενο ρυθμού μετάδοσης  $B$  επί μήκος διάδοσης  $L$  περιορίζεται σε 250 Gbps.km. Το γινόμενο αυξάνει σημαντικά και υπερβαίνει το 1 Tbps.km αν χρησιμοποιηθούν μονορρυθμικά laser με φασματικό εύρος μικρότερο του 1 nm. Η επίδραση της διασποράς αναλύεται εκτενέστερα στο Κεφάλαιο 7.

### 3.3.2. Διασπορά Τρόπων Πόλωσης

Η διασπορά τρόπων πόλωσης (polarization mode dispersion - PMD) οφείλεται σε ατέλειες του σχήματος του πυρήνα των οπτικών ινών, ο οποίος δεν είναι απόλυτα κυκλικός. Σαν αποτέλεσμα, οι οπτικές ίνες εμφανίζουν διαφορετικές ταχύτητες ομάδας στους δύο άξονες  $x$  και  $y$ , συνεπώς οπτικά πεδία τα οποία διαδίδονται σε οπτικές ίνες και έχουν συνιστώσες και στους δύο άξονες υφίστανται διασπορά. Ο συγκεκριμένος τύπος διασποράς καλείται διασπορά τρόπων πόλωσης και η διασπορά των οπτικών παλμών

μπορεί να εκτιμηθεί από τη χρονική καθυστέρηση που εισάγεται στις δύο χωρικές συνιστώσες

$$\Delta T = \left| \frac{L}{u_{gx}} - \frac{L}{u_{gy}} \right| = L |\beta_{lx} - \beta_{ly}|. \quad (2.43)$$

Η χρονική καθυστέρηση δεν είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί άμεσα για την εκτίμηση της διασποράς, καθώς οι ατέλειες της ίνας είναι τυχαίες και συνεπώς οι σύζευξη μεταξύ των χωρικών συνιστωσών είναι επίσης τυχαία. Το φαινόμενο χαρακτηρίζεται από τη μέση τετραγωνική τιμή της χρονικής καθυστέρησης

$$\sigma_T^2 = \langle \Delta T^2 \rangle = \frac{1}{2} \Delta \beta_1^2 h^2 \left[ \frac{2L}{h} - 1 + e^{-\frac{2L}{h}} \right]. \quad (2.44)$$

Η παράμετρος  $h$  είναι το μήκος αποσυσχέτισης της ίνας με τυπικές τιμές 1-10 m. Η παραπάνω σχέση προσεγγίζεται για μεγάλα μήκη διάδοσης ως

$$\sigma_T = \Delta \beta_1 \sqrt{hL} = D_{PMD} \sqrt{L}. \quad (2.45)$$

Η παράμετρος  $D_{PMD}$  (ps/km<sup>1/2</sup>) χαρακτηρίζει τη διασπορά τρόπων πόλωσης και λαμβάνει τιμές που κυμαίνονται από 0.1 έως 2 ps/km<sup>1/2</sup>.

### 3.4. Εξασθένιση

Η εξασθένιση σε οπτικές ίνες περιγράφεται από τη σχέση

$$\frac{dP}{dz} = -aP \Rightarrow P_{out} = P_{in} \cdot e^{-aL}, \quad (2.46)$$

όπου  $P$  είναι η οπτική ισχύς και  $a$  είναι ο συντελεστής εξασθένισης. Ο συντελεστής εξασθένισης εξαρτάται από την συχνότητα και παρουσιάζει ελάχιστο ίσο με 0.2 dB/km στην περιοχή των 1.55 μm, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4. Ένα δεύτερο ελάχιστο (μικρότερο από 0.5 dB/km) βρίσκεται στην περιοχή των 1.3 μm.

Οι τρεις βασικές αιτίες για την εξασθένιση τις ίνες είναι η απορρόφηση του υλικού, η σκέδαση Rayleigh και οι ατέλειες κυματοδηγού. Η απορρόφηση υλικού χωρίζεται περαιτέρω σε ενδογενή και εξωγενή απορρόφηση. Η ενδογενής απορρόφηση οφείλεται στο γεγονός ότι η πυριτία (SiO<sub>2</sub>), η οποία αποτελεί το υλικό κατασκευής των οπτικών ινών, παρουσιάζει ζώνες απορρόφησης στο υπεριώδες ( $\lambda < 0.4$  μm) και το υπέρυθρο ( $\lambda > 7$  μm). Οι ζώνες εκτείνονται στην περιοχή λειτουργίας των οπτικών ινών, με αποτέλεσμα να υπάρχει ένα υπόβαθρο απορρόφησης της τάξης του 0.03-0.1 dB/km. Η εξωγενής απορρόφηση οφείλεται στο γεγονός ότι κατά την κατασκευή των ινών εισάγονται προσμίξεις από διάφορα στοιχεία (πλην της πυριτίας), οι οποίες απορροφούν την οπτική ακτινοβολία στην περιοχή των 0.6-1.6 μm. Βασική πρόσμιξη είναι τα ιόντα υδροξυλίου (OH<sup>-</sup>) που μένουν στην ίνα λόγω διάσπασης του νερού και προκαλούν ισχυρή απορρόφηση στα 1.39, 1.24 και 0.95 μm. Σε νέου τύπου ίνες, στις οποίες εξαλείφονται οι προσμίξεις υδροξυλίου, οι κορυφές απορρόφησης δεν υφίστανται και η εξασθένιση παραμένει σε επίπεδα κάτω των 0.5 dB στο εύρος 1.3-1.6 μm.

Η σκέδαση Rayleigh οφείλεται σε μεταβολές στην πυκνότητα της οπτικής ίνας που συμβαίνουν σε χωρική κλίμακα πολύ μικρότερη από μήκος κύματος λειτουργίας. Οι απώλειες λόγω σκέδασης Rayleigh περιγράφονται από τη σχέση

$$a_R = C/\lambda^4, \quad (2.47)$$

όπου η παράμετρος  $C$  λαμβάνει τιμές 0.7-0.9 dB.μm<sup>4</sup>/km. Οι απώλειες Rayleigh έχουν τη σημαντικότερη συνεισφορά και λαμβάνουν τιμή 0.12-0.16 dB/km στα 1.55 μm.

Τέλος, οι απώλειες κυματοδηγού οφείλονται σε ατέλειες στην επαφή πυρήνα-μανδύα. Καθώς μέρος της οπτικής ισχύος κυματοδηγείται στο μανδύα, οι ατέλειες προκαλούν επιπλέον απώλειες λόγω σκέδασης Mie (σκέδαση που οφείλεται σε μεταβολές του δείκτη διάθλασης σε χωρική κλίμακα πολύ μεγαλύτερη από μήκος κύματος λειτουργίας). Οι απώλειες κυματοδηγού είναι δυνατόν να κρατηθούν σε πολύ χαμηλό επίπεδο (0.03 dB/km) αν η κατασκευή της ίνας γίνεται με αυστηρά πρότυπα.

### 3.5. Μη-γραμμικά φαινόμενα

Γενικά, όλα τα διηλεκτρικά μέσα παρουσιάζουν μη γραμμική συμπεριφορά και οι οπτικές ίνες δεν αποτελούν εξαίρεση. Αν και η πυριτία δεν είναι ισχυρά μη-γραμμικό υλικό, η εστίαση του φωτός στον πυρήνα των οπτικών ινών προκαλεί μεγάλη συγκεντρωση ισχύος, με αποτέλεσμα την εμφάνιση φαινομένων όπως η εξαναγκασμένη σκέδαση (φαινόμενα Raman και Brillouin) και η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την οπτική ισχύ (αυτοδιαμόρφωση-ετεροδιαμόρφωση φάσης και μίξη τεσσάρων φωτονίων).

#### 3.5.1. Φαινόμενα Raman και Brillouin

Τα φαινόμενα Raman και Brillouin οφείλονται σε ανελαστική σκέδαση των φωτονίων από τα φωνόνια (ταλαντώσεις πλέγματος). Συγκεκριμένα, φωτόνια υψηλής συχνότητας (ενέργειας) αποδίδουν μέρος της ενέργειάς τους στις ταλαντώσεις πλέγματος, ενώ το υπόλοιπο της ενέργειας μετατρέπεται σε ακτινοβολία μικρότερου μήκους κύματος. Καθώς η πυριτία αποτελείται από δύο διαφορετικά στοιχεία (πυρίτιο και οξυγόνο), η παραπάνω διαδικασία μπορεί να γίνει με δύο τρόπους: είτε μέσω ακουστικών φωνονίων, οπότε λαμβάνει χώρα το φαινόμενο Brillouin, είτε μέσω οπτικών φωνονίων, οπότε λαμβάνει χώρα το φαινόμενο Raman. Σαν αποτέλεσμα, το φαινόμενο Brillouin έχει μικρό εύρος ζώνης (δεκάδες MHz) και λαμβάνει χώρα σε κατεύθυνση αντίθετη από την κατεύθυνση διάδοσης, ενώ το φαινόμενο Raman έχει σημαντικά μεγαλύτερο εύρος ζώνης (περίπου 10 THz) και επικρατεί στην ίδια κατεύθυνση με την κατεύθυνση διάδοσης.

Αποτέλεσμα των φαινομένων ανελαστικής σκέδασης είναι η μείωση της οπτικής ισχύος του σήματος καθώς αυτό διαδίδεται σε οπτικές ίνες. Αμφότερα τα φαινόμενα περιγράφονται από την ισχύ κατωφλίου  $P_{th}$ , η οποία ορίζεται ως η ισχύς μετάδοσης για την οποία η μισή ισχύς θα χαθεί λόγω του φαινομένου Raman ή Brillouin μετά από διάδοση σε μήκος  $L$ . Η ισχύς κατωφλίου για το φαινόμενο Raman προσεγγίζεται ως

$$P_{th} \approx \frac{16A_e}{g_R \cdot L_e}. \quad (2.48)$$

Στην παραπάνω σχέση  $A_e (= \pi w^2)$  και  $L_e (= 1/a)$  είναι η ενεργός διατομή και το ενεργό μήκος της ίνας, αντίστοιχα, ενώ η παράμετρος  $g_R$  ονομάζεται σταθερά κέρδους Raman και ισούται 6x10<sup>-14</sup> m/W στα 1.55 μm. Αντικαθιστώντας τη διάμετρο πεδίου  $w$  και τις

απώλειες  $\alpha$  τις ίνες προκύπτει ότι  $A_e$  και  $L_e$  ισούνται με  $50 \mu\text{m}^2$  και  $20 \text{ km}$ , αντίστοιχα, οπότε η ισχύς κατωφλίου Raman είναι περίπου  $600 \text{ mW}$ . Παρόμοια, η ισχύς κατωφλίου για το φαινόμενο Brillouin προσεγγίζεται ως

$$P_{th} \approx \frac{21A_e}{g_B \cdot L_e}, \quad (2.49)$$

όπου η παράμετρος  $g_B$  ονομάζεται σταθερά κέρδους Brillouin και ισούται με  $4 \times 10^{-11} \text{ m/W}$ . Με αντικατάσταση των τιμών προκύπτει ότι ισχύς κατωφλίου ισούται με  $1.3 \text{ mW}$ , δηλαδή το φαινόμενο Brillouin είναι πολύ πιο ισχυρό. Καθώς, όμως το εύρος ζώνης του φαινομένου είναι πολύ μικρό, είναι δυνατόν να αυξηθεί η ισχύς κατωφλίου κατά μία τάξη μεγέθους χρησιμοποιώντας οπτικά σήματα με μεγάλο φασματικό εύρος (βλ. Κεφάλαιο 7.)

### 3.5.2. Αυτοδιαμόρφωση και ετεροδιαμόρφωση φάσης

Τα φαινόμενα της αυτοδιαμόρφωσης και ετεροδιαμόρφωσης φάσης οφείλονται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης της οπτικής ίνας από την οπτική ισχύ με βάση τη σχέση

$$n'_{1,2} = n_{1,2} + \bar{n}_2 \left( \frac{P}{A_e} \right), \quad (2.50)$$

όπου  $n_{1,2}$  είναι ο δείκτης διάθλασης σε πυρήνα και μανδύα, ενώ  $\bar{n}_2$  είναι ο μη γραμμικός δείκτης διάθλασης ( $3 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ ). Καθώς η συνεισφορά του μη γραμμικού δείκτη διάθλασης είναι μικρή, είναι δυνατόν να γίνει η παρακάτω προσέγγιση στην σταθερά διάδοσης

$$\beta' = \beta + \gamma P, \quad (2.51)$$

όπου η σταθερά  $\gamma$  (τιμή:  $2 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ ) δίνεται από τη σχέση

$$\gamma = \frac{k_0 \bar{n}_2}{A_e}. \quad (2.52)$$

Κατά την αυτοδιαμόρφωση φάσης, το οπτικό σήμα αποκτά φάση εξαρτώμενη από την ισχύ του (μη-γραμμική φάση) σύμφωνα με την (2.51). Η συνολική μη-γραμμική φάση που αποκτά το σήμα υπολογίζεται ως

$$\phi_{NL} = \int_0^L \gamma P(z) dz = \int_0^L \gamma P_{in} e^{-\alpha z} dz = \gamma P_{in} L_e. \quad (2.53)$$

Για τον υπολογισμό της μη-γραμμικής φάσης θεωρήθηκε σταθερή ισχύς εισόδου, κάτι το οποίο γενικά δεν ισχύει για ψηφιακά οπτικά συστήματα, λόγω της απουσίας ισχύος στην αποστολή '0' και της χρονικής εξάρτησης του παλμού στην αποστολή '1'. Πρακτικά, η μη σταθερή ισχύς οδηγεί σε παραγωγή μη-γραμμικής φάσης εξαρτώμενης από το χρόνο, δηλαδή το σήμα αυτοδιαμορφώνεται κατά φάση. Η παραγόμενη φάση οδηγεί σε αύξηση του φασματικού εύρους των οπτικών παλμών και σημαντική παραμόρφωσή τους στο πεδίο του χρόνου λόγω χρωματικής διασποράς (βλ. (2.33)).



Παρόμοια, στην ετεροδιαμόρφωση φάσης το οπτικό σήμα σε κάποιο μήκος κύματος  $\lambda_j$  αποκτά μη-γραμμική φάση λόγω της ύπαρξης σημάτων σε διαφορετικά μήκη κύματος (π.χ. σύστημα πολυπλεξίας μήκους κύματος). Η συνολική μη-γραμμική φάση υπολογίζεται ως

$$\phi_{NL}^j = \gamma L_e \left( P_j + 2 \sum_{m \neq j}^N P_m \right). \quad (2.54)$$

Αν όλα τα κανάλια έχουν την ίδια ισχύ η σχέση τότε η μη γραμμική φάση σε κάθε κανάλι προκύπτει ότι είναι

$$\phi_{NL} = \gamma (2M - 1) P_{in} L_e. \quad (2.55)$$

Συνεπώς το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης είναι κατά πολύ ισχυρότερο από το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης. Θεωρώντας ότι η μη-γραμμική φάση δεν είναι σημαντική αν  $\phi_{NL} \ll 1$  προκύπτει ότι η ισχύς εισόδου σε σύστημα με ένα κανάλι (όπου λαμβάνεται υπ' όψιν μόνο η αυτοδιαμόρφωση φάσης) περιορίζεται σε 20 mW, ενώ για πολυκυματικό σύστημα με 10 κανάλια η ισχύς εισόδου περιορίζεται σε 1 mW.

### 3.5.3. Μίξη τεσσάρων φωτονίων

Η μίξη τεσσάρων φωτονίων οφείλεται στην ύπαρξη μη-γραμμικής επιδεκτικότητας τρίτης τάξης, η οποία από τρία ξεχωριστά πεδία σε διαφορετικά μήκη κύματος προκαλεί νέα οπτικά πεδία ανάλογα με το γινόμενο των τριών αρχικών πεδίων. Το φαινόμενο ερμηνεύεται ως σκέδαση δύο φωτονίων σε συχνότητες  $\omega_i$  και  $\omega_j$  ώστε να παραχθούν δύο νέα φωτόνια σε συχνότητες  $\omega_k$  και  $\omega_l$ . Αποδεικνύεται ότι αν οι συχνότητες των αρχικών πεδίων ήταν  $\omega_i$ ,  $\omega_j$  και  $\omega_k$ , τότε η μίξη τεσσάρων φωτονίων προκαλεί νέα πεδία σε συχνότητες που δίνονται από τη σχέση

$$\omega_l = \omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k. \quad (2.56)$$

Στην πράξη, ιδιαίτερα προβληματικό είναι το νέο πεδίο που δημιουργείται σε συχνότητα

$$\omega_l = \omega_i + \omega_j - \omega_k. \quad (2.57)$$

Το φαινόμενο αποτελεί σημαντικό περιοριστικό παράγοντα σε πολυκυματικά συστήματα, καθώς σημαντικό μέρος της ισχύος ενός οπτικού καναλιού μεταφέρεται σε γειτονικά, με αποτέλεσμα να προκαλούνται σημαντικές απώλειες σήματος, αλλά και ενδοκαναλική διαφωνία στα κανάλια στα οποία μεταφέρεται η ισχύς.

## 4. Παθητικά στοιχεία

Γενικά από την ηλεκτρονική είναι γνωστό ότι παθητικά στοιχεία καλούνται όλα εκείνα τα στοιχεία που δεν προσφέρουν ισχύ στο κύκλωμα. Αντίστοιχα ορίζονται και τα παθητικά στοιχεία στα οπτικά συστήματα επικοινωνιών. Η συστημική απεικόνιση (Εικόνα 1) του σχήματος ισχύει για όλα τα οπτικά συστήματα επικοινωνιών. Θεμελιώδης



Εικόνα 1: Συστημική απεικόνιση των οπτικών δικτύων

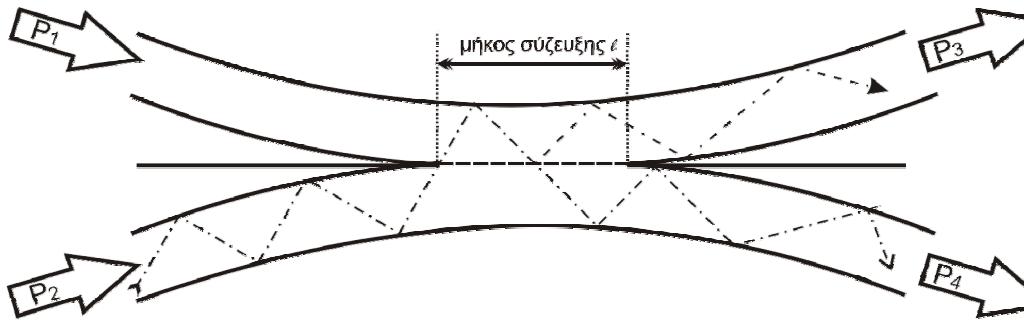
διαφορά του σε σχέση με τα αντίστοιχα ηλεκτρονικά είναι η εκτεταμένη χρήση οπτικών στοιχείων ή διατάξεων οι οποίες επιτελούν συγκεκριμένο έργο στο κύκλωμα. Έτσι στο σχήμα, το block *Κανάλι Επικοινωνίας*, της Εικόνας 1, μπορεί να περιλαμβάνει εκτός από τον κυματοδηγό (οπτική ίνα [Κεφ.2] , αέρας κτλ) και ένα σύνολο στοιχείων τα οποία μεταβάλουν τα χαρακτηριστικά του καναλιού υπό την έννοια της διαφοροποίησης της συνάρτησης μεταφοράς του συστήματος με βάση τις συνδυασμένες ιδιότητες των στοιχείων που το αποτελούν. Συνοψίζοντας σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε τα κυριότερα παθητικά στοιχεία που δομούν τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα και θα παραθέσουμε τις βασικές ιδιότητές τους καθώς και τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους.

### 4.1. Εισαγωγή

Οι βασικές φυσικές ιδιότητες των στοιχείων που δομούν τα οπτικά κυκλώματα είναι αυτές που μας ενδιαφέρουν περισσότερο σε αυτό το μέρος του βιβλίου. Για κάθε στοιχείο θα παρατίθενται οι βασικές αρχές λειτουργίας του και εν συνεχεία θα αναλύεται μαθηματικά η επίδρασή του στην συνάρτηση μεταφοράς. Τα στοιχεία που απαρτίζουν ένα οπτικό κύκλωμα και μας ενδιαφέρουν σε αυτό το κεφάλαιο περιλαμβάνουν τους συζεύκτες, τους κυκλοφορητές, τους απομονωτές, και κάποια μεγάλης σημασίας φίλτρα και συμβολόμετρα. Όλα τα παραπάνω αποτελούν *building blocks* για μεγαλύτερα πιο σύνθετα κυκλώματα. Αντίστοιχο παράδειγμα με την ηλεκτρονική είναι η χρήση τρανζίστορ για να φτιαχτεί μια πύλη AND. Παρομοίως και στα οπτικά κυκλώματα συνδυάζοντας κατάλληλα διάφορα στοιχεία μπορούμε να κατασκευάσουμε χρήσιμες διατάξεις όπως πολυπλέκτες (*multiplexers* – aka *muxers*) , αποπολυπλέκτες (*demultiplexers* - aka *demuxers*) , ενισχυτές όπως EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifiers) κ.α. Ειδικότερα οι πολυπλέκτες –αποπολυπλέκτες σε συνδυασμό με κατάλληλους κυματοδηγούς οδήγησαν, πριν από περίπου μια δεκαετία, σε μια τηλεπικοινωνιακή επανάσταση στις οπτικά δίκτυα αφού εισήγαγαν την τεχνολογία WDM και πολλαπλασίασαν τις διαθέσιμες χωρητικότητες χωρίς την ανάγκη της ανάπτυξης επιπλέον καλωδιακής υποδομής. Οι βασικές αρχές λειτουργίας των WDM συστημάτων αν και αναφέρονται αναλυτικότερα σε άλλο κεφάλαιο, θα περιγραφούν και εδώ μέσα από την ανάλυση των πολυπλεκτών – αποπολυπλεκτών.

### 4.2. Συζεύκτες (Couplers)

Οι συζεύκτες είναι απλές διατάξεις που επιτρέπουν τον συνδυασμό ή τον διαχωρισμό οπτικών σημάτων. Η απλούστερή μορφή του και βασικό δομικό στοιχείο σε μεγαλύτερες κατασκευές είναι ένας 2x2 συζεύκτης όπως παρουσιάζεται στην Εικόνα 2 . Συνήθως κατασκευάζεται γομώνοντας δυο ίνες (στο σχήμα τις Είσοδος 1 και Είσοδος 2) μαζί ή κατασκευάζοντας κατάλληλο κυματοδηγό ώστε να οδηγήσει 2 Εισόδους σε μοναδικό μέρος κυματοδηγού (με μήκος  $L$ ) και στην συνέχεια διαχωρίζοντάς τις εκ νέου σε δυο διαφορετικούς κυματοδηγούς. Ο κυματοδηγός σε τέτοιες περιπτώσεις συνήθως είναι σωλήνας με ανακλαστικό μανδύα και κενό σαν πυρήνα. Στον 2x2 συζεύκτη για σήμα



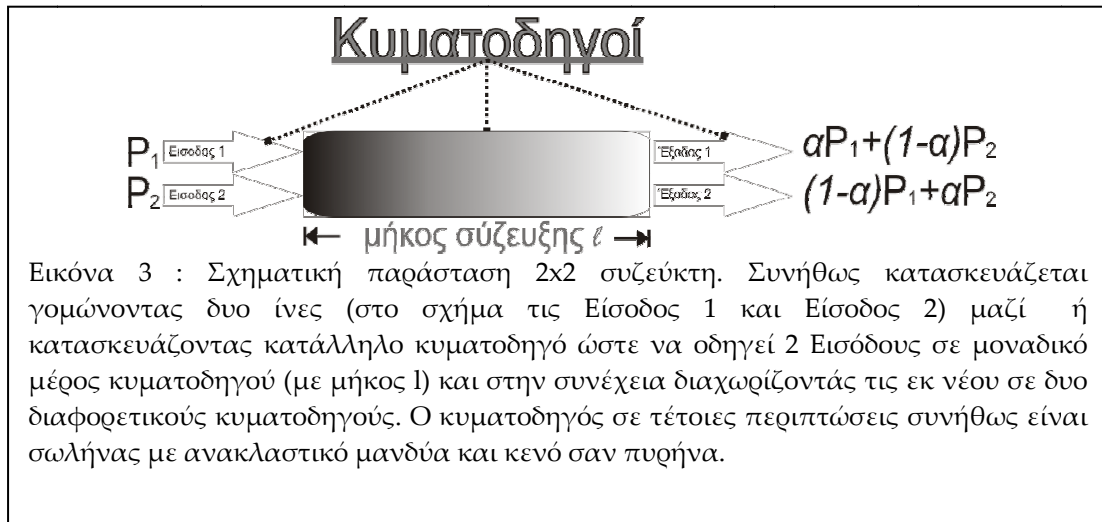
Εικόνα 3: Στην εικόνα βλέπουμε μια εγκάρσια τομή του συζεύκτη καθώς και σχηματικά πως λειτουργεί ο συζεύκτης ( στο παρόν παράδειγμα είναι διαζεύκτης - αφού διαχωρίζει το  $P_2$  σήμα σε δυο υποσήματα). Με διακεκομμένη γραμμή στο μέσον του σχήματος, και σημείο επαφής των δύο ινών, αποτελεί το σημείο σύντηξης των δυο ινών. Ο τύπος αυτός του συζεύκτη καλείται συζεύκτης δικωνικής εκλέπτυνσης. Παρατηρήστε στο σχήμα πως διαχωρίζεται το σήμα στο σημείο τομής των ινών εξαιτίας της εκλέπτυνσής τους με αποτέλεσμα την μεγαλύτερη διαφυγή του πεδίου.

στην είσοδο 1 ισχύος  $P_1$  εξάγεται ισχύς  $\alpha P_1$  στην έξοδο 1 και  $(1-\alpha)P_1$  στην έξοδο 2 αντίστοιχα. Αντίστοιχα για την είσοδο 2 και για σήμα ισχύος  $P_2$  στην έξοδο 1 εξάγεται ισχύς  $(1-\alpha)P_2$  ενώ στην έξοδο 2 η ισχύς είναι  $\alpha P_2$ . Το  $\alpha$  καλείται λόγος σύζευξης. Ένας συμμετρικός συζεύκτης βγάζει στην έξοδο την μισή από την ισχύ εισόδου, δηλαδή  $\alpha = (1 - \alpha) \iff \alpha = \frac{1}{2}$ . Εναλλακτικά υπολογίζεται θεωρώντας ότι η ισχύς εξόδου είναι η μισή της ισχύς εισόδου δηλαδή :  $\frac{P_1}{2} = \text{Εξοδος}_1 \iff \text{Εξοδος}_1 = \alpha P_1$  άρα  $\alpha = \frac{1}{2}$ . Ένας τέτοιος συζεύκτης με λόγο σύζευξης  $\alpha = \frac{1}{2}$  ονομάζεται συχνά και σαν συζεύκτης 3dB. Ο λόγος σύζευξης σε dB προκύπτει όπως έχει διδαχθεί στις Τηλεπικοινωνίες:  $\alpha \text{ (dB)} = -10 \log \frac{\text{Εξοδος}_1}{P_1}$  οπότε για  $\text{Εξοδος}_1 = \frac{P_1}{2}$  έχουμε  $\alpha = -10 \log \frac{1}{2} \approx 3$ . Προφανώς οι απώλειες στο σήμα είναι 3 dB ανά έξοδο. Άλλα βασικά χαρακτηριστικά του οπτικού συζεύκτη εκτός από τον λόγο σύζευξης (ή λόγο διαχωρισμού) είναι οι απώλειες, το crosstalk, και η πλεονάζουσα απώλεια (excess loss). Στους παρακάτω τύπους οι λογάριθμοι είναι με βάση το 10, και οι ονοματολογία ακολουθούν αυτές της εικόνας 4. Επίσης θεωρούμε ότι η κύρια είσοδος του συζεύκτη είναι το σήμα  $P_1$ .

Σε ένα ιδεατό συζεύκτη οι απώλειες της κυρίως γραμμής εξαιτίας της πόλωσης στο διηλεκτρικό του δευτερεύοντος κυματοδηγού, είναι **Insertion Loss**  $= 10 \log \left[ \frac{P_1}{P_4} \right]$  προφανώς σε dB. Γενικά στα οπτικά δίκτυα δεν ορίζεται το crosstalk σαν προβληματικό φαινόμενο καθώς δεν υπάρχουν ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές στα σήματα όταν βρίσκονται σε διαφορετικές ίνες. Έτσι crosstalk σε οπτικά δίκτυα μπορεί να έχουμε μονάχα όταν υπάρχει απώλεια σήματος από μια ίνα (συνήθως λόγω κακής κατασκευής) και αυτό το σήμα καταφέρει να εισχωρήσει σε κάποιον άλλο κυματοδηγό. Η πιθανότητα να γίνει αυτό είναι σχεδόν μηδενική, και ακόμα όταν συμβαίνει η ενέργεια του «ξένου» σήματος είναι ιδιαίτερα χαμηλή με αποτέλεσμα να έχει ελάχιστες επιδράσεις στο κύριο σήμα. Όταν όμως μέσω του συζεύκτη δυο διαφορετικά σήματα προστίθενται και οι συχνότητες τους είναι πολύ κοντά συνήθως έχουμε crosstalk. Γενικά crosstalk ορίζουμε την υποβάθμιση της επικοινωνίας (απώλεια ισχύος) και οφείλονται στα μη γραμμικά χαρακτηριστικά της ίνας, στα μη γραμμικά χαρακτηριστικά των στοιχείων που δομούν το κανάλι επικοινωνίας (lasers, οπτικά φίλτρα, διακόπτες κ.α.) καθώς και στην σχέση των μηκών κύματος που συμβάλλουν (γραμμικό φαινόμενο – heterowavelength / homowavelength linear crosstalk). Το τελευταίο είναι η κυρίαρχη αιτία της εμφάνισης crosstalk στον συζεύκτη. **Crosstalk**  $= 10 \log \left[ \frac{P_2}{P_1} \right]$ . Η πλεονάζουσα απώλεια οφείλεται στο

ότι το σύστημα δεν είναι ιδανικό, δηλαδή στις κατασκευαστικές ατέλειες. Αυτή η απώλεια υπολογίζεται σε dB ως **Excessloss** =  $10\log \left[ \frac{P_1}{(P_3+P_4)} \right]$ .

Ο λόγος σύζευξης μπορεί να είναι είτε σταθερός για ένα ικανό διάστημα μηκών κύματος (wavelength independent coupler) είτε μπορεί να εξαρτάται από αυτό και να αλλάζει με βάση το μήκος κύματος (wavelength selective coupler). Οι χρήσεις του συζεύκτη είναι αρκετές. Μπορεί να χρησιμοποιείται για να μοιράσει ομοιόμορφα ένα σήμα εισόδου στις δυο του εξόδους (Εφαρμογή αυτής της κατασκευής είναι ο συζεύκτης αστέρα – star coupler – στην παράγραφο των εφαρμογών), για διατάξεις ελέγχου (ένα μικρό τμήμα της ισχύς εισόδου εξάγεται -  $\alpha \rightarrow 0.95$  - και στην συνέχεια διάφορες διατάξεις παρακολουθούν το 0.05 της ισχύς του σήματος για να διαπιστώσουν



ανωμαλίες) ενώ είναι ευρέως χρησιμοποιούμενο σαν δομικό στοιχείο σε πολλές πολυπλοκότερες διατάξεις. Τέτοιες διατάξεις είναι τα συμβολόμετρα Mach-Zehnder και τα οποία με την σειρά τους μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε πολυπλοκότερες διατάξεις όπως οπτικούς ενισχυτές, διακόπτες, και μετατροπείς μήκους κύματος. Η **αρχή λειτουργίας** του συζεύκτη στηρίζεται στο πεδίο των συζευγμένων ρυθμών (coupled mode theory) και στα πλαίσια του μαθήματος δεν ασχολούμαστε περαιτέρω. Συνοπτικά όμως αναφέρουμε ότι το πεδίο του οδηγούντος κυματοδηγού δημιουργεί πόλωση στο διηλεκτρικό του που είναι σε φάση μαζί του. Μέσω του διαφυγέντος πεδίου η πόλωση δημιουργεί πεδίο στον δεύτερο κυματοδηγό.

#### 4.2.1. Διατήρηση ενέργειας για ιδανικό συζεύκτη.

Έστω ότι ο κατευθυντικός συζεύκτης είναι ιδανικός και έστω ότι αρχίζει να λειτουργεί από κατάσταση ισορροπίας (δεν υπάρχει δηλαδή αρχικά ενέργεια στο σύστημα). Προφανώς η σχέση ισχύος εισόδου και εξόδου του κατευθυντικού συζεύκτη δίνεται από τον τύπο  $\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{13} & S_{14} \\ S_{23} & S_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \end{bmatrix}$  (1) αφού η ενέργεια διατηρείται. Και σε αυτή την παράγραφο διατηρούμε την ονοματολογία της εικόνας 5 και με  $E$  προσδιορίζουμε τα ηλεκτρικά πεδία. Έτσι ορίζεται το μητρώο  $S = \begin{bmatrix} S_{13} & S_{14} \\ S_{23} & S_{24} \end{bmatrix}$  το οποίο περιγράφει την συνάρτηση μεταφοράς και όλα τα στοιχεία να ανήκουν στο σύνολο των μιγαδικών. Για χάριν συντομίας ορίζουμε  $E_i = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix}$ ,  $E_o = \begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \end{bmatrix}$  και άρα η (1) γίνεται  $E_i = SE_o$ . Ισχύει ότι  $E_o E_o^* = |E_3|^2 + |E_4|^2$  για την έξοδο και  $E_i^T E_i^* = |E_1|^2 + |E_2|^2$ . Εφόσον δεν έχουμε απώλειες η ισχύς εισόδου και η ισχύς εξόδου είναι ίδιες άρα,  $E_o^T E_o = (SE_i)^T (SE_i)^* = E_i^T (S^T S^*) E_i^*$   $\xLeftrightarrow{S^T S^* = I} E_o^T E_o = E_i^T E_i^*$ . Οι μαθηματικοί συμβολισμοί είναι οι ίδιοι με αυτούς της Γραμμικής Αλγεβρας (ΗΥ 110). Συνοπτικά το  $T$  σαν εκθέτης συμβολίζει το ανάστροφο μητρώο το  $*$  σαν εκθέτης συμβολίζει το συζυγές μητρώο ενώ με  $I$  συμβολίζεται το μοναδιαίο μητρώο.

Στον 2x2 συζεύκτη όπως έχουμε ήδη δει στην προηγούμενη παράγραφο μπορούμε να θέσουμε εξαιτίας της συμμετρίας το  $s_{13} = s_{24} = \alpha$  και τα  $s_{14} = s_{23} = \beta$ , δηλαδή  $s = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta & \alpha \end{bmatrix}$ . Από την ιδιότητα  $S^T S^* = I$  προκύπτει ότι  $\begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta & \alpha \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta & \alpha \end{bmatrix}^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$  με  $S^T = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta & \alpha \end{bmatrix} = S$  και  $S^* = \begin{bmatrix} \bar{\alpha} & \bar{\beta} \\ \bar{\beta} & \bar{\alpha} \end{bmatrix}$ . Τελικά  $|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1$  (2) καθώς επίσης και  $\alpha\bar{\beta} + \beta\bar{\alpha} = 0$  (3). Η (2) γράφεται και σαν  $|\alpha| = \cos(x)$  και  $|\beta| = \sin(x)$  ενώ γράφοντας  $\alpha = \cos(x)e^{i\varphi_\alpha}$  και  $\beta = \sin(x)e^{i\varphi_\beta}$  ισχύει και το (2) και το (3). Άρα τα πεδία που δημιουργούνται μπορούν να περιγραφούν όπως ακολουθεί θεωρώντας ότι δεν υπάρχουν απώλειες:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(x)e^{i\varphi_\alpha} & \sin(x)e^{i\varphi_\beta} \\ \sin(x)e^{i\varphi_\beta} & \cos(x)e^{i\varphi_\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Εναλλακτικά και μετά από αρκετές πράξεις και πιο «επίσημα» διατυπωμένα ο τύπος (4) γίνεται:

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = e^{-i\beta l} \begin{bmatrix} \cos(kl) & i \sin(kl) \\ i \sin(kl) & \cos(kl) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Όπου με  $l$  περιγράφεται το μήκος σύζευξης,  $\beta$  η σταθερά διάδοσης και  $k$  ο συντελεστής σύζευξης (coupling coefficient). Τέλος η συνάρτηση μεταφοράς για παράδειγμα για την είσοδο 1 ορίζεται ως:

$$\begin{bmatrix} T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos^2(kl) \\ \sin^2(kl) \end{bmatrix}$$

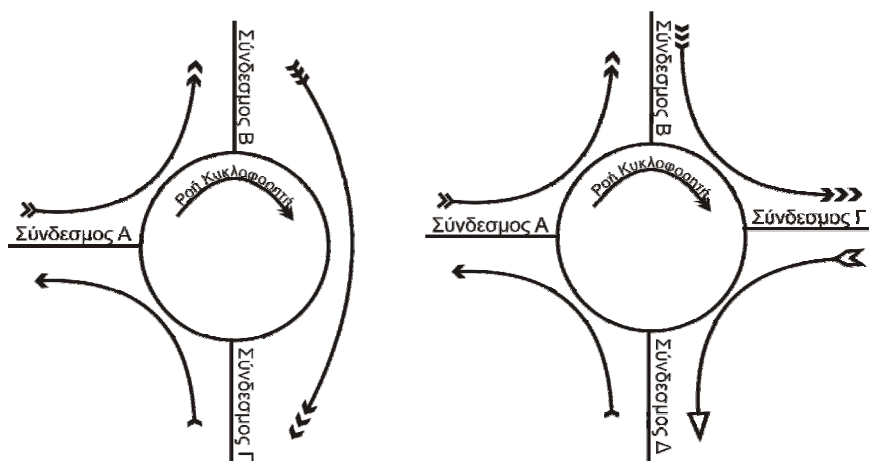
Γενικά ισχύει ότι η μεταφορά ισχύος από την είσοδο  $z$  στην έξοδο  $w$  δίνεται από τον ακόλουθο τύπο  $T_{z \rightarrow w} = \frac{|E_{\text{εξόδου}}|^2}{|E_{\text{είσοδου}}|^2}$  και μπορεί να προκύψει ειδικά θέτοντας στην εξίσωση (5)  $E_2=0$  και λύνοντας το σύστημα εξισώσεων (5):

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ 0 \end{bmatrix} = e^{-i\beta l} \begin{bmatrix} \cos(kl) & i \sin(kl) \\ i \sin(kl) & \cos(kl) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \end{bmatrix}$$

### 4.3. Κυκλοφορητές και απομονωτές

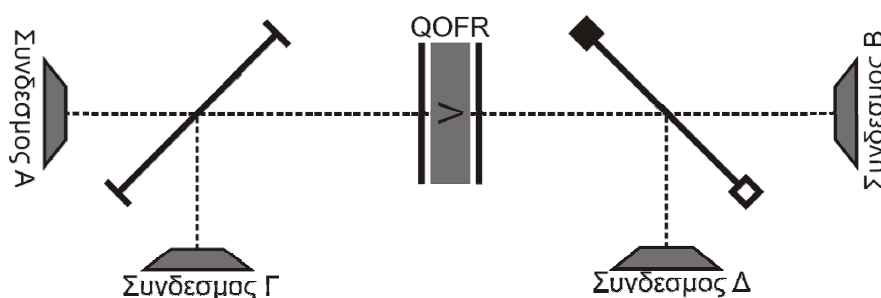
Οι κυκλοφορητές και οι απομονωτές είναι ιδιαίτερα σημαντικές διατάξεις καθώς αντίθετα από τα περισσότερα παθητικά στοιχεία όταν συνδεθούν αντίστροφα (είσοδος  $\rightarrow$  έξοδο και έξοδος  $\rightarrow$  είσοδο) δεν συμπεριφέρονται όπως τους αναμενόταν. Αυτές οι συσκευές γενικά καλούνται non reciprocal δηλαδή μη αντιστρέψιμες. Η αντιστρεψιμότητα λοιπόν αναφέρετε στο αποτέλεσμα της λειτουργίας όταν η συσκευή συνδεθεί «ανάποδα». Συσκευές όπως ο πχ συζεύκτης ή τα συμβολόμετρα Bragg είναι αντιστρέψιμες καθώς ανεξάρτητα από το αν συνδέσουμε την είσοδο στην έξοδο ή αντίστροφα το αποτέλεσμα της λειτουργίας είναι το ίδιο. Η βασική λειτουργία του κυκλοφορητή είναι να επιτρέπει την διάδοση του σήματος σε μια κατεύθυνση όπως περιγράφεται στην Εικόνα 4. Χρησιμοποιούνται κυρίως για να αποτρέπουν την μεταφορά σήματος προς κατευθύνσεις που δεν είναι επιθυμητές (πχ να μην υπάρχουν ανακλάσεις προς τον πομπό και για αυτό τον λόγο ένας κυκλοφορητής συνδέεται συνήθως σε σειρά με τον πομπό). Περισσότερα για την αρχή λειτουργίας του απομονωτή θα βρείτε στην επόμενη παράγραφο.

Βασικά χαρακτηριστικά του απομονωτή είναι το *insertion loss*, και το *isolation*. Το *insertion loss* περιγράφει τις απώλειες ισχύος όταν το σήμα κατευθύνεται σωστά (από την είσοδο



Εικόνα 4: Λειτουργική παράσταση του κυκλοφορητή με τρεις και τέσσερις πόρτες. Το κάθε (διαφορετικό) βέλος απεικονίζει την πορεία του σήματος μέσα στο στοιχείο αυτό. Βασικό δομικό στοιχείο του κυκλοφορητή (circulator) είναι οι πολωτές και το στοιχείο Faraday (περιστροφέας Faraday – Faraday rotator) όπως φαίνεται και στο επόμενο σχήμα.

στην έξοδο) ενώ το *isolation* περιγράφει τις απώλειες ισχύος όταν το σήμα μεταγεται στην αντίθετη κατεύθυνση. Τυπικές απώλειες ισχύος στην ορθή κατεύθυνση (*insertion loss*) είναι 1 dB ενώ οι απώλειες στην αντίθετη κατεύθυνση (*isolation*) ξεπερνούν τα 45dB (περίπου 15 φορές υποδιπλασιασμός της ισχύος του σήματος). Ενώ στον απομονωτή μας ενδιαφέρει απλά να περνάει το σήμα προς μια κατεύθυνση μονάχα (Είσοδος → Έξοδος), στον κυκλοφορητή δεν επιθυμούμε να χάνουμε κανένα σήμα. Συνήθως έχει τρεις ή τέσσερις θύρες εισόδου εξόδου όπως φαίνεται στα στις εικόνες 4,5. Βασική ιδιότητα τους είναι να μεταγουν κυκλικά το σήμα από την μια είσοδο στην επόμενη. Για παράδειγμα στο 3-κυκλοφορητή (κυκλοφορητή δηλαδή με τρεις θύρες) η μεταγωγή γίνεται  $A \rightarrow B, B \rightarrow \Gamma, \Gamma \rightarrow A$  ενώ στον 4-κυκλοφορητή η μεταγωγή γίνεται επίσης κυκλικά, δηλαδή  $A \rightarrow B, B \rightarrow \Gamma, \Gamma \rightarrow \Delta, \Delta \rightarrow A$ . Στον κυκλοφορητή τα χαρακτηριστικά μεγέθη είναι μονάχα το



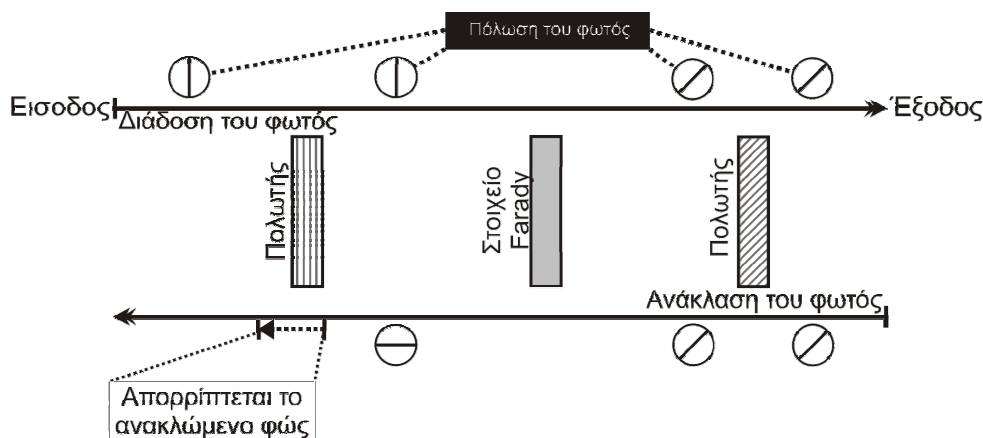
Εικόνα 5: Τα μέρη που αποτελούν ένα σύγχρονο κυκλοφορητή τεσσάρων θυρών. Υπενθυμίζεται ότι η σύνδεση γίνεται με την σειρά  $A \rightarrow B, B \rightarrow \Gamma, \Gamma \rightarrow \Delta, \Delta \rightarrow A$ . Το QOFR (Quasi Optical Faraday Rotator) είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε σε κάθε πέρασμα από το στοιχείο Faraday να αλλάζει η πόλωση του σήματος κατά  $+45^\circ$ . Αν ένα σήμα περάσει δυο φορές η πόλωσή του γίνεται  $+90^\circ$  και άρα κάθε σήμα που περνάει δυο φορές γίνεται ορθογώνιο σε σχέση με το αρχικό. Έτσι εύκολα με βάση την πόλωση των σημάτων τα διαχωρίζουμε χρησιμοποιώντας 2 πολωτές.



*insertion loss* δηλαδή οι απώλειες ισχύος μεταξύ ενός ζεύγους εισόδου – εξόδου. Τυπικές απώλειες και εδώ όπως και στον απομονωτή είναι 1dB.

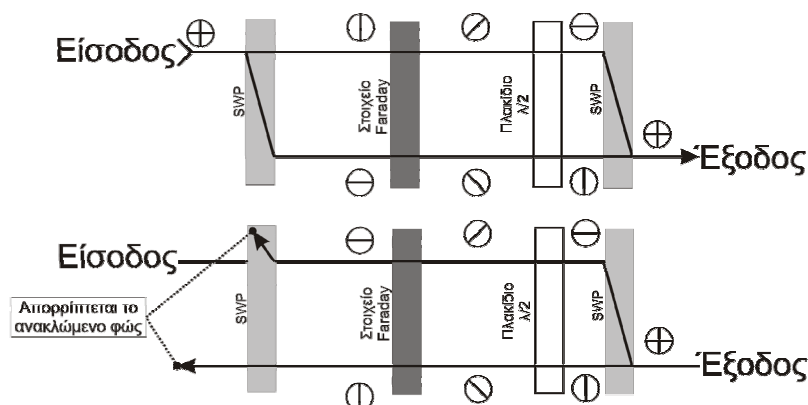
#### 4.3.1. Αρχή λειτουργίας

Για να γίνει κατανοητή η λειτουργία του απομονωτή απαραίτητη είναι η κατανόηση της έννοιας της πόλωσης. Με τον όρο κατάσταση πόλωσης του φωτός (SOP – Status Of



Εικόνα 6: Αρχή λειτουργίας του απομονωτή, ο οποίος επιτρέπει την διάδοση σήματος με συγκεκριμένη πόλωση (κατακόρυφη). Ο κύκλος δίσκος με την διάμετρο συμβολίζει την πόλωση του φωτός σε κάθε φάση της λειτουργίας.

Polarization), αναφερόμαστε στην κατεύθυνση του διανύσματος του ηλεκτρικού πεδίου καθώς διαδίδεται σε μια μονότροπη ίνα και το οποίο είναι κάθετο στο στην κατεύθυνση της διάδοσης. Προφανώς το διάνυσμα μπορεί να αναλυθεί στις ορθογώνιες συνιστώσες του χρησιμοποιώντας κάποια αναλυτική μέθοδο. Αυτά τα δυο ορθογώνια μεταξύ τους διανύσματα ονομάζονται ρυθμοί πόλωσης και διακρίνονται σε οριζόντιο και κατακόρυφο. Ας δούμε αρχικά την λειτουργία του απομονωτή. Υποθέστε ότι το σήμα εισόδου έχει μόνο οριζόντια πόλωση όπως φαίνεται στην εικόνα 6. Αρχικά περνάει από ένα κατακόρυφο πολωτή ο οποίος επιτρέπει να διέλθει μόνο σήμα που είναι κατακόρυφα πολωμένο και μπλοκάρει όλες τις οριζόντιες συνιστώσες (αν το σήμα μας είχε και τις δυο συνιστώσες τότε θα διερχόταν από την πολωτή μόνο η κατακόρυφη ενώ η οριζόντια θα μηδενιζόταν). Οι πολωτές είναι κρυσταλλικά φίλτρα, που ονομάζονται διχρωϊκά (συχνά αναφέρονται εσφαλμένα και ως διχρωματικά) τα οποία έχουν την ιδιότητα να απορροφούν φως με συγκεκριμένη πόλωση. Γενικά όμως και επειδή δεν μπορούμε πάντα να ελέγχουμε την πόλωση του εισερχόμενου σήματος πρακτικό είναι ο απομονωτής να μην λειτουργεί με βάση την πόλωση αλλά για οποιοδήποτε σήμα. Δηλαδή στην ορθή κατεύθυνση να διαδίδονται όλα τα σήματα ανεξαρτήτου πόλωσης ενώ στην αντίθετη να μην διαδίδεται κανένα. Μια τέτοια κατασκευή, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 7, απαιτεί σαφώς πιο πολύπλοκη σχεδίαση. Η δεδομένη διάταξη αναλύει το οπτικό σήμα σε δυο συνιστώσες, την οριζόντια και την κατακόρυφη και επεξεργάζεται το κάθε ένα ξεχωριστά. Βασικό δομικό στοιχείο του κυκλώματος είναι το SWP (*Spatial Walk-off polarizer*) το οποίο διαχωρίζει το σήμα σε δυο ορθογώνιες συνιστώσες, Το SWP συνήθως είναι κρύσταλλοι είτε ασβεστίτη (κρύσταλλοι ανθρακικού ασβεστίου), είτε νιτρίδιο του βορείου και έχουν την ιδιότητα της διπλής διάθλασης. Έτσι ανεξάρτητα από την πόλωση του εισερχόμενου σήματος, το σήμα διαχωρίζεται σε δυο συνιστώσες και διαθλάται σε διαφορετικές γωνίες. Στην συνέχεια το φως περνάει από ένα στοιχείο Faraday το οποίο πολώνει τις δυο συνιστώσες κατά  $45^\circ$ . Το πλακίδιο  $\frac{\lambda}{2}$  που βρίσκεται αμέσως μετά στην διάταξη, πολώνει το οπτικό σήμα κατά  $45^\circ$  (αν το σήμα έρχεται από δεξιά προς τα αριστερά το πολώνει κατά  $45^\circ$  ενώ στην αντίθετη περίπτωση το πολώνει κατά  $-45^\circ$ ), Ο



Εικόνα 7: Αρχή λειτουργίας του απομονωτή, ο οποίος επιτρέπει την διάδοση σήματος ανεξάρτητου πόλωσης. Αρχικά χάρη στον διαχωρισμό του σήματος στις ορθογώνιες συνιστώσες του (χάρη στο SWP φίλτρο). Στο πλακίδιο  $\frac{\lambda}{2}$  γραμμικά πολωμένο φως εισέρχεται και αναλύεται σε δυο σήματα το ένα παράλληλο και το άλλο κάθετο στον οπτικό άξονα. Το παράλληλο κύμα διαδίδεται ελαφρώς πιο αργά από το κάθετο και έτσι στο τέλος του πλακιδίου έχει εισαχθεί  $\frac{\lambda}{2}$  καθυστέρηση του παράλληλου κύματος σε σχέση με το οριζόντιο, και τελικά έτσι παράγεται ένα ορθογώνια πολωμένο σήμα σε σχέση με το αρχικό. Ο συνδυασμός του πλακιδίου  $\frac{\lambda}{2}$  με το στοιχείο Faraday μετατρέπει την οριζόντια πόλωση σε κατακόρυφη και αντιστροφα. Το σχήμα στην κορυφή δείχνει την πορεία του σήματος κατά την αποδεκτή φορά (φορά κίνησης) ενώ το δεύτερο απεικονίζει την πορεία του σήματος για μη επιθυμητές κινήσεις (πχ σε περίπτωση που συμβεί κάποια ανάκλαση), και κατευθυνθεί το σήμα αντίστροφα από το επιθυμητό. Τέτοιες διατάξεις προστατεύουν τους πομπούς (laser) μιας οπτικής διάταξης.

συνδυασμός του στοιχείου Faraday με το πλακίδιο  $\frac{\lambda}{2}$  μετατρέπει την οριζόντια πόλωση σε κατακόρυφη και ανάποδα. Τελικά τα δυο σήματα συνδυάζονται από ένα SWP στην έξοδο και το σήμα μας βγαίνει από την διάταξη του απομονωτή. Για σήματα που κινούνται στην αντίστροφη κατεύθυνση (έξοδος  $\rightarrow$  είσοδος) η επίδραση του στοιχείου Faraday με το πλακίδιο  $\frac{\lambda}{2}$  αλληλοαναιρούνται. Πράγματι ενώ το πλακίδιο  $\frac{\lambda}{2}$  πολώνει το σήμα κατά  $45^\circ$  το στοιχείο Faraday το πολώνει κατά  $-45^\circ$  και άρα το σήμα ουσιαστικά χωρίς να αλλάξει από την επίδραση του πρώτου SWP. Άρα αφού δεν αλλάζει η πόλωση δεν είναι δυνατόν οι δυο αυτές συνιστώσες να συνδυαστούν από το δεύτερο SWP (στην φορά κίνησης).

#### 4.4. Φίλτρα και συμβολόμετρα

Γενικά ισχύει ότι η λειτουργία των φίλτρων βασίζεται στη θεωρία συμβολής. Σε αυτήν έχουμε δυο είδη συμβολής: Την συμβολή με διαίρεση πλάτους και την συμβολή με διαίρεση μετώπου κύματος. Στην συμβολή με διαίρεση πλάτους το οπτικό σήμα ανακλάται και διαδίδεται στην επιφάνεια που διαχωρίζει δύο οπτικά μέσα με διαφορετικούς δείκτες διάθλασης. Το σήμα διαχωρίζεται σε συνιστώσες πρόσπτωσης και ανάκλασης που ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές και τελικά επανασυνδέονται συμβολομετρικά. Στην συμβολή με διαίρεση μετώπου κύματος, το μέτωπο κύματος προέρχεται από μία μοναδιαία πηγή οποία διαπερνά ταυτόχρονα δύο ή περισσότερες σχισμές, στις οποίες γίνεται περίθλαση. Αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας είναι από κάθε σχισμή να συνεισφέρει ένα νέο μέτωπο κύματος στο σημείο υπέρθεσης. Το πείραμα Young των δύο σχισμών ανήκει σε αυτή την κατηγορία συμβολής. Αποκαλύπτει με πολύ



ξεκάθαρο τρόπο και από τρόπο τον διανυσματικό χαρακτήρα του φωτός. Πράγματι αν σε ένα σημείο του χώρου φθάσουν δύο κύματα, τότε το αποτέλεσμα αυτών των κυμάτων θα είναι το ίδιο σαν να προσθέτουμε δύο διανύσματα. Έτσι έχουμε το παράδοξο σε κάποια σημεία του χώρου να ισχύει  $\text{φως} + \text{φως} = \text{σκοτάδι}$ . Περισσότερα για το πείραμα μπορείτε να δείτε στα παραδείγματα. Τα οπτικά φίλτρα χρησιμοποιούνται ως διατάξεις που εμποδίζουν ένα μέρος του εισερχόμενου οπτικού σήματος από το να φτάσει σε ένα συγκεκριμένο σημείο ή προορισμό. Στα συστήματα WDM τα οπτικά φίλτρα είναι απαραίτητα αφού διαχωρίζουν τα σήματα στα επιμέρους μήκη κύματος μπορούν να πραγματοποιήσουν δρομολόγηση προς διαφορετικούς προορισμούς. Σημαντικές εφαρμογές των οπτικών φίλτρων είναι:

- Μείωση της έντασης του σήματος για να μην προκληθεί υπερφόρτωση στον δέκτη.
- Εμπόδιση της διέλευσης παρείσιακτων μηκών κύματος.
- Εξισορρόπηση των σημάτων που μεταδίδονται από το ίδιο σύστημα σε διαφορετικά μήκη κύματος.

#### 4.4.1. Χαρακτηριστικά οπτικών φίλτρων

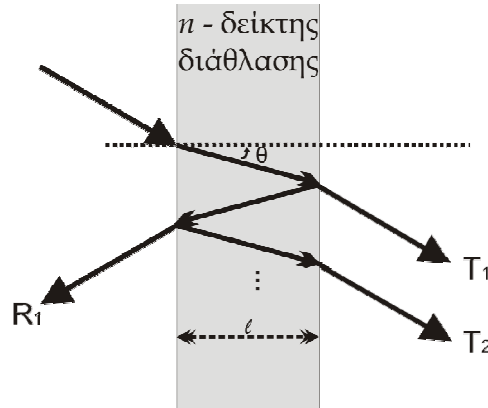
Η απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών συχνοτήτων συντονισμού καλείται **ελεύθερο φασματικό εύρος** (free spectral range, FSR). Οπτικά φίλτρα με διαφορετικό ελεύθερο φασματικό εύρος μπορούν να τοποθετηθούν σε παράταξη. Η **λεπτότητα** ορίζεται ως το μέτρο της ακρίβειας του συντονισμού. Η λεπτότητα υπολογίζεται από το πηλίκο του ελεύθερου φασματικού εύρους προς το εύρος ζώνης 3 dB μιας κορυφής συντονισμού. Συχνά ορίζεται και σαν λόγος  $\frac{FSR}{FWHM}$ . Σαν FWHM (full width half maximum) ορίζουμε το εύρος της ζώνης που ορίζεται εκατέρωθεν της κορυφής συντονισμού και τα άκρα της είναι στα σημεία που η συνάρτηση μεταφοράς έχει την μισή της μέγιστης.

#### 4.4.2. Επιθυμητές ιδιότητες των φίλτρων

- Χαμηλές απώλειες σήματος (insertion loss)
- Οι απώλειες να είναι ανεξάρτητες από την πόλωση του εισερχόμενου σήματος (συχνά λόγω γραμμικών και μη γραμμικών φαινομένων η πόλωση μπορεί να αλλάζει αυθαίρετα -συχνά αναφέρεται στην βιβλιογραφία ως *τυχαία κατάσταση πόλωσης*). Έτσι η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου εξαρτάται από την πόλωση τότε η ισχύς εξόδου θα είναι επίσης τυχαία και απρόβλεπτη πράγμα μη επιθυμητό)
- Η ζώνη λειτουργίας του φίλτρου θα πρέπει να μην επηρεάζεται ιδιαίτερα από αλλαγές στις συνθήκες του περιβάλλοντος (πίεση-θερμοκρασία). Στα WDM συστήματα ο συντελεστής θερμοκρασίας (συντελεστή θερμοκρασίας στα οπτικά καλούμε την μετατόπιση του κύματος ανά μοναδιαία αλλαγή στην θερμοκρασία και **δεν είναι γραμμικό μέγεθος**) συνήθως στις προδιαγραφές πρέπει να είναι **σταθερός** για συχνότητες μικρότερες 100° ενώ η μετατόπιση κύματος πρέπει οπωσδήποτε να είναι τουλάχιστον υποδιπλάσια από την απόσταση των κοντινότερων καναλιών WDM.
- Η απόκριση συχνότητας πολύ κοντά στην ιδανική  $D(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & \omega_{c1} \leq \omega \leq \omega_{c2} \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases}$ , δηλαδή η ζώνη διέλευσης να είναι επίπεδη και πολύ κοντά στην μονάδα για δεδομένες συχνότητες.
- Η ζώνη μετάβασης του φίλτρου πρέπει να είναι μικρή και απότομη ώστε να ελαχιστοποιούνται οι παρεμβολές ανάμεσα σε γειτονικά κανάλια.

#### 4.5. Φράγματα Περίθλασης – Gratings

Ο όρος φράγμα περίθλασης (συχνά αναφέρεται μονάχα ως φράγμα) χρησιμοποιείται για να περιγράψει σχεδόν κάθε συσκευή που η λειτουργία της περιλαμβάνει την συμβολή πολλαπλών σημάτων προερχόμενα από την ίδια πηγή. Εξαίρεση αποτελούν οι συσκευές



Εικόνα 8: Σχηματικό διάγραμμα λειτουργίας του *Etalon*.

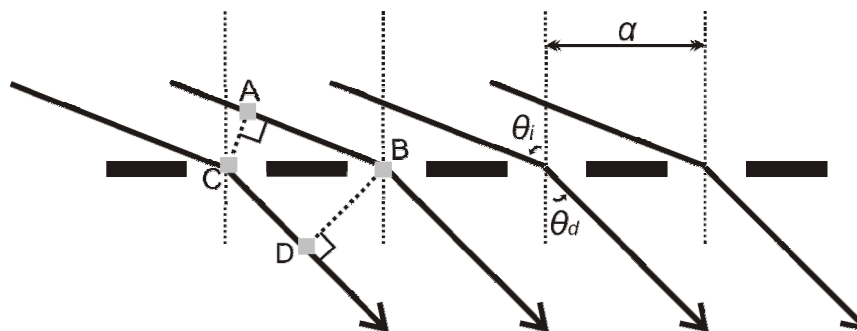
στις οποίες πολλαπλά οπτικά σήματα δημιουργούνται από επαναλαμβανόμενες μετακινήσεις στην ίδια κοιλότητα. Αυτές οι συσκευές καλούνται *Etalons*. Ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα με γωνιακή ταχύτητα  $\omega$  που διαδίδεται στον  $z$  άξονα εξαρτάται από το  $z$  και από τον χρόνο στην μορφή  $\cos(\omega t - \beta z)$ . Θυμηθείτε ότι οι γενικές εξισώσεις του Maxwell του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου είναι:

$$\begin{aligned}\vec{E}(r, t) &= E_0 \cos(\omega t - \vec{k}r + \varphi_0) \\ \vec{B}(r, t) &= B_0 \cos(\omega t - \vec{k}r + \varphi_0)\end{aligned}\quad (6)$$

Οπου  $t$  ο χρόνος  $\omega$  η γωνιακή ταχύτητα  $\vec{k} = \begin{bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{bmatrix}^T$  οι συνιστώσες του κύματος και  $\varphi_0$  η

(αρχική) φάση του σήματος. Θυμηθείτε επίσης ότι το διάνυσμα του κύματος συνδέεται με την γωνιακή ταχύτητα ως εξής:  $k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$  όπου  $\lambda$  η συχνότητα. Προφανώς λοιπόν σε απόλυτη συμφωνία με τις εξισώσεις Maxwell, μια σχετική αλλαγή φάσης (η φάση του κύματος προφανώς είναι  $\omega t - \beta z$ ) ανάμεσα σε δυο ακτίνες που προέρχονται από διαχωρισμό μιας ακτίνας είναι δυνατή αν οι διακριτές ακτίνες διανύσουν διαφορετικές αποστάσεις.

Για να γίνει κατανοητός, πρακτικά ο τρόπος που λειτουργούν, τα φράγματα περίθλασης ως υποθέσουμε ότι έχουμε μια ένα οπτικό σήμα που μεταδίδεται σε ένα μέσο, οποίο αποτελείται από κοντινές σχισμές. Η απόσταση ανάμεσα σε αυτές τις σχισμές, (pitch) την συμβολίζουμε με  $a$ . Επίσης έστω ότι η πηγή του οπτικού σήματος είναι αρκετά



Εικόνα 9: Σχηματικό διάγραμμα του φράγματος περίθλασης μεταφοράς. Το φράγμα περίθλασης ανάκλασης λειτουργεί με αντίστοιχο τρόπο. Ισχύει θεωρώντας ότι οι εισερχόμενες ακτίνες είναι παράλληλες και ότι όλες οι γωνίες περίθλασης είναι ίσες για το τετράπλευρο  $ABDC$ :  $a \sin \theta_i = \overline{AC}$  και  $a \sin \theta_d = \overline{BD}$ . Η διαφορά των ευθύγραμμων τμημάτων είναι  $a(\sin \theta_i - \sin \theta_d)$

μεγάλη σε σχέση με το  $\alpha$ , έτσι ώστε η γωνίες που σχηματίζουν οι φωτεινές δέσμες εξαιτίας των σχισμών να είναι όλες παράλληλες και σχηματίζουν γωνία  $\theta_d$  με την σχισμή (Εικόνα 9). Επίσης θεωρούμε ότι το μήκος της σχισμής είναι αρκετά μικρότερο σε σύγκριση με το μήκος κύματος και άρα δεν υπάρχει (ή είναι αμελητέα) η αλλαγή φάσης των ακτινών εξαιτίας των σχισμών αυτών. Η εξίσωση των φραγμάτων περιθλασης όταν ικανοποιείται επιτρέπει την επανένωση των σημάτων μήκους κύματος  $\lambda$  μέσω του φαινομένου της συμβολής:

$$\alpha(\sin\theta_i - \sin\theta_d) = m\lambda \quad (7)$$

όπου  $m \in \mathbb{N}$  και ονομάζεται τάξη της περιθλασης. Σε σήματα που περιέχουν παραπάνω από μια συχνότητες τα φράγματα περιθλασης επιτρέπουν να ανακλούν αυτές τις συχνότητες σε διαφορετικές γωνίες με αποτέλεσμα να χρησιμοποιούνται εκτενώς σαν διαχωριστές σημάτων. Για  $N$  σχισμές, συνοψίζουμε τα χαρακτηριστικά της εικόνας συμβολής του φράγματος ως εξής:

Οι θέσεις των κύριων μέγιστων δίνονται από την συνθήκη  $\alpha \sin\theta_d = k\lambda$  όπου  $k \in \mathbb{N}$

Οι θέσεις των ελάχιστων δίνονται από την συνθήκη  $\alpha \sin\theta_d = \frac{k\lambda}{N}$  με  $k \in \mathbb{N} - \{N, 2N, \dots, zN, \dots\}$  ( $z \in \mathbb{N}$ )

Τα δευτερεύοντα μέγιστα βρίσκονται στο μέσο μεταξύ δυο ελάχιστων

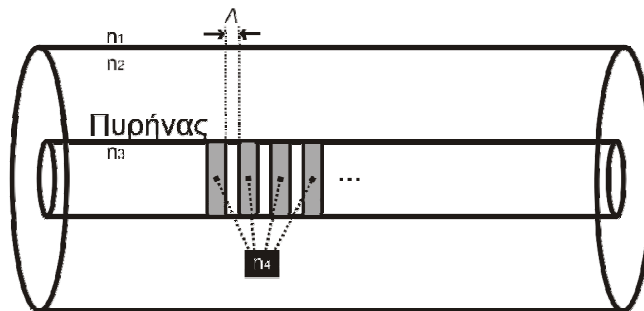
Μεταξύ δυο διαδοχικών κύριων μέγιστων (όπως αυτά προσδιορίζονται από την εξίσωση) υπάρχουν δυο ελάχιστα. Μεταξύ των δυο ελαχίστων υπάρχει ένα ασθενές μέγιστο, ή αλλιώς ένα δευτερεύον μέγιστο.

#### 4.5.1. Φράγματα Περίθλασης Braggs

Γενικά ορίζονται σαν μια περιοδική ή απεριοδική ακολουθία διαταραχών στον δείκτη διάθλασης κατά μήκος ενός κυματοδηγού (συνήθως οπτική ίνα). Συνήθως η διαταραχή στον δείκτη διάθλασης είναι περιοδική (και σταθερή - η συχνότητα δηλαδή της αλλαγής του δείκτη διάθλασης) για ένα συγκεκριμένο μήκος στον αγωγό (τυπικές τιμές  $10^{-6}\text{m}$ ) και το μήκος των διαταραχών (το μήκος του τμήματος με διαφορετικό δείκτη διάθλασης) είναι της τάξης των εκατοστών του nm. Ο δείκτης διάθλασης οδηγεί στην ανάκλαση του φωτός σε ένα στενό εύρος συχνοτήτων που ικανοποιούν την συνθήκη Bragg:

$$\frac{2\pi}{\Lambda} = 2 \frac{2\pi}{\lambda} n_{eff} \Rightarrow \lambda = 2n_{eff}\Lambda$$

όπου  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος,  $\Lambda$  το μήκος στον αγωγό στον οποίο συμβαίνει η διαταραχή και  $n_{eff}$  είναι ο δείκτης διάθλασης του φωτός στην ίνα. Ουσιαστικά η συνθήκη



Εικόνα 10: Φράγμα περίθλασης Braggs. Παρατηρήστε την διαταραχή των δεικτών διάθλασης κατά μήκος της ίνας.

Bragg ορίζει ότι η καθυστέρηση φάσης ανά μονάδα μήκους του φράγματος περίθλασης ισούται με την διαφορά των αντίθετων διανυσμάτων των προσπίπτων και ανακλώμενων κυμάτων. Σε αυτή την περίπτωση τα μιγαδικά πλάτη που αντιστοιχούν στα ανακλώμενα σήματα του φράγματος περίθλασης βρίσκονται στην ίδια φάση, και άρα προστίθενται, είναι μια μορφή δηλαδή ταιριάσματος φάσης. Τα μήκη κύματος που δεν ικανοποιούν την συνθήκη Braggs περνούν από την διάταξη ανεπηρέαστα. Από την ανάλυση που έγινε

είναι εμφανές ότι τα φράγματα περίθλασης Braggs βασίζουν τις ιδιότητες τους στην θεωρία της **συμβολής με διαίρεση πλάτους**. Το φράγμα περίθλασης Braggs από την κατασκευή του είναι ζωνοπερατό φίλτρο (και όχι πολυπερατό) πράγμα που σημαίνει ότι για δεδομένες συνθήκες ανακλά μονάχα σε συγκεκριμένες συχνότητες. Η βασική συνθήκη περιβάλλοντος που το επηρεάζει και αλλάζει τις ιδιότητές του είναι η θερμοκρασία. Το πρώτο φράγμα περίθλασης Bragg κατασκευάστηκε και παρουσιάστηκε από τον Hill το 1978. Αρχικά οι περιθλάσεις κατασκευάζονταν χρησιμοποιώντας laser που λειτουργούσαν στις συχνότητες του λευκού φωτός και διαδιδόταν εγκάρσια στο σώμα του πυρήνα της ίνας. Αργότερα (1989) άλλοι (Meltz) προσέφεραν ακριβέστερες τεχνικές για την παραγωγή τέτοιων φραγμάτων και χρησιμοποιούσαν υπεριώδες φως και ολογραφικές τεχνικές για την κατασκευή.

#### 4.6. Συμβολόμετρο Fabry-Perot

Το συμβολόμετρο Fabry-Perot σχεδιάστηκε το 1899 από τους C. Fabry and A. Perot και αποτελεί μια εξέλιξη του συμβολόμετρου Michelson (Πανεπιστημιακή Φυσική ΟΗΑΝΙΑΝ Τόμος Β σελίδες 407-408). Η διαφορά τους έγκειται στο γεγονός ότι το συμβολόμετρο Fabry-Perot κάνει χρήση του φαινομένου της συμβολής πολλαπλών ακτίνων. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιεί δυο παράλληλα μεταξύ τους οπτικά επίπεδα πλακίδια, που έχουν την ιδιότητα να ανακλούν μερικώς το φως στην εσωτερική τους πλευρά. Κάθε φορά που μια δέσμη φωτός διαπερνά την επιφάνεια του πρώτου πλακιδίου, ένα τμήμα της θα διέλθει του συστήματος των δυο πλακιδίων και θα περάσει στην άλλη πλευρά, ενώ το υπόλοιπο θα ανακλαστεί στην εσωτερική επιφάνεια του δεύτερου πλακιδίου και θα γυρίσει προς τα πίσω, ξεκινώντας έτσι ένα κύκλο διαδοχικών ανακλάσεων στις εσωτερικές επιφάνειες των πλακιδίων. Αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας είναι η διάσπαση της αρχικής δέσμης σε πολλαπλές δέσμες που εξέρχονται από την άλλη πλευρά όπου και συμβάλλουν. Όταν το μήκος κύματος είναι ίσο με κάποιο ακέραιο πολλαπλάσιο (ή και ακριβώς υποδιπλάσιο) του χώρου ανάμεσα στα δυο κάτοπτρα τότε καλούμε αυτή την συχνότητα, *συχνότητα συντονισμού*, και σε αυτή την περίπτωση ολόκληρη η ενέργεια του κύματος μεταφέρεται από την είσοδο στην έξοδο κατά την φάση συμβολής. Οι κροσσοί συμβολής που παρατηρούνται παρουσιάζουν ένα υψηλό επίπεδο καθαρότητας, πράγμα που καθιστά το συγκεκριμένο συμβολόμετρο σημαντικό εργαλείο στην οπτική φασματοσκοπία υψηλής ευκρίνειας. Ανάλογα με τη χρήση του, το συμβολόμετρο Fabry-Perot αναφέρεται ως:

- **Συμβολόμετρο** όταν χρησιμοποιείται στη συμβολομετρία
- **Etalon** όταν χρησιμοποιείται στη φασματική ανάλυση
- **Οπτική κοιλότητα** (οπτικό αντηχείο) όταν χρησιμοποιείται ως διάταξη οπτικής ανάδρασης στα lasers
- **Φίλτρο** όταν χρησιμοποιείται στο φιλτράρισμα συχνοτήτων

Η συνάρτηση μεταφοράς του Fabry-Perot δίδεται από τον τύπο:

$$T_{FP}(f) = \frac{\left(1 - \frac{A}{1-R}\right)^2}{\left(1 + \left(\frac{2\sqrt{R}}{1-R} \sin(2\pi f\tau)\right)^2\right)} \quad \text{ή} \quad \text{για} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{c_0}{\lambda} = \frac{n}{\lambda\tau} \quad \text{έχουμε}$$

$$T_{FP}(\lambda) = \frac{\left(1 - \frac{A}{1-R}\right)^2}{\left(1 + \left(\frac{2\sqrt{R}}{1-R} \sin\left(\frac{2\pi n}{\lambda}\right)\right)^2\right)}$$

Ο πρώτος τύπος μας δίνει την συνάρτηση μεταφοράς χρησιμοποιώντας την συχνότητα ενώ ο δεύτερος κάνοντας χρήση του μήκους κύματος. Με  $A$  συμβολίζουμε τις απώλειες λόγω απορρόφησης από τα κάτοπτρα, με  $R$  συμβολίζεται η ανακλαστικότητα του κατόπτρου, ενώ με  $\tau$  συμβολίζεται η καθυστέρηση διάδοσης στον χώρο ανάμεσα στα δυο

κάτοπτρα. Ο δείκτης διάθλασης συμβολίζεται με  $n$  ενώ και το μήκος του χώρου ανάμεσα στα δυο κάτοπτρα είναι  $l$ . Άρα  $c = \frac{nl}{\tau}$  (τον τύπο αυτό τον χρησιμοποιούμε για να αλλάξουμε την ανεξάρτητη μεταβλητή στη συνάρτηση μεταφοράς). Είναι σημαντικό να αναφέρουμε εδώ ότι όπως φαίνεται και από τις συναρτήσεις μεταφοράς, είναι ιδιαίτερα σημαντικό ο δείκτης ανάκλασης των κατόπτρων να είναι υψηλός, ώστε να πετύχουμε υψηλής ποιότητας απομόνωση ανάμεσα σε γειτονικές ζώνες συχνотήτων.

Η συνάρτηση μεταφοράς είναι περιοδική (θυμηθείτε την συχνότητα συντονισμού - δεν είναι μοναδική) και οι ζώνες μεταφοράς δίνονται από τις συχνότητες  $f$  που ικανοποιούν την συνθήκη  $f\tau = \frac{k}{2}$  όπου  $k \in \mathbb{N}^*$ . Όταν φίλτρα Fabry-Perrot χρησιμοποιούνται σε WDM συστήματα πρέπει τα μήκη κύματος που χρησιμοποιούνται να έχουν απόσταση τουλάχιστον, ένα FWHM, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί το crosstalk, ενώ καλό είναι να έχουν φασματική απόσταση  $WDM_s = FWHM + kFSR$  όπου  $k \in \mathbb{N}$  και συνήθως  $k = 1$ .

Η λεπτότητα του φίλτρου δίνεται από τον τύπο:

$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R}.$$

Τέλος να αναφέρουμε ότι ελεύθερο φασματικό εύρος μπορεί να ρυθμιστεί είτε μηχανικά (αλλάζοντας την απόσταση των κατόπτρων), είτε θερμικά (θερμαίνοντας τον χώρο ανάμεσα στα δυο κάτοπτρα) είτε ηλεκτρικά τοποθετώντας ένα πιεζοηλεκτρικό υλικό στον χώρο ανάμεσα στα κάτοπτρα και ελέγχοντας την συμπεριφορά αυτού με την εφαρμογή διαφορετικών τιμών τάσης. Στην αγορά έχει κυριαρχήσει σήμερα ο τελευταίος τύπος, ενώ οι δυο προηγούμενοι συνήθως απαντώνται μονάχα σε πειραματικές διατάξεις.

Μια παραλλαγή του συμβολόμετρου Fabry-Perrot είναι το συμβολόμετρο *Gires-Tournois*, το οποίο χρησιμοποιείται για την δημιουργία χρωματικής διασποράς. Το etalon αυτό αποτελείται από ένα οπτικό αντηχείο, το οποίο αποτελείται, από μια διαφανή πλάκα με δυο επιφάνειες ανάκλασης ή μια χαμηλής ανακλαστικότητας και στην οποία συνδέεται η είσοδος (και από την οποία εξέρχεται το σήμα μετά την επίδραση του Gires-Tournois). Η δεύτερη επιφάνεια έχει ιδιαίτερα μεγάλη ανακλαστικότητα ( $R \rightarrow 1$ ). Εξαιτίας της συμβολής των ακτινών που έχουν δημιουργηθεί από την διαίρεση του μετώπου του κύματος, το φως που προσπίπτει στο κάτοπτρο με υψηλή ανακλαστικότητα, ανακλάται πλήρως αλλά αποκτά φάση που εξαρτάται, από το μήκος κύματος του φωτός. Συνήθως τέτοιου τύπου διατάξεις δεν εισάγουν απώλειες στο σήμα, και έτσι όλη η εισερχόμενη ισχύς επιστρέφεται στο κύκλωμα (αν εισάγει απώλειες αυτές οι απώλειες είναι σταθερές και ανεξάρτητες του μήκους κύματος). Η αλλαγή φάσης  $\Phi$  δίνεται από την εξίσωση  $\tan\left(\frac{\Phi}{2}\right) = -\frac{1+\sqrt{R}}{1-\sqrt{R}} \tan\left(\frac{\delta}{2}\right)$ . Με  $R$  ορίζεται η ένταση της ανάκλασης από την πρώτη επιφάνεια ενώ το  $\delta$  από τον τύπο  $\delta = \frac{4\pi}{\lambda} n t \cos\theta_t$  όπου  $\lambda$  το μήκος κύματος της ακτίνας στο κενό  $t$  το πάχος της πλάκας,  $\theta_t$  είναι η γωνία της ανάκλασης του φωτός μέσα στο πλάκα ενώ προφανώς  $n$  είναι ο δείκτης διάθλασης της πλάκας. Να παρατηρήσουμε εδώ αν και γίνεται εμφανές από τον προηγούμενο τύπο ότι η αλλαγή φάσης στο Gires-Tournois etalon δεν είναι γραμμική.

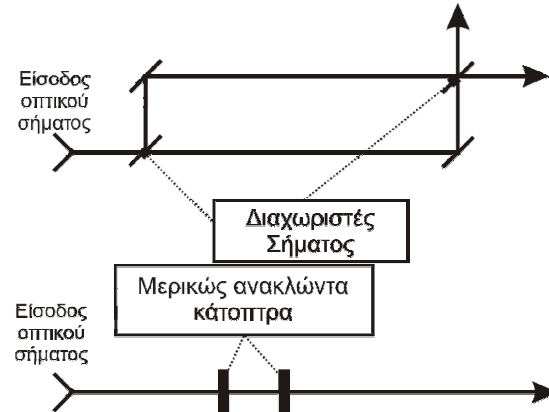
Το etalon Gires-Tournois χρησιμοποιείται εκτενώς σήμερα για να συμπιέζει τον παλμό ενός σήματος που χρησιμοποιεί διαμόρφωση συχνότητας (μειώνει το εύρος του παλμού).

#### 4.7. Συμβολόμετρα Mach-Zehnder

Τα συμβολόμετρα είναι γενικά οπτικές συσκευές που βασίζονται στο φαινόμενο της συμβολής. Τυπικά ενεργοποιούνται με κάποιο σήμα εισόδου ενώ στην συνέχεια χωρίζουν το σήμα αυτό σε δυο υποσήματα χρησιμοποιώντας κάποιο διαχωριστή (συνήθως κάτοπτρα μερικής εκπομπής), και εν συνεχεία υποβάλλοντας την ακτίνα σε κάποιες εξωτερικές επιδράσεις, (πχ αλλαγή μήκους κύματος) και τελικά ενώνοντας τα δυο υποσήματα σε ένα μοναδικό. Η ισχύς ή η μορφή του σήματος εξόδου μπορεί να



χρησιμοποιηθεί σε διάφορες εφαρμογές όπως για παράδειγμα μετρήσεις. Λειτουργεί με συμβολή διαίρεσης πλάτους. Το συμβολόμετρο Mach-Zehnder αναπτύχθηκε από τους φυσικούς Ludwig Mach και Ludwig Zehnder. Όπως φαίνεται στην Εικόνα X χρησιμοποιεί 2 διαφορετικούς διαχωριστές σήματος για να διαχωρίσει και να συνδυάσει τα σήματα, και έχει δυο εξόδους που μπορεί να συνδεόνται σε φωτοανιχνευτές ή άλλες διατάξεις. Τα



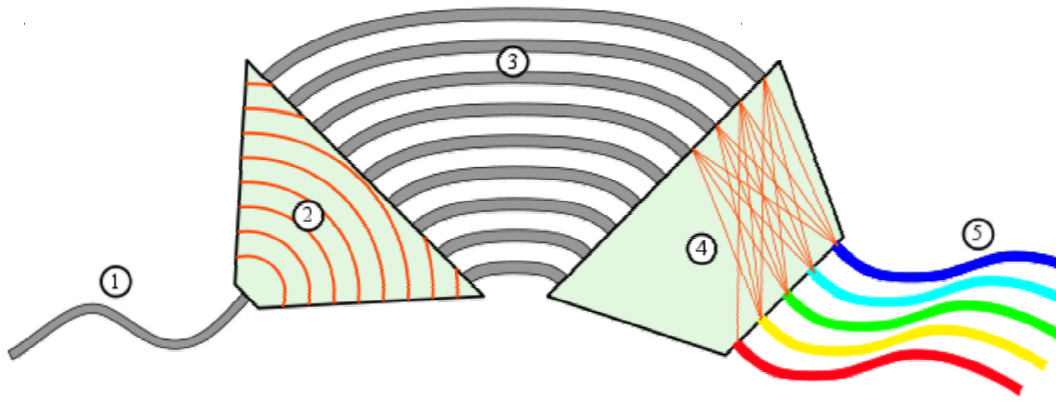
Εικόνα 11: Σχηματική παράσταση των συμβολόμετρων Mach Zehnder (άνω παράσταση) και Fabry-Perot (κάτω).

μήκη που διανύουν τα σήματα στα δυο σκέλη της διάταξης αυτής μπορεί να είναι είτε ίσα είτε διαφορετικά (χρησιμοποιώντας οπτικές γραμμές καθυστέρησης). Η κατανομή της οπτικής ισχύος στα δυο σκέλη καθορίζεται στην διαφορά των μηκών των σκελών της διάταξης και στην συχνότητα του οπτικού σήματος.

Αν το συμβολόμετρο είναι καλά ευθυγραμμισμένο η διαφορά των μηκών των κλάδων του μπορεί να προσαρμοσθεί (πχ κινώντας ένα από τα κάτοπτρα ή τοποθετώντας διαφορετικού μήκους ίνα) με τέτοιο τρόπο ώστε για συγκεκριμένη οπτική συχνότητα το σύνολο της ισχύος να εξάγεται σε μια μόνο έξοδο. Για μη σωστά ευθυγραμμισμένες ακτίνες θα υπάρχουν σχηματισμοί κροσσών και στις δυο εξόδους και διακυμάνσεις στην διαφορά των μηκών στα σκέλη της εφαρμογή επηρεάζουν ιδιαίτερα την μορφή των κροσσών παρότι η κατανομή της ισχύος δεν αλλάζει ιδιαίτερα.

#### 4.8. Arrayed Waveguide Gratings

Συχνά αναφέρονται για συντομία και ως AWG. Η συνηθέστερη χρήση τους αφορά την πολυπλεξία και αποπολυπλεξία σε συστήματα WDM. Αυτές οι συσκευές είναι σε θέση λοιπόν να πολυπλέξουν πρακτικά οποιοδήποτε αριθμό από μήκη κύματος (διατάξεις του εμπορίου που χρησιμοποιούν παλαιότερη τεχνολογία ήταν σε θέση να πολυπλέξουν περί τα 150 μήκη κύματος σε ένα κανάλι και επιτυγχάνουν μεταγωγές της τάξης των δεκάδων terabits per second), και συνεπώς να αυξήσουν την χωρητικότητα του καναλιού ώστε να πλησιάσουν αρκετά κοντά όρια θεωρητικού (νόμος του Shannon). Τα AWG βασίζονται στην θεμελιώδη αρχή της οπτικής κατά την οποία σήματα με διαφορετικά μήκη κύματος συμβάλλουν γραμμικά μεταξύ τους. Αυτό σημαίνει ότι αν κάθε κανάλι σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα χρησιμοποιεί διαφορετικές συχνότητες σε σχέση με τα υπόλοιπα τότε μπορεί μια απλή μονότροπη ίνα να τα μεταφέρει ταυτόχρονα με αμελητέες παρεμβολές του ενός στα υπόλοιπα και αντίστροφα. Τα AWG αποτελούν γενίκευση του συμβολόμετρου Mach-Zehnder (πρακτικά ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder ταυτίζεται με ένα  $2 \times 2$  AWG). Για την κατασκευή ενός  $N \times N$  ( $N$  εισόδους και  $N$  εξόδους) απαιτούνται ένας  $N \times m$  συζεύκτης και ένας  $m \times N$  ώστε να έχουμε το απαραίτητο πλήθος από  $N$  I/O. Οι δυο αυτοί συζεύκτες συνδέονται με  $m$  κυματοδηγούς. Το μήκος αυτών των κυματοδηγών επιλέγεται ώστε να ισχύει για το μήκος του κάθε



Εικόνα 12: Arrayed Waveguide Grating (1xN- αποπολυπλεξία) . Το εισερχόμενο φως (1) ταξιδεύει σε ελεύθερο χώρο (2) και στην συνέχεια εισέρχεται σε σειρά κυματοδηγών (συνήθως οπτική ίνα). Οι κυματοδηγοί έχουν διαφορετικά μήκη και άρα το κάθε ένα από αυτά δημιουργεί διαφορετική μετατόπιση φάσης (4). Στην έξοδο των κυματοδηγών το φως εκ νέου μεταδίδεται σε ελεύθερο χώρο κατά την οποία συμβάλλει με τις υπόλοιπες εξόδους με τέτοιο τρόπο ώστε κάθε εξερχόμενο κανάλι (5) λαμβάνει μονάχα συγκεκριμένο μήκος κύματος.

κυματοδηγού  $i$ :  $l_i - l_{i-1} = \Delta L$  και για τον πρώτο κυματοδηγό (έστω  $l_0$ )  $l_0 = \varepsilon$ . Θεωρούμε δηλαδή ότι το ελάχιστο μήκος αγωγού είναι το  $l_0$  και καθώς ο αύξων αριθμός του κυματοδηγού αυξάνει το ίδιο συμβαίνει με το μήκος του. Το μήκος δηλαδή του κυματοδηγού  $i$  δίνεται από τον αναλυτικό τύπο  $l_i = \varepsilon + i\Delta L$ .

Ο πρώτος διαζεύκτης χωρίζει το σήμα σε  $m$  μέρη. Οι σχετικές φάσεις που αποκτούν τα σήματα αυτά σχετίζονται με το μήκη που διανύουν στους κυματοδηγούς διαφορετικού μήκους. Για το κύμα που μπαίνει από την είσοδο  $I$  στον συζεύκτη και κινείται (μέρος) στον κυματοδηγό  $j$  συμβολίζουμε την απόσταση που διανύει ως  $d_{ij}$ . Επίσης συμβολίζουμε την απόσταση που διανύει ένα κύμα από τον κυματοδηγό  $i$  στην έξοδο  $j$  του 2<sup>ου</sup> συζεύκτη ως  $p_{ij}$ . Έτσι η σχετική φάση του σήματος που μπαίνει στην είσοδο  $a$  του συστήματος (στον πρώτο δηλαδή συζεύκτη) και εξέρχεται από την έξοδο  $b$  του δεύτερου συζεύκτη δίδεται από τον τύπο  $\varphi_{abi} = \frac{2\pi}{\lambda}(n_1 d_{ab} + n_1 p_{ab} + n_2[\varepsilon + i\Delta L])$  με το  $i$  να παίρνει τιμές από το σύνολο των φυσικών αριθμών. Με  $n_1, n_2$  συμβολίζουμε τους δείκτες διάθλασης στους δυο κυματοδηγούς, ενώ με το  $i$  ορίζουμε την φάση που δημιουργεί ο κυματοδηγός  $i$  μέσω του μήκους του. Τα μήκη κύματος που εισέρχονται στο σύστημα από την είσοδο  $a$  και το  $\varphi_{abi} = 1, \dots, m$  διαφέρουν μεταξύ τους κατά ένα πολλαπλάσιο των  $2\pi$  και θα συμβάλλουν στην έξοδο  $b$ .

Αν οι συζεύκτες εισόδου και εξόδου είναι κατασκευασμένοι με τέτοιο τρόπο ώστε  $d_{ij} = d_i + k\delta_i$  και  $p_{ij} = p_i + k\theta_i$ , τότε η παραπάνω εξίσωση γίνεται  $\varphi_{abi} = \frac{2\pi}{\lambda}(n_1 d_a + n_1 p_b) + \frac{2\pi}{\lambda}(n_1 \delta_i + n_1 \theta_j + n_2 \Delta L)$ . Τα μήκη κύματος  $\lambda$  που ικανοποιούν την  $n_1 \delta_i + n_1 \theta_j + n_2 \Delta L = k\lambda$  με  $k \in \mathbb{N}$  προστίθενται κατά την έξοδο  $b$  του δεύτερου συζεύκτη.

#### 4.9. Φίλτρα διηλεκτρικών επιστρώσεων

Ένα φίλτρο διηλεκτρικών επιστρώσεων είναι ουσιαστικά ένα συμβολόμετρο Fabry-Perot που αντί για κάτοπτρα στα άκρα του αποτελείται από από πολλα εναλλάξ, συνεχόμενα διηλεκτρικά στρώματα με μικρό και μεγάλο δείκτη διάθλασης αντίστοιχα, αλλά επιτελούν το ίδιο έργο. Οι συχνότητες συντονισμού εξαρτώνται κατ' αντιστοιχία με το FBI (Fabry Perot Interferometer) από το μήκος της επαλληλίας των διηλεκτρικών στρωμάτων. Κατασκευάζονται με εναπόθεση (Magnesium Fluoride και Zinc Sulphide αντίστοιχα) πάνω σε υπόστρωμα κρυσταλλικής δομής ( $\text{CaCO}_3$  κ.α.). Το καθένα από αυτά τα υποστρώματα έχει πάχος ίσο με  $\frac{1}{4}$  του μήκους κύματος (quarter wave stack). Το ανακλώμενο φως από τα στρώματα μεγάλου δείκτη διάθλασης δεν υπόκεινται σε

μεταβολή της φάσης τους κατά την ανάκλαση, ενώ τα ανακλώμενα εκ των στρωμάτων με μικρό δείκτη διάθλασης υπόκεινται σε μεταβολή της φάσης τους κατά  $\pi$ . Οι συνεχείς ανακλάσεις επανασυνδέονται ενισχυτικά στο μπροστά μέρος του φίλτρου παράγοντας μεγάλη ανακλαστικότητα σε ένα περιορισμένο εύρος ζώνης. Το εύρος ζώνης εξαρτάται από των λόγω των δεικτών διάθλασης  $\frac{n_H}{n_L}$ .

Το quarter wave stack μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν υψυπερατό, βαθυπερατό φίλτρο ή ακόμα και σαν αντιανακλαστική επικάλυψη. Μειονέκτημα των φίλτρων αυτών είναι οι μεγάλες σε πλάτος πλευρικές συνιστώσες της συνάρτησης μεταφοράς. Συνήθως στα εμπορικά διαθέσιμα φίλτρα χρησιμοποιούνται eighth wave stack (δηλαδή με πάχος  $\lambda/8$ ) με επιπλέον προσθήκη ενός στρώματος διηλεκτρικού με χαμηλό δείκτη στα άκρα του όλου σωρού για την καταπίεση των πλευρικών συνιστωσών. Γενικότερο μειονέκτημα αυτών των διατάξεων είναι η μικρή ανοχή στις θερμοκρασιακές μεταβολές και οι μεγάλες σχετικά απώλειες εισόδου.

#### 4.10. Ακουστό-οπτικά φίλτρα

Η οπτική είχε μακραίωνη και σημαντική ιστορία, που ξεκινά (ιστορικά) από την αρχαία Ελλάδα, επιδρά καταλυτικά στους σκοτεινούς καιρούς του μεσαίωνα και δημιουργεί τις πρώτες εστίες αντίδρασης που θα οδηγήσουν στην αναγέννηση μέχρι και την σύγχρονη εποχή. Ακριβώς όπως συμβαίνει με την οπτική, η ακουστική έχει μια εξίσου μακραίωνη ιστορία, η οποία ιστορικά τοποθετείται η πρώτη αναζήτησή της στους αρχαίους Έλληνες. Τα ακουστο-οπτικά φαινόμενα (η αλληλεπίδραση ήχου και φωτός δηλαδή) από την άλλη δεν μελετήθηκαν παρά πολύ πρόσφατα (1922) με πρώτο τον Brillouin ο οποίος και έθεσε πρώτος τις βάσεις για την πρόβλεψη της διάθλαση του φωτός από ένα ακουστικό κύμα, που διαδίδεται σε ένα κυματοδηγό. Πειραματικά οι εξισώσεις του Brillouin επιβεβαιώθηκαν το 1932 από τους Debye και Sears σχεδόν ταυτόχρονα με τους Lucas και Biquard. Γενικά τα ακουστό-οπτικά φαινόμενα βασίζονται στην αλλαγή του δείκτη διάθλασης σε ένα κυματοδηγό, εξαιτίας της ύπαρξης σε αυτόν ακουστικά κύματα (χαμηλής συχνότητας δηλαδή). Τα ακουστικά κύματα δημιουργούν ένα φράγμα περίθλασης στο υλικό του κυματοδηγού, το οποίο αλλάζει την συμπεριφορά του φωτός. Η επίδραση του ακουστικού κύματος επιδρά στο οπτικό σήμα με πολλούς τρόπους όπως ανάκλαση, διάθλαση, περίθλαση και συμβολή.

#### 4.11. Εφαρμογές

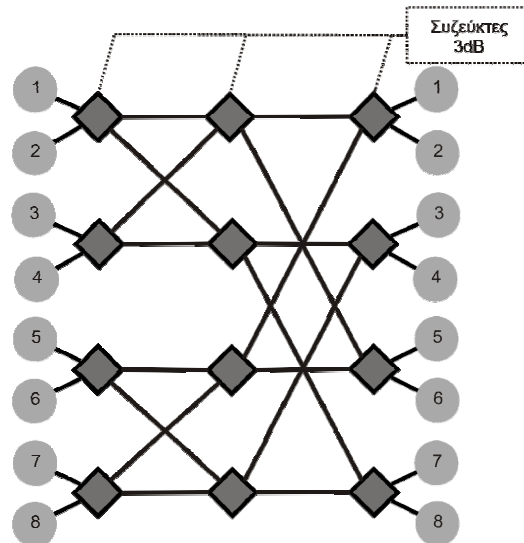
Σε αυτή την παράγραφο αναφέρονται μερικές χαρακτηριστικές εφαρμογές που χρησιμοποιούν απλά στοιχεία που αναφέρθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Κύριες συσκευές ενδιαφέροντος είναι ο *συζεύκτης αστέρα*, ο *οπτικός Add-Drop πολυπλέκτης*, και τα *μεγάλης περιόδου φράγματα περίθλασης*.

##### 4.11.1. Star Coupler – Συζεύκτης Αστέρα

Η παραπάνω εικόνα δείχνει πώς μπορεί να κατασκευαστεί ένας παθητικός συζεύκτης αστέρα από έναν αριθμό μικρότερων συζευκτών  $2 \times 2$  με τέτοιο τρόπο που καθένας  $M \times M$  συζεύκτης αστέρα στην πρώτη στήλη να χρησιμεύει όχι μόνο για να ανακατανέμει  $M$  από τα σήματα εισόδου στις  $M$  εξόδους τους, αλλά επίσης και για την ισοκατανομή του σήματος από μια απλή δίοδο laser άντλησης, που έχει προστεθεί σε ένα από τα σήματα. Παρατηρώντας την δομή του  $8 \times 8$  star coupler και με την κατανόηση ότι ο συζεύκτης που κατασκευάζουμε είναι συμμετρικός και μπορεί να «υποστηρίξει» ακριβώς  $2^k$  εισόδους εξόδους με  $k \in \mathbb{N}$  δηλαδή το πλήθος των εισόδων εξόδων είναι δύναμη του δυο. Στην συνέχεια η επόμενη παρατήρηση είναι κατασκευαστική: Για να κατασκευάσουμε ένα  $4 \times 4$  SC χρειαζόμαστε 4  $2 \times 2$  couplers για να κατασκευάσουμε ένα  $8 \times 8$  SC χρειαζόμαστε 12



2x2 couplers κτλ. Ο αναλυτικός τύπος που μας δίνει την ποσότητα των απλών couplers



Εικόνα 13: Ένας συζεύκτης τύπου αστέρα (SC) με 8 εισόδους και 8 εξόδους που δημιουργείται συνδυάζοντας συζεύκτες των 3dB (και άρα μοιράζεται η ισχύς εισόδου στις εξόδους ομοιόμορφα). Παρατηρήστε ότι η παρούσα διάταξη δομείται όπως το ένα διχοτομημένο Benes δίκτυο και ισχύουν οι ιδιότητες του δικτύου Benes με την προϋπόθεση ότι δεν ξεχνάμε ότι έχουμε μόνο το μισό δίκτυο Benes. Π.χ. για  $N=3$  (SC 8 εισόδων-εξόδων)  $\#επιπέδων = \log_2 N$  για το SC έχουμε 3 ( $\log_2 8 = 3$ ). Όσο αυξάνεται το πλήθος των εισόδων-εξόδων στον SC τόσο επιτακτικότερη κρίνεται η ανάγκη της ενίσχυσης της τελικής εξόδου εξαιτίας της γραμμικής μείωσης της ισχύος του (ως προς το πλήθος των εισόδων). Σε κάθε επίπεδο το σήμα χάνει την μισή ενέργεια άρα στο τελευταίο επίπεδο η ισχύς του θα είναι (θεωρώντας  $U_{αρχ}$  την αρχική του ισχύ)  $U_{τελ} = \frac{U_{αρχ}}{2^N}$  όπου  $N$  το πλήθος των επιπέδων.

που χρησιμοποιούμε είναι  $\#Couplers = \frac{N}{2} \log_2 N$  δεδομένου φυσικά ότι το  $N = 2^k, \forall k \in \mathbb{N}$ . Για να λειτουργήσει ο SC ως συγκεντρωτής αρκεί να συνδέσουμε όλες τις εισόδους του SC και μονάχα μία έξοδο (τις υπόλοιπες εξόδους μπορούμε απλά να τις ανοικτοκυκλώσουμε ελευθερώνοντας το εξερχόμενο σήμα στο περιβάλλον – κάτι σαν την γείωση στα ηλεκτρονικά ☺). Η απώλεια ισχύος όπως περιγράφεται και στο σχήμα θα είναι  $U_{τελ} = \frac{U_{αρχ}}{2^N}$  αφού σε κάθε επίπεδο και για κάθε σήμα θα έχουμε απώλεια του μισού σήματος. Αντίστοιχα, μπορούμε να λειτουργήσουμε έναν συζεύκτη αστέρα ως διαχωριστή (splitter). Στην περίπτωση αυτή εισάγουμε το προς διαχώριση οπτικό σήμα μας σε μία από τις  $N$  εισόδους του συζεύκτη αστέρα, αφήνοντας ανοικτοκυκλωμένες τις υπόλοιπες εισόδους. Στην περίπτωση αυτή, στην κάθε έξοδο του συζεύκτη αστέρα θα πάρουμε από ένα αντίγραφο του σήματος εισόδου, εξασθενημένο πάλι κατά ένα παράγοντα  $U_{τελ} = \frac{U_{αρχ}}{2^N}$ . ΠΡΟΣΟΧΗ: Το  $U_{τελ}$  μετράται σε Watt (ή υπομονάδες του: πχ mW)!

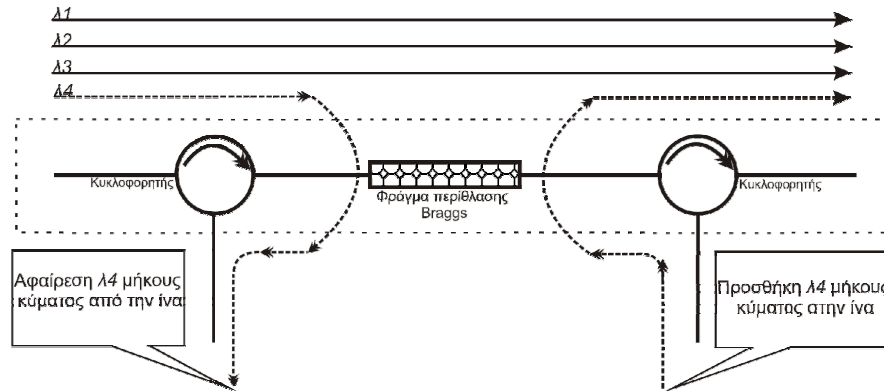
Ακόμα μια σημαντική παρατήρηση αφορά την κατασκευή των SC. Αναφέραμε προηγουμένως ότι οι εισοδοί-εξοδοί των SC πρέπει να είναι δύναμη του 2. Αν θέλουμε να συνδέσουμε ένα πλήθος από εισόδους-εξόδους  $\Delta$  για τις οποίες  $\log_2 \Delta \notin \mathbb{N}$  τότε κατασκευάζουμε SC με πλήθος εισόδων  $N = 2^{\lfloor \log_2 \Delta \rfloor + c}$  όπου  $c \geq 1$ . Καλό είναι το  $c$  να είναι ίσο με την μονάδα ώστε να μην αυξάνονται ιδιαίτερα οι απώλειες.

#### 4.11.2. Optical Add Drop Multiplexer

Οι add drop πολυπλέκτες αποτελούν σημαντικό στοιχείο των οπτικών δικτύων. Ένας πολυπλέκτης συνδυάζει ή πολυπλέκει αρκετές πηγές δεδομένων σε μια ακτίνα φωτός. Ένας add drop πολυπλέκτης είναι ένας πολυπλέκτης που έχει την δυνατότητα να προσθέσει περισσότερα του ενός σήματα χαμηλού ρυθμού δεδομένων σε ένα σήμα υψηλού ρυθμού μεταφοράς (ή μια ακτίνα μετάδοσης) το οποίο μπορεί εκείνη την στιγμή να μεταφέρει δεδομένα, και την ίδια στιγμή να εξάγει από αυτό το σήμα άλλα χαμηλότερου ρυθμού μετάδοσης σήματα προς το ψηφιακό κομμάτι του συστήματος. Χρησιμοποιείται ο ADM σαν σύστημα προσθήκης ή αφαίρεσης σημάτων από και προς το οπτικό δίκτυο. Οι πολυπλέκτες μπορεί να χρησιμοποιούνται είτε σε διηπειρωτικές ζεύξεις είτε σε δίκτυα ευρείας περιοχής αν και γενικά διαφέρουν οι υλοποιήσεις ανάλογα με την τεχνολογία που χρησιμοποιείται για την υλοποίηση ενός τέτοιου δικτύου. (Τα MAN είναι πάντα φθηνότερα αφού έχουν μεγαλύτερες ανοχές – λόγω των μικρότερων μεγεθών των μη γραμμικών επιπτώσεων στο σήμα σε σχέση με τα διηπειρωτικά δίκτυα). Βασικό δομικό στοιχείο των OADM είναι το συμβολόμετρο **Braggs**. Ένας OAD πολυπλέκτης είναι μια διάταξη που αποτελείται από 3 μέρη συνδεδεμένα σε σειρά: ένα κυκλοφορητή, ένα συμβολόμετρο Braggs και ακόμη ένα κυκλοφορητή. Θεωρώντας ότι η ορθή φορά του σήματος είναι από αριστερά προς τα δεξιά αρχικά ο κυκλοφορητής συνδέει την είσοδο του σήματος με την έξοδο που συνδέεται με το συμβολόμετρο Braggs. Αυτό θα επιτρέψει να περάσουν όλα τα μήκη κύματος εκτός από κάποια (-ες) που θα ανακλαστούν και θα επιστρέψουν πίσω. Ο κυκλοφορητής στην συνέχεια θα μεταφέρει το σήμα που ανακλάστηκε στην έξοδο DROP του πολυπλέκτη και έτσι οι συχνότητες που ανακλώνται από το συμβολόμετρο, θα απορρίπτονται συνέχεια στο πρώτο τμήμα του συστήματος. Στο add τμήμα η προσθήκη συχνοτήτων που ανακλώνται από το συμβολόμετρο γίνεται μέσω του δεύτερου κυκλοφορητή. Από την κατασκευή όμως του κυκλοφορητή γίνεται αυτονόητο ότι δεν γίνεται ταυτόχρονα δυο θύρες να οδηγούν σήμα σε μια τρίτη. Αυτό είναι δουλειά του συζεύκτη αλλά και εκεί έχουμε απώλεια της μισής ισχύος για κάθε σήμα και άρα ανάλογα με τις συνθήκες ίσως να κρίνεται απαραίτητη η χρήση ενισχυτών. Αντ' αυτού χρησιμοποιώντας το συμβολόμετρο braggs μπορούμε να πετύχουμε τα ίδια αποτελέσματα αρκετά απλούστερα: Ο κυκλοφορητής λοιπόν εισάγει τις συχνότητες. Το μόνο πρόβλημα είναι ότι κινούνται αντίθετα με την ζητούμενη πορεία. Μόλις όμως συναντήσουν το Braggs αυτό με την σειρά του θα τα ανακλάσει και θα περάσουν για δεύτερη φορά από τον κυκλοφορητή προς την σωστή κατεύθυνση αυτή την φορά, πετυχαίνοντας το ζητούμενο.

Μια πρόσφατη αλλαγή στην τεχνολογία WADM (*Wavelength Add Drop Multiplexers*) είναι η εισαγωγή εξοπλισμού SONET/SDH (ονομάζεται και M.S.P.P. : Multi-service provisioning platform) ο οποίος έχει όλες τις δυνατότητες του πεπαλαιωμένου πλέον ADM αλλά έχουν και την δυνατότητα να παρέχουν διασύνδεση μεταξύ πολλαπλών ινών ταυτόχρονα (strictly non-blocking διακόπτες συνήθως). Με αυτό τον τρόπο μπορούν να διασυνδεθούν απευθείας LAN στο backbone ενός ISP. Το 2004 οι πωλήσεις των Optical Cross Connect ADM, ξεπέρασαν αυτές των απλών ADM αφού, αφενός κρίνονται ιδιαίτερα ώριμα, και αφετέρου θεωρούνται (2007-2008) τεχνολογία αιχμής τα SONET/SDH δίκτυα επόμενης γενιάς.

Σαν σύστημα αρχιτεκτονικής σχεδίασης ο πολυπλέκτης-αποπολυπλέκτης που περιγράφηκε αποτελεί την δεύτερη γενιά αρχιτεκτονικής οπτικών δικτύων (που βασίζονται σε add-drop multiplexers – WADM - καθώς και την WDM τεχνολογία). Χάρη σε αυτούς κίνηση μπορεί να εισέρχεται (να έχουμε μετατροπή από ψηφιακό σε οπτικό και να μεταφέρεται μέσω ίνας πάνω στο WDM δίκτυο) και να εξέρχεται (να μετατρέπεται από οπτικό σε ψηφιακό και να μεταάγεται σύμφωνα με την δρομολόγηση



Εικόνα 14: OADM (optical add drop multiplexer). Ο πολυπλέκτης αυτός χρησιμοποιείται εκτεταμένα στα WDM δίκτυα. Αποτελείται από 2 κυκλοφορητές και ένα συμβολόμετρο Braggs. Στόχος της λειτουργίας του είναι να επιτρέψει να περάσουν όλα τα μήκη κύματος εκτός από ένα ( $\lambda_4$  στο σχήμα) το οποίο και θα αφαιρεθεί για να υποστεί κάποια επεξεργασία (πχ O/E). Το ίδιο κύκλωμα επιτρέπει την επανακυκλοφορία του  $\lambda_4$  εκ νέου αφού σε δεύτερη φάση το εισάγει. Πολύ σημαντική είναι η λειτουργία του συμβολόμετρου Braggs καθώς σε πρώτη φάση ανακλά το  $\lambda_4$  ενώ στην συνέχεια απομακρύνεται από την κυκλοφορία χάρη στον κυκλοφορητή. Αντίστοιχα όταν ο δεύτερος κυκλοφορητής επαναφέρει στην κυκλοφορία κάποιο  $\lambda_4$  τότε το συμβολόμετρο Braggs φροντίζει ώστε να μην κινηθεί αντίστροφα το σήμα αλλά προς την προκαθορισμένη διεύθυνση.

στον κατάλληλο προορισμό) σε κάθε σημείο παρουσίας (*Point Of Presence - POP*) του δικτύου που υπάρχει ένας WADM. Τα WADM επιτρέπουν να επιλέγεται το μήκος κύματος που θα «κατεβεί» από το οπτικό δίκτυο στο ηλεκτρονικό καθώς και να επιτρέπει σε κάποια μήκη κύματος να περνάνε διάμεσο αυτού και να συνεχίζουν στο οπτικό δίκτυο χωρίς να τα επηρεάζει. Σε γενικές γραμμές είναι ασφαλές να θεωρούμε ότι αυτή η αρχιτεκτονική, είναι ιδιαίτερα αποδοτική όταν η κίνηση που περνάει από τον WADM κόμβο (τα μήκη κύματος δηλαδή που δεν γίνονται dropped) χωρίς να κατεβαίνει στο ηλεκτρονικό του κομμάτι είναι σαφώς μεγαλύτερη ως προς την πληροφορία που μεταφέρουν. Σε αντίθετη περίπτωση είναι αρκετά διαδεδομένη η χρήση συνδέσεων σημείου με σημείο (*optical point to point connections*). Χρησιμοποιώντας αυτή την τεχνολογία έρευνες έδειξαν ότι μειώνεται το κόστος ανάπτυξης του δικτύου, καθώς και το λειτουργικό του κόστος ενώ παράλληλα η απόδοση της επένδυσης αυξάνεται κατακόρυφα.

Τα WADM δίκτυα βασικά χρησιμοποιούνται σε τοπολογίες δακτυλίου (τεχνολογίας WDM), και καλύπτουν μεγάλο μέρος των αναγκών ενός MAN. Στην καρδιά του WADM βρίσκεται ο οπτικός διακόπτης (δες και Εικόνα). Χάρη σε αυτόν μπορούμε να επιλέγουμε το μήκος κύματος το οποίο θα μετατρέπεται από οπτικό σε ηλεκτρονικό (οδηγώντας κατάλληλα τις εισόδους στις εξόδους, ενώ μπορούμε να καθορίζουμε εύκολα ποια μήκη κύματος θα συνεχίζουν να κινούνται πάνω στο δίκτυο μας και προς τα πού.

#### 4.11.3. Φράγματα Περίθλασης Μεγάλης Περιόδου.

Τα μεγάλης περιόδου φράγματα περίθλασης κατασκευάζονται με τις ίδιες τεχνικές όπως και τα φράγματα περίθλασης Bragg, και χρησιμοποιούνται σήμερα κατά κόρον σαν φίλτρα στους ενισχυτές Erbium, ώστε να μειώσουν την επίδρασή της μη σταθερής ενίσχυσης από αυτούς. Μπορούν να κατασκευασθούν με πολύ μεγάλη ακρίβεια και με σχεδόν οποιαδήποτε συνάρτησης απόκρισης. Αυτές οι διατάξεις αν και μοιράζονται πανομοιότυπες ιδιότητες σε σχέση με τα φράγματα περίθλασης Braggs δεν βασίζονται

στις ίδιες αρχές λειτουργίας. Η βασική τους διαφορά είναι ότι πλέον το σήμα δεν μεταφέρεται από τον πυρήνα της ίνας αλλά από τον μανδύα! Η διάδοση του σήματος στον μανδύα εισάγει υπερβολικά πολλές απώλειες και η ενέργειά των σημάτων που ταξιδεύουν πάνω σε αυτόν χάνεται στο περιβάλλον πολύ γρήγορα.

Η βασική ιδιότητα των φραγμάτων περίθλασης μεγάλου μήκους είναι στην εξίσωση  $\beta - \beta_{cl}^p = \frac{2\pi}{\lambda}$  ενώ το μήκος κύματος του σήματος το οποίο αναγκάζεται να μεταπηδήσει από τον πυρήνα στον μανδύα δίνεται από τον τύπο  $\lambda = \Lambda(n_{eff} - n_{eff}^p)$ .

## 5. Οπτικοί Πομποί

Ο ρόλος του οπτικού πομπού, σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι να μετατρέπει τα ηλεκτρικά σήματα στα αντίστοιχα οπτικά και στην συνέχεια να τα προωθεί στον οπτικό κορμό. Το βασικό και δομικό στοιχείο των οπτικών πομπών είναι η πηγή του φωτός. Τα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα χρησιμοποιούν ημιαγωγικές οπτικές πηγές φωτός όπως τα LEDs και τα ημιαγωγικά laser, εξαιτίας των πολλών πλεονεκτημάτων που αυτά έχουν. Τα βασικά τους πλεονεκτήματα είναι το (μικρό) μέγεθος, η υψηλή απόδοση, η μεγάλη αξιοπιστία, την συμβατότητα του πομπού με τις ιδιαίτερα μικρές διαστάσεις της ίνας, και φυσικά την δυνατότητα να διαμορφώνουν τέτοιες διατάξεις το σήμα σε υψηλές συχνότητες απευθείας.

Αν και όπως είδαμε στην ιστορική αναδρομή του κεφαλαίου 1 ημιαγωγικά laser υπήρχαν ήδη από την δεκαετία του 60, έγινε εφικτό να χρησιμοποιηθούν πρακτικά στις αρχές της δεκαετίας του 70, όταν εμφανίστηκαν δηλαδή τα πρώτα ημιαγωγικά laser που μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν σε θερμοκρασίες δωματίου. Από τότε τα ημιαγωγικά laser αναπτύσσονται διαρκώς αφού αποτελούν κύριο δομικό στοιχείο των οπτικών τηλεπικοινωνιών.

Σε αυτό το κεφάλαιο αναφορά γίνεται μόνο στα ημιαγωγικά laser και στα LED, ως προς την χρήση τους και τις εφαρμογές τους σε φωτονικά συστήματα. Όλα τα στοιχεία που μελετάμε σε αυτό το κεφάλαιο αποτελούν ενεργά στοιχεία, δηλαδή απαιτούν ισχύ για να λειτουργήσουν.

### 5.1. Βασικές αρχές

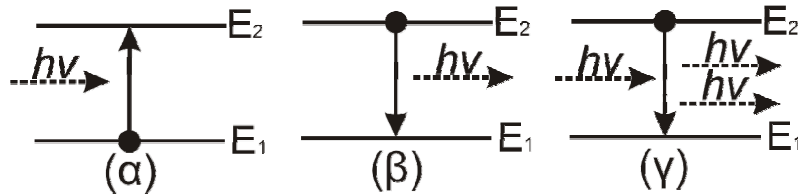
Όπως έχετε διδαχθεί και στο λύκειο όλα τα στοιχεία σε κανονικές συνθήκες απορροφούν φως αντί να εκπέμπουν. Στις συνηθισμένες θερμοκρασίες λοιπόν τα ηλεκτρόνια ενός ατόμου βρίσκονται κυρίως στη χαμηλότερη δυνατή ενεργειακή τους στάθμη. Τότε λέμε ότι το άτομο βρίσκεται στη θεμελιώδη του κατάσταση. Στην περίπτωση αυτή το άτομο μπορεί να διεγερθεί, δηλ. κάποιο από τα ηλεκτρόνιά του να μεταβεί σε υψηλότερη ενεργειακή στάθμη, απορροφώντας ένα φωτόνιο ενέργειας ίσης με τη διαφορά ενέργειας των σταθμών μεταξύ των οποίων γίνεται η μετάβαση - δείτε το Σχ. 4.1(α). Η διεργασία αυτή λέγεται **παρακινούμενη απορρόφηση**. Αν με κάποιον τρόπο ένα άτομο βρεθεί σε μια διεγερμένη ενεργειακή κατάσταση το άτομο αυτό έχει κάποια πιθανότητα να εκπέμψει ένα φωτόνιο και να μεταβεί σε χαμηλότερη κατάσταση. Η διεργασία αυτή λέγεται **αυθόρμητη αποδιέγερση** (δείτε το Σχ. 4.1(β)). Τα φωτόνια που εκπέμπονται με αυθόρμητη αποδιέγερση έχουν τυχαίες διευθύνσεις. Συνήθως ένα άτομο παραμένει σε διεγερμένη κατάσταση περίπου  $10^{-8}$  sec.

Αν κατά τη διάρκεια παραμονής του ηλεκτρονίου στη διεγερμένη κατάσταση πέσει πάνω του ένα φωτόνιο ενέργειας ίσης με την ενεργειακή διαφορά διεγερμένης-θεμελιώδους, το φωτόνιο αυτό παρακινεί το άτομο να αποδιεγερθεί, εκπέμποντας ένα δεύτερο φωτόνιο, το οποίο έχει **ίδια κατεύθυνση και φάση** με το φωτόνιο που υποκίνησε την αποδιέγερση (δείτε το Σχ. 4.1(γ)). Η διαδικασία αυτή λέγεται **παρακινούμενη ή εξαναγκασμένη εκπομπή** και είναι η βάση της λειτουργίας του laser.

### 5.2. Εκπομπή και Απορρόφηση

Σε αυτό το σημείο θα συνεχιστεί η επανάληψη στα φαινόμενα που συμβαίνουν στο άτομο περιληπτικά. Οι βασικές μας παραδοχές, ώστε η κατανόηση να είναι ευκολότερη είναι:

- το υλικό αποτελείται από πολλά ίδια άτομα
- κάθε άτομο έχει μόνον δυο ενεργειακά επίπεδα:  $E_1$  και  $E_2$  (όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.1)
- ο μοναδικός μηχανισμός αποδιέγερσης είναι η αυθόρμητη εκπομπή



Εικόνα 4.1: Με διακεκομμένη γραμμή συμβολίζεται η κίνηση του φωτονίου, ενώ με σταθερή γραμμή συμβολίζεται η μεταπήδηση ενός ηλεκτρονίου του ατόμου από την ενεργειακή κατάσταση με τον κύκλο προς την ενεργειακή κατάσταση που δείχνει το βέλος. Το φωτόνιο σε όλες τις περιπτώσεις έχει ενέργεια  $\Delta E = E_2 - E_1$ , η οποία προφανώς είναι ανάλογη της συχνότητάς του δηλαδή  $E_2 - E_1 = hf$  με  $h$  την σταθερά του Planck και  $f$  την συχνότητα του φωτονίου. Συχνά χρήσιμος είναι ο τύπος  $pc = hf$  με  $p$  την ορμή του φωτονίου και  $c$  την ταχύτητα του φωτός για να υπολογίζουμε την ορμή των φωτονίων, λυνοντας δηλαδή την εξίσωση ως προς  $p$ . Στο σχήμα ορίζονται τρεις θεμελιώδεις καταστάσεις : (α) Η διεργασία της διέγερσης ατόμου με απορρόφηση ενός φωτονίου. (β) Η διεργασία της αυθόρμητης εκπομπής/αποδιέγερσης. (γ) Η διεργασία της παρακινούμενης ή εξαναγκασμένης εκπομπής.

- στη χρονική στιγμή  $t$  υπάρχουν  $N_1$  άτομα στο ενεργειακό επίπεδο  $E_1$  και  $N_2$  άτομα στο επίπεδο  $E_2$ .

Αυτό που μας ενδιαφέρει για να λειτουργεί το laser είναι να συμβαίνει εξαναγκασμένη εκπομπή δηλαδή το πλήθος των ηλεκτρονίων που βρίσκονται στην ενεργειακή στοιβάδα (αν θεωρήσουμε ότι το σύστημα που μελετάμε το ηλεκτρόνιο είναι αυτό του Bohr)  $E_2$  να είναι κατά πολύ περισσότερα από αυτά που βρίσκονται ώστε κατά την είσοδο των φωτονίων στο σύστημα αυτά να ενισχύονται. Σε αντίθετη περίπτωση η προσπίπτουσα ακτινοβολία χάνει σε ισχύ αφού μέρος της απορροφάται κατά την διέγερση των ηλεκτρονίων της που βρίσκονται σε ηρεμία (ενεργειακή κατάσταση  $E_1$ ). Όταν η εκτόνωση συμβαίνει εξαναγκασμένα, τότε το παραγόμενο φωτόνιο συμβάλει με το φωτόνιο που το εξανάγκασε (ίδια φορά και ίδια φάση), ενώ στην περίπτωση που το φωτόνιο παράγεται λόγω αυθόρμητης εκτόνωσης τότε μπορεί να κατευθυνθεί προς οπουδήποτε (και άρα η συμβολή του στο σήμα σαν θόρυβος είναι μικρή). Γενικά ένα laser έχει τουλάχιστον 4 ενεργειακές καταστάσεις, και η λειτουργία του βασίζεται σε τέσσερα επαναλαμβανόμενα βήματα κατά την διάρκεια της χρήσης του:

- την διαδικασία της άντλησης όπου τα ηλεκτρόνια από την κατάσταση ηρεμίας μεταβαίνουν στην κατάσταση μέγιστης ενέργειας,
- την απόδοση της άντλησης όπου τα ηλεκτρόνια από την κατάσταση μέγιστης ενέργειας ( $E_3$ ) μεταβαίνουν στην αμέσως χαμηλότερη ενεργειακή κατάσταση ( $E_2$ ).
- την αναστροφή πληθυσμού, κατά την οποία το μήκος κύματος της ακτινοβολίας που παράγεται βρίσκεται στο εύρος που μας ενδιαφέρει και το οποίο είναι το μόνο που επιτρέπουμε να περάσει σαν έξοδο από το σύστημα. Αυτή συμβαίνει κατά την μετάβαση από την ενεργειακή κατάσταση  $E_2$  στην  $E_1$  και η οποία δρα ενισχυτικά για την εισερχόμενη ακτινοβολία.
- την εκτόνωση του συστήματος με την επιστροφή των ηλεκτρονίων από την κατάσταση  $E_1$  στην κατάσταση  $E_0$ .

Αυτός ο κύκλος συνεχίζεται ατέρμονα κατά την διάρκεια λειτουργίας του laser και καλείται **(κβαντικός) κύκλος άντλησης**.

Για να έχουμε ενίσχυση κατά την διαδικασία της εξαναγκασμένης εκπομπής πρέπει : Το προσπίπτον φωτόνιο να έχει ενέργεια ίση με  $E_2 - E_1$ , το παραγόμενο φωτόνιο να φέρει την

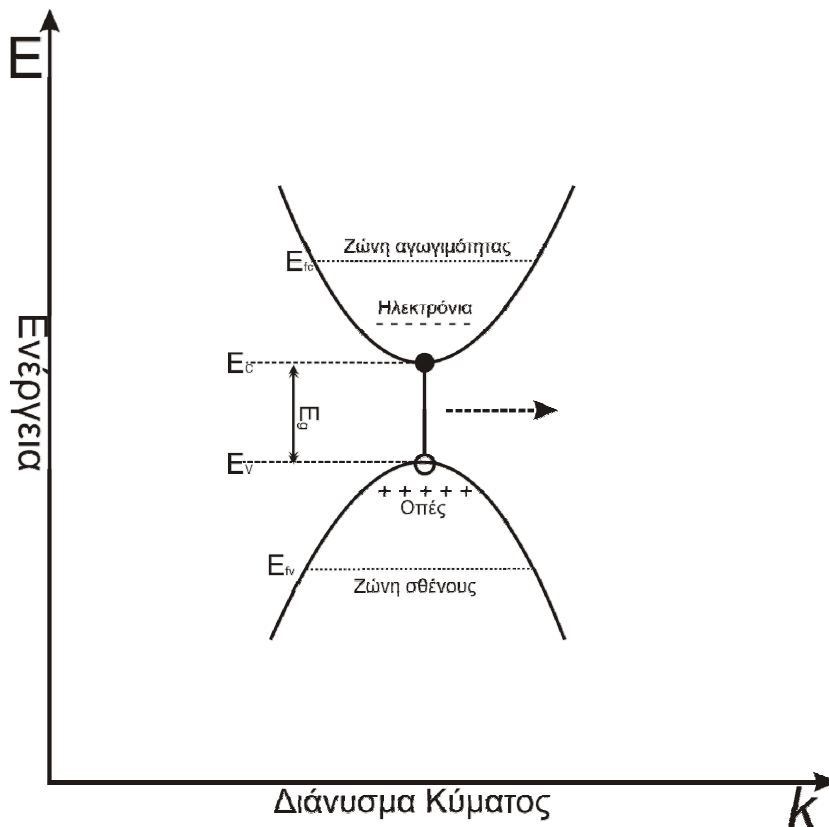


ίδια συχνότητα με το προσπίπτον, να βρίσκονται εν φάση και να φέρουν την ίδια πόλωση και τέλος να έχουμε δυο φωτόνια ίδιας συχνότητας και άρα να έχουμε σύμφωνη ενίσχυση του οπτικού σήματος.

### 5.3. Επαφές p-n

Σε κάθε ημιαγωγική οπτική διάταξη υπάρχει μια επαφή  $p-n$ , η οποία αποτελεί μια επαφή ενός ημιαγωγού τύπου  $p$  με ένα ημιαγωγό τύπου  $n$ . Ένας ημιαγωγός, στην καθαρή κρυσταλλική του μορφή, είναι καλός μονωτής. Ωστόσο, όταν έστω και ένα άτομο αντικατασταθεί από μία πρόσμιξη (φωσφόρος ή αρσενικό) που προσθέτει ένα ηλεκτρόνιο από την κρυσταλλική δομή τότε η αγωγιμότητά τους αυξάνεται θεαματικά. Το ίδιο συμβαίνει αν η πρόσμιξη γίνει με άτομο που αφαιρεί ηλεκτρόνιο (βόριο, αργίλιο ή γάλλιο). Στην πρώτη περίπτωση, προκύπτει ημιαγωγός τύπου  $n$  ( $n$  από negative καθώς έχουμε παραπάνω ηλεκτρόνια άρα και φορείς αρνητικού φορτίου) και στη δεύτερη τύπου  $p$  ( $p$  από positive καθώς έχουμε επιπλέον οπές που δηλώνουν απουσία ηλεκτρονίων άρα ύπαρξη θετικού φορτίου). Αυτή η διαδικασία καλείται νοθεία (doping).

Ανάλογα με την πρόσμιξη των ημιαγωγών αυτών μπορούμε να πετύχουμε μεταβολή της αγωγιμότητας του ημιαγωγού στοιχείου. Έτσι, χρησιμοποιώντας μια μικρή ποσότητα πεντασθενούς στοιχείου, όπως είναι το αρσενικό ή ο φώσφορος, πετυχαίνουμε αύξηση της αγωγιμότητας του ημιαγωγού. Αυτό συμβαίνει διότι έχουμε αύξηση των ελεύθερων φορέων, (ηλεκτρονίων) του ημιαγωγού και τότε ο ημιαγωγός ονομάζεται τύπου  $N$ . Αν



Εικόνα 4.2: Αγώγιμη και ζώνη σθένους ενός ημιαγωγού. Τα ηλεκτρόνια στην ζώνη αγωγιμότητας και οι οπές στην ζώνη σθένους μπορούν να συνδυασθούν και να εκπέμψουν ένα φωτόνιο είτε μέσω αυθόρμητης εκπομπής είτε μέσω εξαναγκασμένης εκπομπής.

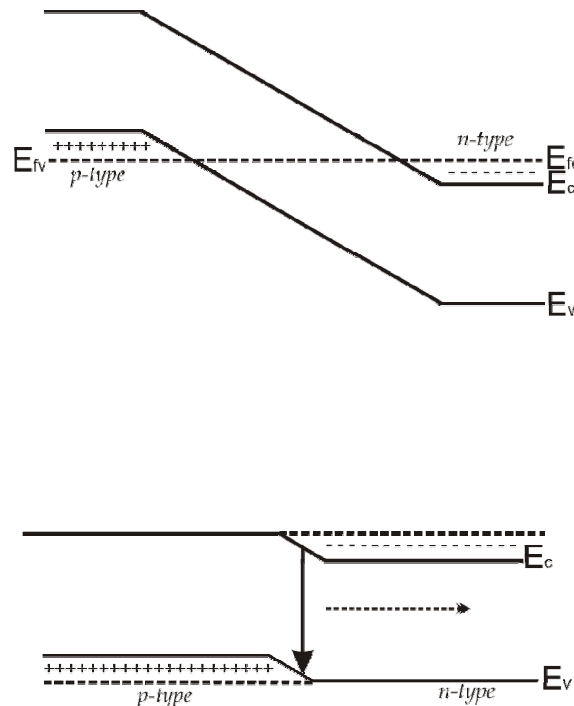
έχουμε σαν πλειονότητα φορέων τις οπές, οι οποίες έχουν θετικό φορτίο, τότε ο ημιαγωγός ονομάζεται ημιαγωγός τύπου P.

Εάν ενώσουμε έναν ημιαγωγό τύπου N και έναν ημιαγωγό τύπου P τότε προκύπτει μία διάοδος επαφής. Ο ένας ακροδέκτης της διόδου αποτελεί την άνοδο και ο άλλος ακροδέκτης είναι η κάθοδος. Η ροή του ρεύματος μέσα από την διάοδο, επιτυγχάνεται όταν πολώσουμε ορθά την διάοδο, δηλαδή όταν η άνοδος έχει θετικό δυναμικό και η κάθοδος αρνητικό. Στην πόλωσή της η διάοδος παρουσιάζει ορισμένα χαρακτηριστικά όπως είναι η χωρητικότητα και η αντίσταση επαφής της διόδου. Η **χωρητικότητα επαφής** είναι μια πολύ μικρή χωρητικότητα της τάξεως μερικών pF, όπου η τιμή της εξαρτάται από την πόλωσή της και το κύκλωμα στο οποίο χρησιμοποιείται.

**Αυτό που κάνει δυνατή την ύπαρξη ημιαγώγιμων διόδων είναι η ιδιότητα των ηλεκτρονίων σθένους να απορροφούν ενέργεια και να υπερπηδούν το ενεργειακό κενό.**

Ορίζουμε σαν επίπεδο Fermi στην κβαντική μηχανική, το μέγιστο ενεργειακό επίπεδο που καταλαμβάνει ένα ηλεκτρόνιο, στο απόλυτο μηδέν, πράγμα που δηλώνει ότι όλες οι ενεργειακές καταστάσεις του ατόμου μέχρι και το επίπεδο Fermi, έχουν ηλεκτρόνια. Το επίπεδο Fermi που βρίσκεται στο διάστημα ανάμεσα στις επαφές για εσωτερικούς ημιαγωγούς, μετακινείται προς την ζώνη αγωγιμότητας σχεδόν γραμμικά με την ποσότητα προσμίξεων που έχει υποστεί ο ημιαγωγός. Σε ημιαγωγούς που οι προσμίξεις





Εικόνα 4.3: Διάγραμμα καταστάσεων σε μια επαφή p-n.

για την επαφή n είναι μεγάλες το επίπεδο Fermi ( $E_{fc}$ ) βρίσκεται μέσα στην ζώνη αγωγιμότητας με αποτέλεσμα τέτοιες κατασκευές να φθίνουν. Αντίστοιχα όταν οι προσμίξεις για την επαφή p είναι μεγάλες το επίπεδο Fermi βρίσκεται στην ζώνη σθένους ( $E_{fv}$ ). Όταν η επαφή pn βρίσκεται σε θερμοκή ισορροπία τότε το επίπεδο Fermi πρέπει να είναι συνεχές ανάμεσα στις επαφές p-n, και πραγματοποιείται με συνδυασμό οπών και ηλεκτρονίων κατά μήκος της επαφής. Τα φορτία που δεν συμμετέχουν σε αυτούς τους σχηματισμούς δημιουργούν ηλεκτρικό πεδίο, αρκετά ισχυρό ώστε να μην επιτρέπουν περεταίρω συνδυασμούς μεταξύ οπών και ηλεκτρονίων και κρατάνε το σύστημα σταθερό, σε συνθήκες ισορροπίας. Αυτό το πεδίο αναφέρεται σαν το εσωτερικό ηλεκτρικό πεδίο. Στην εικόνα 4.3 παρουσιάζεται το διάγραμμα καταστάσεων για μια p-n επαφή σε κατάσταση ορθής πόλωσης και σε κατάσταση θερμοκή ισορροπίας.

Όταν μια p-n επαφή πολωθεί ορθά εφαρμόζοντας της εξωτερικά τάση, το εσωτερικό ηλεκτρικό πεδίο μειώνεται. Αυτή η μείωση έχει σαν αποτέλεσμα ηλεκτρόνια από την n να μεταπηδούν στην p επαφή δημιουργώντας ρεύμα. Το ρεύμα αυτό αυξάνεται εκθετικά με βάση την τάση που εφαρμόζεται στην επαφή και δίνεται από τον τύπο:

$$I = I_s \left( e^{\frac{qV}{k_B T}} - 1 \right)$$

Όπου  $I_s$  είναι το ρεύμα κορεσμού,  $q$  το φορτίο σθένους. Εφαρμόζοντας τάση λοιπόν η επαφή είτε με εξαναγκασμένη είτε με αυθόρμητη, είτε με εξαναγκασμένη εκπομπή, παράγουν φως σε μια ημιαγωγική οπτική πηγή.

#### 5.4. LEDS (Light Emitting Diodes)

Δίοδος Εκπομπής Φωτός, (LED, Light Emitting Diode), καλείται ένας ημιαγωγός ο οποίος εκπέμπει φως στενού φάσματος όταν του παρέχεται μία ηλεκτρική τάση κατά τη φορά ορθής πόλωσης.

Το χρώμα του φωτός που εκπέμπεται εξαρτάται από την χημική σύσταση του ημιαγωγικού υλικού που χρησιμοποιείται, και μπορεί να είναι υπεριώδες, ορατό ή

υπέρυθρο. Το μήκος κύματος του φωτός που εκπέμπεται, και εν συνεχεία το χρώμα του, εξαρτάται από το χάσμα ενέργειας των υλικών τα οποία χρησιμοποιούνται για την δημιουργία του περάσματος p-n. Έτσι όταν δεχτούν μια τάση φωτοβολούν, πιο συγκεκριμένα φωτοβολεί η ένωση PN. Η λειτουργία τους στηρίζεται στο φαινόμενο LASER και σαν ημιαγωγά υλικά χρησιμοποιούνται οι ενώσεις GaAs, InSb, PbTe, PbS κλπ. Υψηλής φωτεινότητας πηγές στην περιοχή του ορατού δίνουν οι ενώσεις GaAs<sub>1-x</sub>Px (κόκκινο), InGa<sub>1-x</sub>Px (κόκκινο), GaP (κόκκινο, κίτρινο, πράσινο) και GaN (μπλε, πράσινο, κίτρινο).

Δεδομένης μια ένωση PN και κατά την εφαρμογή στα όριά της μιας τάσης τότε τα ηλεκτρόνια μετακινούνται από τον N κρύσταλλο στον P με μια αυξημένη ενέργεια. Ταυτόχρονα οπές από τον κρύσταλλο P μεταφέρονται στον N. Οι φορείς αυτοί φτάνοντας στους άλλους κρυστάλλους επανασυνδέονται αφήνοντας το περίσσειμα της ενέργειας που έχουν με την μορφή φωτονίων. Η ακτινοβολία αυτή και μάλιστα το μήκος κύματος τους, εξαρτάται από το είδος του κρυστάλλου και την κατασκευή της ένωσης PN.

Η επανασύνδεση των φορέων γίνεται μεταξύ της ζώνης σθένους και της ζώνης αγωγιμότητας. Έτσι λοιπόν η ένωση PN εκπέμπει ακτινοβολία μετά από κατάλληλη πόλωση. Μια συνεχής ακτινοβολία θα προκύψει μετά από πόλωση που θα δίνει κατάλληλη ενέργεια διέγερσης και επανασύνδεσης. Η κβαντική άντληση, δηλαδή η διαρκής επαναφορά των αποδιεγερμένων ηλεκτρονίων στην ζώνη αγωγιμότητας της ένωσης PN γίνεται από την πηγή πόλωσης της δόδου. Η τάση αυτή είναι μεγαλύτερη από την τάση της ζώνης φραγμού. Έτσι λοιπόν τροφοδοτείται με ηλεκτρόνια η ζώνη αγωγιμότητας και συνεχώς αναπληρώνονται οι απώλειες των ηλεκτρονίων, λόγω των ακτινοβολητικών πτώσεων, συντηρουμένης έτσι της απαιτούμενης μεταφοράς των φορτίων.

Τα βασικά του πλεονεκτήματα είναι ότι απαιτεί μικρή ισχύ λειτουργίας άρα μπορεί να συνεργαστεί με τα περισσότερα ψηφιακά κυκλώματα. Αυτό αποτελεί σημαντικό παράγοντα επιλογής του σε πλειάδα εφαρμογών ασύρματης οπτικής επικοινωνίας (πχ συσκευές χειρισμού οικιακών συσκευών κα). Ένα LED θεωρητικά έχει μεγάλη μακροζωία η οποία εκτείνεται σε τουλάχιστον 100.000 ώρες διαρκούς λειτουργίας. Ο μόνος κίνδυνος να καταστραφεί είναι να εφαρμοστεί μεγάλη ανάστροφη τάση. Έτσι ένα LED μπορεί να αντέξει από 3 μέχρι 11 volt ανάστροφης τάσης.

#### 5.4.1. Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του LED

Εύκολα μπορούμε να υπολογιστεί η ισχύς που δημιουργείται από αυθόρμητη αποδιέγερση. Για κάθε δεδομένο ρεύμα  $I$  ο ρυθμός παραγωγής φωτονίων είναι  $\eta_{int} \frac{I}{q}$ , όπου με  $\eta_{int}$  περιγράφουμε το ποσοστό οπών και ηλεκτρονίων που συνδυάζονται για να παράγουν ένα φωτόνιο ενώ με  $\frac{I}{q}$  ορίζεται η ο ρυθμός που αλληλεπιδρούν οπές με ηλεκτρόνια. Η εσωτερική ισχύ στο σύστημα δίνεται από τον τύπο

$$P_{int} = \eta_{int} \frac{\hbar\omega}{q} I$$

Οπου  $\hbar\omega$  είναι η ενέργεια του φωτονίου και υποθέτουμε ότι είναι σχεδόν η ίδια για όλα τα φωτόνια. Ορίζοντας σαν  $\eta_{ext}$  το ποσοστό των φωτονίων που διαφεύγουν της διάταξης, η ισχύς της εκπομπής εκτός διάταξης είναι το ποσοστό της αρχικής ισχυος που διαφεύγει δηλαδή:

$$P_{ext} = \eta_{ext} \eta_{int} \frac{\hbar\omega}{q} I$$

Μπορεί να δειχθεί ότι το  $\eta_{ext} = \frac{1}{n(n+1)^2}$  με  $n$  να ορίζεται ο δείκτης διάθλασης του ημιαγωγού.

Μια μετρική σημαντική είναι ο λόγος της ηλεκτρικής ισχύος που δέχεται η συσκευή σαν είσοδο προς την ισχύ της παραγόμενης φωτεινής δέσμης.

$$R = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{electrical}}{P_{ext}} = \frac{V_0 I}{\eta_{ext} \eta_{int} \frac{\hbar \omega}{q} I} = \frac{V_0 q}{\hbar \omega \eta_{ext} \eta_{int}}$$

Αναλόγως το  $\eta_{tot} = \frac{\hbar \omega \eta_{ext} \eta_{int}}{V_0 q}$ . Συνήθως ισχύει ότι  $\hbar \omega = V_0 q$  και άρα  $\eta_{tot} = \eta_{ext} \eta_{int}$ .

#### 5.4.2. Έλεγχος διόδου

Ο πιο απλός και εύκολος τρόπος για να ελεγχτεί ένα LED είναι να είναι να χρησιμοποιώντας το ωμόμετρο του πολύμετρου. Προσέχοντας οι ακροδέκτες του πολυμέτρου ( κόκκινος και μαύρος ακροδέκτης) να είναι στις σωστές υποδοχές του πολυμέτρου, πρέπει να συνδεθεί σε ορθή πόλωση με το LED προς έλεγχο ενώνοντας τον κόκκινο ακροδέκτη του πολυμέτρου στην άνοδο και τον μαύρο στην κάθοδο. Τα ψηφιακά πολύμετρα έχουν ειδική κλίμακα (μέχρι 2KΩ) για μέτρηση διόδου, οπότε αν η διόδος είναι καλή θα δείξει τιμή από 400Ω έως 800Ω. Αν συνδεθεί (κατά λάθος) ο κόκκινος ακροδέκτης του πολυμέτρου με την κάθοδο της διόδου και τον μαύρο ακροδέκτη με την άνοδο τότε αν η φωτοδίοδος λειτουργεί θα δείξει αντίσταση μεγαλύτερη από 20MΩ, θεωρητικά άπειρη.

Αν η φωτοδίοδος είναι καμένη θα δείξει βραχυκυκλωμένη είτε στην ορθή είτε στην ανάστροφη πόλωσή της, έχει γίνει δηλαδή ο ημιαγωγός αγωγός! Επίσης μπορεί να δείχνει άπειρη αντίσταση στην ορθή πόλωσή της ή στην ορθή πόλωση μια τιμή αντίστασης πέρα από τα φυσιολογικά μεγέθη. Υπάρχουν διόδους υψηλών συχνοτήτων όπου δεν είναι εύκολο να μετρηθούν με ένα κοινό ωμόμετρο ή πολύμετρο, διότι μπορεί να παρουσιάζουν διαρροές σε υψηλές συχνότητες λειτουργίας.

Επίσης ένας άλλος ακόμα ποιο αξιόπιστος τρόπος μέτρησης της διόδου είναι με το component tester ενός παλμογράφου. Στην περίπτωση αυτή ο παλμογράφος δείχνει την χαρακτηριστική καμπύλη της διόδου και έτσι δίδεται καλύτερη εικόνα για την σωστή λειτουργία της.

#### 5.5. Ημιαγωγικά Laser

Τα ημιαγωγικά laser εκπέμπουν φως μέσω της εξαναγκασμένης εκπομπής. Σαν αποτέλεσμα της ειδοποιού διαφοράς αυτής από τα LEDs (και προφανώς μεταξύ αυθόρμητης και εξαναγκασμένης εκπομπής) δεν είναι μονάχα ικανά να εκπέμπουν με υψηλή ισχύ (της τάξης των εκατοντάδων mW), αλλά επίσης έχουν και επιπλέον πλεονεκτήματα τα οποία σχετίζονται με τις ιδιότητες της εξαναγκασμένης εκπομπής, όπως το στενό άνοιγμα της εκπέμπουσας ακτινοβολίας και η υψηλή απόδοση της σύζευξης (~50%) σε μονότροπες ίνες. Το σχετικά μικρό φασματικό εύρος επιτρέπει μεταδόσεις σε υψηλές ταχύτητες (>20Gbps) και τέλος μπορούν να διαμορφώνονται σε πολύ υψηλές συχνότητες (>50GHz) εξαιτίας της μικρής περιόδου που έχει ο κύκλος άντλησης στην εξαναγκασμένη εκπομπή.

Το οπτικό κέρδος που προέρχεται, εξαιτίας της διαδικασίας της άντλησης και εξαιτίας του μεγάλου πλήθους των ηλεκτρονίων που υπάρχουν στην θέση 2 σε σχέση με την ενεργειακή κατάσταση 1 (Όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενη παράγραφο η κατάσταση 0 είναι η κατάσταση ηρεμίας ενώ η κατάσταση 3 είναι η κατάσταση άντλησης), ο συντελεστής κέρδους  $g_p(N)$  εμπειρικά ορίζεται συναρτήσει της πυκνότητας των φορτίων  $N$ , και η μέγιστη τιμή του προσεγγίζεται από τον τύπο:

$$() = (-N_T)$$

$\sigma_g$  ονομάζουμε το διαφορικό κέρδος, ενώ  $N_T$  είναι η τιμή της διαφάνειας του φορέα. Τυπικές τιμές για αυτές τις παραμέτρους είναι για το διαφορικό κέρδος  $1 - 1,5 \times$

$10^{18} \text{ cm}^{-3}$  ενώ για την τιμή της διαφάνειας τυπικές τιμές είναι  $2-3 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$  για laser που υλοποιούνται με InGaAsP.

#### 5.5.1. Ανατροφοδότηση και Κατώφλι Laser

Το οπτικό κέρδος αν και σημαντικό για ένα σήμα δεν αρκεί για την λειτουργία του laser. Στα περισσότερα laser η ανάδραση στο σύστημα παρέχεται μέσω μιας διάταξης *Fabry-Perot*, (σχηματίζεται χρησιμοποιώντας 2 κάτοπτρα) η οποία περικλείει το laser. Όταν έχουμε όμως ημιαγωγικά laser το FP δεν είναι απαραίτητο καθώς τον ρόλο των κατόπτρων παίζουν, οι πλάγιες όψεις του ημιαγωγικού laser.

#### 5.6. Ερωτήσεις

- Γιατί είναι σημαντικός ο κύκλος άντλησης; (ε)
- Θα μπορούσαμε να είχαμε κύκλο άντλησης σε ένα άτομο με 2 καταστάσεις; Δικαιολογείστε την απάντησή σας. (κ)
- Τι θα συμβεί σε ένα άτομο με ίσο αριθμό ηλεκτρονίων στις καταστάσεις αναστροφής πληθυσμού όταν προσπαθήσουμε να προκαλέσουμε εξαναγκασμένη εκτόνωση. (κ)

## 6. Οπτικοί Δέκτες

Οι οπτικοί δέκτες εκτελούν την αντίστροφη εργασία από τους οπτικούς πομπούς, δηλαδή μετατρέπουν το οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό. Βασικό δομικό στοιχείο είναι οι φωτοδιόδοι, οι οποίες μετατρέπουν το φως σε ηλεκτρισμό μέσω του φωτοηλεκτρικού φαινομένου. Οι απαιτήσεις για τα χαρακτηριστικά των φωτοδίοδων είναι παρόμοια με αυτά των οπτικών πηγών, και οι φωτοδιόδοι θα πρέπει να έχουν μεγάλη ευαισθησία, γρήγορη απόκριση, χαμηλό θόρυβο, μικρό κόστος και μεγάλη αξιοπιστία.

### 6.1. Βασικές Αρχές

Ο βασικός μηχανισμός στη λειτουργία της φώρασης του οπτικού σήματος είναι η οπτική απορρόφηση. Ένα τμήμα ημιαγωγού φωτίζεται από οπτική ακτινοβολία με ενέργεια φωτονίων  $h\nu$ . Αν το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού υπερβαίνει την ενέργεια των φωτονίων, τότε ο ημιαγωγός απορροφά τα φωτόνια και κάθε φορά που απορροφάται ένα φωτόνιο παράγεται ένας ζεύγος ηλεκτρονίου-οπής. Εφαρμόζοντας ηλεκτρικό πεδίο στον ημιαγωγό, παράγεται ρεύμα καθώς τα ηλεκτρόνια έλκονται προς το θετικό πόλο της πηγής που προκαλεί το πεδίο. Το παραγόμενο ρεύμα ισούται με

$$I = RP_{in} \quad (6.1)$$

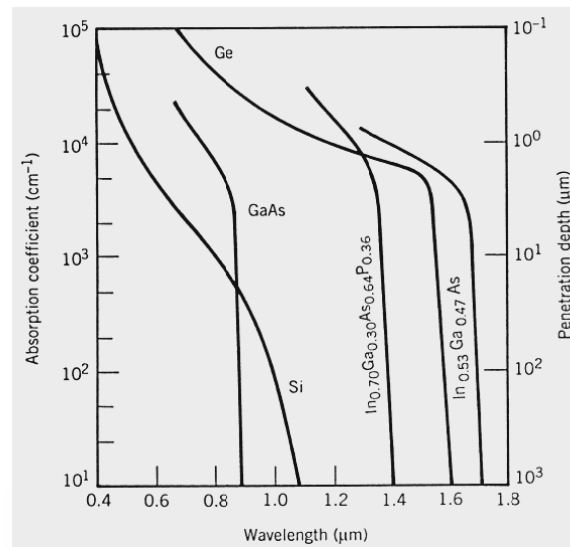
όπου  $P$  είναι η προσπίπτουσα οπτικής ισχύς και  $R$  είναι η αποκρισιμότητα της φωτοδιόδου (A/W). Η αποκρισιμότητα συσχετίζεται με το μέγεθος της κβαντικής απόδοσης, η οποία ορίζεται ως το πηλίκο του ρυθμού παραγωγής ηλεκτρονίων προς το ρυθμό πρόσπτωσης φωτονίων

$$\eta = \frac{I/q}{P_{in}/h\nu} = \frac{h\nu}{q} R. \quad (6.2)$$

Η παραπάνω σχέση ισχύει με δεδομένο ότι το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγού είναι μικρότερο από την ενέργεια των φωτονίων του οπτικού σήματος, ενώ σε αντίθετη περίπτωση η κβαντική απόδοση πέφτει στο μηδέν. Η κβαντική απόδοση σχετίζεται με την απορροφώμενη οπτική ισχύ. Αν το πάχος του ημιαγωγού είναι  $W$  και ο συντελεστής απορρόφησης  $\alpha$  τότε η κβαντική υπολογίζεται από την απορροφώμενη οπτική ισχύ  $P_a$  ως

$$\eta = \frac{P_a}{P_{in}} = 1 - e^{-\alpha W}. \quad (6.3)$$

Η εξάρτηση του συντελεστή απορρόφησης  $\alpha$  από το μήκος κύματος φαίνεται στο Σχήμα 5: Εξάρτηση του συντελεστή απορρόφησης από το μήκος κύματος. Σχήμα 5. Όπως φαίνεται από το σχήμα, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν υλικά με έμμεσο ενεργειακό διάκενο (όπως το γερμάνιο Ge) για την κατασκευή φωτοδίοδων, αλλά η απόδοσή τους είναι μικρότερη από υλικά με άμεσο ενεργειακό διάκενο (κράματα InGaAsP).



Σχήμα 5: Εξάρτηση του συντελεστή απορρόφησης από το μήκος κύματος

Πέραν της κβαντικής απόδοσης των φωτοδίοδων, σημαντικό χαρακτηριστικό τους αποτελεί το εύρος ζώνης τους, καθώς καθορίζει το ρυθμό μετάδοσης του οπτικού συστήματος στο οποίο λειτουργούν ως δέκτες. Το εύρος ζώνης των φωτοδίοδων ισούται με

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi(\tau_{tr} + \tau_{RC})}, \quad (6.4)$$

όπου  $\tau_{tr}$  είναι ο χρόνος που κάνουν τα ηλεκτρόνια να διασχίσουν την περιοχή απορρόφησης και  $\tau_{RC}$  είναι η σταθερά χρόνου που αντιστοιχεί σε παρασιτικά φαινόμενα. Ο χρόνος  $\tau_{tr}$  εξαρτάται από το πάχος του ημιαγωγού  $W$  και μπορεί να μειωθεί μέσω αντίστοιχης μείωσης του πάχους. Καθώς, όμως, η κβαντική απόδοση της φωτοδίοδου απαιτεί μεγάλα πάχη ημιαγωγού για να πλησιάσει τη μονάδα λόγω της (6.3), τα μεγέθη της κβαντικής απόδοσης και του εύρους ζώνης απαιτούν συμβιβασμό στην επιλογή του πάχους του ημιαγωγού.

Τελευταία παραμετρος που επηρεάζει τη λειτουργία των φωτοδίοδων είναι το ρεύμα σκότους, δηλαδή το ρεύμα το οποίο παράγει απουσία οπτικού σήματος. Το ρεύμα σκότους παράγεται από θερμικά παραγόμενα ζεύγη ηλεκτρονίων και οπών, καθώς και από εξωγενή οπτική ακτινοβολία. Σε καλής ποιότητας ημιαγωγούς το ρεύμα σκότους είναι αμελητέο (μικρότερο από 10 nA).

## 6.2. Φωτοδίοδοι

### 6.2.1. Φωτοδίοδοι p-n

Οι φωτοδίοδοι p-n αποτελούνται από p-n επαφή η οποία είναι ανάστροφα πολωμένη (Σχήμα 6). Λόγω της ανάστροφης πόλωσης δεν υπάρχουν ελεύθεροι φορείς (ηλεκτρόνια και οπές) σε μια αρκετά μεγάλη περιοχή της επαφής η οποία καλείται περιοχή απογύμνωσης. Επιπλέον, λόγω του ισχυρού ηλεκτρικού πεδίου που υφίσταται στην περιοχή απογύμνωσης, τα ηλεκτρόνια και οι οπές που παράγονται από την προσπίπτουσα οπτική ακτινοβολία συγκεντρώνονται στην n- και p- περιοχή, αντίστοιχα. Σαν αποτέλεσμα, η οπτική ακτινοβολία παράγει ηλεκτρικό ρεύμα με και η ανάστροφα πολωμένη p-n επαφή λειτουργεί ως φωτοδίοδος.

Η κβαντική απόδοση των φωτοδίοδων p-n είναι ιδιαίτερα μεγάλη και η αποκρισιμότητά τους προσεγγίζει τη μονάδα ( $R \sim 1$  A/W). Το εύρος ζώνης περιορίζεται από το χρόνο που κάνουν τα ηλεκτρόνια να διανύσουν την περιοχή απογύμνωσης και ισούται με

$$\tau_{tr} = \frac{W_d}{u_d}, \quad (6.5)$$

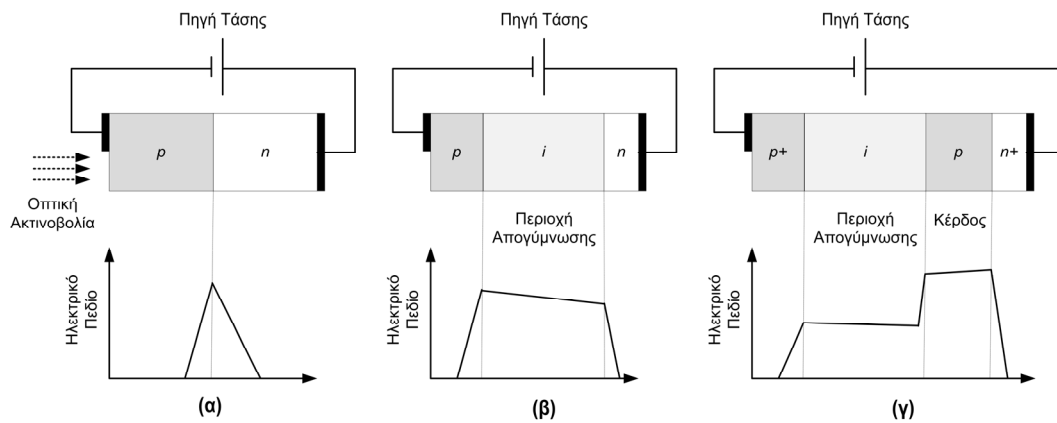
όπου  $u_d$  είναι η ταχύτητα διάδοσης των ηλεκτρονίων στην περιοχή απογύμνωσης ( $10^5$  m/s). Τυπικό μήκος της περιοχής απογύμνωσης ισούται με 10  $\mu\text{m}$ , οπότε προκύπτει χρόνος διάδοσης της τάξης των 100 ps. Επιπλέον, είναι η σταθερά χρόνου παρασιτικών φαινομένων είναι επίσης της τάξης των 100 ps, οπότε οι p-n φωτοδίοδοι παρέχουν τη δυνατότητα φώρασης οπτικού σήματος σε ρυθμούς περίπου 1 Gbps. Περιοριστικό παράγοντα του εύρους ζώνης των φωτοδίοδων p-n είναι το ρεύμα διάχυσης που προκαλείται λόγω της δημιουργίας ζευγών ηλεκτρονίων οπών εκτός της περιοχής απογύμνωσης. Ηλεκτρόνια που παράγονται στην p- περιοχή πρέπει να τη διανύσουν μέχρι να φτάσουν στην περιοχή απογύμνωσης, και το ίδιο ισχύει και για τις οπές που παράγονται στην n- περιοχή. Η διάχυση των ηλεκτρονίων και οπών είναι αργή διαδικασία και ενδέχεται να χρειαστούν μέχρι και 1 ns για να διανύσουν οι φορείς απόσταση περί το 1  $\mu\text{m}$ .

### 6.2.2. Φωτοδίοδοι p-i-n

Η αύξηση του μήκους της περιοχής απογύμνωσης, ώστε το ρεύμα διάχυσης να είναι πολύ μικρότερο από το ρεύμα λόγω οπτο-ηλεκτρικής μετατροπής, είναι δυνατή εισάγοντας μεταξύ των περιοχών p- και n- ενδογενή (intrinsic) ημιαγωγό χωρίς προσμίξεις, οπότε προκύπτει p-i-n επαφή. Το ηλεκτρικό πεδίο λόγω της ανάστροφης πόλωσης περιορίζεται στην i- περιοχή, συνεπώς επιλέγοντας κατάλληλο μήκος της i- επαφής το σύνολο σχεδόν των ηλεκτρονίων και οπών παράγεται εντός της περιοχής απογύμνωσης. Το μήκος της i- περιοχής καθορίζει αφενός την κβαντική απόδοση της φωτοδίοδου, και αφετέρου το εύρος ζώνης αυτής. Για ημιαγωγούς με έμμεσο ενεργειακό διάκενο απαιτείται αρκετά μεγάλο μήκος στην i- περιοχή (20-50  $\mu\text{m}$ ), οπότε ο χρόνος διάδοσης στην περιοχή απογύμνωσης είναι αρκετά μεγάλος (200 ps). Αντίθετα, σε ημιαγωγούς άμεσο ενεργειακό διάκενο το μήκος της i-περιοχής είναι μόλις 3-5  $\mu\text{m}$  με αντίστοιχο χρόνο διάδοσης 30-50 ps (εύρος ζώνης 3-5 GHz).

Η απόδοση των p-i-n επαφών είναι δυνατόν να βελτιωθεί σημαντικά χρησιμοποιώντας διπλή ετεροεπαφή, στην οποία η i-περιοχή κατασκευάζεται από υλικό διαφορετικό από αυτό των περιοχών p- και n-. Συνήθες υλικό για την i- περιοχή είναι το κράμα  $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}$ , το οποίο για αναλογία  $x=0.47$  έχει ενεργειακό διάκενο 0.75 eV και απορροφά οπτικά σήματα στην περιοχή των 1.3-1.6  $\mu\text{m}$ . Αντίστοιχα, το υλικό των περιοχών p- και n- είναι το  $\text{InP}$  το οποίο έχει ενεργειακό διάκενο 1.35 eV και είναι διαφανές για οπτικά σήματα με μήκος κύματος πάνω από 0.92  $\mu\text{m}$ . Το ρεύμα διάχυσης εκτός περιοχής απογύμνωσης μηδενίζεται σε ετεροεπαφές, καθώς τα φωτόνια απορροφούνται αποκλειστικά την i-περιοχή. Η κβαντική απόδοση των ετεροεπαφών προσεγγίζει το 100% για μήκος περιοχής απογύμνωσης περί τα 4-5  $\mu\text{m}$ , ενώ με διάφορες τεχνικές οι p-i-n φωτοδίοδοι έχουν τη δυνατότητα μετατροπής οπτικού σήματος σε ρυθμούς που υπερβαίνουν τα 10 Gbps με μείωση του μήκους της περιοχής απογύμνωσης και της σταθεράς χρόνου παρασιτικών φαινομένων. Παράμετροι λειτουργίας των φωτοδίοδων p-i-n συνοψίζονται στον Πίνακα 1.





Σχήμα 6: Φωτοдиодοι (α) p-n, (β) p-i-n και (γ) χιονοστοιβάδας.

### 6.2.3. Φωτοдиодοι Χιονοστοιβάδας

Οι φωτοдиодοι p-i-n έχουν μέγιστη αποκρισιμότητα ίση με  $R = \frac{q}{h\nu}$ , όταν η κβαντική απόδοση ισούται με μονάδα. Ιδανικά, θα ήταν χρήσιμο η αποκρισιμότητα να έχει όσο το δυνατόν μεγαλύτερη τιμή, καθώς έτσι περιορίζεται η οπτική ισχύς που χρειάζεται για την ορθή λειτουργία του δέκτη. Αύξηση της αποκρισιμότητας είναι δυνατή σε διόδους χιονοστοιβάδας (avalanche photodiodes), οι οποίες πέραν της p-i-n δομής συμπεριλαμβάνουν μία επιπλέον περιοχή κέρδους, στην οποία η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου είναι κατά πολύ μεγαλύτερη από την περιοχή i-. Τα παραγόμενα ηλεκτρόνια επιταχύνονται στην περιοχή κέρδους και αν η ταχύτητά τους υπερβεί συγκεκριμένο όριο τότε η σύγκρουσή τους με δέσμια ηλεκτρόνια προκαλεί την αποδέσμευσή τους. Μέσω των συγκρούσεων τα αρχικά ηλεκτρόνια πολλαπλασιάζουν τον αριθμό τους, με αποτέλεσμα η αποκρισιμότητα της φωτοдиодου χιονοστοιβάδας να πολλαπλασιάζεται ως

$$R_{APD} = MR. \quad (6.6)$$

Το κέρδος  $M$  εξαρτάται από το μήκος της περιοχής κέρδους, καθώς και από τις σταθερές ιονισμού ηλεκτρονίων  $\alpha_e$  και οπών  $\alpha_h$ , οι οποίες περιγράφουν τα φαινόμενα αποδέσμευσης ηλεκτρονίων και οπών στην περιοχή κέρδους. Υποθέτωντας ότι το ηλεκτρικό πεδίο είναι σταθερό στην περιοχή κέρδους προκύπτει ότι ο πολλαπλασιαστικός παράγοντας υπολογίζεται ως

$$M = \frac{1 - k_A}{e^{-(1-k_A)a_e d} - k_A}, \quad (6.7)$$

όπου  $k_A$  είναι ο λόγος  $\alpha_e/\alpha_h$ . Συνήθως, για λόγους περιορισμού του θορύβου που παράγουν οι φωτοдиодοι χιονοστοιβάδας, επιλέγεται να υπερισχύει ιονισμός ηλεκτρονίων ή οπών, οπότε προκύπτει ότι ο πολλαπλασιαστικός παράγοντας ισούται με



Παράμετρος	Σύμβολο και Μονάδα Μέτρησης	p-i-n		Χιονοστοιβάδας	
		Ge	InGaAS	Ge	InGaAS
Μήκος Κύματος	$\lambda$ ( $\mu\text{m}$ )	0.8-1.8	1-1.7	0.8-1.8	1-1.7
Αποκρισιμότητα	$R$ (A/W)	0.5-0.7	0.6-0.9	3-30	
Κβαντική Απόδοση	$\eta$	0.5-0.55	0.6-0.7	-	-
Κέρδος	$M$	-	-	50-200	10-40
Παράγοντας $k$	$k_A$	-	-	0.7-1	0.5-0.7
Ρεύμα Σκότους	$I_d$ (A)	50-500	1-20	5-500	1-5
Εύρος Ζώνης	$\Delta f$ (GHz)	0.5-3	1-5	0.4-0.7	1-3
Τάση Ανάστροφης Πόλωσης	$V$ (Volt)	6-10	5-6	20-40	20-30

Πίνακας 1: Παράμετροι φωτοδίοδων p-i-n και χιονοστοιβάδας.

$$M = e^{a_e d}. \quad (6.8)$$

Το εύρος ζώνης σε φωτοδιόδους εξαρτάται από το κέρδος  $M$ , καθώς ο χρόνος διάχυσης  $\tau_{tr}$  αυξάνει λόγω της διαδικασίας πολλαπλασιασμού. Η εξάρτηση του κέρδους από τη συχνότητα περιγράφεται από την

$$M(\omega) = \frac{M_0}{\sqrt{1 + (\omega \tau_e M_0)^2}}. \quad (6.9)$$

$M_0$  είναι το κέρδος σε μικρές συχνότητες, ενώ η σταθερά χρόνου  $\tau_e$  εξαρτάται γραμμικά από τις παραμέτρους  $k_A$  και  $\tau_{tr}$ . Συνεπώς, το εύρος ζώνης των φωτοδίοδων χιονοστοιβάδας ισούται με

$$\Delta f = (2\pi \tau_e M_0)^{-1} \quad (6.10)$$

και επομένως αύξηση του εύρους ζώνης τους γίνεται επιλέγοντας  $k_A \ll 1$ . Επιπλέον, η (6.10) δείχνει την αντίστροφη εξάρτηση της αποκρισιμότητας και του εύρους ζώνης των φωτοδίοδων χιονοστοιβάδας. Παράμετροι λειτουργίας των φωτοδίοδων χιονοστοιβάδας συνοψίζονται στον Πίνακα 1.

### 6.3. Θόρυβος

Η μετατροπή του φωτός σε ηλεκτρισμό μέσω των φωτοδίοδων δεν είναι ιδανική, αλλά κατά τη διαδικασία της μετατροπής υπεισέρχεται θόρυβος. Ο θόρυβος σε φωτοδιόδους έχει δύο συνιστώσες το θόρυβο βολής (shot noise) και το θερμικό θόρυβο (thermal noise). Ο θόρυβος βολής οφείλεται στο γεγονός ότι το ηλεκτρικό ρεύμα στις φωτοδιόδους αποτελείται από ηλεκτρόνια τα οποία παράγονται σε τυχαίες χρονικές στιγμές. Σαν αποτέλεσμα, το ρεύμα των φωτοδίοδων έχει μια σταθερή μέση τιμή στην οποία προστίθεται μια χρονικά μεταβαλλόμενη τυχαία μεταβλητή

$$I(t) = I + i_s(t). \quad (6.11)$$

Η συνιστώσα  $i_s(t)$  είναι στοχαστική διαδικασία Gauss με φασματική πυκνότητα ισχύος που είναι ανάλογη του ρεύματος

$$S_s(f) = qI, \quad (6.12)$$

οπότε προκύπτει ότι η ισχύς του θορύβου βολής ισούται με

$$\sigma_s^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) df = 2qI\Delta f. \quad (6.13)$$

$\Delta f$  είναι το ισοδύναμο εύρος θορύβου του δέκτη με τιμή που εξαρτάται από το σχεδιασμό του δέκτη, όπως η χρήση προενισχυτή και βαθυπερατού φίλτρου. Συμπεριλαμβάνοντας το ρεύμα σκότους προκύπτει ότι η συνολική ισχύς του θορύβου βολής είναι

$$\sigma_s^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) df = 2q(I + I_d)\Delta f. \quad (6.14)$$

Όσον αφορά το θερμικό θόρυβο, η τυχαία θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων προκαλεί ρεύμα μηδενικής μέσης τιμής η οποία εμφανίζεται σα θόρυβος στην αντίσταση του δέκτη. Το ρεύμα που προκαλεί το θερμικό θόρυβο  $i_T(t)$  ο οποίος προστίθεται στο συνολικό ρεύμα

$$I(t) = I + i_s(t) + i_T(t) \quad (6.15)$$

και μοντελοποιείται ως στοχαστική διαδικασία Gauss με φασματική πυκνότητα ισχύος λεκού θορύβου

$$S_T(f) = \frac{2k_B T}{R_L}. \quad (6.16)$$

Στην παραπάνω σχέση  $k_B$  είναι η σταθερά του Boltzmann,  $T$  είναι η απόλυτη θερμοκρασία και  $R_L$  είναι η αντίσταση του δέκτη. Όμοια με την περίπτωση του θορύβου βολής, η ισχύς του θερμικού θορύβου προκύπτει ότι ισούται με

$$\sigma_T^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_T(f) df = \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}. \quad (6.17)$$

Πέραν του θερμικού θορύβου στη αντίσταση του δέκτη, επιπλέον θερμικός θόρυβος παράγεται σε ενισχυτές που υπάρχουν στο δέκτη. Η επίδραση των ενισχυτών στην ισχύ του θερμικού θορύβου λαμβάνεται υπ' όψιν μέσω της εικόνα θορύβου (noise figure) των ενισχυτών  $F_n$ , οπότε προκύπτει ότι η ισχύς του θερμικού θορύβου είναι

$$\sigma_T^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_T(f) df = F_n \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}. \quad (6.18)$$

Ο συνολικός θόρυβος προκύπτει ως άθροισμα των ισχύων που δίνονται από τις (6.14) και (6.18), καθώς οι στοχαστικές διαδικασίες  $i_s(t)$  και  $i_T(t)$  είναι Gaussian και ανεξάρτητες, οπότε

$$\sigma_N^2 = 2q(I + I_d)\Delta f + F_n \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}. \quad (6.19)$$

### 6.3.1. Φωτοδίοδοι p-i-n

Η εκτίμηση της επίδρασης του θορύβου στους οπτικούς δέκτες γίνεται μέσω του σηματοθορυβικού λόγου, ο οποίος ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος του σήματος προς την ισχύ του θορύβου στο δέκτη. Για p-i-n φωτοδιόδους ο σηματοθορυβικός λόγος υπολογίζεται ως

$$SNR_{pin} = \frac{I^2}{\sigma_N^2} = \frac{R^2 P_{in}^2}{2q(I + I_d)\Delta f + F_n \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}}. \quad (6.20)$$

Σε περίπτωση που ο θερμικός θόρυβος είναι ο σημαντικότερος παράγων θορύβου (μικρή οπτική ισχύς), ο σηματοθορυβικός λόγος προσεγγίζεται ως

$$SNR_{pin} = \frac{R_L R^2 P_{in}^2}{4k_B T F_n \Delta f}. \quad (6.21)$$

Συνεπώς, στο θερμικό όριο ο σηματοθορυβικός λόγος αυξάνει με το τετράγωνο της οπτικής ισχύος, ενώ η αντίσταση του δέκτη θα πρέπει να έχει μεγάλη τιμή.

Αντίθετα, σε περίπτωση που η οπτική ισχύς είναι μεγάλη τότε υπερισχύει ο θόρυβος βολής και ο σηματοθορυβικός λόγος προσεγγίζεται ως

$$SNR_{pin} = \frac{I^2}{\sigma_N^2} = \frac{R P_{in}}{2q\Delta f} = \frac{\eta P_{in}}{2h\nu\Delta f}. \quad (6.22)$$

Ο σηματοθορυβικός λόγος αυξάνει γραμμικά με την οπτική ισχύ, καθώς και με την κβαντική απόδοση.

### 6.3.2. Φωτοδίοδοι Χιονοστοιβάδας

Ο θερμικός θόρυβος δεν μεταβάλλεται σε διόδους χιονοστοιβάδας, καθώς οφείλεται σε στοιχεία εκτός φωτοδίοδου. Ο θόρυβος βολής, όμως, αυξάνει καθώς τα ηλεκτρόνια και οι οπές που παράγονται λόγω ιονισμού δημιουργούνται σε τυχαίες χρονικές στιγμές. Σαν αποτέλεσμα, τα επιπλέον ηλεκτρόνια και οπές συνεισφέρουν επιπλέον ισχύ στο θόρυβο βολής που περιγράφεται από την

$$\sigma_s^2 = 2qM^2 F_A(M)(R P_{in} + I_d)\Delta f. \quad (6.23)$$

Ο παράγοντας  $F_A$  καλείται επιπρόσθετος θόρυβος της διόδου χιονοστοιβάδας και υπολογίζεται ως

$$F_A(M) = k_A M + (1 - k_A)\left(2 - \frac{1}{M}\right). \quad (6.24)$$

Ο επιπρόσθετος θόρυβος αυξάνει καθώς αυξάνει το κέρδος  $M$ , ενώ για δεδομένο κέρδος μειώνεται όσο ο λόγος  $k_A$  τείνει στο μηδέν. Συνεπώς, ο λόγος των σταθερών ιονισμού ηλεκτρονίων και οπών θα πρέπει να λαμβάνει την ελάχιστη δυνατή τιμή.

Σε φωτοδιόδους χιονοστοιβάδας, ο σηματοθορυβικός λόγος υπολογίζεται άμεσα ως

$$SNR_{APD} = \frac{M^2 R^2 P_{in}^2}{2qM^2 F_A(M)(I + I_d)\Delta f + F_n \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}} \quad (6.25)$$

Στο θερμικό όριο ο λόγος προσεγγίζεται ως

$$SNR_{APD} = \frac{R_L M^2 R^2 P_{in}^2}{4k_B T F_n \Delta f}, \quad (6.26)$$

δηλαδή είναι βελτιωμένος κατά το τετράγωνο του κέρδους της φωτοδιόδου σε σχέση με το θερμικό όριο των p-i-n φωτοδίοδων. Αντίθετα, όταν υπερτερεί ο θόρυβος βολής, ο σηματοθορυβικός λόγος γίνεται

$$SNR_{APD} = \frac{\eta P_{in}}{2h\nu F_A(M)\Delta f}, \quad (6.27)$$

δηλαδή υπολείπεται του σηματοθορυβικού λόγου των p-i-n φωτοδίοδων κατά τον επιπλέον θόρυβο. Στην καλύτερη δυνατή περίπτωση ( $k_A=0$ ,  $M \gg 1$ ) ο επιπλέον θόρυβος λαμβάνει την τιμή 2 και ο σηματοθορυβικός λόγος υπολείπεται κατά 3 dB. Μεταξύ των δύο ορίων, δηλαδή όταν ο θερμικός θόρυβος είναι εξίσου σημαντικός με το θόρυβο βολής, ο σηματοθορυβικός λόγος γίνεται ελάχιστος για κέρδος φωτοδιόδου που υπολογίζεται από τη σχέση

$$k_A M_{opt}^3 + (1 - k_A) M_{opt} = \frac{4k_B T F_n}{q R_L (R P_{in} + I_d)}. \quad (6.28)$$

Το βέλτιστο κέρδος εξαρτάται ισχυρά από το λόγο  $k_A$ : αν ο λόγος τείνει στο μηδέν το κέρδος μεταβάλλεται αντίστροφα από την εισερχόμενη ισχύ  $P_{in}$ . Αντίθετα, αν ο λόγος τείνει στη μονάδα τότε το βέλτιστο κέρδος εξαρτάται αντίστροφα από την κυβική ρίζα της εισερχόμενης ισχύος.

#### 6.4. Ευαισθησία Δέκτη

Η ευαισθησία του οπτικού δέκτη καθορίζεται από την ισχύ που απαιτείται στην είσοδό του έτσι ώστε ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων (Bit Error Rate - BER) να μην υπερβαίνει κάποιο όριο. Συνήθως ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων που απαιτείται σε οπτικά δίκτυα είναι μικρότερος από  $10^{-9}$ , οπότε η ευαισθησία του οπτικού δέκτη  $P_{rec}$  είναι η οπτική ισχύς που πρέπει να τον οδηγήσει ώστε ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων να υπολείπεται του  $10^{-9}$ .

##### 6.4.1. Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων

Η ανίχνευσης των οπτικών δεδομένων ('1' ή '0') γίνεται μέσω της δειγματοληψίας του ηλεκτρικού ρεύματος στην έξοδο της φωτοδιόδου. Ιδανικά, οι τιμές που μπορεί να λάβει

το ηλεκτρικό ρεύμα είναι  $I_0$  και  $I_1$ , λόγω όμως του θερμικού θορύβου και του θορύβου βολής οι στιγμιαίες τιμές ρεύματος που λαμβάνονται κατά τη δειγματοληψία κυμαίνονται σε περιοχές τιμών γύρω από τις ιδανικές τιμές. Η απόφαση αν η λαμβανόμενη τιμή αντιστοιχεί σε '0' ή '1' γίνεται μέσω της σύγκρισης του ρεύματος δειγματοληψίας  $I$  με ένα κατώφλι  $I_D$ : αν  $I < I_D$  τότε το ρεύμα δειγματοληψίας αντιστοιχεί με '0', αλλιώς αντιστοιχεί με '1'.

Ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων ισούται με την πιθανότητα να ανιχνευθεί '0' από το δέκτη δεδομένου ότι στάλθηκε '1' στον πομπό συν την πιθανότητα να ανιχνευθεί '1' δεδομένου ότι στάλθηκε '0'. Θεωρώντας ισοπίθανα '0' και '1' ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων υπολογίζεται ως

$$BER = 0.5(P(1|0) + P(1|0)). \quad (6.29)$$

Δεδομένου ότι ο θόρυβος βολής και ο θερμικός θόρυβος είναι ανεξάρτητες Gaussian μεταβλητές, το συνολικό ρεύμα θορύβου αποτελεί Gaussian μεταβλητή, και περιγράφεται από τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας

$$f(i_N) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_N} e^{-e^{-\frac{i_N^2}{2\sigma_N^2}}} \quad (6.30)$$

Αν, όμως, το αποσταλλόμενο bit είναι '0' τότε δεν υπάρχει θόρυβος βολής στο δέκτη, οπότε η ισχύει θορύβου είναι διαφορετικές για αποσταλλόμενο '0' και '1' υπολογίζονται ως

$$\sigma_1 = \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_T^2}, \quad \sigma_0 = \sigma_T. \quad (6.31)$$

Με βάση τις (6.30) και (6.31) οι πιθανότητες σφάλματος υπολογίζονται ως

$$P(1|0) = P(i_N + I_0 > I_D) = P(i_N > I_D - I_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_0} \int_{I_D - I_0}^{\infty} e^{-e^{-\frac{i_N^2}{2\sigma_0^2}}} di_N = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}}\right),$$

$$P(0|1) = P(i_N + I_1 < I_D) = P(i_N < I_D - I_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \int_{I_1 - I_D}^{\infty} e^{-e^{-\frac{i_N^2}{2\sigma_1^2}}} di_N = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}}\right). \quad (6.32)$$

οπότε ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων υπολογίζεται ως

$$BER = \frac{1}{4} \left( \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}}\right) \right). \quad (6.33)$$

Η συνάρτηση  $\operatorname{erfc}$  καλείται συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος και δίνεται από την

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2} dy. \quad (6.34)$$

Ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων εξαρτάται από το κατώφλι απόφασης  $I_D$ , το οποίο βελτιστοποιείται ώστε να ελαχιστοποιούνται τα σφάλματα. Το βέλτιστο κατώφλι απόφασης υπολογίζεται από την (6.33) ως

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}. \quad (6.35)$$

Για το βέλτιστο κατώφλι, ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων προκύπτει ότι είναι

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{e^{-Q^2/2}}{Q\sqrt{2\pi}}, \quad (6.36)$$

όπου ο παράγοντας  $Q$  υπολογίζεται από την

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}. \quad (6.37)$$

Τυπικές τιμές του  $Q$  είναι  $Q=6$  για ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων ίσο με  $10^{-9}$  και  $Q=7$  για ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων ίσο με  $10^{-12}$ .

#### 6.4.2. Ευαισθησία Δέκτη

Η εξίσωση (6.35) παρέχει τη δυνατότητα υπολογισμού της ευαισθησίας του δέκτη για δεδομένο ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων. Θεωρώντας ότι η μέση οπτική ισχύς στο δέκτη (ισοπίθανα '0' και '1') είναι

$$P_{rec} = \frac{P_1 + P_0}{2} \quad (6.38)$$

προκύπτει ότι οι παράμετροι υπολογισμού του παράγοντα  $Q$  δίνονται από τις

$$\begin{aligned} I_0 &= 0, \\ I_1 &= MRP_1 = 2MRP_{rec}, \\ \sigma_0 &= \sigma_T = \sqrt{F_n \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}}, \\ \sigma_1 &= \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_T^2} = \sqrt{4qM^2 F_A(M) R P_{rec} \Delta f + F_n \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}}. \end{aligned} \quad (6.39)$$

Ο παράγοντας  $Q$  υπολογίζεται ως

$$Q = \frac{I_1}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{2MRP_{rec}}{\sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_T^2} + \sigma_T}, \quad (6.40)$$

ενώ η ευαισθησία του δέκτη προσεγγίζεται από την

$$P_{rec} = \frac{Q}{R} \left( qF_A(M) Q \Delta f + \frac{\sigma_T}{M} \right). \quad (6.41)$$

Στις p-i-n φωτοδιόδους ( $M=1$ ,  $F_A=1$ ) υπερτερεί ο θερμικός θόρυβος, επομένως η ευαισθησία τους δίνεται από την

$$P_{rec}^{pin} = \frac{Q \sigma_T}{R}. \quad (6.42)$$

Συνεπώς, η ευαισθησία του δέκτη μειώνεται με την αντίσταση του δέκτη  $R_L$  και την αυξάνει με την εικόνα θορύβου  $F_n$ . Επίσης, λόγω της εξάρτησης της ισχύος του θερμικού θορύβου από το εύρος ζώνης του δέκτη, το οποίο είναι γραμμική συνάρτηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων  $B$ , η ευαισθησία των δεκτών με p-i-n φωτοδιόδους αυξάνει με το ρυθμό μετάδοσης. Υποθέτωντας μια τυπική τιμή θερμικού θορύβου ίση με  $\sigma_T=100$  nA και αποκρισιμότητα δέκτη  $R=1$  A/W, προκύπτει ότι για ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων ίσο με  $10^{-9}$  ( $Q=6$ ) απαιτείται ευαισθησία  $P_{rec}=0.6$  μW.

Στις φωτοδιόδους χιονοστοιβάδας και στο θερμικό όριο η ευαισθησία του δέκτη μειώνεται με το κέρδος της χιονοστοιβάδας  $M$ , όπως φαίνεται από την (6.41). Αντίθετα, αν τόσο ο θερμικός θόρυβος όσο και ο θόρυβος βολής συνεισφέρουν εξίσου, η ευαισθησία δέκτη ελαχιστοποιείται για κέρδος φωτοδιόδου ίσο με

$$M_{opt} = \sqrt{\frac{\frac{\sigma_T}{qQ\Delta f} + k_A - 1}{k_A}} \approx \sqrt{\frac{\sigma_T}{k_A qQ\Delta f}}, \quad (6.43)$$

και η ελάχιστη ευαισθησία δίνεται από την

$$P_{rec}^{APD} = \frac{2q\Delta f}{R} Q^2 (k_A M_{opt} + 1 - k_A). \quad (6.44)$$

Η ευαισθησία σε φωτοδιόδους χιονοστοιβάδας αυξάνει με το ρυθμό μετάδοσης, ενώ μειώνεται με την καθώς ο λόγος  $k_A$  τείνει στο μηδέν, οπότε και επιτυγχάνεται η ολικά ελάχιστη τιμή ευαισθησίας. Η μείωση της ευαισθησίας σε φωτοδιόδους χιονοστοιβάδας σε σχέση με τις p-i-n είναι περί τα 6-8 dB.

## 6.5. Ανίχνευση και Διόρθωση Σφαλμάτων

Η ανίχνευση και διόρθωση σφαλμάτων γίνεται μέσω της κωδικοποίησης των αποστέλλομενων δεδομένων σε κατάλληλη μορφή. Συνήθως τα δεδομένα, τα οποία θεωρούνται ότι αποτελούνται από  $m$  διαδοχικά bit, πλαισιώνονται στον πομπό από  $r$  bit ελέγχου με αποτέλεσμα τη δημιουργία και μετάδοση κωδικής λέξης συνολικού μήκους  $n=m+r$  bit. Τα επιπλέον  $r$  bit ελέγχου χρησιμοποιούνται από τον δέκτη για την ανίχνευση πιθανών σφαλμάτων και την διόρθωση τους, αν αυτή είναι δυνατή.

Η ανίχνευση και διόρθωση σφαλμάτων είναι δυνατή όταν οι κωδικές λέξεις είναι αρκετά διαφορετικές μεταξύ τους. Ο αριθμός bit στα οποία διαφέρουν οι κωδικές λέξεις καλείται απόσταση Hamming  $d$ . Η απόσταση Hamming καθορίζει τη δυνατότητα ανίχνευσης και διόρθωσης σφαλμάτων κάθε σχήματος κωδικοποίησης: η ανίχνευση  $d$  λαθών είναι δυνατή όταν η απόσταση Hamming είναι  $d+1$ . Συγκεκριμένο παράδειγμα αποτελεί η χρήση ισοτιμίας (parity) ενός bit, στην οποία το μοναδικό bit ελέγχου ισούται με '1' αν ο αριθμός των '1' στα δεδομένα είναι περιττός και '0' αν ο αριθμός των '1' είναι άρτιος. Στη



συγκεκριμένη κωδικοποίηση η απόσταση Hamming ισούται με 2, καθώς η αλλαγή ενός bit δεδομένων προκαλεί αλλαγή του bit ισοτιμίας, επομένως η ισοτιμία ενός bit έχει τη δυνατότητα ανίχνευσης ενός σφάλματος. Αντίστοιχα, η διόρθωση  $d$  λαθών είναι δυνατή όταν η απόσταση Hamming είναι  $2d+1$ , καθώς ακόμα και με  $d$  λάθη η αλλοιωμένη κωδική λέξη προσομοιάζει την αρχική λέξη περισσότερο από οποιαδήποτε άλλη.

Παράδειγμα οικογένειας κωδίκων που χρησιμοποιείται στις οπτικές τηλεπικοινωνίες αποτελούν οι κώδικες Reed-Solomon, και συγκεκριμένα ο κώδικας RS(255,239). Ο εν λόγω κώδικας χρησιμοποιεί 16 byte ελέγχου για κάθε 239 byte δεδομένων και έχει τη δυνατότητα διόρθωσης μέχρι 8 byte στο σύνολο των 255. Η επιβάρυνση (overhead) εύρους ζώνης του κώδικα λόγω της μετάδοσης των byte ελέγχου είναι 6.7%, αποδεικνύεται όμως ότι η χρήση του κώδικα δίνει τη δυνατότητα μείωσης της ευαισθησίας του δέκτη κατά περίπου 6 dB με αποτέλεσμα τη σημαντική βελτίωση του ρυθμού εμφάνισης σφαλμάτων στο οπτικό σύστημα.

## 7. Οπτικά Συστήματα Μετάδοσης

Σκοπός του κεφαλαίου είναι η παρουσίαση των βασικών φυσικών φαινομένων τα οποία επηρεάζουν την ποιότητα του οπτικού σήματος σε ένα οπτικό σύστημα μετάδοσης, καθώς επίσης και η παρουσίαση τεχνικών αναίρεσης της επίδρασης των εν λόγω φαινομένων. Η ανάλυση βασίζεται οπτική ζεύξη όπως αυτή του Σχήματος 1: τα οπτικά σήματα παράγονται στον πομπό από διόδους καταναμεμμένης ανάδρασης (Distributed Feedback Lasers), και πολυπλέκονται από πολυπλέκτες μήκους κύματος στην οπτική ίνα. Πέραν της οπτικής ίνας, η ζεύξη περιλαμβάνει ενισχυτές για την αντιστάθμιση των οπτικών απωλειών σε διάφορα σημεία της ζεύξης. Συνήθως υφίσταται ενισχυτής ισχύος στη πλευρά του πομπού, προ-ενισχυτής στην πλευρά του δέκτη και ένας ή περισσότεροι ενισχυτές γραμμής κατά μήκος της ζεύξης. Στο τέλος της ζεύξης, τα οπτικά σήματα αποπολυπλέκονται, και κάθε μήκος κύματος οδηγείται σε ξεχωριστό δέκτη.

### 7.1. Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων και Power Penalty

Η μέτρηση της ποιότητας μετάδοσης της οπτικής ζεύξης καθορίζεται από το ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων (Bit Error Rate - BER) αυτής. Τυπικοί BER σε οπτικά δίκτυα είναι της τάξης του  $10^{-9}$ - $10^{-12}$ . Ο BER καθορίζεται από την ισχύ του «καθαρού» οπτικού σήματος και την ισχύ του θορύβου ο οποίος διαδίδεται στην οπτική ζεύξη μαζί με το σήμα. Αν υποθέσουμε ότι οι ισχείς του οπτικού σήματος είναι  $P_0$  και  $P_1$ , και ότι οι ισχείς του λαμβανόμενου θορύβου είναι  $\sigma_0$  και  $\sigma_1$ , όταν το αντίστοιχο bit δεδομένων είναι '0' ή '1', τότε ο BER υπολογίζεται ως

$$BER = Q(\gamma), \quad \gamma = \frac{R \cdot (P_1 - P_0)}{\sigma_0 + \sigma_1}, \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy. \quad (7.1)$$

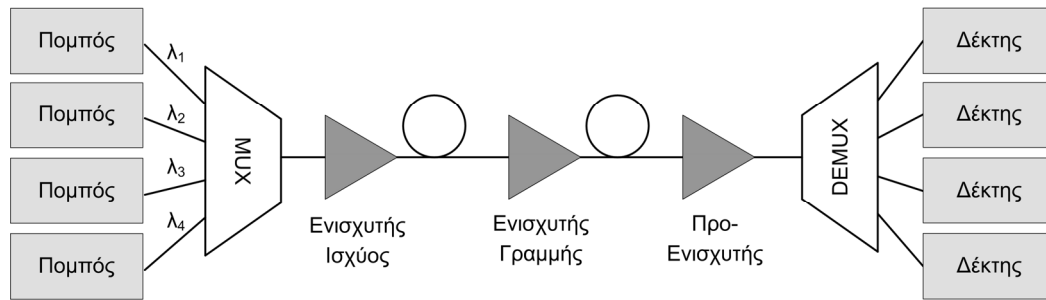
Η παραπάνω σχέση ισχύει υποθέτοντας ότι ο θόρυβος ακολουθεί κατανομή Gauss, ότι η αποστολή '1' είναι ισοπίθανη με αποστολή '0', και ότι το κατώφλι απόφασης έχει τεθεί στη βελτιστοποιημένη τιμή

$$I_{th} = R \cdot \frac{\sigma_0 \cdot P_1 + \sigma_1 \cdot P_0}{\sigma_1 + \sigma_0}. \quad (7.2)$$

Η παράμετρος  $R$  αντιστοιχεί στην αποκρισιμότητα της φωτοδίοδου στο δέκτη, δηλαδή στο ποσοστό φωτονίων που μετατρέπονται σε ηλεκτρόνια.

Πέραν του ρυθμού εμφάνισης σφαλμάτων, σημαντικό μέγεθος για το χαρακτηρισμό της επίδρασης που έχουν οι οπτικές επιδράσεις αποτελεί το power penalty. Το power penalty ορίζεται ως η μείωση του σηματοθορυβικού λόγου  $\gamma$  λόγω κάποιας συγκεκριμένης οπτικής επίδρασης. Αν υποθέσουμε ότι η εν λόγω επίδραση προκαλεί τη λήψη νέων τιμών ισχύος  $P_0'$ ,  $P_1'$ ,  $\sigma_0'$  και  $\sigma_1'$  στο δέκτη, τότε το power penalty ορίζεται ως

$$PP = -10 \log \left( \frac{\frac{R \cdot (P_1' - P_0')}{\sigma_1' + \sigma_0'}}{\frac{R \cdot (P_1 - P_0)}{\sigma_0 + \sigma_1}} \right). \quad (7.3)$$



Σχήμα 7: Οπτική ζεύξη πολυπλεξίας μήκους κύματος.

### 7.1.1. Ισολόγιο Ισχύος

Το ισολόγιο ισχύος διασφαλίζει ότι επαρκής ισχύς θα φθάσει στο δέκτη της οπτικής ζεύξης, ώστε να είναι επιτυχής επικοινωνία. Συνήθως, ο δέκτης χαρακτηρίζεται από την ευαισθησία του, δηλαδή τη μεση οπτική ισχύ που απαιτεί για ορθή λειτουργία, οπότε χρησιμοποιώντας dB προκύπτει ότι η συνολικά μεταδιδόμενη ισχύς στον πομπό θα πρέπει να υπερβαίνει την ευαισθησία στο δέκτη, μείον τις απώλειες, μείον ένα επιπλέον περιθώριο λειτουργίας (system margin). Το περιθώριο λειτουργίας χρησιμοποιείται για να αντισταθμιστούν φαινόμενα γήρανσης στα στοιχεία του δικτύου (μεγαλύτερες απώλειες), καθώς και απροσδόκητα γεγονότα (π.χ. επιδιορθώσεις). Τυπικές τιμές του είναι 6-8 dB.

## 7.2. Χαρακτηριστικά Ζεύξης

### 7.2.1. Πομπός

Βασικά χαρακτηριστικά του οπτικού πομπού αποτελούν η ισχύς εξόδου, ο λόγος σβέσης και το είδος διαμόρφωσης που εφαρμόζεται. Συγκεκριμένα:

**Ισχύς εξόδου:** Η ισχύς εξόδου εξαρτάται από το είδος του laser στο πομπό. Διοδικά laser ανάδρασης παρέχουν ισχύ εξόδου ίση με 1-10 mW (0-10 dBm), ενώ η χρήση οπτικού ενισχυτή παρέχει ως και 50 mW (17 dBm).

**Λόγος σβέσης (extinction ratio):** Ο λόγος σβέσης  $r$  ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος  $P_1$  που αποστέλλεται για bit '1', προς την ισχύ  $P_0$  που αποστέλλεται για bit '0'. Σε ιδανικά συστήματα ο λόγος σβέσης θα ήταν άπειρος, πρακτικά όμως περιορίζεται σε τιμές μεταξύ 10 και 20. Ο λόγος σβέσης εισάγει power penalty, καθώς μειώνει τη διαφορά μεταξύ '1' και '0' στο δέκτη. Με βάση την (7.3), και υποθέτοντας ότι οι ισχείς θορύβου είναι ίσες σε σύστημα με και χωρίς power penalty λόγω λόγου σβέσης, προκύπτει ότι

$$PP = -10 \log \left( \frac{P'_1 - P'_0}{P_1 - P_0} \right) = -10 \log \left( \frac{P'_1 - \frac{P'_1}{r}}{P_1} \right) = -10 \log \left( \frac{P'_1}{P_1} \right) - 10 \log \left( \frac{r-1}{r} \right). \quad (7.4)$$

Αν οι ισχείς μετάδοσης του '1' είναι ίδιες στα δύο συστήματα τότε προκύπτει ότι

$$PP = -10 \log \left( \frac{r-1}{r} \right). \quad (7.5)$$

Είδος διαμόρφωσης: Η άμεση διαμόρφωση, χωρίς χρήση εξωτερικού διαμορφωτή, εισάγει χαμηλότερο κόστος, αλλά παράγει οπτικά σήματα με μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Το αυξημένο εύρος ζώνης σε συνδυασμό με τη χρωματική διασπορά εισάγει επιπλέον power penalty, καθώς η χρωματική διασπορά εισάγει power penalty που αυξάνει με το εύρος ζώνης του σήματος, όπως θα δείξουμε στην συνέχεια του Κεφαλαίου. Επίσης, το αυξημένο εύρος ζώνης του σήματος στην άμεση διαμόρφωση εισάγει power penalty κατά τη διέλευση του σήματος σε οπτικά φίλτρα και πολυπλέκτες/αποπολυπλέκτες, τα οποία έχουν συνήθως περιορισμένο εύρος ζώνης.

### 7.2.2. Δέκτης

Βασικές παράμετροι στο δέκτη αποτελούν η ευαισθησία του και η μέγιστη ισχύς εισόδου που μπορεί να δεχθεί. Η ευαισθησία ορίζεται ως η μέση οπτική ισχύς που είναι αναγκαίο να εισαχθεί στο δέκτη ώστε να επιτευχθεί συγκεκριμένο BER και για συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης. Η μέτρηση της οπτικής ισχύος συνήθως γίνεται για BER ίσο με  $10^{-12}$  και χρησιμοποιώντας οπτική ψευδοτυχαία ακολουθία μεγίστου μήκους  $2^{23}-1$ . Η ευαισθησία εξαρτάται από την τεχνολογία στη φωτοδίοδο του δέκτη, π.χ. δίοδοι «χιονοστοιβάδας» (Avalanche Photodiodes) απαιτούν συνήθως μικρότερη ευαισθησία, και από το ρυθμό μετάδοσης της ζεύξης. Μεγαλύτερος ρυθμός μετάδοσης συνεπάγεται κατά κανόνα μεγαλύτερη ευαισθησία στο δέκτη.

### 7.2.3. Ενισχυτές

Οι οπτικοί ενισχυτές αποτελούν βασικά δομικά στοιχεία ενός οπτικού συστήματος μετάδοσης, καθώς αντισταθμίζουν τις απώλειες των οπτικών ινών και των παθητικών οπτικών στοιχείων. Οι συνήθεις ενισχυτές για την C-band είναι οι οπτικοί ενισχυτές ίνας ερβίου (Erbium Doped Fiber Amplifiers – EDFAs), ενώ στην L-band είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν τόσο EDFAs όσο και ενισχυτές Raman. Οι EDFAs έχουν εύρος ζώνης 35 nm σε μήκος κύματος λειτουργίας 1.55  $\mu\text{m}$ , ενώ παρέχουν τη δυνατότητα ταυτόχρονης ενίσχυσης οπτικών σημάτων πολυπλεγμένων κατά μήκος κύματος σε αντίστοιχες ζεύξεις.

Οι οπτικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται σε διάφορα σημεία μιας ζεύξης. Συνήθως μετά τον πομπό χρησιμοποιείται οπτικός ενισχυτής με τη μέγιστη δυνατή ισχύ εξόδου (power amplifier). Επίσης, αμέσως πριν το δέκτη χρησιμοποιείται προενισχυτής (pre-amplifier) για να βελτιώσει την ευαισθησία του δέκτη. Τυπικά, ο προενισχυτής απαιτείται να έχει μεγάλο κέρδος και την ελάχιστη δυνατή συνεισφορά σε θόρυβο, ώστε να μην αλλοιώνει αισθητά την ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος. Τέλος, κατά μήκος της ζεύξης χρησιμοποιούνται ενισχυτές γραμμής (line amplifiers) για να αντισταθμίσουν τις απώλειες της ίνας.

Οι οπτικοί ενισχυτές αποτελούν μη ιδανικά οπτικά στοιχεία και εισάγουν σημαντικές παραμορφώσεις στο οπτικό σήμα. Η πρώτη επίδραση των ενισχυτών είναι η εισαγωγή θορύβου, ο οποίος υπολογίζεται από τη σχέση

$$P_N = 2n_{sp} \cdot hf_c \cdot (G - 1) \cdot B_0 = 2P_n \cdot (G - 1) \cdot B_0. \quad (7.6)$$

Η παράμετρος  $n_{sp}$  ονομάζεται παράγοντας αυθόρμητης εκπομπής και λαμβάνει τιμές 2-5,  $h$  είναι η σταθερά του Planck,  $f_c$  είναι η συχνότητα του οπτικού σήματος,  $G$  το κέρδος του ενισχυτή και  $B_0$  το οπτικό εύρος ζώνης του δέκτη.

Δεύτερη επίδραση είναι ο κορεσμός του κέρδους του ενισχυτή, καθώς η μέγιστη ισχύς εξόδου του ενισχυτή περιορίζεται από σχεδιαστικές παραμέτρους. Σαν αποτέλεσμα, όταν αυξάνει η ισχύς του σήματος  $P_{in}$  στην είσοδο το κέρδος του ενισχυτή μειώνεται ως

$$G = 1 + \frac{P^{sat}}{P_{in}} \ln \frac{G_{max}}{G}. \quad (7.7)$$

Η παράμετρος  $G_{max}$  αντιστοιχεί στο μέγιστο κέρδος, ενώ η παράμετρος  $P^{sat}$  περιγράφει την εσωτερική ισχύ κορεσμού του ενισχυτή. Από την εξίσωση (7.7) φαίνεται ότι για μεγάλη ισχύ εισόδου το κέρδος του ενισχυτή περιορίζεται σε μονάδα, επομένως δεν υπάρχει ουσιαστικά ενίσχυση. Για την ποσοτική περιγραφή του φαινομένου, ορίζεται η ισχύς κορεσμού εξόδου ως η ισχύς στην οποία το κέρδος του ενισχυτή πέφτει κατά 3 dB σε σχέση με το μέγιστο κέρδος. Για μεγάλα κέρδη ενισχυτή ( $G \gg 1$ ), η ισχύς κορεσμού εξόδου υπολογίζεται ως

$$P_{sat}^{out} = P^{sat} \cdot \ln 2. \quad (7.8)$$

Τυπικές τιμές της ισχύος κορεσμού είναι 10-100 mW (10-20 dBm).

Ο κορεσμός του κέρδους του ενισχυτή δεν επηρεάζει την ποιότητα του σήματος, παρά μόνο το ισοζύγιο ισχύος της ζεύξης. Για παράδειγμα, αν θεωρήσουμε μια διαδοχή (αλυσίδα) ενισχυτών γραμμής, τότε το κορεσμένο κέρδος του κάθε ενισχυτή θα πρέπει να επαρκεί ώστε να αντισταθμίζει τις απώλειες του τμήματος στο οποίο ανήκει. Σε αυτή την περίπτωση, η ισχύς εισόδου κάθε ενισχυτή θα ισούται με την ισχύ εξόδου του πολλαπλασιασμένη με τις απώλειες της ίνας  $e^{-\alpha l}$  για μήκος τμήματος ίσο με  $l$ . Δεδομένης της σχέσης κορεσμού θα πρέπει να ισχύει

$$G = 1 + \frac{P^{sat}}{P_{out} \cdot e^{-\alpha l}} \ln \frac{G_{max}}{G}, \quad (7.9)$$

ενώ αν λάβουμε υπ' όψιν και το θόρυβο που παράγει κάθε ενισχυτής προκύπτει ότι

$$P_{out} = P_{out} \cdot e^{-\alpha l} \cdot G + 2P_n \cdot (G - 1) \cdot B_0. \quad (7.10)$$

Οι (7.9) και (7.10) λύνονται ταυτόχρονα, οπότε προκύπτει το κέρδος και η ισχύς εξόδου των ενισχυτών γραμμής στην αλυσίδα για δεδομένο μήκος τμήματος  $l$ . Μια σημαντική παρατήρηση είναι ότι λόγω της ύπαρξης του θορύβου δεν είναι δυνατόν να αντισταθμιστούν πλήρως οι απώλειες ( $e^{-\alpha l} \cdot G = 1$ ), αλλά πάντοτε το γινόμενο απωλειών ίνας επί κέρδους ενισχυτή θα είναι λίγο μικρότερο της μονάδας.

Όσον αφορά το θόρυβο που εισάγεται λόγω της αλυσίδας ενισχυτών, αυτός μπορεί να προσεγγιστεί από τη σχέση<sup>1</sup>

$$P_N = 2P_n \cdot (e^{\alpha l} - 1) \cdot B_0 \cdot \frac{L}{l} \quad (7.11)$$

Η (7.10) υπολογίζει ότι η αλυσίδα ενισχυτών παράγει τον ελάχιστο δυνατό θόρυβο όταν το μήκος κάθε τμήματος είναι σχεδόν μηδενικό. Η περίπτωση αυτή αντιστοιχεί σε κατανεμημένη ενίσχυση, και η ελάχιστη ισχύς θορύβου υπολογίζεται ως

$$P_N = 2P_n \cdot \alpha \cdot B_0 \cdot L. \quad (7.12)$$

<sup>1</sup> Θεωρούμε ότι  $e^{-\alpha l} \cdot G = 1$ , οπότε ο συνολικός θόρυβος αποτελεί το άθροισμα των θορύβων κάθε ενισχυτή.

Πρακτικά δεν είναι δυνατόν να υπάρξει σύστημα με άπειρο αριθμό ενισχυτών, όπως προϋποθέτει η παραπάνω ανάλυση, αλλά κατανεμημένη ανάδραση είναι μέσω χρήσης ενισχυτών Raman. Τότε, η χρήση ενισχυτών για κάθε μήκος τμήματος  $l$  αντιστοιχεί σε ισοδύναμο power penalty το οποίο υπολογίζεται ως

$$PP = -10 \log \left( \frac{e^{al} - 1}{a \cdot l} \right) = -10 \log \left( \frac{G - 1}{\ln G} \right). \quad (7.13)$$

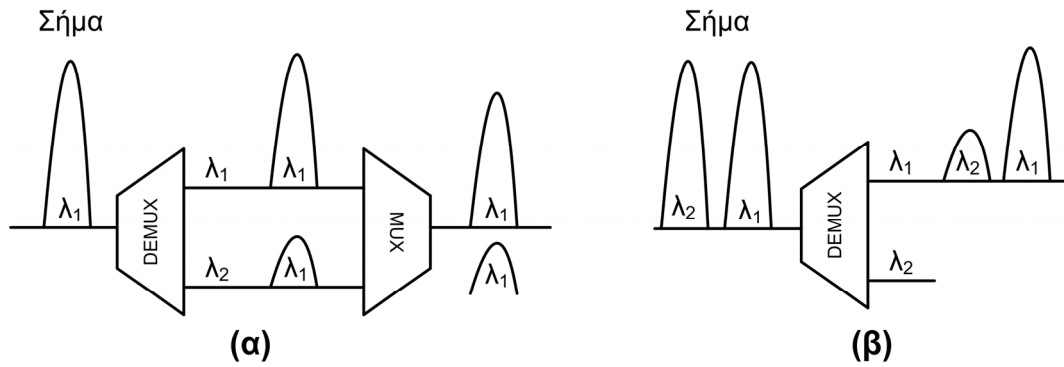
Η τελευταία σημαντική παραμόρφωση που εισάγουν οι οπτικοί ενισχυτές οφείλεται στο μη-ομοιόμορφο κέρδος που παρέχουν αναφορικά με το μήκος κύματος. Το φαινόμενο είναι σημαντικότερο σε αλυσίδες ενισχυτών, στις οποίες μια μικρή διαφορά στο κέρδος μεταξύ δύο μηκών κύματος, π.χ. 1 dB, εισάγει σημαντικότερη διαφορά κέρδους στο τέλος της αλυσίδας (περί 10 dB). Το φαινόμενο αντιμετωπίζεται με διάφορες τεχνικές: μια πρώτη τεχνική είναι η προέμφαση στον πομπό, δηλαδή η αποστολή διαφορετικών ισχύων ανάλογα με το μήκος κύματος του κάθε σήματος. Η ισχύς αποστολής του κάθε σήματος καθορίζεται από κέρδος που αναμένεται να λάβει από την αλυσίδα ενισχυτών, συνεπώς σήματα που θα λάβουν μικρότερο κέρδος αποστέλλονται με μεγαλύτερη ισχύ. Μια δεύτερη τεχνική είναι η εξισορρόπηση της ισχύος στην έξοδο του κάθε ενισχυτή. Για παράδειγμα, στην έξοδο του ενισχυτή τοποθετείται φίλτρο διηλεκτρικών επιστροφών ή φράγμα περιθλάσης με συνάρτηση μεταφοράς η οποία είναι αντίστροφη της καμπύλης κέρδους του ενισχυτή. Με αυτό τον τρόπο, τα μήκη κύματος που έλαβαν το μεγαλύτερο κέρδος από τον ενισχυτή υφίστανται τις μεγαλύτερες απώλειες στο φίλτρο, και όλα τα μήκη κύματος εξέρχονται από τη βαθμίδα ενίσχυσης με την ίδια ισχύ.

### 7.3. Διαφωνία

Ο όρος διαφωνία (crosstalk) αναφέρεται στην επίδραση που έχουν όλα τα υπόλοιπα οπτικά σήματα σε ένα συγκεκριμένο οπτικό σήμα. Σχεδόν όλα τα δομικά στοιχεία ενός πολυκυματικού οπτικού δικτύου εισάγουν διαφωνία: τα οπτικά φίλτρα, οι πολυπλέκτες-αποπολυπλέκτες, οι ενισχυτές ημιαγωγού, αλλά και η ίδια η ίνα. Η διαφωνία κατηγοριοποιείται είτε ως διακαναλική (inter-channel) είτε ως ενδοκαναλική (intra-channel). Στη διακαναλική διαφωνία, το σήμα που προκαλεί τη διαφωνία βρίσκεται σε μήκος κύματος αρκετά απομακρυσμένο από το επηρεαζόμενο σήμα, έτσι ώστε η φασματική απόσταση μεταξύ των δύο σημάτων να είναι μεγαλύτερη από το ηλεκτρικό εύρος ζώνης του δέκτη. Στην ενδοκαναλική διαφωνία, αντίθετα, η φασματική απόσταση του σήματος διαφωνίας από το επηρεαζόμενο σήμα είναι μικρότερη από το ηλεκτρικό εύρος ζώνης του δέκτη, με αποτέλεσμα η επίδραση της ενδοκαναλικής διαφωνίας να είναι πολύ ισχυρότερη από την επίδραση της διακαναλικής διαφωνίας. Αμφότερες κατηγορίες διαφωνίας εισάγουν power penalty στο σύστημα, όπως θα φανεί στις επόμενες παραγράφους.

#### 7.3.1. Ενδοκαναλική Διαφωνία

Η ενδοκαναλική διαφωνία εμφανίζεται στα οπτικά δίκτυα συνήθως λόγω της διαρροής σήματος σε πολυπλέκτες-αποπολυπλέκτες και οπτικούς διακόπτες. Στην περίπτωση των πολυπλεκτών-αποπολυπλεκτών, ένα μικρό μέρος της ισχύος του σήματος (π.χ. σε μήκος κύματος  $\lambda_1$ ) περνά στη θύρα αποπολυπλεξίας που αντιστοιχεί σε μήκος κύματος  $\lambda_2$  και λειτουργεί ως σήμα διαφωνίας. Λόγω της συμμετρικής λειτουργίας της πολυπλεξίας, το



Σχήμα 8: (α) ενδοκαναλική και (β) διακαναλική διαφωνία.

σήμα διαφωνίας εισάγεται εκ νέου στο φάσμα συχνοτήτων που αντιστοιχεί στο μήκος κύματος  $\lambda_1$ . Παρότι το αρχικό σήμα και το σήμα διαφωνίας είναι στο ίδιο μήκος κύματος και μεταφέρουν τα ίδια δεδομένα, η διαφορετική διαδρομή που τα σήματα ακολούθησαν προκάλεσε χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους, και κατά συνέπεια διαφορά φάσης. Όσον αφορά τους οπτικούς διακόπτες, η ερμηνεία του φαινομένου είναι παρόμοια, με τη διαφορά ότι το σήμα διαφωνίας μεταφέρει διαφορετικά δεδομένα.

Μαθηματικά, το φαινόμενο της ενδοκαναλικής διαφωνίας μπορεί να περιγραφεί λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι το συνολικό οπτικό σήμα αποτελεί άθροισμα του αρχικού σήματος και του σήματος διαφωνίας:

$$E(t) = \sqrt{2P} \cdot d_s(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_s(t)) + \sqrt{2\varepsilon P} \cdot d_x(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \phi_x(t)). \quad (7.14)$$

Ο παράγοντας  $\varepsilon$  αντιστοιχεί στο ποσοστό διαρροής (μετρούμενο ως προς την οπτική ισχύ), ενώ τα σήματα  $d(t)$  και  $\phi(t)$  αντιστοιχούν στα δεδομένα ('0' ή '1') και τις φάσεις του αρχικού σήματος και του σήματος διαφωνίας, αντίστοιχα.

Το παραπάνω σήμα θα υποστεί οπτο-ηλεκτρική μετατροπή στο δέκτη, επομένως θα παράγει ηλεκτρική ισχύ ίση με

$$P(t) = P \cdot d_s(t) + \varepsilon P \cdot d_x(t) + 2\sqrt{\varepsilon P} \cdot d_s(t) \cdot d_x(t) \cdot \cos(\phi_x(t) - \phi_s(t)). \quad (7.15)$$

Προκύπτει ότι στη χειρότερη περίπτωση διαφωνίας, όταν αμφότερα τα δεδομένα είναι '1' και διαφορά φάσης ισούται με  $\pi$ , η λαμβανόμενη ισχύς προσεγγίζεται από την ( $\varepsilon \ll 1$ )

$$P_r(1) = P \cdot (1 - 2\sqrt{\varepsilon}). \quad (7.16)$$

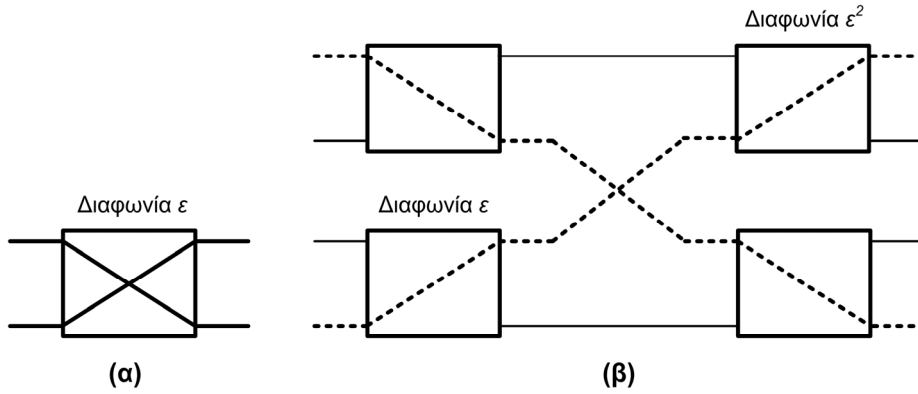
Με βάση την (7.3), και υποθέτοντας ότι οι ισχείς θορύβου είναι ίσες σε σύστημα με και διαφωνία, προκύπτει ότι το power penalty λόγω ενδοκαναλικής διαφωνίας ισούται με

$$PP = -10 \log(1 - 2\sqrt{\varepsilon}). \quad (7.17)$$

Στα παραπάνω δεν έχει ληφθεί υπ' όψιν η κατάσταση πόλωσης των δύο σημάτων, τα οποία έχει υποτεθεί ότι βρίσκονται στην ίδια πόλωση. Πρακτικά τα σήματα θα έχουν διαφορετικές πολώσεις οι οποίες μεταβάλλονται χρονικά καθώς τα σήμα διαδίδονται σε οπτική ίνα που δε διατηρεί την πόλωση (standard single mode). Είναι δυνατόν, όμως, να



δειχθεί ότι η επίδραση της διαφωνίας ελαχιστοποιείται όταν τα σήματα βρίσκονται σε



Σχήμα 9: Μείωση της διαφωνίας.

κάθετες πολώσεις και μεγιστοποιείται όταν τα σήματα έχουν την ίδια πόλωση. Επομένως η παραπάνω ανάλυση ισχύει για τη χειρότερη δυνατή περίπτωση διαφωνίας.

### 7.3.2. Διακαναλική Διαφωνία

Η διακαναλική διαφωνία έχει διάφορα αίτια. Ένα παράδειγμα διακαναλικής διαφωνίας αποτελεί ένα οπτικό φίλτρο ή ένα αποπολυπλέκτης που επιτρέπει τη διέλευση του μήκους κύματος  $\lambda_1$ , αλλά δεν καταπιέζει πλήρως ένα γειτονικό μήκος κύματος  $\lambda_2$ . Συναφές παράδειγμα αποτελεί και ένας οπτικός διακόπτης ο οποίος δεν απομονώνει πλήρως τα δύο μήκη κύματος κατά τη μεταγωγή.

Στην περίπτωση της διακαναλικής συμφωνίας, τα δύο σήματα βρίσκονται σε διαφορετικό μήκος κύματος, επομένως η (7.13) γράφεται ως

$$E(t) = \sqrt{2P} \cdot d_s(t) \cdot \cos(2\pi f_{c1}t + \phi_s(t)) + \sqrt{2\varepsilon P} \cdot d_x(t) \cdot \cos(2\pi f_{c2}t + \phi_x(t)), \quad (7.18)$$

και η λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη υπολογίζεται ως

$$P(t) = P \cdot d_s(t) + \varepsilon P \cdot d_x(t) + 2\sqrt{\varepsilon P} \cdot d_s(t) \cdot d_x(t) \cdot \cos(2\pi \Delta f_c t + \phi_x(t) - \phi_s(t)). \quad (7.19)$$

Καθώς η φασματική απόσταση  $\Delta f_c$  υπερβαίνει το εύρος ζώνης του δέκτη, στο δέκτη τελικά λαμβάνεται ισχύς

$$P(t) = P \cdot d_s(t) + \varepsilon P \cdot d_x(t). \quad (7.20)$$

Η ελάχιστη ισχύς που λαμβάνεται δεδομένου ότι στάλθηκε '1' και η μέγιστη ισχύς που λαμβάνεται δεδομένου ότι στάλθηκε '0' υπολογίζονται ως

$$\begin{aligned} P_r(1) &= P \\ P_r(0) &= \varepsilon P \end{aligned} \quad (7.21)$$

επομένως το power penalty λόγω διακαναλικής διαφωνίας ισούται με

$$PP = -10 \log(1 - \varepsilon). \quad (7.22)$$

### 7.3.3. Τεχνικές Μείωσης Διαφωνίας

Υπάρχουν δύο βασικές προσεγγίσεις για τη μείωση της διαφωνίας:

- Μείωση της διαφωνίας κάθε στοιχείου ξεχωριστά. Με βάση αυτή την προσέγγιση κάθε στοιχείο που αποτελεί πηγή διαφωνίας (φίλτρο, πολυπλέκτης, οπτικός διακόπτης) σχεδιάζεται έτσι ώστε να προκαλεί την ελάχιστη δυνατή διαφωνία. Με βάση τη διαφωνία κάθε στοιχείου, ο σχεδιαστής της τοπικής ζεύξης ή του οπτικού δικτύου υπολογίζει τη συνολική διαφωνία που εισάγουν τα στοιχεία στο σύστημα.
- Μείωση της διαφωνίας με χρήση επιπλέον στοιχείων. Στο παράδειγμα του Σχήμα 9 χρησιμοποιούνται επιπλέον 2x2 διακόπτες, έτσι ώστε το επίπεδο διαφωνίας του συστήματος να περιοριστεί από  $\epsilon$  σε  $\epsilon^2$ .

### 7.4. Διασπορά

Η διασπορά (dispersion) συμπεριλαμβάνει κάθε φαινόμενο το οποίο προκαλεί διαφορετική ταχύτητα διάδοσης στις φασματικές συνιστώσες του οπτικού σήματος, και έχει ως αποτέλεσμα αυτές να φτάνουν στο δέκτη σε διαφορετική χρονική στιγμή. Σε ένα ψηφιακό σύστημα, η διασπορά προκαλεί χρονική διαπλάτυνση των οπτικών παλμών, με αποτέλεσμα η χρονική διάρκεια των παλμών να ξεπερνά την περίοδο του bit στο οποίο ανήκουν, και οι παλμοί να προκαλούν διασυμβολική παρεμβολή (inter-symbol interference) σε γειτονικά bit.

Οι τρεις βασικές κατηγορίες φαινομένων διασποράς είναι η πολυρρυθμική διασπορά (intermodal dispersion), η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion) και η διασπορά τρόπων πόλωσης (polarization mode dispersion). Η πολυρρυθμική διασπορά εμφανίζεται μόνο σε πολυρρυθμικές ίνες (multi-mode), στις οποίες το οπτικό σήμα έχει τη δυνατότητα να διαδοθεί από διαφορετικά μονοπάτια (modes) στην ίνα. Κάθε μονοπάτι αντιστοιχεί σε διαφορετική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, επομένως στον δέκτη λαμβάνονται χρονικά μετατοπισμένα αντίγραφα του ίδιου σήματος. Η πολυρρυθμική διασπορά δεν αποτελεί πρόβλημα σε οπτικά συστήματα μετάδοσης, τα οποία χρησιμοποιούν μονορρυθμικές ίνες (single-mode). Σημαντικότερο φαινόμενο σε μονορρυθμικές ίνες αποτελεί η χρωματική διασπορά, η οποία οφείλεται στο γεγονός ότι ο δείκτης διάθλασης της οπτικής ίνας εξαρτάται από το μήκος κύματος. Κατά συνέπεια, οι διάφορες φασματικές συνιστώσες του οπτικού σήματος αντιμετωπίζουν διαφορετικό δείκτη διάθλασης κατά τη διάδοσή τους και διαδίδονται με διαφορετικές ταχύτητες. Σαν αποτέλεσμα, οι φασματικές συνιστώσες που απαρτίζουν ένα οπτικό παλμό δεν φθάνουν ταυτόχρονα στο δέκτη, αλλά εμφανίζουν σχετική χρονική καθυστέρηση η οποία μεταφράζεται σε διαπλάτυνση της χρονικής διάρκειας του παλμού. Τέλος, η διασπορά τρόπων πόλωσης οφείλεται σε ατέλειες κατασκευής της οπτικής ίνας και κυρίως στο γεγονός ότι οι οπτικές ίνες δεν έχουν απολύτως κυκλικούς πυρήνες, με αποτέλεσμα η κάθε συνιστώσα πόλωσης του οπτικού σήματος να ταξιδεύει με διαφορετική ταχύτητα. Αν και η επίδραση των ατελειών είναι μικρή, γίνεται αρκετά σημαντική σε μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης (~10 Gbps) και για μεγάλα μήκη ίνας.

#### 7.4.1. Χρωματική Διασπορά

Η επίδραση της χρωματικής διασποράς μοντελοποιείται κάνοντας την υπόθεση ότι η χρονική διαπλάτυνση που αυτή προκαλεί είναι μικρότερη από ένα μικρό ποσοστό της διάρκειας bit. Σε Non-Return-to-Zero οπτικά συστήματα θα πρέπει να ισχύει ότι

$$|D| \cdot L \cdot B \cdot \Delta\lambda < \epsilon. \quad (7.23)$$

Στην παραπάνω σχέση, η χρωματική διασπορά της ίνας ισούται με  $D$  (ps/nm.km), ο ρυθμός μετάδοσης ισούται με  $B$  (bps), το εύρος ζώνης του σήματος είναι  $\Delta\lambda$  (nm) και το

μήκος της ζεύξης είναι  $L$  (km). Η παράμετρος  $\varepsilon$  καθορίζεται από το power penalty της χρωματικής διασποράς και ισούται με  $\varepsilon=0.306$  για power penalty 1 dB και  $\varepsilon=0.491$  για power penalty 2 dB. Σε τυπικές μονορρυθμικές ίνες με μήκος κύματος λειτουργίας  $\lambda=1.55$   $\mu\text{m}$  η παράμετρος  $D$  ισούται με 17 ps/nm.km.

Η Εξ. (7.22) δείχνει ότι για δεδομένο μήκος ζεύξης, ο ρυθμός μετάδοσης που μπορεί να επιτευχθεί μειώνεται αντιστρόφως ανάλογα με το φασματικό εύρος του οπτικού σήματος. Για παράδειγμα, αν το φασματικό εύρος είναι 1 nm και απαιτείται 2 dB penalty, τότε η μετάδοση σήματος με ρυθμό 1 Gbps περιορίζεται σε 30 km. Είναι αναγκαίο, συνεπώς, να χρησιμοποιούνται οπτικές πηγές με το ελάχιστο δυνατό φασματικό εύρος (π.χ. DFB laser).

Συνήθως, οπτικές πηγές με μικρό φασματικό εύρος που υφίστανται άμεση διαμόρφωση αναμένεται να εμφανίζουν ιδανικό φασματικό εύρος ανάλογο του ρυθμού μετάδοσης. Πρακτικά, όμως, δυναμικά φαινόμενα που προκαλεί η άμεση διαμόρφωση στην κοιλότητα του laser προκαλούν φασματικό εύρος πολλαπλάσιο του ρυθμού μετάδοσης. Καλύτερη επιλογή αποτελεί η χρήση εξωτερικών οπτικών διαμορφωτών για τη διαμόρφωση των οπτικών πηγών, οπότε πρακτικά προκύπτει σήμα με φασματικό εύρος ίσο με ένα μικρό πολλαπλάσιο του ρυθμού μετάδοσης. Σε αυτή την περίπτωση

$$\Delta f = m \cdot B = c \frac{\Delta \lambda}{\lambda^2} \quad (7.24)$$

και η (7.22) γράφεται ως

$$\frac{|D| \cdot L \cdot B^2 \cdot \lambda^2 \cdot m}{c} < \varepsilon. \quad (7.25)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές από το προηγούμενο παράδειγμα, και υποθέτοντας ότι  $m=2.5$  για ρυθμό μετάδοσης 10 Gbps, προκύπτει ότι το οπτικό σήμα μπορεί να διαδοθεί για περισσότερα από 80 km με 2 dB penalty.

Όσον αφορά την Return-to-Zero διαμόρφωση με μικρό φασματικό εύρος, η χρονική διάρκεια που εμφανίζουν παλμοί Gauss διαδιδόμενοι σε οπτική ίνα υπολογίζεται ως

$$T_L = \sqrt{T_0^2 + \left( \frac{\beta_2 L}{T_0} \right)^2} = \sqrt{2} \cdot T_{rms}. \quad (7.26)$$

Υποθέτοντας ότι η μέση τετραγωνική τιμή της διαπλάτυνσης θα πρέπει να είναι μικρότερη από την περίοδο bit για επικοινωνία χωρίς power penalty, προκύπτει ότι

$$T_{rms} < 1/B \Rightarrow B \cdot T_L < \sqrt{2}. \quad (7.27)$$

Επιπλέον, είναι δυνατόν να επιλεγεί η χρονική διάρκεια των παλμών Gauss στον πομπό ίση με  $T_0 = \sqrt{\beta_2 L}$  ώστε να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση της χρωματικής διασποράς, οπότε προκύπτει το όριο

$$B \lambda \sqrt{\frac{|D| L}{2 \pi c}} < 1, \quad (7.28)$$

στο οποίο έχει ληφθεί υπόψιν ότι  $D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2$ . Αντικαθιστώντας τις τυπικές τιμές  $D=17$  ps/nm.km και  $\lambda=1.55$  μm, προκύπτει η μετάδοση δεδομένων στα 10 Gbps είναι δυνατή για μήκη έως 460 km, δηλαδή σημαντικά μεγαλύτερη απόσταση από την περίπτωση της NRZ διαμόρφωσης μικρού φασματικού εύρους.

#### 7.4.2. Αντιστάθμιση Διασποράς

Η αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς είναι ιδιαίτερος σημαντική στην λειτουργία των πολυκυματικών δικτύων, καθώς η διασπορά όχι μόνο προκαλεί σημαντική παραμόρφωση στο οπτικό σήμα, αλλά όπως θα δειχθεί στην παράγραφο που αναλύει τα μη-γραμμικά φαινόμενα, επηρεάζει άμεσα την επίδραση των φαινομένων αυτών. Διάφορες τεχνικές οι οποίες περιορίζουν την επίδραση της διασποράς αφορούν σε (α) παραγωγή οπτικών σημάτων με μικρό φασματικό εύρος Δλ μέσω εξωτερικής διαμόρφωσης DFB laser, (β) χρήση οπτικών ινών με μικρή διασπορά  $D$  στο μήκος κύματος λειτουργίας (dispersion-shifted fibers), και (γ) υλοποίηση διατάξεων αντιστάθμισης της διασποράς.

Η αντιστάθμιση της διασποράς είναι δυνατή με χρήση ειδικών ινών (Dispersion Compensating Fibers – DCFs). Οι εν λόγω ίνες παρουσιάζουν αρνητικές τιμές διασποράς  $D$  στο μήκος κύματος λειτουργίας του δικτύου, επομένως αν μια τυπική ίνα μετάδοσης εισάγει συνολική διασπορά  $D_{SMF} \cdot L_{SMF}$  αρκεί η εισαγωγή ενός τμήματος ίνας αντιστάθμισης διασποράς με συνολική διασπορά  $D_{DCF} \cdot L_{DCF}$  ώστε η συνολική διασπορά της ζεύξης να μηδενιστεί. Συνήθως, οι ίνες αντιστάθμισης διασποράς κατασκευάζονται με μεγάλο παράγοντα διασποράς  $D$  ώστε να απαιτούνται μικρά μήκη αντιστάθμισης. Καθώς οι DCF ίνες παρουσιάζουν αυξημένες απώλειες, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν εναλλακτικά ως μέσο μετάδοσης οπτικές ίνες μικρής αρνητικής διασποράς (περίπτωση (β)), οπότε το στάδιο αντιστάθμισης υλοποιείται σε τυπικές μονορρυθμικές ίνες με θετική διασπορά και μικρές απώλειες.

Ένας δεύτερος τρόπος αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς είναι η χρήση οπτικών φίλτρων με κατάλληλη συνάρτηση μεταφοράς, καθώς η χρωματική διασπορά σε οπτικές ίνες είναι δυνατόν να περιγραφεί από τη συνάρτηση μεταφοράς της ίνας

$$H(\omega) = e^{-\frac{\beta_2 L}{2}(\omega - \omega_c)^2}. \quad (7.29)$$

Επομένως, ένα φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς η οποία είναι αντίστροφη της (7.29) επιτυγχάνει πλήρη απαλοιφή της διασποράς που εισάγει η ίνα. Αντίστοιχα οπτικά φίλτρα υλοποιούνται με chirped Fiber-Bragg-Gratings, στα οποία οι οπτικές συχνότητες καθυστερούνται κατάλληλα ώστε να αντισταθμιστεί η διασπορά ταχύτητας που εισήγαγε η ίνα μετάδοσης.

#### 7.4.3. Διασπορά Τρόπων Πόλωσης

Η διασπορά τρόπων πόλωσης οφείλεται σε ατέλειες του πυρήνα (ελλειπτικός και όχι τελείως κυκλικός πυρήνας). Η διασπορά τρόπων πόλωσης χαρακτηρίζεται από τη μέση διαφορική χρονική καθυστέρηση μεταξύ δύο καταστάσεων πόλωσης

$$\langle \Delta \tau \rangle = D_{PMD} \cdot \sqrt{L}. \quad (7.30)$$

Η παράμετρος  $\langle \Delta\tau \rangle$  (ps) ονομάζεται διαφορική καθυστέρηση ομάδας, ενώ η παράμετρος  $D_{PMD}$  (ps/km<sup>1/2</sup>) χαρακτηρίζει τη διασπορά τρόπων πόλωσης και λαμβάνει τιμές που κυμαίνονται από 0.1 έως 2 ps/km<sup>1/2</sup>. Η διαφορική καθυστέρηση ομάδας είναι τυχαία μεταβλητή, καθώς η κατάσταση πόλωσης του σήματος μεταβάλλεται αργά με την πάροδο του χρόνου. Συνήθως θεωρείται ότι η διαφορική καθυστέρηση ομάδας ακολουθεί εκθετική κατανομή Maxwell και το τετράγωνο αυτής ακολουθεί εκθετική κατανομή. Αποδεικνύεται ότι το power penalty λόγω διασποράς τρόπων πόλωσης είναι ανάλογο με το τετράγωνο της διαφορικής καθυστέρησης ομάδας, και συνήθως απαιτείται για power penalty ίσο με 0.5 dB

$$B \cdot \langle \Delta\tau \rangle = B \cdot D_{PMD} \cdot \sqrt{L} < 0.1. \quad (7.31)$$

Το φαινόμενο της διασποράς τρόπων πόλωσης είναι δυνατόν να αντισταθμιστεί είτε ηλεκτρονικά είτε οπτικά. Σε ηλεκτρονικό επίπεδο η αντιστάθμιση γίνεται με εξισορροπητές (equalizers), στους οποίους μία τράπεζα χρονικών καθυστερήσεων (delay bank) και κατάλληλα βάρη (weights) που επιλέγονται με δεδομένα πραγματικού χρόνου (π.χ. παραμόρφωση του οπτικού σήματος σε σχέση με σήμα αναφοράς) υλοποιούν ένα προσαρμοσμένο φίλτρο αντιστάθμισης. Σε οπτικό επίπεδο, το οπτικό σήμα αναλύεται σε δύο κάθετες καταστάσεις πόλωσης («γρήγορη» και «αργή»), και στην «γρήγορη» κατάσταση εισάγεται χρονική καθυστέρηση ίση με τη διαφορική καθυστέρηση ομάδας. Καθώς η διαφορική καθυστέρηση ομάδας είναι χρονικά μεταβαλλόμενη, η χρονική καθυστέρηση επιλέγεται με βάση δεδομένα πραγματικού χρόνου, όπως και στην περίπτωση της ηλεκτρονικής αντιστάθμισης.

Κλείνοντας, φαινόμενο το οποίο σχετίζεται άμεσα με τη διασπορά τρόπων πόλωσης αποτελούν οι απώλειες λόγω πόλωσης (Polarization Dependent Loss – PDL). Συγκεκριμένα, τα διάφορα οπτικά στοιχεία παρουσιάζουν απώλειες/κέρδος που μεταβάλλονται ανάλογα με την κατάσταση πόλωσης του οπτικού σήματος, με τελικό αποτέλεσμα να λαμβάνεται στο δέκτη ισχύς η οποία είναι χρονικά μεταβαλλόμενη. Αν και η συνεισφορά κάθε στοιχείου μπορεί να είναι ιδιαιτέρως μικρή, η συσσώρευση απωλειών λόγω πόλωσης σε ένα δίκτυο είναι αρκετά μεγάλη και πρέπει να λαμβάνεται υπόψιν κατά τη λειτουργία του δικτύου.

## 7.5. Μη γραμμικά Φαινόμενα

Η οπτική ίνα είναι δυνατόν να θεωρηθεί ως γραμμικό μέσο μετάδοσης μόνο όταν η συνολική οπτική ισχύς που διαδίδεται είναι αρκούντως μικρή. Καθώς όμως η ισχύς αυξάνει, είναι αναγκαίο αν συμπεριληφθεί η επίδραση μη-γραμμικών φαινομένων στην ποιότητα του οπτικού σήματος. Τα μη-γραμμικά φαινόμενα χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: η πρώτη κατηγορία αφορά σε σκέδαση του οπτικού σήματος λόγω της αλληλεπίδρασης του οπτικού πεδίου με τις ταλαντώσεις πλέγματος της οπτικής ίνας (φωνόνια). Τα κύρια φαινόμενα της πρώτης κατηγορίας είναι η εξαναγκασμένη σκέδαση Brillouin (Stimulated Brillouin Scattering – SBS) και η εξαναγκασμένη σκέδαση Raman (Stimulated Raman Scattering – SRS). Η δεύτερη κατηγορία φαινομένων οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης της οπτικής ίνας από τη διαδιδόμενη οπτική ισχύ. Συναφή φαινόμενα αποτελούν η αυτοδιαμόρφωση και ετεροδιαμόρφωση φάσης (Self/Cross Phase Modulation – SPM/XPM) και η μίξη τεσσάρων φωτονίων (Four Wave Mixing – FWM).

### 7.5.1. Εξαναγκασμένη σκέδαση Raman

Η εξαναγκασμένη σκέδαση Raman προκαλεί τη μεταφορά ισχύος από ένα οπτικό σήμα υψηλής συχνότητας (σήμα άντλησης) σε ένα οπτικό σήμα χαμηλότερης συχνότητας

(σήμα Stokes) μέσω των ταλαντώσεων πλέγματος της ίνας. Η μεταφορά ισχύος είναι δυνατή όταν τα σήματα έχουν φασματική απόσταση μεταξύ 13 και 150 THz, και περιγράφεται από τη συνάρτηση κέρδους Raman

$$g(\Delta\lambda) = \begin{cases} g_R \frac{\Delta\lambda}{\Delta\lambda_c}, & 0 \leq \Delta\lambda \leq \Delta\lambda_c \\ 0, & \text{άλλου} \end{cases} \quad (7.32)$$

Η σταθερά  $g_R$  ονομάζεται σταθερά κέρδους κορυφής Raman και λαμβάνει τιμή  $6 \times 10^{-14}$  m/W, ενώ το φασματικό εύρος  $\Delta\lambda_c$  ισούται με 125 nm.

Σε ένα πολυκυματικό σύστημα, το κανάλι που υφίσταται τη μεγαλύτερη επίδραση από το φαινόμενο Raman είναι αυτό με το μεγαλύτερο μήκος κύματος. Αν υποθέσουμε ότι η ισχύς κάθε καναλιού ισούται με  $P$  και ότι τα κανάλια έχουν σταθερή φασματική απόσταση  $\Delta\lambda_s$ , τότε προκύπτει ότι το ποσοστό ισχύος που μεταφέρεται από κάθε κανάλι  $i$  στο κανάλι με το μικρότερο κύματος ( $i=0$ ) είναι

$$P_R(i) = g_R \frac{i\Delta\lambda_s}{\Delta\lambda_c} \frac{PL_e}{2A_e} \quad (7.33)$$

Στην παραπάνω σχέση  $A_e$  και  $L_e$  είναι η ενεργός διατομή και το ενεργό μήκος της ίνας (50  $\mu\text{m}^2$  και 20 km, αντίστοιχα). Αθροίζοντας για όλα τα κανάλια προκύπτει ότι το συνολικό ποσοστό ισχύος είναι:

$$P_R = \sum_{i=1}^{N-1} P_R(i) = g_R \frac{\Delta\lambda_s}{\Delta\lambda_c} \frac{PL_e}{2A_e} \frac{N(N-1)}{2} \quad (7.34)$$

Συνεπώς το power penalty που εισάγει το φαινόμενο, με δεδομένο ότι οι ισχείς θορύβου είναι ίσες σε σύστημα με και χωρίς σκέδαση Raman, προκύπτει ότι ισούται με

$$PP = -10 \log(1 - P_R). \quad (7.35)$$

Η Εξ. (7.32) δείχνει ότι το φαινόμενο γίνεται σημαντικό για συστήματα τα οποία έχουν πολλά κανάλια. Δύο τρόποι αντιμετώπισης του φαινομένου είναι να διατηρηθεί η απόσταση των καναλιών  $\Delta\lambda_s$  αρκούντως μικρή και να διατηρηθεί η ισχύς μετάδοσης σε επίπεδα μικρότερα από αυτή που καθορίζεται από το μέγιστο ανεκτό power penalty.

### 2.1.1. Εξαναγκασμένη σκέδαση Brillouin

Το φαινόμενο Brillouin είναι παρόμοιο με το Raman, με τη διαφορά ότι τα σήματα άντλησης και Stokes θα πρέπει να βρίσκονται σε μικρή φασματική απόσταση. Το φαινόμενο περιγράφεται από την ισχύ κατωφλίου  $P_{th}$ , η οποία καθορίζει το επίπεδο οπτικής ισχύος πάνω από το οποίο αρχίζει να γίνεται σημαντική η επίδραση του φαινομένου. Η ισχύς κατωφλίου υπολογίζεται ως

$$P_{th} \approx \frac{21 \cdot b \cdot A_e}{g_B \cdot L_e} \quad (7.36)$$

Στην παραπάνω σχέση  $A_e$  και  $L_e$  είναι η ενεργός διατομή και το ενεργό μήκος της ίνας, η παράμετρος  $g_B$  ονομάζεται σταθερά κέρδους Brillouin και ισούται με  $4 \times 10^{-11}$  m/W, ενώ



παράμετρος  $b$  κυμαίνεται μεταξύ 1 και 2 ανάλογα με την πόλωση των σημάτων άντλησης και Stokes. Στη χειρότερη περίπτωση, οπότε τα δύο σήματα έχουν την ίδια πόλωση, η ισχύς κατωφλίου ισούται με 1.3 mW.

Η παραπάνω ανάλυση ισχύει υποθέτοντας ότι το σήμα άντλησης έχει μικρό φασματικό εύρος και βρίσκεται σε φασματική απόσταση μικρότερη των 20 MHz από το σήμα Stokes, καθώς το εύρος ζώνης του κέρδους Brillouin περιορίζεται από αυτή την τιμή. Αν οι παραπάνω προϋποθέσεις δεν ισχύουν, τότε η ισχύς κατωφλίου υπολογίζεται ως

$$P_{th} \approx \frac{21 \cdot b \cdot A_e}{g_B \cdot L_e} \cdot \left( 1 + \frac{\Delta f_{source}}{\Delta f_B} \right), \quad (7.37)$$

με  $\Delta f_{source}$  το εύρος ζώνης του σήματος άντλησης. Πλέον, η ισχύς κατωφλίου αυξάνει σημαντικά και για ένα σήμα άντλησης φασματικού εύρους 200 MHz η ισχύς κατωφλίου γίνεται 14 mW, δηλαδή αυξάνει κατά μία τάξη μεγέθους.

Η επίδραση του φαινομένου Brillouin είναι δυνατόν να περιοριστεί σε πολυκυματικά οπτικά συστήματα με τους ακόλουθους τρόπους:

- Μετάδοση ισχύος ανά κανάλι η οποία είναι μικρότερη από το κατώφλι ισχύος.
- Χρήση οπτικών πηγών με μεγάλο φασματικό εύρος. Για παράδειγμα η χρήση πηγών οι οποίες υφίστανται άμεση διαμόρφωση παράγει οπτικά σήματα με μεγάλο φασματικό εύρος. Αν και όπως είδαμε η αρνητική επίδραση της χρωματικής διασποράς αυξάνει με το φασματικό εύρος του σήματος, η χρωματική διασπορά είναι δυνατόν να αντιμετωπιστεί σε συστήματα αντιστάθμισης.
- Αποστολή δεδομένων με διαμόρφωση φάσης και όχι με διαμόρφωση πλάτους, οπότε και διαπλατύνεται το φασματικό εύρος του οπτικού σήματος.

### 2.1.2. Αυτοδιαμόρφωση και ετεροδιαμόρφωση φάσης

Τα φαινόμενα της αυτοδιαμόρφωσης και ετεροδιαμόρφωσης φάσης οφείλονται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης της οπτικής ίνας από την διαδιδόμενη οπτική ισχύ. Κατά την αυτοδιαμόρφωση φάσης, η ισχύς του οπτικού σήματος προκαλεί μεταβολές στη φάση του, ενώ στην ετεροδιαμόρφωση φάσης η μεταβολή στη φάση του σήματος προκαλείται από τα υπόλοιπα σήματα που βρίσκονται σε διαφορετικά μήκη κύματος και συνδιαδίδονται στην ίνα. Αν και από μόνα τους τα φαινόμενα δεν προκαλούν παραμόρφωση του σήματος στο χρόνο, ο συνδυασμός τους με τη χρωματική διασπορά επιφέρει σημαντική υποβάθμιση. Συνήθως, η αυτοδιαμόρφωση φάσης αποτελεί το σημαντικότερο από τα δύο φαινόμενα σε πολυκυματικά συστήματα, καθώς η ετεροδιαμόρφωση φάσης απαιτεί τα σήματα που βρίσκονται σε διαφορετικό μήκος κύματος να διαδίδονται με την ίδια ταχύτητα, κάτι το οποίο δε συμβαίνει (λόγω της χρωματικής διασποράς της ίνας) παρά μόνο αν τα δύο μήκη κύματος βρίσκονται αρκετά κοντά.

Ο συνδυασμός της επίδρασης της αυτοδιαμόρφωσης φάσης και της χρωματικής διασποράς στη χρονική διάρκεια του παλμού μπορεί να προσεγγιστεί για παλμούς Gauss ως

$$\frac{T_L}{T_0} = \sqrt{1 + \sqrt{2} \frac{L_e}{L_{NL}} \frac{L}{L_D} + \left( 1 + \frac{4}{3\sqrt{3}} \left( \frac{L_e}{L_{NL}} \right)^2 \right) \left( \frac{L}{L_D} \right)^2}, \quad (7.38)$$



όπου  $L_{NL} (= \frac{\lambda A_e}{2\pi \bar{n}_2 P})$  είναι το μη γραμμικό μήκος και  $L_D (= \frac{T_0^2}{|\beta_2|})$  είναι το μήκος διασποράς.

Παρόμοια με την περίπτωση της χρωματικής διασποράς, είναι δυνατόν να υπολογιστεί η βέλτιστη χρονική διάρκεια του παλμού Gauss στον πομπό, και να υπολογιστεί το όριο του γινομένου  $B^2L$  κάτω από το οποίο ο συνδυασμός των φαινομένων αυτοδιαμόρφωσης φάσης και χρωματικής διασποράς δεν εισάγει power penalty.

### 2.1.3. Μίξη τεσσάρων φωτονίων

Στο φαινόμενο της μίξης τεσσάρων φωτονίων, τρία σήματα με συχνότητες  $\omega_i$ ,  $\omega_j$  και  $\omega_k$  προκαλούν τη δημιουργία ενός νέων σημάτων σε συχνότητες

$$\omega_{ijk} = \omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k, \quad (7.39)$$

με το ισχυρότερο σήμα να προκύπτει σε συχνότητα

$$\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k. \quad (7.40)$$

Η ισχύς του κάθε σήματος που παράγεται λόγω της μίξης τεσσάρων φωτονίων υπολογίζεται από τη σχέση

$$P_{ijk} = \eta_{ijk} \left( \omega_{ijk} d_{ijk} \frac{\bar{n}}{3cA_e} \right)^2 P_i P_j P_k L_e^2. \quad (7.41)$$

Η σταθερά  $d_{ijk}$  είναι ο παράγοντας εκφυλισμού (τιμή 3 ή 6),  $\bar{n}$  είναι ο μη γραμμικός δείκτης διάθλασης ( $3 \times 10^{-8}$  μm<sup>2</sup>/W) και  $\eta_{ijk}$  είναι η απόδοση του φαινομένου. Η απόδοση εξαρτάται σημαντικά από τις απώλειες της ίνας, καθώς και από τη χρωματική διασπορά. Η χρωματική διασπορά προκαλεί διαφορά φάσης μεταξύ των τριών σημάτων που προκαλούν το φαινόμενο, με αποτέλεσμα να χάνεται η συμφωνία φάσης που είναι απαραίτητη για την παραγωγή του νέου μήκους κύματος. Η απόδοση δίνεται από τη σχέση:

$$\eta_{ijk} = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left( 1 + \frac{4e^{-\alpha L} \cdot \sin^2\left(\frac{\Delta\beta L}{2}\right)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right), \quad (7.42)$$

όπου  $\alpha$  είναι οι απώλειες της ίνας και  $\Delta\beta$  είναι η διαφορά των σταθερών διάδοσης των τεσσάρων κυμάτων

$$\Delta\beta = \beta_i + \beta_j - \beta_k - \beta_{ijk}. \quad (7.43)$$

Η μίξη τεσσάρων φωτονίων προκαλεί  $N(N-1)^2$  επιπλέον σήματα σε πολυκυματικό σύστημα με  $N$  κανάλια, τα οποία προσομοιάζουν ενδοκαναλική διαφωνία. Κατά συνέπεια αποτελεί σημαντική επίδραση στη λειτουργία των εν λόγω συστημάτων. Η αντιμετώπιση των αρνητικών επιδράσεων της μίξης τεσσάρων φωτονίων είναι δυνατή μέσω:

- Χρήσης καναλιών με διαφορετική φασματική απόσταση. Σε αυτή την περίπτωση η νέα συχνότητα  $\omega_{ijk}$  δε συμπίπτει με κάποια ήδη υπάρχουσα. Η εν λόγω τεχνική είναι εφαρμόσιμη σε συστήματα με μικρό αριθμό μηκών κύματος.
- Αύξησης της φασματικής απόστασης των καναλιών, ώστε η απόδοση της μίξης να μειωθεί σύμφωνα με την (7.42).
- Μείωση της ισχύος που μεταδίδεται ανά κανάλι.

## 8. Τεχνικές Διαμόρφωσης

Τα οπτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα συνήθως χρησιμοποιούν δυαδική ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους και δέκτες βασισμένους σε άμεση φώραση των οπτικού σήματος από φωτοδιόδους (IM/DD συστήματα). Εναλλακτικά μελλοντικά οπτικά συστήματα, τα οποία είναι υπό έρευνα, αναμένεται ότι θα χρησιμοποιήσουν διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης, όπως η διαμόρφωση φάσης και συχνότητας και σύμφωνους δέκτες, σε άμεση αντιστοιχία με τα τρέχοντα ηλεκτρονικά σχήματα διαμόρφωσης. Οι βασικοί παράγοντες οι οποίοι ωθούν προς αυτή την κατεύθυνση είναι (α) η βελτίωση της ευαισθησίας του σύμφωνου δέκτη, η οποία προσεγγίζει τα 20 dB σε σχέση IM/DD συστήματα, οπότε είναι δυνατή η μετάδοση σε αρκετά μεγαλύτερα μήκη ίνας, και (β) η καλύτερη αξιοποίηση που επιτυγχάνεται λόγω της μικρότερης φασματικής απόστασης των καναλιών σε σύμφωνα συστήματα πολυπλεξίας συχνότητας (1-10 GHz) σε σχέση με IM/DD συστήματα (απόσταση καναλιών 100 GHz).

### 8.1. Αναλογική και Ψηφιακή Διαμόρφωση

Σε άμεση αντιστοιχία με τα σχήματα ηλεκτρονικής διαμόρφωσης, το οπτικό σήμα είναι δυνατόν να διαμορφωθεί κατά πλάτος, φάση και συχνότητα, ενώ λόγω της διαδικασίας κυματοδηγησης σε οπτικές ίνες είναι δυνατή και η διαμόρφωση της πόλωσης του οπτικού σήματος. Συγκεκριμένα, το διαμορφωμένο οπτικό πεδίο περιγράφεται μαθηματικά ως

$$\vec{E}(t) = \frac{1}{2} A(t) \vec{p}(t) \left( e^{j\omega_0 t + \phi(t)} + e^{-j\omega_0 t - \phi(t)} \right), \quad (8.1)$$

στο οποίο η χρονική διαμόρφωση κάθε συνιστώσας πλάτους  $A(t)$ , φάσης  $\phi(t)$ , παραγώγου της φάσης  $\phi'(t)$  και και πόλωσης  $\vec{p}(t)$  αντιστοιχεί σε διαφορετικό είδος διαμόρφωσης.

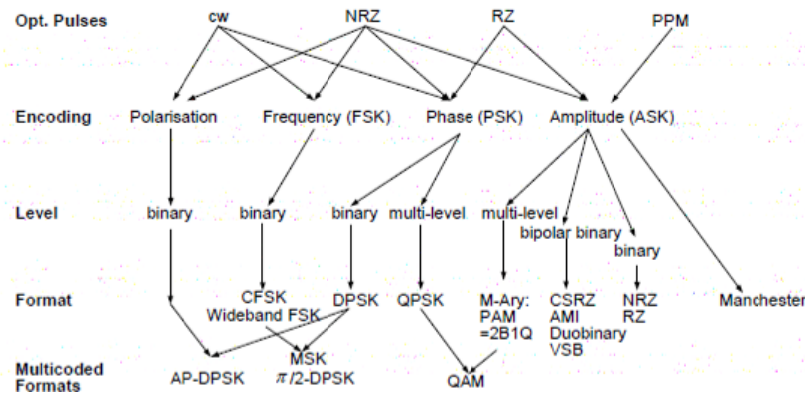
Αν οι συνιστώσες διαμόρφωσης παίρνουν άπειρες τιμές, τότε η οπτική διαμόρφωση καλείται αναλογική. Τυπικό παράδειγμα αναλογικής οπτικής διαμόρφωσης αποτελεί η καλωδιακή τηλεόραση στις ΗΠΑ. Αντίθετα, αν οι συνιστώσες διαμόρφωσης παίρνουν τιμές από πεπερασμένο σύνολο τιμών (π.χ.  $A(t) = '0'$  ή  $'1'$ ), η διαμόρφωση καλείται ψηφιακή και είναι το είδος διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται ευρύτατα σε οπτικά δίκτυα.

### 8.2. Σχήματα Ψηφιακής Διαμόρφωσης

Τα βασικά σχήματα διαμόρφωσης είναι είτε δυαδικά, οπότε η συνιστώσα διαμόρφωσης λαμβάνει δύο μόνο δυνατές τιμές που αντιστοιχούν σε λογικό  $'0'$  ή  $'1'$ , είτε Μ-αδικά, οπότε η συνιστώσα διαμόρφωσης λαμβάνει τιμή από ένα σύνολο Μ δυνατών τιμών. Επιπλέον, Μ-αδικά σχήματα είναι δυνατόν να αφορούν περισσότερες της μίας συνιστώσας διαμόρφωσης, όπως π.χ. τα QAM στα οποία διαμορφώνεται ταυτόχρονα το πλάτος και η φάση του σήματος. Τα διάφορα σχήματα που χρησιμοποιούνται σε οπτικά συστήματα συνοψίζονται στο Σχήμα 10.

#### 8.2.1. Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους

Στη δυαδική διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Shift Keying – ASK ή ON/OFF Keying – OOK) η φάση και η πόλωση του οπτικού σήματος διατηρούνται σταθερές, ενώ το πλάτος του οπτικού σήματος λαμβάνει δύο πιθανές τιμές, η μία από τις οποίες είναι συνήθως



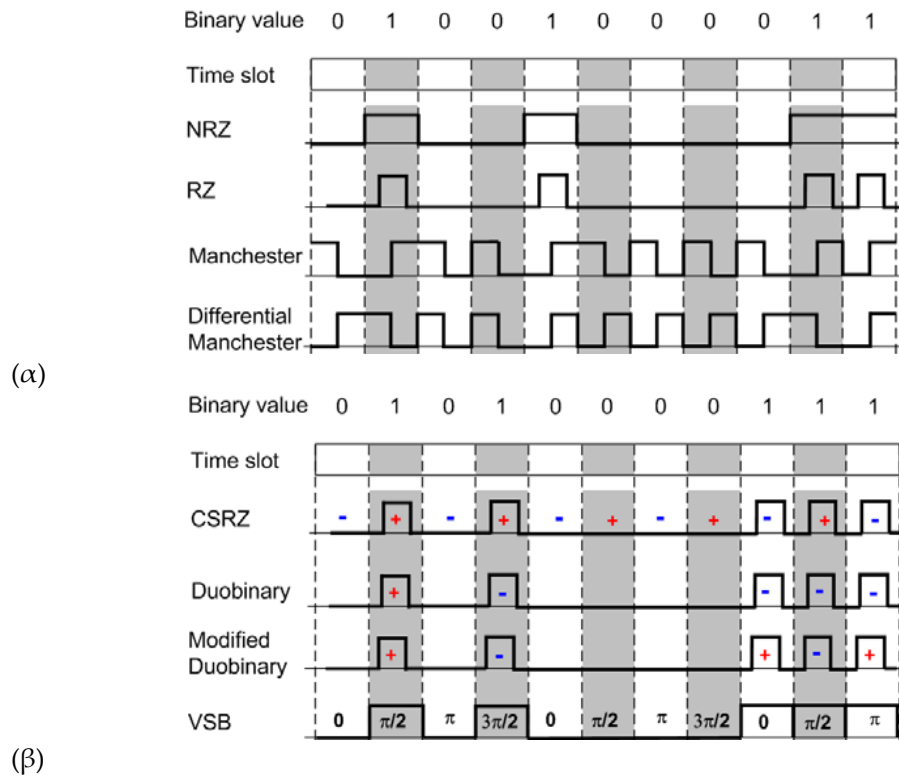
Σχήμα 10: Σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης.

μηδέν και η άλλη  $A_1$ . Υποπεριπτώσεις (κωδικοποιήσεις) της δυαδικής διαμόρφωσης αποτελούν οι

- **Non-Return-to-Zero (NRZ):** Το λογικό '1' αντιστοιχεί σε οπτικό παλμό με χρονική διάρκεια ίση με τη διάρκεια bit. Βασικό πλεονέκτημα της NRZ κωδικοποίησης είναι το μικρό εύρος ζώνης που απαιτείται, όμως η NRZ κωδικοποίηση παρουσιάζει μεγάλη ευαισθησία σε φαινόμενα που προκαλούν διαπλάτυνση των οπτικών παλμών όπως η διασπορά και οι μη-γραμμικότητες.
- **Return-to-Zero (RZ):** Το λογικό '1' αντιστοιχεί σε οπτικό παλμό με χρονική διάρκεια μικρότερη από τη διάρκεια bit. Ο λόγος της χρονικής διάρκειας του παλμού προς τη διάρκεια bit καλείται duty cycle, και το εύρος ζώνης της κωδικοποίησης RZ είναι αυξημένος κατά το αντίστροφο του duty cycle σε σχέση με την κωδικοποίηση NRZ.
- **Manchester:** Το λογικό '1' αντιστοιχεί σε μετάβαση του οπτικού σήματος από μηδέν σε  $A_1$ , ενώ το λογικό '0' αντιστοιχεί σε μετάβαση του οπτικού σήματος από  $A_1$  σε μηδέν. Η κωδικοποίηση έχει πάντα μία μετάβαση ανά bit (ανεξάρτητα από την ακολουθία '1' και '0'), γεγονός που καθιστά εύκολη την ανάκτηση ρολογιού.
- **Διαφορικές Κωδικοποιήσεις:** Στις διαφορικές κωδικοποιήσεις δεν κωδικοποιείται το τρέχον bit  $b_i$  αλλά η διαφορά  $b_i - b_{i-1}$ . Χρησιμοποιούνται για την ελαχιστοποίηση της συνεχούς συνιστώσας του οπτικού σήματος.

Η δυαδική διαμόρφωση πλάτους είναι δυνατόν να συνδυαστεί με τεχνικές διαμόρφωσης φάσης ώστε να βελτιωθούν τα φασματικά χαρακτηριστικά του οπτικού σήματος. Χαρακτηριστικά παραδείγματα αποτελούν οι

- **Carrier-Suppressed Return-to-Zero (CSRZ):** Όμοια με την RZ, με τη μόνη διαφορά ότι παλμοί σε περιττές χρονικές σχισμές λαμβάνουν φάση '0', ενώ παλμοί σε άρτιες χρονικές στιγμές λαμβάνουν φάση 'π'. Η κωδικοποίηση CSRZ επιτυγχάνει μικρότερο φασματικό εύρος από την RZ, καθώς και μικρότερη φασματική συνιστώσα για  $\omega = \omega_0$ .
- **Duobinary – Διπλοδυαδική:** Η φάση μεταξύ παλμών λογικού '1' αλλάζει αν παρεμβάλλεται περιττός αριθμός '0', ενώ παραμένει η ίδια αν παρεμβάλλεται άρτιο αριθμός '0'. Η διπλοδυαδική κωδικοποίηση χρησιμοποιείται για να μειωθεί η διασυμβολική παρεμβολή.



Σχήμα 11: Δυναμικές κωδικοποιήσεις πλάτους.

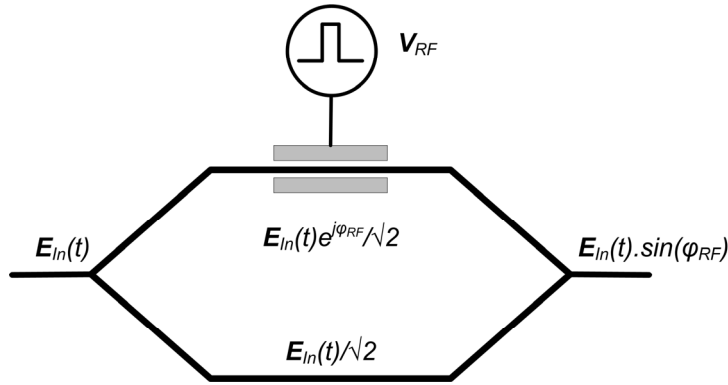
- **Modified Duobinary:** Η φάση μεταξύ παλμών λογικού '1' αλλάζει ανεξάρτητα από τον αριθμό παρεμβαλλόμενων '0'. Η κωδικοποίηση δίνει μηδενική φασματική συνιστώσα για  $\omega = \omega_0$ .
- **Vestigial-Sideband-Filtered-Signal (VSB):** Η φάση αυξάνει κατά  $\pi/2$  κάθε χρονική σχισμή.

Όσον αφορά την M-αδική διαμόρφωση πλάτους,  $\log_2 M$  διαδοχικά bit κωδικοποιούνται σε μία από τις M δυνατές στάθμες πλάτους. Η απεικόνιση της ακολουθίας bit σε στάθμη είναι δυνατόν να είναι αυθαίρετη, αλλά συνήθως γίνεται με βάση κώδικα Gray, οπότε διαδοχικές στάθμες αντιστοιχούν σε ακολουθίες bit που διαφέρουν κατά ένα μόνο bit με το ελάχιστο δυνατό βάρος-θέση (π.χ. 00, 01, 11, 10 αντί για 00, 01, 10, 11).

Η υλοποίηση της διαμόρφωσης ASK γίνεται στη μεριά του πομπού με laser που υφίστανται εξωτερική διαμόρφωση. Το laser οδηγείται από σταθερό ρεύμα και τα ηλεκτρικά δεδομένα εφαρμόζονται σε διαμορφωτές νιοβικού λιθίου ( $\text{LiNbO}_3$ ). Οι διαμορφωτές βασίζονται στη μεταβολή του δείκτη διάθλασης του  $\text{LiNbO}_3$  από την εφαρμοζόμενη ηλεκτρική τάση. Τοποθετώντας  $\text{LiNbO}_3$  στον ένα βραχίονα συμβολομέτρου Mach-Zahnder (Σχήμα 12), επιτυγχάνεται διαφορική φάση '0' ή 'π' μεταξύ των οπτικών πεδίων που διαδίδονται στους δύο βραχίονες του συμβολομέτρου. Αν  $E_{in}$  είναι το οπτικό πεδίο στην είσοδο του συμβολομέτρου, τότε στην έξοδο λαμβάνεται πεδίο ίσο με

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} (1 - e^{-\phi_{RF}(t)}) = E_{in}(t) \sin(\phi_{RF}(t)), \quad (8.2)$$

οπότε το πεδίο στην έξοδο είναι μηδενικό αν η φάση  $\phi_{RF}$  είναι μηδέν (λογικό '0'). Σε αντίθετη περίπτωση, είναι δυνατόν να καθοριστεί φάση ίση με 'π' μέσω κατάλληλης ηλεκτρικής τάσης και το οπτικό πεδίο να λάβει τη μέγιστη τιμή.



Σχήμα 12: Οπτικός διαμορφωτής LiNbO<sub>3</sub> βασισμένος σε συμβολόμετρο Mach-Zehnder.

### 8.2.2. Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης

Στην δυαδική διαμόρφωση φάσης (Phase Shift Keying - PSK), το πλάτος και η πόλωση του οπτικού πεδίου διατηρούνται σταθερά, αλλά η φάση του οπτικού σήματος λαμβάνει τιμή '0' ή 'π' ανάλογα με το αν το μεταδιδόμενο bit είναι '0' ή '1'. Εναλλακτική κωδικοποίηση φάσης αποτελεί η Differential Phase Shift Keying (DPSK), η οποία είναι παρόμοια με την PSK, με τη διαφορά ότι κωδικοποιείται η φάση της διαφοράς  $b_i - b_{i-1}$ , αντί για το τρέχον bit. Αντίστοιχα, σε M-αδική διαμόρφωση φάσης  $\log_2 M$  διαδοχικά bit κωδικοποιούνται σε μία από τις M δυνατές φάσεις, η οποίες υπολογίζονται ως

$$\phi_i = \frac{2\pi i}{M}, \quad i = 0, \dots, M-1. \quad (8.3)$$

Η υλοποίηση της διαμόρφωσης φάσης γίνεται σε διαμορφωτές LiNbO<sub>3</sub>, με τη διαφορά ότι δε χρησιμοποιείται συμβολομετρική διάταξη, αλλά απλός κυματοδηγός. Η διαφορά φάσης που εισάγεται για κυματοδηγό μήκους  $l_m$  ισούται με

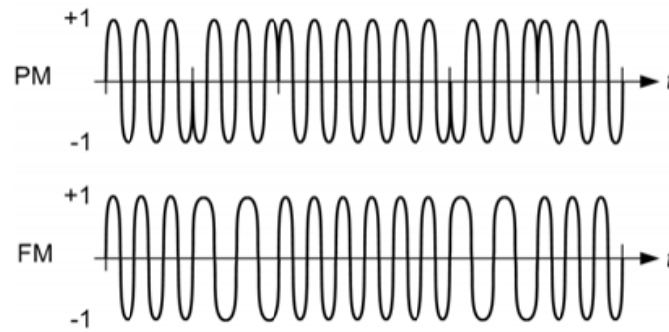
$$\phi_{RF} = \delta n \frac{2\pi}{\lambda} l_m. \quad (8.4)$$

Η μεταβολή του δείκτη διάθλασης του κυματοδηγού  $\delta n$  εξαρτάται από την εφαρμοζόμενη τάση, και επιλέγεται ώστε να αντιστοιχεί σε φάση 'π'. Πλέον, η διαμόρφωση φάσης επιτυγχάνεται εφαρμόζοντας σταθερή τάση στο διαμορφωτή κατά τη διάρκεια των λογικών '1'.

Βασικό πλεονέκτημα της διαμόρφωσης φάσης είναι το σταθερό πλάτος του οπτικού πεδίου. Συνεπώς η διαμόρφωση φάσης υφίσταται μικρότερη παραμόρφωση από τα μη-γραμμικά φαινόμενα. Παρουσιάζει όμως σημαντικά προβλήματα στην υλοποίηση, κυρίως λόγω του γεγονότος ότι το σήμα που παράγεται από τον ταλαντωτή του δέκτη θα πρέπει να είναι της ίδιας πόλωσης με το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης, κάτι το οποίο γενικά δεν ισχύει. Επιπλέον, η PSK απαιτεί πομπούς με φάση η οποία δε μεταβάλλεται στο χρόνο, αλλά αυτό το πρόβλημα επιλύεται χρησιμοποιώντας DPSK, οπότε η φάση του πομπού αρκεί να παραμένει σταθερή για χρονική διάρκεια δύο bit.

### 8.2.3. Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας

Η δυαδική διαμόρφωση συχνότητας (Frequency Shift Keying - FSK) απεικονίζει τη διαδοχή '1' και '0' σε δύο διαφορετικές συχνότητες ίσες με  $f_0 + \Delta f$  και  $f_0 - \Delta f$ , διατηρώντας το πλάτος και τη φάση του οπτικού σήματος σταθερή. Η επιλογή της απόκλισης



Σχήμα 13: Δυναδική διαμόρφωση φάσης και συχνότητας.

συχνότητας  $\Delta f$  εξαρτάται από το διαθέσιμο εύρος ζώνης, καθώς το συνολικό εύρος ζώνης της FSK προσεγγίζεται ως  $2B+2\Delta f$ , όπου  $B$  είναι ο ρυθμός μετάδοσης. Αν  $B \ll \Delta f$  τότε η FSK καλείται FSK ευρείας ζώνης, ενώ αν  $B \gg \Delta f$  η FSK καλείται στενής ζώνης.

Η FSK υλοποιείται σε οπτικούς διαμορφωτές στους οποίους η φάση είναι γραμμική συνάρτηση του χρόνου, καθώς

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \Rightarrow \phi(t) = 2\pi\Delta f t. \quad (8.5)$$

Καθώς η εισαγόμενη φάση εξαρτάται από την τάση που εφαρμόζεται στο διαμορφωτή, η τάση θα πρέπει να είναι γραμμική συνάρτηση του χρόνου και οι διαμορφωτές FSK οδηγούνται από πριονωτή τάση. Εναλλακτικά, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν διόδους DFB laser, στα οποία το μήκος κύματος ακτινοβολίας εξαρτάται από το ρεύμα τροφοδοσίας, επομένως, μεταβάλλοντας το ρεύμα τροφοδοσίας επιτυγχάνεται η επιθυμητή απόκλιση συχνότητας  $\Delta f$ .

#### 8.2.4. Τετραδική Διαμόρφωση Πλάτους

Στην τετραδική διαμόρφωση πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation -QAM) η φάση και το πλάτος του οπτικού σήματος συνδυάζονται σε συγκεκριμένες στάθμες  $\phi_m$  και  $A_m$ , αντίστοιχα. Το οπτικό πεδίο μπορεί να γραφεί ως

$$\begin{aligned} E(t) &= A_m \cdot \sin(\omega_0 t + \phi_m) = A_m \cdot \cos \phi_m \sin(\omega_0 t) + A_m \cdot \sin \phi_m \cos(\omega_0 t) = \\ &= a_m \sin(\omega_0 t) + b_m \cos(\omega_0 t). \end{aligned} \quad (8.6)$$

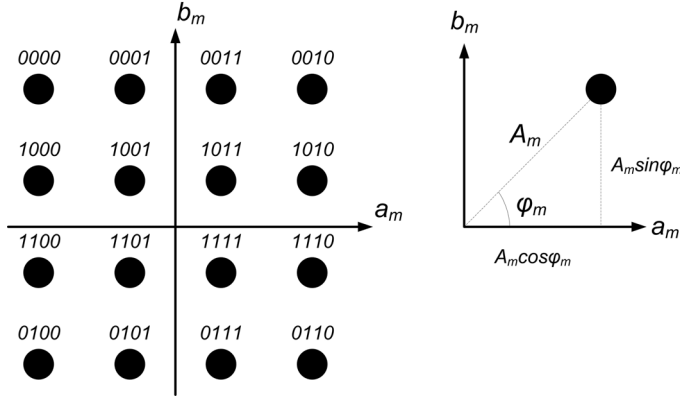
Συνεπώς, το πεδίο είναι δυνατόν να παραχθεί από δύο σήματα διαμορφωμένα κατά πλάτος τα οποία έχουν διαφορά φάσης  $\pi/2$ .

#### 8.3. Ομόδυνη και Ετερόδυνη Φώραση

Η βασική αρχή της σύμφωνης φώρασης είναι η μίξη του σήματος που λαμβάνεται στο δέκτη με το σήμα που παράγεται από ένα τοπικό ταλαντωτή, με βάση το Σχήμα 15. Υποθέτουμε ότι στο σήμα εισόδου είναι διαμορφωμένο με πλάτος  $A_s$  και φάση  $\phi_s$ , προκύπτει ότι το συνολικό πεδίο στην είσοδο του δέκτη δίνεται από την

$$E_{in} = A_s e^{j\omega_0 t + \phi_s} + A_{LO} e^{j\omega_{LO} t + \phi_{LO}}. \quad (8.7)$$





Σχήμα 14: Δεκαεξαδική Quadrature Amplitude Modulation.

Στην έξοδο της φωτοδιόδου, λαμβάνεται ρεύμα το οποίο υπολογίζεται ως

$$I = R \left| A_s e^{j\omega_0 t + \phi_s} + A_{LO} e^{j\omega_{LO} t + \phi_{LO}} \right|^2 = R(P_s + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos((\omega_0 - \omega_{LO})t + \phi_s - \phi_{LO}). \quad (8.8)$$

Ανάλογα με το αν η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή διαφέρει από τη συχνότητα του σήματος ή όχι, υπάρχουν δύο τεχνικές φώρασης.

### 8.3.1. Ομόδυνη Φώραση

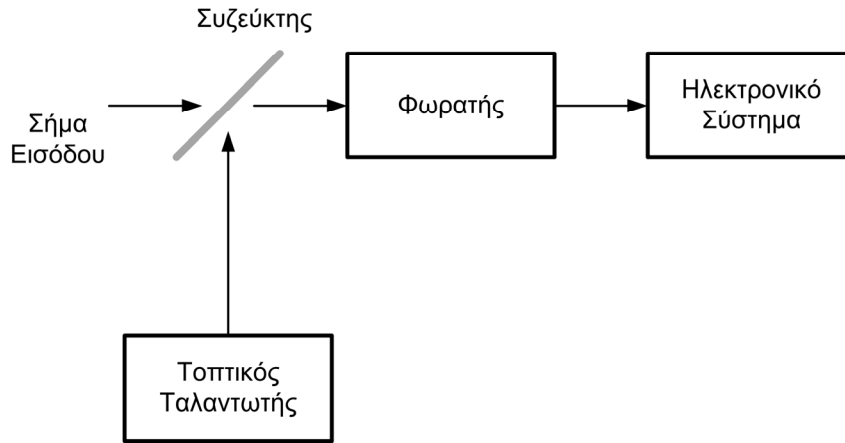
Στην ομόδυνη φώραση οι δύο συχνότητες είναι ίδιες, οπότε το ρεύμα στη φωτοδίοδο προκύπτει

$$I = R(P_s + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}). \quad (8.9)$$

Ο πρώτος όρος είναι σταθερός και τυπικά προσεγγίζεται από  $RP_{LO}$ , καθώς η ισχύς του τοπικού ταλαντωτή είναι πολύ μεγαλύτερη από την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος. Ο δεύτερος μεταφέρει την κωδικοποιημένη πληροφορία. Σε σχέση με την άμεση φώραση, και με βάση τα όσα αναφέρονται στο Κεφάλαιο 6, προκύπτει ότι η λαμβανόμενη ισχύς στο δέκτη είναι αυξημένη κατά

$$\frac{I_{HD}^2}{I_{DD}^2} = \frac{4R^2 P_s P_{LO}}{R^2 P_s^2} = \frac{4P_{LO}}{P_s}. \quad (8.10)$$

Ο σηματοθορυβικός λόγος δίνεται με αντικατάσταση των ισχύων σήματος και θορύβου στη σχέση (6.25). Η ισχύς του σήματος είναι ίση με  $4R^2 P_s P_{LO}$ , ενώ ο θόρυβος βολής υπολογίζεται από τη συνολική οπτική ισχύ στη φωτοδίοδο. Πρακτικά, η οπτική ισχύς καθορίζεται από την ισχύ του τοπικού ταλαντωτή  $P_{LO}$  και η ισχύς του θορύβου βολής προσεγγίζεται ως  $2q(RP_{LO} + I_d)\Delta f$ . Επομένως ο σηματοθορυβικός λόγος υπολογίζεται ως



Σχήμα 15: Σύμφωνη φώραση.

$$SNR = \frac{4R^2 P_S P_{LO}}{2q(RP_{LO} + I_d)\Delta f + F_n \frac{4k_B T \Delta f}{R_L}}. \quad (8.11)$$

Αυξάνοντας κατά πολύ την ισχύ του τοπικού ταλαντωτή, ο θόρυβος βολής υπερβαίνει το θερμικό θόρυβο και ο σηματοθορυβικός λόγος απλοποιείται σε

$$SNR = \frac{2RP_S}{q\Delta f}. \quad (8.12)$$

Πέραν την αύξησης της ευαισθησίας του δέκτη που προκύπτει λόγω μίξης με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή στην ομόδυνη φώραση, επιπλέον πλεονέκτημα αποτελεί η διατήρηση της πληροφορίας φάσης, η οποία χάνεται σε άμεση φώραση. Επομένως, η ομόδυνη φώραση εφαρμόζεται και στην αποκωδικοποίηση ψηφιακών διαμορφώσεως φάσης. Μειονέκτημα της τεχνικής αποτελεί η απαίτηση για σταθερή συχνότητα ίση με αυτή του σήματος στον τοπικό ταλαντωτή. Επιπλέον, θα πρέπει οι φάσεις σήματος και τοπικού ταλαντωτή να έχουν σταθερή σχέση, γεγονός το οποίο απαιτεί τη χρήση βρόχου εγκλειδωσης φάσης (phase lock loop) στο δέκτη.

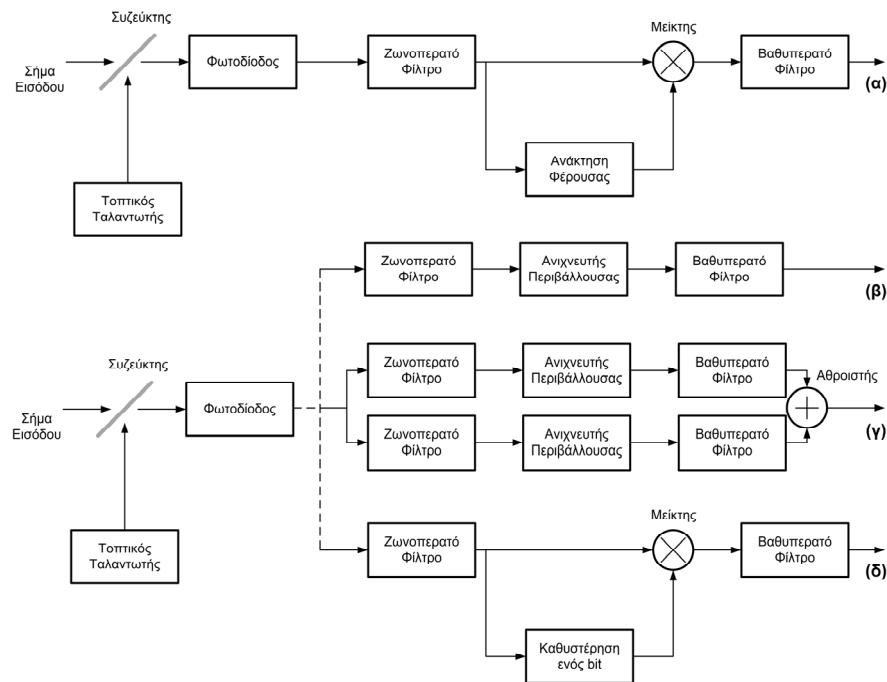
### 8.3.2. Ετερόδυνη Φώραση

Στην ετερόδυνη φώραση η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή είναι διαφορετική από αυτή του σήματος, με αποτέλεσμα το ρεύμα στην έξοδο της φωτοδιόδου να είναι

$$I = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_s - \phi_{LO}). \quad (8.13)$$

Η ενδιαμέση συχνότητα  $\omega_{IF}$  είναι στη μικροκυματική περιοχή (~1 GHz), επομένως ο δεύτερος όρος είναι δυνατόν να απομονωθεί με χρήση μικροκυματικού φίλτρου, οπότε η κωδικοποιημένη πληροφορία περιγράφεται από την AC συνιστώσα του ρεύματος

$$I_{AC}(t) = 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_s - \phi_{LO}). \quad (8.14)$$



Σχήμα 16: Σύγχρονοι και ασύγχρονοι ετερόδυνοι δέκτες. (α) Σύγχρονος ASK δέκτης, (β) ασύγχρονος ASK δέκτης, (γ) ασύγχρονος FSK δέκτης και (δ) ασύγχρονος DPSK δέκτης.

Λόγω του γεγονότος ότι η μέση τετραγωνική τιμή του συνημιτόνου είναι  $\frac{1}{2}$ , προκύπτει ότι η ενίσχυση του σήματος είναι κατά 3 dB μειωμένη σε σχέση με την ομόδυνη φώραση. Ομοίως, ο σηματοθορυβικός λόγος στην ετερόδυνη φώραση υπολείπεται κατά 3 dB σε σχέση με το λόγο ομόδυνης φώρασης στο όριο του θορύβου βολής. Παρά την παραπάνω μείωση, η ετερόδυνη φώραση απλοποιεί σημαντικά το δέκτη, καθώς δε χρειάζεται οι συχνότητες να είναι ταυτόσημες. Επιπλέον, σε αντίθεση με την ομόδυνη φώραση, η συσχέτιση φάσεων δεν είναι αυστηρή στην ετερόδυνη φώραση με αποτέλεσμα να μη χρειάζεται βρόχος εγκλείδωσης φάσης.

#### 8.4. Τεχνικές Αποδιαμόρφωσης

Η φώραση του οπτικού σήματος γίνεται, όπως αναλύθηκε στα παραπάνω είτε με ομόδυνο είτε με ετερόδυνο τρόπο. Η ομόδυνη αποδιαμόρφωση είναι δύσκολο να υλοποιηθεί, λόγω της συσχέτιση φάσης και των ταυτόσημων συχνοτήτων που απαιτούνται μεταξύ του λαμβανόμενου σήματος και του σήματος τοπικού ταλαντωτή. Αντίθετα, η ετερόδυνη αποδιαμόρφωση είναι απλούστερο να υλοποιηθεί, αλλά παράγει ηλεκτρικό σήμα στο οποίο είναι χρονικά μεταβαλλόμενο με ενδιαμέση συχνότητα  $\omega_{IF}$ . Το ηλεκτρικό ρεύμα θα πρέπει να αποδιαμορφωθεί ώστε να εκτιμηθούν τα λαμβανόμενα δεδομένα. Ανάλογα με το αν για την αποδιαμόρφωση του ρεύματος χρησιμοποιείται πληροφορία σχετική με τη συχνότητα ενδιαμέση ή όχι, η αποδιαμόρφωση καλείται σύγχρονη ή ασύγχρονη. Οι δύο τύποι αποδιαμόρφωσης αναλύονται παρακάτω.

#### 8.4.1. Ετερόδυνη Σύγχρονη Αποδιαμόρφωση

Η ετερόδυνη σύγχρονη αποδιαμόρφωση φαίνεται στο Σχήμα 16(α). Το σήμα στην έξοδο της φωτοδίοδου περνά από ζωνοπερατό φίλτρο, στην έξοδο του οποίου λαμβάνεται το AC σήμα της (8.14). Παρουσία θορύβου το AC σήμα γράφεται

$$I_{AC}(t) = \left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right) \cos(\omega_{IF} t) + \left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \sin(\phi_s - \phi_{LO}) + i_s \right) \sin(\omega_{IF} t), \quad (8.15)$$

όπου  $i_c$  και  $i_s$  είναι η συμφασική και κάθετη συνιστώσα θορύβου, αντίστοιχα. Οι συνιστώσες θορύβου είναι Gaussian στοχαστικές διαδικασίες μηδενικής μέσης τιμής και με ισχύ η οποία δίνεται από το άθροισμα των ισχύων θερμικού θορύβου και θορύβου βολής.

Στη σύγχρονη αποδιαμόρφωση, το AC ρεύμα πολλαπλασιάζεται με σήμα αναφοράς  $\cos(\omega_{IF} t)$ , το οποίο παράγεται από κύκλωμα ανάκτησης φέροντας (βρόχος εγκλειδωσης φάσης). Το προκύπτον σήμα στη έξοδο του μείκτη έχει δύο συνιστώσες: μία βαθυπερατή και μία σε συχνότητα  $2\omega_{IF}$

$$I_{AC}(t) \cos(\omega_{IF} t) = \frac{1}{2} \left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right) + \frac{1}{2} \left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right) \cos(2\omega_{IF} t) + \frac{1}{2} \left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \sin(\phi_s - \phi_{LO}) + i_s \right) \sin(2\omega_{IF} t). \quad (8.16)$$

Το βαθυπερατό φίλτρο επιτρέπει απορρίπτει τη συνιστώσα στα  $2\omega_{IF}$ , επομένως το ρεύμα μετά την αποδιαμόρφωση προκύπτει ότι είναι

$$I_d = \frac{1}{2} \left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right). \quad (8.17)$$

#### 8.4.2. Ετερόδυνη Ασύγχρονη Αποδιαμόρφωση

Η ετερόδυνη σύγχρονη αποδιαμόρφωση φαίνεται στο Σχήμα 16(β). Αντί του μείκτη και του βρόχου εγκλειδωσης φάσης, χρησιμοποιείται σύστημα ανίχνευσης περιβάλλουσας, οπότε το ρεύμα μετά την αποδιαμόρφωση υπολογίζεται ως

$$I_d = \sqrt{\left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}) + i_c \right)^2 + \left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \sin(\phi_s - \phi_{LO}) + i_s \right)^2}. \quad (8.18)$$

Πλέον, τόσο η συμφασική όσο και η κάθετη συνιστώσα θορύβου επηρεάζουν το ρεύμα απόφασης με αποτέλεσμα τη μείωση του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη. Η παραπάνω μείωση στην ευαισθησία του δέκτη δεν είναι ιδιαίτερα σημαντική, και συνήθως οι δέκτες ετερόδυνης ασύγχρονης αποδιαμόρφωσης προτιμώνται λόγω της απλούστερης υλοποίησής τους.

Ο δέκτης ετερόδυνης σύγχρονης αποδιαμόρφωσης είναι δυνατόν να τροποποιηθεί ώστε να ανιχνεύει δυαδικά FSK και PSK σήματα (Σχήμα 16(γ)-(δ)). Στην περίπτωση της FSK διαμόρφωσης, το AC ρεύμα μπορεί να έχει δύο ενδιάμεσες συχνότητες:

$$\omega_1 = \omega_{IF} - \Delta\omega, \quad \omega_2 = \omega_{IF} + \Delta\omega. \quad (8.19)$$

Αν το AC ρεύμα οδηγηθεί σε δύο ζωνοπερατά φίλτρα με ζώνη διέλευσης γύρω από τις συχνότητες  $\omega_1$  και  $\omega_2$ , τότε στην έξοδο του ενός φίλτρου υπάρχει ρεύμα όταν το μεταδιδόμενο bit είναι '0', ενώ το άλλο φίλτρο έχει μη μηδενική έξοδο μόνο όταν το μεταδιδόμενο bit είναι '1'.

Η ετερόδυνη αποδιαμόρφωση δεν είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί σε διαμόρφωση PSK, καθώς η διαφορά φάσης μεταξύ τοπικού ταλαντωτή και σήματος εισόδου είναι γενικά τυχαία. Μπορεί, όμως, να εφαρμοστεί σε DPSK διαμόρφωση με το δέκτη του Σχήμα 16(δ). Το AC ρεύμα πολλαπλασιάζεται με την τιμή που είχε σε προηγούμενο χρόνο ίσο μία περίοδο bit, με αποτέλεσμα το ρεύμα αποδιαμόρφωσης να είναι ανάλογο του

$$I_d \propto \cos(\omega T_b + \phi_s - \phi_{s-1} + \Delta\phi_{LO}). \quad (8.20)$$

Επομένως, από το ρεύμα αποδιαμόρφωσης προκύπτει η διαδοχή αποσταλλόμενων φάσεων, άρα και η ακολουθία bit. Επιπλέον, καθώς η φάση του τοπικού ταλαντωτή δε μεταβάλλεται σημαντικά στην περίοδο ενός bit, η διαφορά φάσης  $\Delta\phi_{LO}$  είναι πρακτικά μηδέν, και η ανάκτηση των δεδομένων διαμορφωμένων κατά DQPSK γίνεται χωρίς να διατηρείται σταθερή η φάση του τοπικού ταλαντωτή μέσω κυκλώματος εγκλείδωσης φάσης.

## 8.5. Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων

### 8.5.1. Σύγχρονοι και ασύγχρονοι ASK Δέκτες

Ετερόδυνη Σύγχρονη Φώραση: Στην ετερόδυνη σύγχρονη φώραση το ρεύμα απόφασης δίνεται (θεωρώντας ότι η διαφορά φάσης είναι μηδενική) από την

$$I_d = \frac{1}{2} \left( 2R\sqrt{P_S P_{LO}} + i_c \right). \quad (8.21)$$

Καθώς η συνιστώσα θορύβου είναι Gaussian στοχαστική διαδικασία, ο υπολογισμός του ρυθμού εμφάνισης σφαλμάτων γίνεται όμοια με την IM/DD διαμόρφωση, οπότε προκύπτει ότι:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right). \quad (8.22)$$

Ο παράγοντας  $Q$  δίνεται από την

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{I_1}{2\sigma_1} = \frac{1}{2} \sqrt{SNR}, \quad (8.23)$$

καθώς η ισχύς του θορύβου εξαρτάται από την οπτική ισχύ του οπτικού ταλαντωτή, ανεξάρτητα από την οπτική ισχύ του σήματος.

Ετερόδυνη Ασύγχρονη Φώραση: Θεωρώντας μηδενική διαφορά φάσης, το ρεύμα αποδιαμόρφωσης είναι

$$I_d = \sqrt{\left(2R\sqrt{P_S P_{LO}} + i_c\right)^2 + i_s^2}. \quad (8.24)$$

Η διαφορά σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση, είναι ότι η κατανομή του θορύβου είναι Rice, και δίνεται από τη σχέση

$$p(I_d, I_p) = \frac{I_d}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{I_d^2 + I_p^2}{2\sigma_1^2}\right) I_0\left(\frac{I_d I_p}{\sigma_1^2}\right). \quad (8.25)$$

με  $I_0(x)$  την τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης. Ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων υπολογίζεται ως

$$BER = \int_0^{I_D} p(I_d, I_1) dI_d + \int_{I_D}^{\infty} p(I_d, I_0) dI_d. \quad (8.26)$$

Αν το ρεύμα για bit '0' είναι περίπου μηδέν και ο σηματοθορυβικός λόγος είναι μεγάλος, τότε το ρεύμα κατωφλίου  $I_D$  είναι ίσο με το μισό του ρεύματος που λαμβάνεται για λογικό '1', και ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων προσεγγίζεται ως

$$BER = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{SNR}{8}\right). \quad (8.27)$$

### 8.5.2. Σύγχρονοι και ασύγχρονοι FSK Δέκτες

Ετερόδυνη Σύγχρονη Φώραση: Η ετερόδυνη σύγχρονη FSK φώραση ισοδυναμεί με δύο ASK βραχίονες φώρασης, παρόμοιους με αυτούς στο Σχήμα 16(β). Επομένως η σχέση (8.22) εξακολουθεί να ισχύει, με τη διαφορά ότι ο σηματοθορυβικός λόγος της FSK αποδιαμόρφωσης είναι ο διπλάσιος της ASK, καθώς ο ισοδύναμος ASK δέκτης λαμβάνει ισχύ είτε όταν λαμβάνεται '0' είτε όταν λαμβάνεται '1'. Συνεπώς, η ισχύς του σήματος διπλασιάζεται, παρότι η ισχύς του θορύβου παραμένει ίδια.

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{SNR}{4}}\right). \quad (8.28)$$

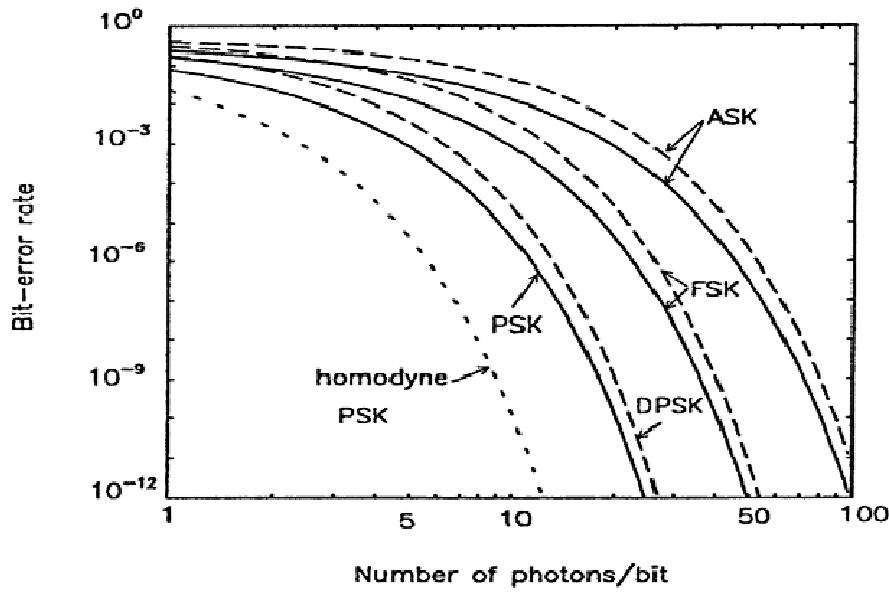
Ετερόδυνη Ασύγχρονη Φώραση: Η προηγούμενη ανάλυση ισχύει και για ασύγχρονη φώραση, οπότε

$$BER = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{SNR}{4}\right). \quad (8.29)$$

### 8.5.3. Σύγχρονοι PSK Δέκτες

Στην ετερόδυνη σύγχρονη φώραση το ρεύμα απόφασης δίνεται από την

$$I_d = \frac{1}{2} \left(2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos \phi_s + i_c\right), \quad (8.30)$$



Σχήμα 17: Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων σε συνάρτηση του αριθμού φωτονίων ανά bit. Οι συνεχείς καμπύλες αφορούν σύγχρονους δέκτες, ενώ οι διακεκομμένες αφορούν ασύγχρονους.

με τη φάση  $\phi_s$  να λαμβάνει τιμές '0' ή 'π'. Επομένως ο παράγοντας  $Q$  λαμβάνει τιμή

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} = \frac{2I_1}{2\sigma_1} = \sqrt{SNR}, \quad (8.31)$$

και ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων υπολογίζεται ως

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{SNR}{2}} \right). \quad (8.32)$$

#### 8.5.4. Ασύγχρονοι DPSK Δέκτες

Η ανάλυση των DPSK δεκτών είναι περίπλοκη, καθώς το ρεύμα αποδιαμόρφωσης είναι γινόμενο δύο επιμέρους ρευμάτων. Προκύπτει, τελικά, ότι ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων δίνεται από την

$$BER = \frac{1}{2} \exp \left( -\frac{SNR}{2} \right). \quad (8.33)$$

#### 8.5.5. Σύγκριση Διαμορφώσεων

Οι σηματοδορυβικοί λόγοι για σύγχρονη και ασύγχρονη διαμόρφωση ASK, PSK και FSK σχεδιάζονται στο Σχήμα 17 σε συνάρτηση του αριθμού φωτονίων ανά bit  $N_p$ . Ο αριθμός φωτονίων συσχετίζεται με το σηματοδορυβικό λόγο ως

$$SNR = 2\eta N_p. \quad (8.34)$$



Από το σχήμα φαίνεται ότι οι σύγχρονοι και ασύγχρονοι δέκτες έχουν προσεγγιστικά ίδιες επιδόσεις, καθώς η διαφορά στο σηματοθορυβικό λόγο που απαιτούν για τον ίδιο ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων είναι μόλις 0.5 dB. Δεδομένου ότι οι σύγχρονοι δέκτες είναι πολυπλοκότεροι των ασύγχρονων, οι τελευταίοι προτιμώνται σε οπτικούς δέκτες. Όσον αφορά την επίδοση των διαμορφώσεων, οι PSK και DPSK απαιτούν τη μικρότερη ευαισθησία δέκτη. Ακολουθεί η FSK διαμόρφωση με 3 dB αύξηση της ευαισθησίας, όπως αναμένεται από τις (8.28) και (8.29), ενώ οι ASK απαιτούν ευαισθησία αυξημένη κατά 6 dB.