



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ  
ΣΧΟΛΗ ΟΙΚΟΝΟΜΙΑΣ, ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ ΚΑΙ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ  
Τμήμα Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών



ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ:

«Υψίρρουθμα Οπτικά Συστήματα Μετάδοσης  
Άμεσης Φώρασης σε Μητροπολιτικά  
Δίκτυα»

Νάνου Ευαγγελία - Γραμματική

Τρίπολη, 2017





ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΛΟΠΟΝΝΗΣΟΥ  
ΣΧΟΛΗ ΟΙΚΟΝΟΜΙΑΣ, ΔΙΟΙΚΗΣΗΣ ΚΑΙ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ  
Τμήμα Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών

## Υψίρρυθμα Οπτικά Συστήματα Μετάδοσης Άμεσης Φώρασης σε Μητροπολιτικά Δίκτυα

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

της

**Ευαγγελίας-Γραμματικής Νάνου**

**Τριμελής Συμβουλευτική Επιτροπή:** Σταυδάς Αλέξανδρος (Επιβλέπων)  
Γλεντής Γεώργιος-Όθων  
Γιαννόπουλος Κωνσταντίνος

Υποστηρίχθηκε την 1<sup>η</sup> Νοεμβρίου 2017 ενώπιον της Επαταμελούς Εξεταστικής  
Επιτροπής:

.....  
Αλέξανδρος Σταυδάς  
Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

.....  
Γεώργιος-Όθων Γλεντής  
Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

.....  
Κων/νος Γιαννόπουλος  
Επίκουρος Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

.....  
Νικόλαος Τσελίκας  
Επίκουρος Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

.....  
Δημήτριος Βλάχος  
Αναπληρωτής Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

.....  
Κων/νος Πέππας  
Επίκουρος Καθηγητής  
Παν. Πελοποννήσου

.....  
Γεώργιος Θεοδωρίδης  
Επίκουρος Καθηγητής  
Παν. Πατρών

Στη «Μάγισσα»,

*“must have  
been sharper  
underneath”*



## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ:

|       |   |     |
|-------|---|-----|
| 1     | Εισαγωγή.....   | 12  |
| 1.1   | Κατηγορίες Οπτικών Δικτύων .....                                      | 12  |
| 1.2   | Κίνητρο και Σκοπός Μελέτης .....                                      | 13  |
| 1.3   | Περίληψη Δομής Διατριβής.....   | 18  |
| 2     | Μηχανισμοί Υποβάθμισης κατά τη μετάδοση στην οπτική ίνα .....         | 19  |
| 2.1   | Γραμμικά Φαινόμενα Παραμόρφωσης Σήματος.....                          | 20  |
| 2.1.1 | Απώλειες και Εξασθένηση.....  | 20  |
| 2.1.2 | Χρωματική Διασπορά.....   | 21  |
| 2.1.3 | Διασπορά Πόλωσης-Τρόπου Μετάδοσης (Polarization Mode Dispersion)..... | 25  |
| 2.2   | Μη γραμμικά Φαινόμενα.....  | 29  |
| 2.3   | Σύνοψη – Συμπεράσματα .....   | 31  |
| 3     | Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση Οπτικών Σημάτων .....                    | 32  |
| 3.1   | Οπτικοί Πομποί και Διαδικασίες Διαμόρφωσης.....                       | 32  |
| 3.2   | Οπτικοί Δέκτες και Διαδικασίες Αποδιαμόρφωσης.....                    | 35  |
| 3.3   | Τρόποι Διαμόρφωσης Άμεσης Ανίχνευσης.....                             | 38  |
| 3.3.1 | NRZ-OOK.....  | 40  |
| 3.3.2 | NRZ-DPSK.....   | 43  |
| 3.3.3 | NRZ-DQPSK.....  | 47  |
| 3.4   | Σύνοψη – Συμπεράσματα .....   | 50  |
| 4     | Αντιστάθμιση Υποβαθμίσεων με Οπτικές και Ηλεκτρονικές Μεθόδους .....  | 52  |
| 4.1   | Αντιστάθμιση Απωλειών .....   | 52  |
| 4.2   | Οπτική Αντιστάθμιση Χρωματικής Διασποράς.....                         | 56  |
| 4.3   | Οπτική Αντιστάθμιση PMD .....   | 59  |
| 4.4   | Ηλεκτρονικοί Εξισωτές .....   | 60  |
| 4.4.1 | Εξισωτές Γραμμικής Παραμετροποίησης.....                              | 61  |
| 4.4.2 | Εξισωτές Εκτίμησης Ακολουθίας Μέγιστης Πιθανοφάνειας.....             | 69  |
| 4.5   | Σύνοψη – Συμπεράσματα .....   | 77  |
| 5     | Εξισωτές Μειωμένης Πολυπλοκότητας.....                                | 79  |
| 5.1   | Απλοποιημένες Μορφές Volterra Εξισωτών .....                          | 79  |
| 5.2   | Διαμόρφωση Εξισωτών για ανώτερα σχήματα Διαμόρφωσης.....              | 81  |
| 5.3   | Σύνοψη – Συμπεράσματα .....   | 90  |
| 6     | Μελέτη Επιδόσεων Ρεαλιστικών Οπτικών Συστημάτων.....                  | 92  |
| 6.1   | Αντιστάθμιση Διασποράς.....   | 94  |
| 6.1.1 | NRZ-OOK Σύστημα.....  | 94  |
| 6.1.2 | NRZ-DPSK Σύστημα.....   | 97  |
| 6.1.3 | NRZ-DQPSK Σύστημα.....  | 100 |
| 6.2   | Σύνοψη – Συμπεράσματα .....   | 109 |
| 7     | Μελέτη Επιδόσεων Οπτικών Συστημάτων Μεγάλης Χωρητικότητας .....       | 111 |
| 7.1   | Αντιστάθμιση PMD.....   | 111 |
| 7.2   | WDM συστήματα .....   | 118 |
| 7.3   | Σύνοψη – Συμπεράσματα .....   | 122 |
| 8     | Συμπεράσματα .....  | 124 |
| 9     | Μελλοντική Επέκταση.....  | 126 |
| 10    | Παράρτημα.....  | 129 |
| 11    | Βιβλιογραφία.....   | 135 |

## Κατάλογος Σχημάτων:

|  |    |
|--|----|
| Σχήμα 1.1. Τυπικό οπτικό MAN σενάριο. ....   | 17 |
| Σχήμα 2.1. (α) Γραμμικά και μη γραμμικά φαινόμενα στην οπτική ίνα. ....  | 19 |
| Σχήμα 2.2. Φάσμα εξασθένησης οπτικής ίνας. (Πηγή: Fiber Optic Wiki).....   | 20 |
| Σχήμα 2.3. Απεικόνιση Μηχανισμού Διασποράς .....   | 21 |
| Σχήμα 2.4. Επιδράσεις Διασποράς σε παλμό στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας.....  | 21 |
| Σχήμα 2.5. Διασυμβολική Παρεμβολή (ISI) εξαιτίας της διασποράς. ....   | 22 |
| Σχήμα 2.6. Μέγιστη επιτρεπόμενη απόσταση μετάδοσης εξαιτίας της χρωματικής διασποράς για 10 Gb/s (κόκκινη καμπύλη) και 40 Gb/s (μπλε καμπύλη).....       | 24 |
| Σχήμα 2.7. Η επιρροή της διασποράς στην ακολουθία ‘0001000’ (α) στο πεδίο του χρόνου και (β) στο διάγραμμα οφθαλμού για το σύστημα προσομοίωσης VPI..... | 24 |
| Σχήμα 2.8. Μεταβολή της σχετικής ενέργειας του bit ‘1’ και του bit ‘0’ για την ακολουθία ‘0001000’ σε σχέση με την απόσταση μετάδοσης. ....              | 25 |
| Σχήμα 2.9. Διαμορφωμένο X-πολωμένο σήμα για την συμβολοσειρά ‘01100100’. ....  | 25 |
| Σχήμα 2.10. Ανάλυση ηλεκτρικού πεδίου σε δύο ορθογώνιες συνιστώσες πόλωσης.....  | 26 |
| Σχήμα 2.11. Το προφίλ δεικτών διάθλασης για τέλεια συμμετρική ίνα και ίνα με διπλοθλαστικότητα. ....   | 26 |
| Σχήμα 2.12. Βασικές πηγές πρόκλησης διπλοθλαστικότητας στην ίνα.....   | 27 |
| Σχήμα 2.13. Χρονική διεύρυνση παλμού και DGD μετά από μετάδοση σε διπλοθλαστική ίνα.....   | 27 |
| Σχήμα 2.14. Μοντέλο αναπαράστασης μιας οπτικής ίνας αποτελούμενο από συναλυσόμενα διπλοθλαστικά τμήματα. ....  | 28 |
| Σχήμα 2.15. Μέση DGD και θερμοκρασία σε σχέση με το χρόνο και ιστόγραμμα κανονικοποιημένων τιμών της DGD από μετρήσεις που προέκυψαν από το [20].....    | 28 |
| Σχήμα 2.16. Χρονική διεύρυνση παλμών συμβολοσειράς ‘010’ και ‘101’ μετά την επιρροή της PMD.....   | 28 |
| Σχήμα 3.1. Γενική Μορφή Οπτικού Συστήματος .....   | 32 |
| Σχήμα 3.2. Διαμορφωτής φάσης (PM) και Mach-Zehnder Διαμορφωτής (MZM). ....   | 34 |
| Σχήμα 3.3. Λειτουργία Mach-Zehnder διαμορφωτή στο τετραγωνικό και στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης.....  | 35 |
| Σχήμα 3.4. Κατηγορίες δυαδικής διαμόρφωσης οπτικών σημάτων.....  | 39 |
| Σχήμα 3.5. Σύγκριση παλμών για NRZ-OOK και RZ-OOK με duty cycle 50%.....   | 40 |
| Σχήμα 3.6. Διάρθρωση πομπού/δέκτη και μορφή διαμορφωμένου NRZ-OOK σήματος.....   | 41 |
| Σχήμα 3.7. Λειτουργία MZM διαμορφωτή, σχήμα παλμών και διάγραμμα αστερισμού NRZ-OOK σήμα. ....   | 41 |
| Σχήμα 3.8. Οπτικό φάσμα NRZ-OOK σημάτων σε ρυθμούς μετάδοσης 10- και 40-Gb/s.....  | 42 |
| Σχήμα 3.9. Διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-OOK με OSNR=40,30 και 20 dB αντίστοιχα.....  | 42 |
| Σχήμα 3.10. Eye diagram NRZ-OOK σήματος με OSNR=30dB μετά από υπολειπόμενη χρωματική διασπορά 300, 600 και 900 psec/nm.....                              | 43 |
| Σχήμα 3.11. Διάρθρωση πομπού/δέκτη και μορφή διαμορφωμένου NRZ-DPSK σήματος.....   | 44 |
| Σχήμα 3.12. Λειτουργία MZM διαμορφωτή, σχήμα παλμών στο πεδίο της ισχύος και στο πεδίο της φάσης για NRZ-DPSK σήμα. ....                                 | 44 |
| Σχήμα 3.13. Λειτουργία MZM διαμορφωτή, σχήμα παλμών στο πεδίο της ισχύος και στο πεδίο της φάσης για NRZ-DPSK σήμα. ....                                 | 45 |
| Σχήμα 3.14. Διαγράμματα αστερισμού για NRZ-OOK και NRZ-DPSK οπτικά σήματα. ....  | 46 |
| Σχήμα 3.15. Οπτικό φάσμα NRZ-DPSK σημάτων σε ρυθμούς μετάδοσης 10- και 40-Gb/s.....  | 46 |
| Σχήμα 3.16. Διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-DPSK με OSNR=40,30 και 20 dB αντίστοιχα.....  | 47 |
| Σχήμα 3.17. Eye diagram NRZ-DPSK σήματος με OSNR=30dB μετά από υπολειπόμενη χρωματική διασπορά 300, 600 και 900 psec/nm.....                             | 47 |
| Σχήμα 3.18. Διαγράμματα αστερισμού για DPSK και DQPSK τρόπο διαμόρφωσης.....   | 48 |
| Σχήμα 3.19. Διάρθρωση πομπού/δέκτη και μορφή διαμορφωμένου NRZ-DPSK σήματος.....   | 48 |
| Σχήμα 3.20. Οπτικό φάσμα NRZ-DQPSK σημάτων σε ρυθμούς μετάδοσης 10- και 40-Gb/s. ....  | 49 |
| Σχήμα 3.21. Διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-DQPSK με OSNR=40,30 και 20 dB αντίστοιχα.....   | 50 |

|   |    |
|---|----|
| Σχήμα 3.22. Eye diagram I καναλιού για NRZ-DQPSK σήμα με OSNR=30dB μετά από υπολειπόμενη χρωματική διασπορά 300, 600 και 900 psec/nm.....   | 50 |
| Σχήμα 4.1. Διαφορές στη λειτουργία οπτικών αναγεννητών και οπτικού ενισχυτή.....  | 52 |
| Σχήμα 4.2. Αρχή λειτουργίας οπτικού ενισχυτή και μοντελοποίηση ενισχυτή ως σύστημα δύο καταστάσεων.....   | 53 |
| Σχήμα 4.3. Κατηγορίες εφαρμογής οπτικών ενισχυτών σε οπτικά συστήματα.....  | 54 |
| Σχήμα 4.4. Αρχή λειτουργίας EDFA ενισχυτή.....  | 55 |
| Σχήμα 4.5. Γενική μορφή οπτικού συστήματος με χρήση DCF για αντιστάθμιση CD.....  | 58 |
| Σχήμα 4.6. Οπτικός PMD αντισταθμιστής ενός και δύο επιπέδων.....  | 60 |
| Σχήμα 4.7. Σχήμα LTE.....   | 62 |
| Σχήμα 4.8. Κλασματικός LTE εξισωτής.....  | 63 |
| Σχήμα 4.9. Διαγράμματα Ματιού τόσο χωρίς αντιστάθμιση διασποράς όσο και με τη χρήση εξισωτή LTE[5] μετά από: (α)100km και (β)200km.....   | 64 |
| Σχήμα 4.10. (α)Επιδόσεις LTE εξισωτών διαφόρων μεγεθών και (β)ο συνολικός αριθμός συντελεστών που απαιτείται για κάθε έναν από αυτούς.....  | 64 |
| Σχήμα 4.11.DFE κλασματικός εξισωτής.....  | 65 |
| Σχήμα 4.12. Διαγράμματα Ματιού τόσο χωρίς αντιστάθμιση διασποράς όσο και με τη χρήση εξισωτή DFE[5,3] μετά από: (α)100km και (β)200km.....  | 66 |
| Σχήμα 4.13. Επιδόσεις DFE εξισωτών για σετ παραμέτρων $[M_f, M_b]=[3,2], [5,3], [9,5], [13,7]$ και $[31,10]$ σε NRZ-OOK σύστημα στα 10 Gb/s καθώς και (β) ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για καθένα..... | 66 |
| Σχήμα 4.14. Μη γραμμικό FF και FB τμήμα ενός VDFE[4,3] εξισωτή.....   | 67 |
| Σχήμα 4.15. Διαγράμματα Ματιού τόσο χωρίς αντιστάθμιση διασποράς όσο και με τη χρήση εξισωτή VDFE[5,3] μετά από: (α)100km και (β)200km.....   | 68 |
| Σχήμα 4.16. Επιδόσεις VDFE εξισωτών για σετ παραμέτρων $[M_f, M_b]=[3,2], [5,3], [9,5]$ και $[13,7]$ σε NRZ-OOK σύστημα στα 10 Gb/s καθώς και (β) ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για καθένα.....         | 68 |
| Σχήμα 4.31. Εφαρμογή SQRT μεθόδου.....  | 77 |
| Σχήμα 4.32. Επίδοση MLSE Εξισωτών για διαφορετικές τιμές μνήμης M, σε σύστημα NRZ-OOK στα 10 Gb/s.....  | 73 |
| Σχήμα 4.33. Διάρθρωση balanced και joint single-ended MLSE εξισωτών για NRZ-DPSK.....   | 74 |
| Σχήμα 4.34. Επίδοση joint single-ended και balanced MLSE εξισωτών για διαφορετικές τιμές μνήμης M, σε σύστημα με NRZ-DPSK τρόπο διαμόρφωσης που λειτουργεί στα 10 Gb/s.....   | 74 |
| Σχήμα 4.35. Διαρθρώσεις εφαρμογής MLSE εξισωτών σε NRZ-DQPSK σύστημα.....   | 75 |
| Σχήμα 4.36. Επίδοση Joint single ended MLSE για σύστημα NRZ-DQPSK στα 10 Gb/s με και χωρίς τη χρήση του sqrt τελεστή.....   | 76 |
| Σχήμα 4.37. Επίδοση Balanced MLSE Εξισωτών για σύστημα NRZ-DQPSK στα 10 Gb/s με και χωρίς τη χρήση του sqrt τελεστή.....  | 76 |
| Σχήμα 4.38 Επίδοση Disjoint MLSE Εξισωτών για σύστημα NRZ-DQPSK στα 10 Gb/s.....  | 76 |
| Σχήμα 4.17. Οι διαφορές στη δομή του feed-forward κομματιού ενός εξισωτής για $M_f=4$ ανάμεσα σε (α) VDFE[4] (β) PVDFE[4/2] και SVDFE [4/1].....  | 80 |
| Σχήμα 4.18. Επιδόσεις PVDFE εξισωτών για σετ παραμέτρων $[M_f, M_b]=[3,2], [5,3], [9,5]$ και $[13,7]$ σε NRZ-OOK σύστημα στα 10 Gb/s καθώς και (β) ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για καθέναν.....       | 80 |
| Σχήμα 5.19. Επιδόσεις SVDFE εξισωτών για σετ παραμέτρων $[M_f, M_b]=[3,2], [5,3], [9,5]$ και $[13,7]$ σε NRZ-OOK σύστημα στα 10 Gb/s καθώς και (β) ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για καθέναν.....       | 81 |
| Σχήμα 4.20. (α) Επιδόσεις εξισωτών VDFE και SVDFE στην αντιστάθμιση χρωματικής διασποράς και (β) αριθμός συντελεστών για κάθε μορφή εξισωτή.....  | 81 |
| Σχήμα 4.21. Αριθμός συντελεστών για διάφορα σετ παραμέτρων $[M_f, M_b]$ με εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης σε (α) NRZ-OOK και (β)NRZ-DPSK σύστημα.....  | 82 |

|   |     |
|---|-----|
| Σχήμα 4.22.Επιδόσεις (α) DFE και (β)VDFE εξισωτών καθώς και οι αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους. ....  | 83  |
| Σχήμα 4.23. Επιδόσεις (α) PVDFFE και (β)SVDFE εξισωτών καθώς και οι αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους.<br>.....   | 84  |
| Σχήμα 4.24. Επιδόσεις (α) DFE και (β)VDFE εξισωτών καθώς και οι αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους. ....   | 85  |
| Σχήμα 4.25. Επιδόσεις (α) PVDFFE και (β)SVDFE εξισωτών καθώς και οι αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους.<br>.....   | 85  |
| Σχήμα 4.26. Τύποι διάρθρωσης εξισωτών για NRZ-DQPSK σύστημα.....  | 86  |
| Σχήμα 4.27.Επιδόσεις και πολυπλοκότητες (α) DFE, (β) SVDFE, (γ) PVDFFE και (δ) VDFE εξισωτών με<br>Joint διάρθρωση για διάφορα $[M_f, M_b]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s....                               | 87  |
| Σχήμα 4.28. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες (α) DFE, (β) SVDFE, (γ) PVDFFE και (δ) VDFE εξισωτών με<br>Balanced διάρθρωση για διάφορα $[M_f, M_b]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.<br>.....                     | 87  |
| Σχήμα 4.29. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες (α) DFE, (β) SVDFE, (γ) PVDFFE και (δ) VDFE εξισωτών με<br>Disjoint διάρθρωση για διάφορα $[M_f, M_b]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.<br>.....                     | 88  |
| Σχήμα 4.30. Σχηματική αναπαράσταση (α) των σημάτων που χρησιμοποιούνται και (β) Signal Flow Graph του<br>προτεινόμενου <i>partially joint</i> DQPSK VDFE $[M_f, M_b]$ - $I_d$ .....   | 89  |
| Σχήμα 5.1. Γενικευμένο σχήμα της πειραματικής διάταξης για τον υπολογισμό του BER μέσω <i>noise loading</i><br>τεχνικής.....  | 92  |
| Σχήμα 5.2. Πειραματική διάταξη ρεαλιστικών σεναρίων για τη μελέτη επίδοσης ηλεκτρονικών εξισωτών.....   | 93  |
| Σχήμα 5.3. Διάρθρωση δομικού στοιχείου ηλεκτρονικού εξισωτή.....  | 94  |
| Σχήμα 5.4. Επιδόσεις Εξισωτών για $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$ και $[31,10]$ στα 10 Gb/s.....   | 95  |
| Σχήμα 5.5. Επιδόσεις Εξισωτών για $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$ και $[31,10]$ στα 40 Gb/s.....   | 96  |
| Σχήμα 5.6. Επιδόσεις Εξισωτών με $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$ και $[31,10]$ για οπτικό σύστημα 800km με NRZ-<br>OOK τρόπο διαμόρφωσης στα 40 Gb/s. ....   | 97  |
| Σχήμα 5.7. Επίδοση Viterbi Εξισωτών για διαφορετικές τιμές μνήμης M, σε σύστημα OOK στα 40 Gb/s.....  | 97  |
| Σχήμα 5.8. Επιδόσεις Εξισωτών για $[M_f, M_b]=[5,3]$ και $[13,7]$ στα 10 Gb/s σε NRZ-DPSK.....  | 98  |
| Σχήμα 5.9. Επιδόσεις Εξισωτών για $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$ και $[31,10]$ στα 40 Gb/s σε NRZ-DPSK. ....  | 98  |
| Σχήμα 5.10. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες εξισωτών για $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$ στα 40 Gb/s σε NRZ-DPSK.<br>.....  | 99  |
| Σχήμα 5.11. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες MLSE εξισωτών για $[M_f, M_b]=[31,10]$ στα 40 Gb/s σε NRZ-<br>DPSK.....  | 99  |
| Σχήμα 5.12. Επίδοση Joint MLSE Εξισωτών για διαφορετικές τιμές μνήμης M, σε σύστημα DPSK στα 40<br>Gb/s με και χωρίς τη χρήση <i>sqrt</i> τελεστή. ....   | 100 |
| Σχήμα 5.13. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Joint εξισωτών για <i>noise loading</i> σενάριο με $[M_f, M_b]=$ (α) $[3,2]$ ,<br>(β) $[5,3]$ , (γ) $[11,6]$ και (δ) $[13,7]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.....    | 100 |
| Σχήμα 5.14. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Joint εξισωτών για ρεαλιστικό σενάριο με $[M_f, M_b]=$ (α) $[3,2]$ ,<br>(β) $[5,3]$ , (γ) $[11,6]$ και (δ) $[13,7]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.....              | 101 |
| Σχήμα 5.15. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Disjoint εξισωτών για <i>noise loading</i> σενάριο με $[M_f, M_b]=$ (α) $[3,2]$ ,<br>(β) $[5,3]$ , (γ) $[11,6]$ και (δ) $[13,7]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s..... | 102 |
| Σχήμα 5.16. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Disjoint εξισωτών για ρεαλιστικό σενάριο με $[M_f, M_b]=$ (α) $[3,2]$ ,<br>(β) $[5,3]$ , (γ) $[11,6]$ και (δ) $[13,7]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.....           | 103 |
| Σχήμα 5.17. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Balanced εξισωτών για <i>noise loading</i> σενάριο με $[M_f, M_b]=$ (α) $[3,2]$ ,<br>(β) $[5,3]$ , (γ) $[11,6]$ και (δ) $[13,7]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s..... | 103 |
| Σχήμα 5.18. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Balanced εξισωτών για ρεαλιστικό σενάριο με $[M_f, M_b]=$ (α) $[3,2]$ ,<br>(β) $[5,3]$ , (γ) $[11,6]$ και (δ) $[13,7]$ σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.....           | 104 |
| Σχήμα 5.19. Σύγκριση εξισωτών με $[M_f, M_b]=[5,3]$ για όλες τις διαφορετικές διαρθρώσεις σε σύστημα NRZ-<br>DQPSK με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.....  | 105 |



|  |     |
|--|-----|
| Σχήμα 5.20. Σύγκριση εξισωτών με $[M_f, M_b]=[11,6]$ για όλες τις διαφορετικές διαρθρώσεις σε σύστημα NRZ-DQPSK με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.....  | 106 |
| Σχήμα 5.21. Σύγκριση επιδόσεων απαιτούμενου OSNR ανάμεσα σε <i>joint</i> (4I-) και <i>partially joint</i> (3I-) διαρθρώσεις εξισωτών για VDFE[5,3], (b)VDFE[5,3], (c)SVDFE[9,5] and (d)VDFE[9,5].....        | 107 |
| Σχήμα 5.22. Εκτιμώμενο BER για οπτικές ζεύξεις που χρησιμοποιούν (a)SVDFE[5,3], (b)VDFE[5,3], (c)SVDFE[9,5] και (d)VDFE[9,5] εξισωτές ανάλογα με το σήμα εισόδου που αγροείται ( $I_c, I_b, Q_c, Q_b$ )..... | 108 |
| Σχήμα 5.23. Επίδοση Joint MLSE Εξισωτών σε σύστημα NRZ-DQPSK στα 40 Gb/s με και χωρίς τη χρήση του τελεστή sqrt.....   | 108 |
| Σχήμα 5.24. Επίδοση Disjoint MLSE Εξισωτών σε σύστημα NRZ-DQPSK στα 40Gb/s με και χωρίς τη χρήση sqrt τελεστή.....   | 109 |
| Σχήμα 5.25. Επίδοση Balanced MLSE Εξισωτών σε σύστημα NRZ-DQPSK στα 40Gb/s με και χωρίς τη χρήση sqrt τελεστή.....   | 109 |
| Σχήμα 5.26. Γενικό σχήμα προσομοίωσης για αντιστάθμιση PMD.....  | 112 |
| Σχήμα 5.27. Επιδόσεις Εξισωτών με $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$ και $[31,10]$ για την αντιμετώπιση PMD σε OOK σύστημα στα 40Gb/s.....   | 112 |
| Σχήμα 5.28. Επίδοση Εξισωτών MLSE και sqrt MLSE για την αντιμετώπιση PMD σε OOK σύστημα στα 40Gb/s.....  | 113 |
| Σχήμα 5.29. Επιδόσεις Εξισωτών με $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$ και $[31,10]$ για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DPSK σύστημα στα 40Gb/s.....  | 114 |
| Σχήμα 5.30. Επίδοση Εξισωτών MLSE και sqrt MLSE για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DPSK σύστημα στα 40Gb/s.....   | 114 |
| Σχήμα 5.31. Επίδοση Joint Εξισωτών με $[M_f, M_b]=[3,2], [5,3]$ και $[13,7]$ για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DQPSK σύστημα στα 40Gb/s.....   | 115 |
| Σχήμα 5.32. Επίδοση Balanced Εξισωτών με $[M_f, M_b]=[3,2]$ για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DQPSK σύστημα στα 40Gb/s.....  | 115 |
| Σχήμα 5.33. Επίδοση Disjoint Εξισωτών με $[M_f, M_b]=[3,2]$ για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DQPSK σύστημα στα 40Gb/s.....  | 116 |
| Σχήμα 5.34. Σύγκριση εξισωτών με $[M_f, M_b] = [3,2]$ για τα διαφορετικά configuration σενάρια.....  | 116 |
| Σχήμα 5.35. Σύγκριση εξισωτών με $[M_f, M_b] = [5,3]$ για τα διαφορετικά configuration σενάρια.....  | 117 |
| Σχήμα 5.36. Συγκεντρωτική Σύγκριση όλων των ειδών των εξισωτών με $[M_f, M_b]=[3,2]$ και $[M_f, M_b]=[5,3]$ για τα Joint και Disjoint Σενάρια.....   | 117 |
| Σχήμα 5.37. Επίδοση Joint Εξισωτών MLSE για την αντιμετώπιση της PMD σε σύστημα NRZ-DQPSK.....   | 118 |
| Σχήμα 5.38. Επίδοση Disjoint Εξισωτών MLSE για την αντιμετώπιση της PMD σε σύστημα NRZ-DQPSK.....  | 118 |
| Σχήμα 5.39. Γενική Μορφή WDM συστήματος.....   | 119 |
| Σχήμα 5.40. Επιδόσεις οπτικών συστημάτων χωρίς την χρήση εξισωτή για NRZ-OOK, NRZ-DPSK και NRZ-DQPSK.....  | 119 |
| Σχήμα 5.41. Σύγκριση επιδόσεων εξισωτών για NRZ-OOK WDM σύστημα.....   | 120 |
| Σχήμα 5.42. Σύγκριση επιδόσεων εξισωτών για NRZ-DPSK WDM σύστημα.....  | 120 |
| Σχήμα 5.43. Σύγκριση επιδόσεων εξισωτών για NRZ-DQPSK WDM σύστημα.....   | 121 |
| Σχήμα 5.44. Επιδόσεις joint MLSE εξισωτών για NRZ-DQPSK WDM σύστημα.....   | 121 |
| Σχήμα 5.45. Επιδόσεις balanced MLSE εξισωτών για NRZ-DQPSK WDM σύστημα.....  | 122 |
| Σχήμα 8.1. Επίδοση Joint MLSE Εξισωτή με (α) $M=2$ και (β) $M=4$ σε σύστημα DPSK στα 10 Gb/s.....  | 129 |
| Σχήμα 8.2. Οι διακυμάνσεις σήματος που προκαλούνται στο δέκτη και οι πυκνότητες πιθανότητας για τα bit 1 και 0. Η σκιασμένη περιοχή καταδεικνύει την πιθανότητα εσφαλμένης αναγνώρισης [15].....             | 130 |
| Σχήμα 8.3. (α) Οπτικός Πομπός NRZ-OOK, (β) Διάγραμμα προσομοίωσης για NRZ-OOK σύστημα.....   | 131 |
| Σχήμα 8.4. (α) Οπτικός Πομπός NRZ-DPSK και (β) Οπτικός Δέκτης NRZ-DPSK.....  | 132 |
| Σχήμα 8.5. (α) Οπτικός Πομπός NRZ-DQPSK και (β) Οπτικός Δέκτης NRZ-DQPSK.....  | 133 |

Σχήμα 8.6 Εκτιμώμενο BER οπτικών ζεύξεων που χρησιμοποιούν (a)SVDFE[5,3], (b)VDFE[5,3], (c)SVDFE[9,5] and (d)VDFE[9,5] για 2I, 3I and balanced διάθροση. ....134

### Κατάλογος Πινάκων

|   |     |
|---|-----|
| Πίνακας 2.1. Μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή καθυστέρησης εξαιτίας της PMD σε σχέση με το ρυθμό μετάδοσης.... | 29  |
| Πίνακας 3.1. Σύγκριση ανάμεσα σε διαφορετικές τεχνικές ανίχνευσης.....                                  | 37  |
| Πίνακας 4.1. Πολυπλοκότητες-αριθμός συντελεστών για κάθε σενάριο διάθροσης και εξίσωτή.....             | 86  |
| Πίνακας 4.2. Πολυπλοκότητες Εξισωτών Partially Joint Διάθροσης. ....                                    | 89  |
| Πίνακας 8.1. Βασικές παράμετροι προσομοίωσης για NRZ-OOK σύστημα.....                                   | 131 |
| Πίνακας 8.2. Βασικές παράμετροι προσομοίωσης για NRZ-DPSK σύστημα.....                                  | 132 |
| Πίνακας 8.3. Βασικές παράμετροι προσομοίωσης για NRZ-DQPSK σύστημα.....                                 | 133 |

## Λίστα Δημοσιεύσεων

- [1] Glentis, G.-O.; Politi, C.T.; Matrakidis, C.; **Nanou, M.**; Uzunidis, D.; Georgoulakis, K.; Stavdas, A., "*Cost-effective adaptive optical network technologies for Metropolitan Area Networks*," in 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), pp.1-4, 6-10 July 2014, Graz – Austria.
- [2] **Nanou, M.**; Glentis, G.-O.; Georgoulakis, K.; Matrakidis, C.; Politi, C.T.; Stavdas, A., "*Adaptive Optical Technologies for Optical Transmission Systems*," in Proceedings of the 18th Panhellenic Conference on Informatics (PCI '14), 2014, Athens.
- [3] Politi, C.; **Nanou, M.**; Glentis, G.-O., "*Adaptive bit rate variable cost-effective optical networks*," in 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), pp.1-4, 5-9 July 2015, Budapest - Hungary.
- [4] **Nanou, M.**; Emeretlis, A.; Politi, C.; Theodoridis, G.; Georgoulakis, K.; Glentis, G.O., "*40 Gb/s FPGA implementation of a reduced complexity Volterra DFE for DQPSK optical links*," in 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), pp.1-4, 5-9 July 2015, Budapest -Hungary.
- [5] Emeretlis, A.; Kelefouras, V.; Theodoridis, G.; **Nanou, M.**; Politi, C.; Georgoulakis, K.; Glentis, G.O., "*40 Gb/s FPGA implementation of a reduced complexity volterra DFE for DQPSK optical links*," in Proceedings of the 23rd European Conference in Signal Processing Conference (EUSIPCO), pp.1-5, 1-4 Sept. 2015, Nice –France.
- [6] **Nanou, M.**; Politi, C.; Stavdas, A.; Glentis, G-O; Georgoulakis, K.; Emeretlis, A.; Theodoridis, G.; "*Cost-effective optical transponders for deployed metropolitan area networks*", Journal of Optics Communications, Volume 380, 1 December 2016, Pages 201-213, ISSN 0030-4018, 2016.
- [7] **Nanou, M.**; Politi, C.T.; Stavdas, A.; Georgoulakis, K.; Glentis, G.-O. "*High-Speed, High-Performance DQPSK Optical Links with Reduced Complexity VDFE Equalizers*". Photonics 2017, 4, 13.

## Πρόλογος - Ευχαριστίες

Η ουσία ενός «βιβλίου» -από καταβολής κόσμου- περιλαμβάνεται στο διάστημα ανάμεσα στον πρώτο χαρακτήρα του κειμένου και στο τελευταίο σημείο στίξης του. Η ολοκληρωμένη ανάγνωση ενός βιβλίου όμως σπάνια περιορίζεται πρακτικά μέχρι το τελευταίο σημείο στίξης. Ανάμεσα στο τελευταίο χαρακτήρα και στο οριστικό τέλος -κάπου εκεί στο μεσοδιάστημα- παρεμβάλλεται μια κίνηση που οι περισσότεροι κάνουμε σχεδόν ασυναίσθητα: το «κλείσιμο» του τελικού εξώφυλλου. Όσο πιο βαθιά μάλιστα τυχαίνει να είναι η ουσία ενός κειμένου, τόσο πιο τελετουργική μοιάζει η διαδικασία αυτή, τόσο περισσότερο φαίνεται να διαρκούν τα δευτερόλεπτα αυτού του μεσοδιαστήματος. Μέσα σε αυτό το -σιωπηλό συνήθως- χρονικό μεσοδιάστημα διαχωρίζονται μέσα στον αναγνώστη δύο έννοιες συγγενικές, παρόμοιες αλλά όχι απαραίτητα πάντα και ταυτόσημες. Οι έννοιες: *ουσία* και *νόημα*. Και αν μέχρι πρόσφατα πίστευα αυστηρά και μόνο στη συρραφή χαρακτήρων, σημείων στίξης και σχημάτων λόγου τώρα πια μου επιτρέπεται να αναθεωρήσω. Ακόμα κι αν η ουσία υπάρχει στα γραφόμενα ενός κειμένου, το νόημα του «αρύβεται» στο σιωπηλό μεσοδιάστημα μετά το τελευταίο σημείο στίξης και μέχρι να κλείσει κανείς το εξώφυλλο.

Στο δικό μου κείμενο ανάμεσα στην τελευταία στίξη και στο κλείσιμο του εξώφυλλου παρεμβάλλεται ένα σχετικά μεγάλο μεσοδιάστημα. Όπως αυτές οι ταινίες που σε ανάγκασαν να παραμείνεις και να δεις όλους τους συντελεστές στο τέλος της γιατί χρειάζονται λίγο χρόνο να χωνέψεις το νόημα αυτού που μόλις είδες. Μέσα σε αυτό το μεσοδιάστημα λοιπόν, κατάφερα να παρατηρήσω όλους τους συντελεστές -από το σκηνοθέτη και τον σεναριογράφο μέχρι και τον τελευταίο κομπάρσο- αλλά και να καταλήξω σε ένα σημαντικό συμπέρασμα: ότι έχω να ευχαριστήσω πολύ περισσότερους ανθρώπους από αυτούς που φανταζόμουν αρχικά.

Καθοριστική για μένα αποτέλεσε η συμβολή του Καθηγητή κ. Σταυδά Αλέξανδρου, ο οποίος μου έδωσε την ευκαιρία να ασχοληθώ με το αντικείμενο της εν λόγω διατριβής και να ερευνήσω διάφορες πτυχές των ζητημάτων με τα οποία πραγματεύεται. Εκτός από την ευκαιρία που μου έδωσε, θα ήθελα να τον ευχαριστήσω κυρίως για το «χώρο» που μου άφησε, ώστε να αναπτύξω κριτικές ικανότητες και πρωτοβουλίες κατά την εκπόνηση αυτής της διδακτορικής διατριβής. Ένα ιδιαίτερο, θερμό ευχαριστώ οφείλω και στον Καθηγητή κ. Γλεντή Γεώργιο-Όθωνα για το χρόνο που διέθεσε ώστε να παρακολουθεί στενά την πορεία της διατριβής μου, το ενδιαφέρον αλλά και τις πάντα επί της ουσίας παρατηρήσεις με τις οποίες με βοήθησε, ώστε η δουλειά μου να είναι πληρέστερη. Η συνεχής καθοδήγηση του αλλά και η λεπτομερής επιστημονική του ματιά στα πράγματα βελτίωσαν τόσο την ουσία της παρούσας διατριβής, όσο και εμένα την ίδια ως άνθρωπο. Ένα ξεχωριστό ευχαριστώ οφείλω στον Επίκουρο Καθηγητή κ. Κωνσταντίνο Γιαννόπουλο για την αμέριστη ηθική και επιστημονική του συμπαράσταση κατά τη διάρκεια των τελευταίων ετών. Οι ατελείωτες συζητήσεις, η αμέριστη κατανόηση και υποστήριξη αλλά κυρίως το χιούμορ του, έκαναν για μένα αυτή την κατά τα άλλα επίπονη διαδρομή, ευκολότερη και σίγουρα πιο χαρούμενη. Τόσο για αυτά, όσο και για το παράδειγμα που υπήρξε για μένα, τον ευχαριστώ πολύ και από καρδιάς. Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τους καθηγητές που συνέθεσαν και συμπλήρωσαν την επταμελή επιτροπή κρίσης της διδακτορικής μου διατριβής, τους Επίκουρους Καθηγητές κ. Τσελίκα Νικόλαο και κ. Πέππα Κωνσταντίνο, τον Αναπληρωτή Καθηγητή κ. Βλάχο Δημήτριο αλλά και τον Επίκουρο Καθηγητή του Πανεπιστημίου Πατρών κ. Θεοδωρίδη Γεώργιο.

Στη συνέχεια θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά δύο ανθρώπους με τους οποίους πέρασα μαζί τους αθροιστικά περισσότερο χρόνο από ότι πέρασα με την οικογένεια μου τα τελευταία χρόνια καθώς μοιραζόμασταν καθημερινά τον ίδιο χώρο. Έτσι, αρχικά θέλω να ευχαριστήσω τον Δρ. Ουζουνίδη Δημήτριο για την αρμονική συμβίωση και την ανταλλαγή απόψεων και γνώσεων που είχαμε κατά τη διάρκεια της εκπόνησης των διατριβών μας. Ιδιαίτερη αναφορά όμως θα ήθελα να κάνω στον κ. Πάρη Κωστόπουλο με τον οποίο οι συζητήσεις μας δεν περιορίστηκαν ποτέ απλώς σε επιστημονικά θέματα και συμπλήρωσαν την καθημερινότητά μου με απόψεις και σκέψεις πέρα από τον προσωπικό μου μικρόκοσμο. Στο σημείο αυτό θα ήταν ωστόσο παράλειψη μου να μην ευχαριστήσω τον Δρ. Χρήστο



Ματρακίδη για την βοήθεια που τόσο απλόχερα μου πρόσφερε κάθε φορά που του την ζήτησα μέσα σε όλα αυτά τα χρόνια.

Ξεχωριστά και θερμά θα ήθελα να ευχαριστήσω δύο ιδιαίτερους ανθρώπους που αποτελούν για μένα δύο από τα πιο σημαντικά κέρδη του προσωπικού μου «βιβλίου»: τον Επίκουρο Καθηγητή κ. Δημήτρη Αλεξανδρόπουλο και την Επίκουρη Καθηγήτρια κ. Χριστίνα (Γάνυα) Πολίτη για την ουσιαστική και ανιδιοτελή συμβολή τους σε όλους τους τομείς και τις εκφάνσεις των τελευταίων ετών της ζωής μου. Πιο συγκεκριμένα, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Αλεξανδρόπουλο για την εμπιστοσύνη και τη στήριξη που μου έδειξε όσες φορές χρειάστηκε να συνεργαστούμε. Η άποψη του στα πράγματα, το αίσθημα δικαιοσύνης του και το αξιακό του σύστημα με έκαναν σίγουρα σοφότερη και πιο αισιόδοξη για το μέλλον. Αντίστοιχα, θα ήθελα να εκφράσω την ειλικρινή μου ευγνωμοσύνη στην κ. Πολίτη για τη γενναιοδωρία της όλα αυτά τα χρόνια καθώς δεν αρκέστηκε απλώς στη στείρα μετάδοση επιδερμικών γνώσεων. Με την ωριμότητα και τη νόηση του ενήλικα αλλά και την αδιαπραγμάτευτη δυνατότητά της να μπορεί να παραμένει παιδί στην ψυχή, κατόρθωσε να αποτελέσει αρχικά αυθεντία για μένα και στη συνέχεια δε δίστασε να «αχρηστέψει» τον εαυτό της, ώστε να κάνει το «μαθητή» της ώριμο, αυθύπαρκτο και τόσο ανεξάρτητο ως υπαρξη, που να μην χρειάζεται πλέον την καθοδήγηση και τη χειραγώγηση κανενός, ούτε καν της ίδιας. Σας ευχαριστώ ειλικρινά και τους δύο, καθώς ειδικά τα τελευταία χρόνια αισθανόμουν την στήριξη σας σε τέτοιο βαθμό που πολλές φορές δεν χρειάστηκε καν να σας τη ζητήσω.

Τελευταίους άφησα σημαντικούς -για μένα- ανθρώπους, που ο καθένας με τον δικό του ιδιαίτερο τρόπο συνέβαλλε σημαντικά στην έναρξη, στη συγγραφή αλλά και το κλείσιμο του δικού μου «βιβλίου». Αρχικά τους γονείς μου, Θανάση και Σμαράγδα που με βοήθησαν τόσο οικονομικά, όσο και πνευματικά για να καταφέρω να ανοίξω το πρώτο εξώφυλλο αυτού του βιβλίου, εν συνεχεία τη Δήμητρα Ζαρμπούτη που με τη καθοριστική της βοήθεια με ανάγκασε -τρόπον τινά- να διαβάσω εξαρχής μέχρι και τα περιεχόμενα του βιβλίου που επρόκειτο να ανοίξω, τη Γιώτα που με την υπομονή της με άκουγε να της αφηγούμαι την κάθε σελίδα μέχρι και σήμερα, τη Μαρίνη που η σαφήνεια του με προέτρεψε να βάλω την τελευταία μου στίξη, τη Μαρία που με το ένστικτο της με βοήθησε να κλείσω το τελικό εξώφυλλο και τον αδερφό μου Δημήτρη που δε χρειάζεται καν να διαβάσει την ουσία - καθώς του αρκεί το νόημα.

## Σύνοψη

Η συνεχώς αυξανόμενη χρήση εφαρμογών που είναι ιδιαίτερα απαιτητικές σε εύρος ζώνης προκαλούν την αύξηση της χωρητικότητας των τηλεπικοινωνιακών δικτύων, οδηγώντας έτσι στην ανάγκη για αντιμετώπιση όλο και περισσότερων και πολυπλοκότερων φαινομένων κατά τη διάρκεια της μετάδοσης μέσα στην ίνα. Στο πλαίσιο αυτό, η χρήση προηγμένων μεθόδων ηλεκτρονικής επεξεργασίας άρχισε να συγκεντρώνει έντονο ερευνητικό ενδιαφέρον, καθώς μπορούν να χρησιμοποιηθούν ώστε να βελτιώσουν την απόδοση μιας οπτικής ζεύξης, αναλαμβάνοντας να υλοποιήσουν είτε τη συνολική αντιστάθμιση διασποράς που απαιτείται, είτε τμήμα αυτής, συνδυαζόμενες με αντίστοιχες οπτικές μεθόδους.

Τα είδη της παραμόρφωσης του οπτικού παλμού, καθώς αυτός διέρχεται μέσα από την οπτική ίνα, ποικίλουν. Δύο είναι τα βασικά είδη γραμμικής παραμόρφωσης: α) η χρωματική διασπορά (CD) και β) η διασπορά τρόπου πόλωσης (PMD). Το πρώτο οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης της οπτικής ίνας από τη συχνότητα, ενώ το δεύτερο οφείλεται στη διαφορετική ταχύτητα διάδοσης των δύο τρόπων πόλωσης λόγω ανισοτροπίας της ίνας. Αν και η PMD δεν αποτελούσε σημαντικό παράγοντα υποβάθμισης της ποιότητας για τα πρώτα συστήματα, οι ολοένα αυξανόμενοι ρυθμοί μετάδοσης αλλά και η τυχαία μεταβολή της στο χρόνο, την κατέστησαν μια σημαντική παραμόρφωση που πρέπει να αντισταθμιστεί. Εκτός από τα γραμμικά φαινόμενα, παρουσιάζονται και προβλήματα μη γραμμικής παραμόρφωσης, όπως α) η ενδοδιαμόρφωση φάσης (self phase modulation - SPM) και η ετεροδιαμόρφωση φάσης (cross phase modulation - XPM), και β) η μίξη τεσσάρων κυμάτων (four wave mixing - FWM) η οποία παρουσιάζεται μόνο στην περίπτωση WDM συστημάτων. Μια σημαντική αιτία μη γραμμικής παραμόρφωσης, βέβαια, εισέρχεται στο δέκτη μέσω της φωτοδιόδου, η οποία χρησιμοποιείται ώστε να μετατραπεί το οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό. Καθώς η λειτουργία της φωτοδιόδου στηρίζεται στο νόμο του τετραγώνου το αποτέλεσμα της φώρασης είναι αφενός η απώλεια της πληροφορίας φάσης και αφετέρου η εισαγωγή εξαρτημένου από το σήμα θορύβου, στο λαμβανόμενο ηλεκτρικό σήμα.

Η διαμόρφωση πλάτους σε συνδυασμό με την άμεση ανίχνευση (Intensity Modulation – Direct Detection – IM/DD) έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως σε οπτικές ζεύξεις των 10 Gb/s. Εξαιτίας της ανάγκης για αύξηση της χωρητικότητας, υπάρχει μια τάση για την υιοθέτηση οπτικών συστημάτων με σύμφωνη ανίχνευση, ωστόσο η άμεση ανίχνευση προσφέρει αισθητά χαμηλότερο κόστος και απλούστερο σχεδιασμό στο δέκτη σε σχέση με τη σύμφωνη, καθιστώντας τα IM/DD συστήματα ιδανικά για ένα μητροπολιτικό (MAN) δίκτυο. Με σκοπό την αύξηση του πληροφοριακού περιεχομένου των καναλιών αναζητήθηκαν και μελετήθηκαν προχωρημένα σχήματα διαμόρφωσης άμεσης διαμόρφωσης, ώστε σε συνεργασία με την εξέλιξη της τεχνολογίας των ηλεκτρονικών και οπτο-ηλεκτρονικών στοιχείων να ερευνηθούν σενάρια για ακόμη υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Σε τέτοιου είδους συστήματα μετάδοσης τα οπτικά σήματα υπόκεινται τόσο σε γραμμικές όσο και σε μη-γραμμικές παραμορφώσεις κατά τη διάδοση τους στην ίνα. Ειδικότερα, σε ένα δυναμικό μητροπολιτικό περιβάλλον όπου διαφορετικά κανάλια ακολουθούν διαφορετικές πορείες οι παραμορφώσεις αυτές μπορούν να δράσουν απρόβλεπτα και με μη ντετερμινιστικό τρόπο.

Η χρωματική διασπορά είναι η βασική γραμμική παραμόρφωση που προκαλεί Διασυμβολική Παρεμβολή (Intersymbol Interference – ISI) και εξαιτίας του σημαντικού της ρόλου εξετάζονται τρόποι αντιστάθμισής της είτε με οπτικές είτε με ηλεκτρονικές μεθόδους, είτε ακόμα και με πιθανό συνδυασμό τους. Η ανοχή στη διασπορά ενός οπτικού σήματος μειώνεται δραματικά καθώς αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης και έτσι τα συστήματα υψηλών ρυθμών (π.χ. 100 Gb/s) επηρεάζονται σημαντικά από ανεπαρκώς προσαρμοσμένη αντιστάθμιση διασποράς. Για την αντιστάθμιση διασποράς με οπτικό τρόπο χρησιμοποιούνται κυρίως ίνες αντιστάθμισης διασποράς (Dispersion Compensating Fiber - DCF), οι οποίες τοποθετούνται ανά τακτά διαστήματα κατά μήκος μιας ζεύξης. Η λύση αυτή κρίνεται στατική και μη ευέλικτη όσον αφορά τη μέγιστη διασπορά που μπορούν να αντισταθμίσουν, αφού προϋποθέτει ότι η τιμή της διασποράς πρέπει να είναι γνωστή εκ των προτέρων. Αν και υπάρχουν αντίστοιχες στατικές

ηλεκτρονικές λύσεις, όπως οι pre-distortion τεχνικές, που απαιτούν και εκείνες την εκ των προτέρων γνώση της τιμής της διασποράς η μελέτη μας επικεντρώνεται σε περισσότερο προσαρμοστικές και δυναμικές μεθόδους, όπως οι ηλεκτρονικοί εξισωτές.

Με βάση τα παραπάνω, κρίνεται απαραίτητη η μελέτη της επίδοσης διαφόρων ειδών ηλεκτρονικών εξισωτών στη βελτίωση της ποιότητας του σήματος, όταν η αντιστάθμιση της διασποράς γίνεται αποκλειστικά μέσω ηλεκτρονικών μεθόδων στο δέκτη. Παράλληλα, ερευνάται η μελέτη της συνύπαρξης ηλεκτρονικών εξισωτών με μεθόδους οπτικής αντιστάθμισης με κύριο στόχο την αναζήτηση του βέλτιστου συνδυασμού ανάμεσα τους, ώστε να διατηρηθεί όσο το δυνατόν χαμηλότερο το κόστος υλοποίησης. Σε δεύτερη φάση ένας από τους βασικούς σκοπούς είναι η επίδειξη της δυνατότητας αναβάθμισης ενός ήδη υπάρχοντος συστήματος από τα 10 Gb/s στα οποία λειτουργεί σε μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, χωρίς την ανάγκη αλλαγής της εγκατεστημένης υποδομής (ίνα, ενισχυτές κ.τ.λ.), τροποποιώντας μόνο τα τερματικά που βρίσκονται στα άκρα του δικτύου (πομπός-δέκτης). Ταυτόχρονα, κρίνεται σημαντική και η επίδειξη της δυνατότητας αύξησης του συνολικού μήκους μετάδοσης χωρίς την ανάγκη αναγέννησης του σήματος. Όλοι οι παραπάνω στόχοι, ερευνήθηκαν τόσο στις περιπτώσεις των εμπορικά διαθέσιμων τρόπων διαμόρφωσης, όσο και σε περισσότερο προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης, είτε πρόκειται για πολυκάναλα, είτε για μονοκάναλα συστήματα.

Σε πρώτο στάδιο μελετήθηκε η δυνατότητα αντιστάθμισης διασποράς όταν αυτή γίνεται αποκλειστικά μέσω ηλεκτρονικών εξισωτών σε σύστημα με NRZ-OOK διαμόρφωση τόσο στα 10 Gb/s, όσο και στα 40 Gb/s. Για το σκοπό αυτό μελετήθηκαν διαφορετικά μεγέθη εξισωτών: (α) συμβόλων γραμμικής παραμετροποίησης και (β) ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας. Στην παρούσα έρευνα εξετάστηκε η περίπτωση ηλεκτρονικών εξισωτών κλασματικής απόστασης με επίβλεψη. Πιο συγκεκριμένα, οι βασικές κατηγορίες εξισωτών που ερευνήθηκαν είναι:

1. Decision Feedback Equalizer (DFE [ $M_f, M_b$ ]),
2. Volterra Decision Feedback (VDFE [ $M_f, M_b$ ]),
3. Maximum Likelihood Sequence Equalizers (MLSE [ $M$ ]),

όπου  $M_f$  και  $M_b$  είναι το μήκος του FF και του FB τμήματος κάθε εξισωτή, ενώ  $M$  είναι η μνήμη του κάθε εξισωτή.

Από τα αποτελέσματα έγινε προφανές ότι κάθε εξισωτής συγκεκριμένων παραμέτρων [ $M_f, M_b$ ] φέρει μια μέγιστη τιμή διασποράς που δύναται να αντισταθμίσει, η οποία αυξάνεται καθώς μεγαλώνουν οι τιμές των  $M_f$  και  $M_b$ . Ωστόσο, παράλληλα με την αύξηση της επίδοσης τους παρατηρείται σημαντική αύξηση στην πολυπλοκότητα και συνεπώς στο κόστος υλοποίησης τους. Οι VDFE εξισωτές, εξαιτίας της μη γραμμικής τους φύσης παρουσιάζουν σαφώς καλύτερες επιδόσεις σε σχέση με τους DFE εξισωτές, φέροντας όμως και σαφώς υψηλότερη πολυπλοκότητα υλοποίησης. Αντίστοιχα, εξαιρετικές επιδόσεις στην αντιστάθμιση της διασποράς φαίνεται να παρουσιάζουν και οι MLSE εξισωτές οι οποίοι φέρουν επίσης με τη σειρά αραιετά υψηλή πολυπλοκότητα.

Η παραπάνω μελέτη επεκτάθηκε και για περισσότερο προηγμένα σχήματα διαμόρφωσης (DPSK, DQPSK) καταλήγοντας σε παρόμοια συμπεράσματα τόσο για συστήματα 10 Gb/s, όσο και για 40 Gb/s. Καθώς αυξήθηκε όμως η πολυπλοκότητα του ζευγαριού πομπού/δέκτη (λόγω σύνθετων τρόπων διαμόρφωσης) παρατηρήθηκε ότι το κόστος υλοποίησης των εξισωτών αύξανε δραματικά. Έτσι, χρησιμοποιώντας pruning τεχνικές εισήχθησαν στην έρευνα μας δύο ακόμα είδη εξισωτών που αποτελούν υποκατηγορίες των VDFE και ορίζονται ως Pruned VDFE (PVDFE) και Skimmed VDFE (SVDFE). Παρά το γεγονός ότι οι εξισωτές αυτοί έχουν αραιετά μειωμένη πολυπλοκότητα σε σχέση με τον πλήρη VDFE, η επίδοση τους παρατηρήθηκε να μην διαφέρει σημαντικά από αυτή των VDFE.

Όπως είναι λογικό, η επιλογή του κατάλληλου εξισωτή εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το κόστος και τη μέγιστη επιτρεπτή πολυπλοκότητα. Αν ένα ποσοστό της συνολικής διασποράς αντισταθμίζεται ανά τακτά διαστήματα μέσω οπτικού τρόπου αντιστάθμισης, η πολυπλοκότητα του εξισωτή δε χρειάζεται να είναι ιδιαίτερα αυξημένη. Έτσι, ο ταυτόχρονος συνδυασμός οπτικής αντιστάθμισης με σχετικά απλούς και χαμηλής πολυπλοκότητας ηλεκτρονικούς εξισωτές αποτελεί την καταλληλότερη και οικονομικότερη λύση για χρήση σε δίκτυα κορμού. Η μελέτη αυτή πραγματοποιήθηκε με τη χρήση μεταβλητών

ποσοτών οπτικής αντιστάθμισης διασποράς, τόσο στα 10 Gb/s, όσο και στα 40 Gb/s σε όλα τα σχήματα διαμόρφωσης που έχουν αναφερθεί ανωτέρω.

Η απόδοση των ηλεκτρονικών εξισωτών εκτός από μονοκάναλα ερευνήθηκε ακόμα και για πολυκάναλα συστήματα (διαμόρφωσης NRZ-OOK, NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK), μελετώντας το κεντρικό κανάλι, το οποίο φέρει και τη χειρότερη απόδοση ως προς τα μη γραμμικά φαινόμενα, δίνοντας μας έτσι μια εικόνα για το επίδοση του worst case σεναρίου.

Παράλληλα, ερευνήθηκε το σενάριο όπου μια ήδη εγκατεστημένη ζεύξη 800 km που λειτουργεί στα 10 Gb/s, μπορεί να λειτουργήσει απευθείας στα 40 Gb/s απλώς και μόνο με τη χρήση σχετικά μικρών και χαμηλού κόστους εξισωτών, επιδεικνύοντας έτσι τη δυνατότητα αναβάθμισης ενός συστήματος χωρίς ανάγκη αλλαγής στην ήδη εγκατεστημένη υποδομή. Το σενάριο αυτό ερευνήθηκε για NRZ-OOK, NRZ-DPSK και NRZ-DQPSK τρόπους διαμόρφωσης. Ταυτόχρονα βέβαια με την αναβάθμιση ενός δικτύου σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, για την περίπτωση όπου ο ρυθμός μετάδοσης παραμένει σταθερός, η υψηλή ποιότητα που παρέχεται μέσω της χρήσης των εξισωτών διασφαλίζει την επέκταση της μέγιστης απόστασης μετάδοσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι παράλληλα με την επίδοση των ηλεκτρονικών εξισωτών όσον αφορά τη δυνατότητα αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς, ερευνήθηκε και η δυνατότητα τους να αντισταθμίσουν την διασπορά τρόπου πόλωσης (PMD), στην οποία επίσης εμφάνισαν εξαιρετικά καλή απόδοση. Ειδικότερα δε, καθώς η PMD αποτελεί ένα στοχαστικό μέγεθος που δεν μπορεί να είναι γνωστό εκ των προτέρων, η συνεισφορά των ηλεκτρονικών εξισωτών κρίνεται ιδιαίτερα σημαντική μιας και η στατική της διαχείριση δεν μπορεί να αποτελέσει λύση.

Για τη μελέτη όλων των παραπάνω σεναρίων χρησιμοποιήθηκαν σε συνεργασία το προσομοιωτικό εργαλείο VPI TransmissionMaker (όσον αφορά το σχεδιασμό του οπτικού συστήματος) και το Matlab (όσον αφορά τη διαδικασία ηλεκτρονικής αντιστάθμισης).

Αξίζει να σημειωθεί ότι όλα τα παραπάνω έχουν μελετηθεί τόσο για εξισωτές συμβόλων γραμμικής παραμετροποίησης όσο και για εξισωτές ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας, ενώ σε όλες τις περιπτώσεις εξίσωσης χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος της κλασματικής απόστασης με σκοπό η διαδικασία της αντιστάθμισης να μην είναι επιρρεπής σε πιθανά λάθη χρονισμού ή δειγματοληψίας.



## 1

## Εισαγωγή

## 1.1 Κατηγορίες Οπτικών Δικτύων

Η ανάπτυξη των τεχνολογιών τηλεπικοινωνίας έχει εν πολλοίς βοηθήσει στη διαμόρφωση σχεδόν όλων των απόψεων της σύγχρονης κοινωνίας. Με αρχή την πρώτη εφαρμογή τηλεπικοινωνιακών συστημάτων που οδήγησε στο σύγχρονο διαδίκτυο, μέχρι και την ανακάλυψη του παγκόσμιου ιστού (World Wide Web - WWW), η κίνηση των δεδομένων αυξάνεται με εκθετικούς ρυθμούς. Αυτή η εκθετική αύξηση της ανάγκης για εύρος ζώνης οδήγησε στην ανάπτυξη νέων τεχνολογιών που με τη σειρά τους δίνουν τη δυνατότητα υποστήριξης υπηρεσιών που στηρίζονται σε ακόμα υψηλότερες απαιτήσεις εύρους ζώνης. Έτσι οι σημερινές υπηρεσίες διαδικτύου, όπως το Skype, το YouTube, ή το Google earth, στηρίζονται σε ένα δίκτυο κορμού υψηλών ταχυτήτων που μπορεί να προσπελαστεί από τους χρήστες παγκοσμίως από οπουδήποτε και οποιαδήποτε στιγμή.

Η μετάδοση μέσω οπτικής ίνας διαδραματίζει έναν πολύ σημαντικό ρόλο για την ανάπτυξη σχεδόν όλων των τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών. Η γενικευμένη ιεραρχία των δικτύων τηλεπικοινωνιών περιλαμβάνει τα *δίκτυα πυρήνα μεγάλων αποστάσεων* (long haul core network), τα *τοπικά* (regional) ή *μητροπολιτικά δίκτυα* (metropolitan network) και τα *δίκτυα πρόσβασης* (access network). Τα δίκτυα πυρήνα χρησιμοποιούνται για διεθνικές, διηπειρωτικές και διωκεανικές συνδέσεις, ενώ οι ζεύξεις μετάδοσης τους είναι σχεδιασμένες με τέτοιο τρόπο ώστε να μπορούν να μεταφέρουν πολύ μεγάλο όγκο δεδομένων σε εξαιρετικά μεγάλες αποστάσεις (>1000 km). Σε τέτοιου τύπου δίκτυα απαιτούνται τεχνολογίες μετάδοσης που επιτρέπουν τη μετάδοση χωρίς την ανάγκη *αναγέννησης* (regeneration-free) με όσο το δυνατόν μικρότερο κόστος και έτσι η μετάδοση μέσω οπτικής ίνας κρίνεται η καταλληλότερη επιλογή, καθώς επιτρέπει ταυτόχρονα τόσο τη μετάδοση υψηλού όγκου δεδομένων όσο και τη μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις.

Διασυνδεδεμένα με τα δίκτυα πυρήνα και ένα βήμα κάτω από αυτά στην ιεράρχηση των οπτικών δικτύων βρίσκονται τα τοπικά ή μητροπολιτικά δίκτυα, που φτάνουν στην κάλυψη μιας μικρότερης γεωγραφικής περιοχής μέχρι και 1000 km. Ο όγκος της κίνησης που καλείται να διαχειριστεί ένα μητροπολιτικό δίκτυο είναι τυπικά μικρότερος από αυτόν που δέχεται το δίκτυο κορμού, ωστόσο ο αριθμός των κόμβων από τους οποίους θα διέλθει ένα οπτικό σήμα μέχρι να φτάσει στον τελικό προορισμό του είναι αρκετά μεγαλύτερος. Ένα από τα κυριότερα ζητήματα ενός τέτοιου δικτύου είναι ο όσο το δυνατόν αποδοτικότερος – από πλευράς κόστους- σχεδιασμός τους. Με τη σειρά τους τα μητροπολιτικά δίκτυα διασυνδέουν μεταξύ τους έναν αριθμό δικτύων πρόσβασης, ώστε να εξασφαλίσουν τη σύνδεση του τελικού χρήστη με ολόκληρη την υπόλοιπη δομή του δικτύου. Καθώς οι εφαρμογές στο επίπεδο του τελικού χρήστη ποικίλουν από την απλή οικιακή πρόσβαση στο διαδίκτυο μέχρι την εξυπηρέτηση επαγγελματιών δικτύων και δικτύων αποθήκευσης δεδομένων, οι τεχνολογίες δικτύων σε αυτό το τμήμα του οπτικού δικτύου παρουσιάζουν εξαιρετική ποικιλομορφία και φέρουν διαφορετικές απαιτήσεις χωρητικότητας. Η πλειοψηφία των δικτύων πρόσβασης στηρίζεται ακόμα σε δικτυώσεις είτε μέσω *χαλκού* (copper) είτε μέσω *ομοαξονικών* (co-axial) και *συνεστραμμένου ζεύγους* (twisted pair) συνδέσεων. Μέχρι στιγμής για την αύξηση των ρυθμών δεδομένων σε τέτοιου τύπου δομές προτιμάται η τεχνολογία της *ψηφιακής συνδρομητικής γραμμής* (digital subscriber line - DSL) [1], η οποία όμως περιορίζεται αισθητά εξαιτίας του δικτύου χαλκού ιδιαίτερα για αποστάσεις όπου το τοπικό κέντρο απέχει από τον τελικό χρήστη παραπάνω από μερικά χιλιόμετρα. Αντίθετα η χρήση της οπτικής ίνας προσφέρει πολύ

σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα δίκτυα χαλκού αφού επιτρέπει τη μετάδοση σε μεγαλύτερες αποστάσεις και με υψηλότερους ρυθμούς. Έτσι οι λύσεις που στηρίζονται στη χρήση οπτικών ινών κερδίζουν το ενδιαφέρον ακόμα και τα δίκτυα πρόσβασης, με τις τεχνολογίες της *οπτικής ίνας μέχρι το σπίτι* (Fiber To The Home- FTTH) και της *οπτικής ίνας μέχρι το διακλαδωτή* (Fiber To The Curb- FTTC) να εφαρμόζονται ήδη σε μεγάλη κλίμακα. Καθώς οι υποδομές των δικτύων πρόσβασης δε διαμοιράζονται συνήθως σε πολλούς συνδρομητές ο σχεδιασμός αυτών των δικτύων πραγματοποιείται βάσει της χαμηλότερης σε κόστος λύσης [2].

## 1.2 Κινητρο και Σκοπός Μελέτης

Το διαθέσιμο εύρος ζώνης που προσφέρεται από την οπτική ίνα κατέστησε το συγκεκριμένο μέσο μετάδοσης ικανό να υποστηρίξει τη συνεχώς αυξανόμενη απαίτηση για χωρητικότητα μέσα στις τελευταίες δεκαετίες. Ωστόσο, όταν η οπτική ίνα εφαρμόστηκε αρχικά για να υποστηρίξει τη μετάδοση σε δίκτυα μεγάλων αποστάσεων, τα υποβαθμιστικά φαινόμενα που περιορίζουν τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα υψηλής χωρητικότητας, δεν έπαιζαν τόσο σημαντικό ρόλο και θεωρήθηκαν αμελητέα. Με σκοπό τόσο την αύξηση της συνολικής χωρητικότητας όσο και τον αποδοτικότερο διαμοιρασμό πόρων εισήχθη η τεχνική *πολυπλεξίας μήκους κύματος* (Wavelength Division Multiplexing – WDM) [3], όπου η επίδραση των υποβαθμιστικών φαινομένων μεγαλώνει καθώς παρουσιάζονται και τα *διακαναλικά φαινόμενα υποβάθμισης* (cross channel impairment). Τα οπτικά συστήματα μετάδοσης στηρίχθηκαν ιστορικά στο συνδυασμό τεχνικών πολυπλεξίας και τρόπων διαμόρφωσης ώστε να χρησιμοποιήσουν με όσο το δυνατόν αποδοτικότερο τρόπο το τεράστιο εύρος ζώνης που προσφέρει η οπτική ίνα ως μέσο μετάδοσης [4]. Παρόλα αυτά τα τελευταία χρόνια η τάση των οπτικών δικτύων επικοινωνίας οδηγείται στην υιοθέτηση λύσεων που προτείνουν την εγκατάλειψη του αυστηρού και άκαμπτου *συχνοτικού πλέγματος* (frequency grid) των 50 GHz χρησιμοποιώντας τεχνικές όπως αυτή της σύμφωνης ανίχνευσης. Αν και η ανάπτυξη αυτών των τεχνολογιών *ευέλικτου πλέγματος* (flexi-grid) [5] φαίνεται να αποτελεί το επόμενο βήμα προς το μέλλον για τα οπτικά συστήματα επικοινωνιών, δεν είναι ξεκάθαρο αν αποτελούν και την πιο ενδεδειγμένη λύση για Μητροπολιτικά Δίκτυα (Metropolitan Area Network – MAN) καθώς εκεί απαιτείται η μετάδοση πολλαπλών και πολυρρυθμικών καναλιών διατηρώντας όσο το δυνατόν χαμηλότερη την πολυπλοκότητα και το κόστος υλοποίησης.

Οι περισσότερες υποσχόμενες πρακτικές για να επιτευχθεί υψηλότερη φασματική απόδοση (spectral efficiency - SE) περιλαμβάνουν τεχνικές πολυπλεξίας όπως η *ηλεκτρική και η οπτική πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου* (Electrical Time Division Multiplexing - ETDM, Optical Time Division Multiplexing - OTDM), προηγμένους τρόπους διαμόρφωσης αλλά και την τεχνική των *υπερκαναλιών* (superchannels) είτε μέσω *πολυπλεξίας ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας* (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM), είτε μέσω Nyquist WDM.

Αν και μέσω της τεχνολογίας ETDM έχουν αναφερθεί πειραματικές μεταδόσεις που φτάνουν ρυθμούς μετάδοσης έως και τα 400 Gb/s, μια περαιτέρω αύξηση του ρυθμού μετάδοσης απαιτεί τη χρήση σημάτων πολυπλοκότερου αστερισμού (constellation), ενώ ταυτόχρονα πρέπει να σημειωθεί ότι η συγκεκριμένη τεχνολογία περιορίζεται σημαντικά από το εύρος ζώνης των διαθέσιμων ηλεκτρονικών. Αντίστοιχα, μια από τις κλασικότερες μεθόδους που χρησιμοποιούνται για την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης του καναλιού είναι η χρήση της OTDM τεχνικής πολυπλεξίας. Με τη χρήση της έχουν επιτευχθεί πειραματικά ρυθμοί μετάδοσης συμβόλου της τάξης των 1.28 Tbaud με ρυθμούς μετάδοσης 10.2 Tb/s ανά κανάλι με RZ διαμόρφωση [6] και 640 Gbaud με ρυθμό μετάδοσης (ανά κανάλι) 1.28 Tb/s μέσω NRZ διαμόρφωσης [7]. Ωστόσο η εμπορική πραγματικότητα κατέδειξε ότι το OTDM δεν αποτελεί μια ιδιαίτερα πρακτική λύση εξαιτίας της αστάθειας και της χαμηλής συμπυκνότητας (compactness) που παρουσιάζουν τα συστήματα που τη χρησιμοποιούν. Η παραγωγή υψηλών ρυθμών baud σε ένα OTDM σύστημα είναι ευκολότερη (σε σχέση με την ETDM) αλλά η αποδιαμόρφωση ενός OTDM σήματος απαιτεί εξαιρετική ακρίβεια στην αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς πριν την διαδικασία της οπτικής από-πολυπλεξίας.

Μια εναλλακτική λύση για την επίτευξη υψηλότερης φασματικής απόδοσης είναι η χρήση πολυ-επίπεδων τρόπων διαμόρφωσης (π.χ. μεγάλης τάξης -διαμορφώσεις πλάτους με ορθογωνισμό φάσης- high order QAM) [8,9], καθώς επιτρέπουν υψηλότερη SE σε σχέση με το PDM-QPSK αλλά με μεγαλύτερο κόστος υλοποίησης και αυξημένη απαίτηση ευαισθησίας δέκτη. Στην περίπτωση που για την επίτευξη υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης χρησιμοποιούνται τρόποι διαμόρφωσης με μεγαλύτερο διάγραμμα αστερισμού οι απαιτήσεις του *οπτικού σηματοθορυβικού λόγου* (Optical Signal to Noise Ratio - OSNR) γίνονται αυστηρότερες, ενώ το μεταδιδόμενο σήμα είναι περισσότερο επιρρεπές στις υποβαθμίσεις που προκαλούνται από μη γραμμικά φαινόμενα. Έτσι, αν αυτές οι υποβαθμίσεις δεν αντισταθμιστούν με κατάλληλο τρόπο οι επιδόσεις του οπτικού συστήματος χειροτερεύουν αισθητά όσον αφορά το BER [10,11]. Στην περίπτωση της χρήσης πολυεπίπεδων τρόπων διαμόρφωσης για να βελτιωθεί το OSNR του ληφθέντος σήματος και συνεπώς να αυξηθεί και η μέγιστη επιτρεπόμενη απόσταση μετάδοσης η λύση του συνδυασμού ενισχυτών EDFA και Raman συγκεντρώνει ιδιαίτερο ερευνητικό ενδιαφέρον [12,13]. Πιο συγκεκριμένα, η κατανεμημένη Raman ενίσχυση έχει αποδειχθεί η καταλληλότερη επιλογή για μεγαλύτερα span μετάδοσης που παρουσιάζουν μεγαλύτερη εξασθένηση και έτσι επιτρέπουν τη χρήση πολυεπίπεδων τρόπων διαμόρφωσης (high order QAM) για μετάδοση μεγάλων αποστάσεων [14,15]. Αξίζει να σημειωθεί ότι έχουν αναφερθεί μεταδόσεις υπερκαναλιών 1.0 Tb/s για αποστάσεις μετάδοσης μέχρι και 1000 km με τη χρήση PM-64QAM και υβριδική ενίσχυση EDFA-Raman μέσω ινών ειδικής κατασκευής (large-area pure silica core fiber (LA-PSCF) στη C μπάντα μετάδοσης [16]. Αν και πειραματικά [9] έχουν επιτευχθεί χωρητικότητες υψηλότερες των 100 Tb/s μέσω μια οπτικής ίνας πρέπει να σημειωθεί ότι για τέτοιου τύπου μεταδόσεις απαιτούνται ειδικές μορφές οπτικών ινών είτε μεγάλου πυρήνα (Ultra Large Core fiber), είτε ιδιαίτερα χαμηλών απωλειών (Ultralow Loss fiber). Στο *πείραμα* πεδίου (field experiment) που πραγματοποιήθηκε, μεταδόθηκαν 512-Gb/s χρησιμοποιώντας 16-QAM με *διπλή φέρουσα* (dual carrier) για απόσταση 734 km μονότροπης ίνας (SSMF) και γειτονικά κανάλια που λειτουργούσαν στα 10 Gb/s σε ένα συχνοτικό πλέγμα της τάξης των 200-GHz [17]. Ιδιαίτερα για την περίπτωση της μετάδοσης σε μεγάλες αποστάσεις, με σκοπό την επίτευξη υψηλότερων επιδόσεων συχνά χρησιμοποιείται ένα τμήμα του QAM σήματος για FEC κωδικοποίηση, προσθέτοντας έτσι ένα επίφορτο (overhead - OH) της τάξης του 28% [18]. Στο πλαίσιο αυτό έχουν αναφερθεί FEC κώδικες ελέγχου ισοτιμίας χαμηλής πυκνότητας (low density parity check - LDPC) που απαιτούν ελάχιστο BER της τάξης των  $9.88 \times 10^{-2}$  [19]. Παράλληλα η χωρητικότητα των οπτικών δικτύων μπορεί να αυξηθεί αισθητά κάνοντας ταυτόχρονη χρήση τόσο της C- (1525 nm - 1565 nm) όσο και της L-μπάντας μετάδοσης (1570 nm - 1610 nm). Ωστόσο για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο απαιτείται η χρήση δικτυακού εξοπλισμού που να μπορεί να λειτουργήσει ταυτόχρονα και στις δύο μπάντες μετάδοσης [19].

Εναλλακτικά, η μέγιστη *διεκπεραιωτικότητα* (throughput) των οπτικών δικτύων μπορεί να αυξηθεί με την αποδοτικότερη χρήση του οπτικού φάσματος εφαρμόζοντας την τεχνική του *ευέλικτου συχνοτικού πλέγματος* (flexible grid). Η βασική ιδέα πίσω από αυτή την τεχνική στηρίζεται στη μείωση της φασματικής απόστασης ανάμεσα στα κανάλια και στη χρήση διαφόρων τρόπων διαμόρφωσης, ρυθμών μετάδοσης αλλά και σχημάτων κωδικοποίησης ανάλογα με την κατάσταση της ζεύξης στην οποία εφαρμόζονται. Έτσι η συνολική χωρητικότητα του δικτύου βελτιώνεται σημαντικά [5,20]. Τα δίκτυα ευέλικτου συχνοτικού πλέγματος παρουσιάζονται ως ιδανικές επιλογές για μελλοντικά δίκτυα που έχουν ως στόχο ρυθμούς δεδομένων υψηλότερους από 1 Tb/s και χρησιμοποιούν δομές *υπερ-καναλιών* (super-channel) [21,22]. Η τεχνική της χρήσης των υπερ-καναλιών εισήχθη ώστε να ξεπεραστούν οι περιορισμοί των οπτοηλεκτρονικών συσκευών σε ταχύτητα και εύρος ζώνης μέσω της πυκνής πακετοποίησης καναλιών με ρυθμό μετάδοσης στα 100 και 200 Gb/s. Μέχρι στιγμής η μέγιστη απόσταση μετάδοσης με υψηλή SE που έχει επιτευχθεί μέσω υπερκαναλιών είναι τα 7000 km χρησιμοποιώντας PDM-QPSK τρόπο διαμόρφωσης [23]. Πρόσφατα, παρουσιάστηκαν εργαστηριακά πειράματα μετάδοσης που χρησιμοποιούν και τις δύο μπάντες (C+L) όπου και επιτεύχθηκαν χωρητικότητες που ξεπερνούν τα 60 Tb/s [24]. Αντίστοιχα, στα [25,26] περιγράφονται και παρουσιάζονται τα πειράματα πεδίου που πραγματοποιήθηκαν και χρησιμοποιήσαν και τις δύο μπάντες μετάδοσης με χαμηλούς ρυθμούς



δεδομένων για κάθε υπο-φέρον, ενώ στο [27] περιγράφεται το πείραμα πεδίου που έλαβε χώρα σε μια ζεύξη 762 km που διασυνδέει τις πόλεις της Λυών και της Μασσαλίας στη Γαλλία και για την υλοποίησή του χρησιμοποιήθηκαν υπερκανάλια 1 Tb που αποτελούνταν από τέσσερα υπο-φέροντα. Στο συγκεκριμένο πείραμα χρησιμοποιήθηκαν PM-16QAM, PM-32QAM και PM-64QAM διαμορφωμένα υπερ-κανάλια και επιτεύχθηκαν χωρητικότητες της τάξης των 24 Tb/s, 32 Tb/s και 38.4 Tb/s, αντίστοιχα. Το συγκεκριμένο αποτέλεσμα καταδεικνύει ότι η χρήση σημάτων QPSK παρουσιάζει έναν εξαιρετικά καλό συνδυασμό ανάμεσα σε SE και απόσταση. Μια εναλλακτική τεχνική που χρησιμοποιείται για να επιτευχθούν ρυθμοί δεδομένων μεγαλύτεροι των 100 Gb/s και η οποία παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι η λύση των οπτικών υπερ-καναλιών που χρησιμοποιούν *αμιγώς οπτική πολυπλεξία ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας* (All Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing – AO-OFDM). Στην AO-OFDM χρησιμοποιούνται οπτικές μέθοδοι ώστε να παραχθούν τα οπτικά υπο-φέροντα (sub-carrier) *κλειδωμένης φάσης* (phase-locked) τα οποία στη συνέχεια διαμορφώνονται ξεχωριστά ως παράλληλα κανάλια [23,28] Μέχρι στιγμής έχουν αναφερθεί δύο τύποι AO-OFDM: μετάδοση με *απλή φέρουσα* (single carrier - SC) ανά οπτικό υπο-φέρον (SC-AO-OFDM) και OFDM για κάθε οπτικό υπο-φέρον (OFDM-AO-OFDM). Αν και για τις δύο περιπτώσεις το φάσμα των υπο-φερόντων μπορεί να αλληλοκαλύπτεται, τα διαφορετικά σήματα μπορούν να διαχωριστούν μεταξύ τους εξαιτίας της ορθογωνιότητας. Μετάδοση Tb/s έχει επιτευχθεί και με τις δύο διαφορετικές τεχνικές AO-OFDM [29,30], αλλά η χρήση SC-AO-OFDM επιτρέπει τη μετάδοση υψηλότερων ρυθμών μπωντ (baud rate) ανά οπτικό υπο-φέρον, καθώς οι επιδόσεις τους OFDM-OA-OFDM περιορίζονται αισθητά από το διαθέσιμο εύρος ζώνης των ψηφιακοαναλογικών μετατροπέων (Digital to Analog Converter - DAC). Ωστόσο πρέπει να σημειωθεί ότι το SC-AO-OFDM χρειάζεται συσκευές με μεγαλύτερο εύρος ζώνης για να διασφαλίσει την ορθογωνιότητα ανάμεσα στα οπτικά υπο-φέροντα και η έλλειψη DAC καθιστά δυσκολότερη την παραγωγή σημάτων μεγάλου αστερισμού σε σχέση με το OFDM-AO-OFDM. Για την ανίχνευση ενός AO-OFDM σήματος, τα οπτικά υπο-φέροντα μπορούν είτε να αποδιαμορφωθούν οπτικά μέσω ενός κυκλώματος *διακριτού μετασχηματισμού Fourier* (discrete Fourier transform - DFT) [31], είτε ηλεκτρικά μετατρέποντας ένα τμήμα του οπτικού φάσματος σε ηλεκτρικό με τη βοήθεια ενός ψηφιακού σύμφωνου δέκτη και στη συνέχεια εφαρμόζοντας *ταχύ μετασχηματισμό Fourier* (fast Fourier transform - FFT)[31,32]. Πρέπει να σημειωθεί ότι αντίθετα με την περίπτωση της απλής φέρουσας, όταν γίνεται χρήση πολλαπλών φερουσών ανά κανάλι απαιτείται η χρήση ευέλικτου συχνοτικού πλέγματος στους οπτικούς κόμβους [33].

Ανάμεσα στις διαφορετικές εναλλακτικές που έχουν προταθεί για τις τεχνολογίες πολλαπλής φέρουσας η *σύμφωνη OFDM χωρίς διάστημα φύλαξης* (No Guard Interval Coherent OFDM – NGI-CO-OFDM) αλλά και η *πολυπλεξία μήκους κύματος Nyquist* (Nyquist WDM) παρουσιάζουν αρκετά ενδιαφέροντα αποτελέσματα αφού επιτυγχάνουν έναν πολύ καλό συνδυασμό υψηλής SE και μέγιστης επιτρεπόμενης απόστασης μετάδοσης [32,34]. Η βασική αρχή λειτουργίας της NGI-CO-OFDM τεχνολογίας στηρίζεται στο γεγονός ότι η συχνοτική απόσταση ανάμεσα στα διαφορετικά υπο-φέροντα είναι ακριβώς ίση με το ρυθμό baud, ενώ αντίστοιχα για την περίπτωση του Nyquist WDM το φάσμα του κάθε διαφορετικού υπο-φερόντος διαμορφώνεται έτσι ώστε η συνολική κατάληψη φάσματος (spectral occupancy) να πλησιάζει ή να ισούται με το όριο που τίθεται μέσω Nyquist για μετάδοση χωρίς την ύπαρξη διασυμβολικής παρεμβολής. Η σύγκριση των δύο παραπάνω τεχνολογιών έχει πραγματοποιηθεί τόσο σε θεωρητικό όσο και σε πειραματικό επίπεδο, με τα αποτελέσματα αυτής να καταδεικνύουν ότι το Nyquist WDM αποτελεί μια αρκετά πιο εύρωστη (robust) επιλογή τόσο όσον αφορά τη ανοχή που παρουσιάζει στη διαφερωντική παρεμβολή (intercarrier interference - ICI), όσο και σε θέματα υλοποίησης [35]

Για τη περαιτέρω διερεύνηση όλων των παραπάνω τεχνολογιών έχουν πραγματοποιηθεί αρκετά ερευνητικά πειράματα σε εργαστηριακό περιβάλλον που περιλαμβάνουν τη χρήση πολλών διαφορετικών διαρθρώσεων συστήματος αλλά και εναλλακτικές τεχνολογίες, όπως το ηλεκτρικά διαμορφωμένο OFDM μέσω FFT και αντίστροφου FFT (inverse FFT-iFFT) [36,37], οπτικό OFDM (οπτικό iFFT και FFT σε πομπό και δέκτη, αντίστοιχα) [31], ηλεκτρο-οπτικό OFDM (πολλαπλά οπτικά φέροντα με ηλεκτρικά

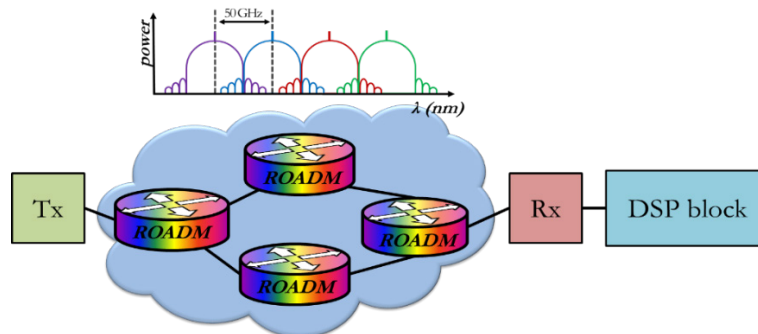


διαμορφωμένο OFDM σήμα) [38]. Τα επιτόπια πειράματα έχουν τη δυνατότητα να προσφέρουν ρεαλιστικότερα αποτελέσματα σε σχέση με αυτά που πραγματοποιούνται σε ένα εργαστηριακό περιβάλλον και για το λόγο αυτό τα τελευταία χρόνια έχουν πραγματοποιηθεί αρκετά ώστε να αξιολογηθούν οι επιδόσεις των εμπορικά διαθέσιμων οπτικών συστημάτων με ρυθμούς μετάδοσης 100 Gb/s. Αναλυτικότερα, η AT&T στο [39] ήλεγξε τη δυνατότητα αναβάθμισης ενός ήδη υπάρχοντος δικτύου 1800 km (που φέρει αντιστάθμιση διασποράς) και γειτονικά κανάλια που λειτουργούν στα 10 και 40 Gb/s, με ένα κανάλι με ρυθμό 100 Gb/s και στη συνέχεια στο [40] παρουσίασε την επιτυχή μετάδοση ενός καναλιού στα 100 Gb/s για 3760 km (με span μετάδοσης στα 80km) μετάδοσης μέσω ενός συστήματος 40 Gb/s μη αντισταθμισμένης χρωματικής διασποράς που χρησιμοποιούσε βελτιστοποιημένα ROADMs. Η Verizon αντίστοιχα, ολοκλήρωσε το πρώτο επιτόπιο πείραμα διατεμαχικής (end to end) μετάδοσης IP δεδομένων με ρυθμό 100 Gb/s με τη χρήση σύμφωνης ανίχνευσης για 1520 km απόσταση μετάδοσης [41], ενώ παρουσίασε την πρώτη μετάδοση μικτού ρυθμού δεδομένων (112 Gb/s, 450 Gb/s και 1.15 Tb/s) χρησιμοποιώντας σύμφωνη OFDM τεχνολογία με SE που φτάνει μέχρι και τα 3.3 bits/s/Hz [42], αλλά και το πείραμα πεδίου με τη υψηλότερη χωρητικότητα των 21.7-Tb/s με 8-QAM και QPSK τρόπους διαμόρφωσης [43]. Η Deutsche Telecom (DT) με τη σειρά τους παρουσίασε δύο διαφορετικά επιτόπια πειράματα, όπου στο πρώτο τα κανάλια που λειτουργούν σε ρυθμούς 253-Gb/s και στηρίζονται στο ηλεκτρικό OFDM για απόσταση μετάδοσης 764 km μονότροπης ίνας (SSMF) [44] ενώ στο δεύτερο τα κανάλια λειτουργούν στα 512-Gb/s με 16-QAM για απόσταση μετάδοσης 734 km [9]. Παράλληλα η British Telecom (BT) παρουσίασε στο [45] το πρώτο πείραμα πεδίου με οπτικούς κόμβους ευέλικτου συχνοτικού πλέγματος που συνδέονται ανά 630 km.

Οι οπτικές τεχνολογίες μετάδοσης για MAN εφαρμογές στηρίζονται σε τεχνικές άμεσης ανίχνευσης (direct detection - DD) και συγκεντρώνουν όλο και μεγαλύτερο ενδιαφέρον καθώς προσφέρουν χαμηλή πολυπλοκότητα και προσαρμοστικότητα, η οποία στηρίζεται στο συνδυασμό οπτικών και ηλεκτρονικών τρόπων αντιστάθμισης των φαινομένων υποβάθμισης [46]. Αξίζει δε να σημειωθεί ότι σε ένα δυναμικό MAN περιβάλλον τα διαφορετικά κανάλια είναι δυνατόν να έχουν ταξιδέψει μέσω διαφορετικών διαδρομών και συνεπώς όλα τα υποβαθμιστικά φαινόμενα επιδρούν με απρόβλεπτο και μη ντετερμινιστικό τρόπο. Η χρωματική διασπορά (chromatic dispersion - CD) φαίνεται να αποτελεί το κυρίαρχο γραμμικό φαινόμενο υποβάθμισης που προκαλεί διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference-ISI) και έτσι η αντιστάθμισή της είτε με οπτικό είτε με ηλεκτρονικό τρόπο έχει συγκεντρώσει σημαντικό ερευνητικό ενδιαφέρον. Καθώς ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται η επίδραση της CD μεγαλώνει εκθετικά με το τετράγωνο του ρυθμού καθιστώντας έτσι τα συστήματα υψηλών ρυθμών ιδιαίτερα ευάλωτα σε μια πιθανή ατελή αντιστάθμισή της. Ενδεικτικά αξίζει να σημειωθεί ότι ακόμα και για τιμές υπολειπόμενης διασποράς που αντιστοιχούν σε 10 m μη αντισταθμισμένης οπτικής ίνας μπορούν να επιδράσουν σημαντικά τις επιδόσεις του οπτικού συστήματος για ρυθμούς δεδομένων της τάξης των 100 Gb/s. Εξαιτίας της αλλαγής της θερμοκρασίας ο χρόνος μετάδοσης ενός οπτικού παλμού μπορεί να μεταβληθεί (τυπικά) κατά 40 ps/(km\*K) [47]. Όπως προκύπτει λοιπόν για μια ζεύξη μήκους 200 km και μια μικρή αλλαγή θερμοκρασίας της τάξης των 6 K, μπορεί να προκαλέσει μεταβολή του ενεργού μήκους (effective length) της οπτικής ίνας της τάξης των 10 m, επιβεβαιώνοντας έτσι την ανάγκη για δυναμικώς ρυθμιζόμενη αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς σε οπτικά δίκτυα υψηλών ταχυτήτων. Αυτή η απαίτηση ωστόσο δεν καθοδηγείται μόνο από τις μεταβολές της θερμοκρασίας κατά μήκος μιας οπτικής ζεύξης αλλά και από το γεγονός ότι σε μια οπτική δικτύωση μεταγωγής μήκους κύματος (Wavelength Switching Optical Networking - WSON) [47] κάθε μήκος κύματος μπορεί να έχει ακολουθήσει διαφορετική διαδρομή πριν φτάσει στο κόμβο προορισμού του. Όπως γίνεται λοιπόν εύκολα αντιληπτό η ιδανική διαχείριση χρωματικής διασποράς διαφέρει τόσο βάσει του μήκους κύματος όσο και βάσει του χρόνου και πιθανώς να πρέπει να προσαρμόζεται μέσω ενός ρυθμιζόμενου αντισταθμιστή ο οποίος θα έχει τη δυνατότητα να ακυρώσει ένα εύρος διαφορετικών τιμών χρωματικής διασποράς. Οι τεχνικές αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς συνήθως περιλαμβάνουν τόσο οπτικές, όσο και ηλεκτρονικές μεθόδους. Οι οπτικές τεχνικές αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς

στηρίζονται κυρίως στη χρήση *ινών αντιστάθμισης διασποράς* (Dispersion Compensating Fibre - DCF), οι οποίες τοποθετούνται ανά διαστήματα κατά μήκος της οπτικής ζεύξης, ενώ απαιτούν την εκ των προτέρων γνώση του ποσοστού της χρωματικής διασποράς που καλούνται να αντισταθμίσουν, καθιστώντας με αυτό τον τρόπο τη λειτουργία τους μη ρυθμιζόμενη και στατική. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι υπάρχουν και κάποιες ηλεκτρονικές μέθοδοι που προϋποθέτουν την εκ των προτέρων γνώση της υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς, όπως για παράδειγμα οι *προ-παραμορφωτικές τεχνικές* (pre-distortion techniques) [48,49]. Αντίθετα, οι ηλεκτρονικοί εξισωτές [50–52] χρησιμοποιούνται μετά την ανίχνευση του οπτικού σήματος στο δέκτη και προσφέρουν τη δυνατότητα ρυθμιζόμενης λειτουργίας, ικανοποιώντας όλες τις απαιτήσεις που περιγράφηκαν παραπάνω. Τόσο εξαιτίας των μη γραμμικών φαινομένων όσο και εξαιτίας της μη γραμμικής φύσης της φωτοδιόδου ανίχνευσης του οπτικού σήματος το οπτικό κανάλι μετάδοσης χαρακτηρίζεται από της μη γραμμικότητες.

Ωστόσο πρέπει να σημειωθεί ότι πέρα από την υποστήριξη υψίρρυθμων οπτικών συστημάτων μετάδοσης οι ηλεκτρονικοί εξισωτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για την περίπτωση αναβάθμισης των ήδη εγκατεστημένων οπτικών ζεύξεων. Πιο συγκεκριμένα, σήμερα οι MAN υποδομές αποτελούνται από ένα σημαντικό αριθμό καναλιών που λειτουργούν σε ρυθμούς μετάδοσης των 10 Gb/s [53]. Η διαδικασία αναβάθμισης ενός οπτικού συστήματος με κανάλια υψηλότερων ρυθμών σε ένα ήδη εγκατεστημένο οπτικό δίκτυο απαιτείται να γίνει με τέτοιο τρόπο ώστε να μην διακοπεί η μετάδοση των υπολοίπων καναλιών και να μην επηρεαστεί η λειτουργία της ήδη υπάρχουσας κίνησης στο δίκτυο. Όμως, για να είναι εφικτή σε ένα σενάριο αναβάθμισης η μελλοντική προσθήκη καναλιών που λειτουργούν σε ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερους των 40 Gb/s, εισάγονται πολύ αυστηρές απαιτήσεις στο σχεδιασμό της κάρτας των πομποδεκτών. Έτσι σε μια αναβάθμιση μιας ήδη εγκατεστημένης ζεύξης σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης ιδανικά θα πρέπει να μην επηρεάζεται καθόλου η γραμμή μετάδοσης και οι αλλαγές να περιορίζονται μόνο στην αντικατάσταση των καρτών του πομπού και του δέκτη με άλλες υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης, αλλά και στη χρήση πρόσθετων ρυθμιζόμενων τρόπων ηλεκτρονικής αντιστάθμισης οι οποίοι εισάγονται στο δέκτη.



Σχήμα 1.1. Τυπικό οπτικό MAN σενάριο.

Στο Σχήμα 1.1 απεικονίζεται ένα τυπικό MAN σενάριο που χρησιμοποιεί πομποδέκτες που στηρίζονται στην άμεση ανίχνευση. Στη θέση του πομπού και του δέκτη μπορούν να χρησιμοποιηθούν διαφορετικές τεχνολογίες και διαφορετικοί τρόποι διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης, οι οποίοι συνοδεύονται πάντα από τη χρήση μεθόδων *ψηφιακής επεξεργασίας σήματος* (digital signal processing - DSP block). Αξίζει να σημειωθεί ότι η ήδη υπάρχουσα υποδομή αποτελείται από τμήματα ζεύξεων που περιλαμβάνουν τόσο της χρήση SMF όσο και τη χρήση DCF ίνας και διασυνδέονται μεταξύ τους μέσω *επαναδιαρθρώσιμων προσθαιρειτικών πολυπλεκτών* (reconfigurable optical add-drop multiplexers – ROADM) με εύρος ζώνης 50 GHz. Έτσι οι τρόποι διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στο παρακάτω σενάριο πρέπει να μπορούν να ανταποκριθούν σε αυτό τον περιορισμό εύρους ζώνης. Στο συγκεκριμένο MAN σενάριο κάθε διαφορετικό κανάλι πρέπει να δρομολογηθεί μέσω της ήδη υπάρχουσας υποδομής και να φτάσει στον κόμβο εξόδου, ενώ αν η οπτική αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς είναι για κάποιο λόγο ατελής χρησιμοποιείται ένα DSP δομικό στοιχείο (ηλεκτρονικός εξισωτής) ανά κανάλι ώστε να αντισταθμίζει με ρυθμιζόμενο τρόπο το υπολειπόμενο ποσοστό του υποβαθμιστικού φαινομένου. Κάθε ηλεκτρονικός εξισωτής πρέπει να έχει την ελάχιστη δυνατή πολυπλοκότητα αλλά και να προσφέρει

χαμηλή κατανάλωση ισχύος, σε συνδυασμό πάντα βέβαια με την όσο το δυνατόν αποδοτικότερη αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς.

## 1.3 Περίληψη Δομής Διατριβής

Στην υπο-ενότητα αυτή αναφέρονται συνοπτικά η δομή και το περιεχόμενο των κεφαλαίων της παρούσας διδακτορικής διατριβής. Στο Κεφάλαιο 2 αναφέρονται οι μηχανισμοί υποβάθμισης στους οποίους υπόκειται το σήμα κατά τη μετάδοση του μέσω της οπτικής ίνας. Οι μηχανισμοί αυτοί διαχωρίζονται στα γραμμικά και μη γραμμικά φαινόμενα και αναλύονται εκτενέστερα στα Κεφάλαια 2.1 και 2.2, αντίστοιχα. Εξαιτίας του γεγονότος ότι η εφαρμογή των ηλεκτρονικών εξισωτών αφορούσε κυρίως την αντιστάθμιση γραμμικών φαινομένων, τα μη γραμμικά φαινόμενα δεν αναλύονται λεπτομερώς αφού στην παρούσα μελέτη η συνεισφορά τους λήφθηκε υπόψη μόνο για την περίπτωση συνύπαρξης τους με τη χρωματική διασπορά.

Αντίστοιχα, στο Κεφάλαιο 3 περιγράφονται με λεπτομέρεια οι βασικές διαδικασίες της οπτικής διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης, καθώς και οι πιθανοί διαφορετικοί τρόποι διαμόρφωσης. Με λεπτομέρεια έχουν αναλυθεί μόνο οι τρόποι διαμόρφωσης που στηρίζονται στην άμεση ανίχνευση, καθώς η παρούσα μελέτη ασχολείται με μητροπολιτικά δίκτυα στο οποία η χρήση τρόπων διαμόρφωσης που απαιτούν σύμφωνο τρόπο ανίχνευσης θεωρείται μη αποδοτική από πλευράς κόστους εφαρμογής. Έτσι στο Κεφάλαιο 3.3 αναλύονται οι βασικοί τρόποι διαμόρφωσης που μελετήθηκαν και περιλαμβάνουν τους NRZ-OOK, NRZ-DPSK και NRZ-DQPSK.

Το Κεφάλαιο 4 ασχολείται εκτενώς με τις διαθέσιμες μεθόδους αντιμετώπισης και αντιστάθμισης των γραμμικών φαινομένων. Πιο συγκεκριμένα, στο Κεφάλαιο 4.1 περιγράφεται η διαδικασία αντιστάθμισης των απωλειών και εισάγεται η έννοια του οπτικού ενισχυτή καθώς και ο θόρυβος ο οποίος επάγεται από τη χρήση του στο οπτικό σήμα. Στη συνέχεια στα Κεφάλαια 4.2 και 4.3 αναλύονται οι οπτικές μέθοδοι αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς (CD) και της διασποράς πόλωσης-τρόπου μετάδοσης (PMD) ενώ ένα ξεχωριστό κεφάλαιο (Κεφάλαιο 4.4) αφιερώνεται για την περιγραφή και λεπτομερή ανάλυση των ηλεκτρονικών εξισωτών που χρησιμοποιήθηκαν. Η μελέτη των ηλεκτρονικών εξισωτών του Κεφαλαίου 4.4 κατέδειξε σαφές ότι οι επιδόσεις των εξισωτών εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό από την πολυπλοκότητά τους. Ένας ιδανικός ηλεκτρονικός εξισωτής θα έπρεπε να μπορεί να ανταποκριθεί και να αντισταθμίσει όσο το δυνατό μεγαλύτερη τιμή υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς. Πρακτικά όμως η πολυπλοκότητα ενός τέτοιου ιδανικού εξισωτή είναι μη υλοποιήσιμη και έτσι στο Κεφάλαιο 5 μελετώνται μέθοδοι μείωσης της πολυπλοκότητας αλλά και εναλλακτικές διαρθρώσεις ηλεκτρονικών εξισωτών που ερευνήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Προσπαθώντας πάντα να διασφαλίσουμε τις καλύτερες δυνατές επιδόσεις σε συνδυασμό με την μικρότερη πολυπλοκότητα στο Κεφάλαιο 5.1 ερευνήθηκαν τεχνικές μείωσης της πολυπλοκότητας των εξισωτών Volterra, ενώ στο Κεφάλαιο 5.2 μελετήθηκαν όλες οι δυνατές διαρθρώσεις εφαρμογής των ηλεκτρονικών εξισωτών για ανώτερα σχήματα διαμόρφωσης.

Στο Κεφάλαιο 6 περιγράφονται αναλυτικά οι επιδόσεις ρεαλιστικών οπτικών συστημάτων, στα οποία για τη διαχείριση της χρωματικής διασποράς εφαρμόζονται οι ηλεκτρονικοί εξισωτές που αναφέρθηκαν στα Κεφάλαια 4.4 και 5. Τα ρεαλιστικά σενάρια που ερευνήθηκαν αφορούν οπτικά συστήματα που χρησιμοποιούν τρόπους διαμόρφωσης άμεσης ανίχνευσης (direct detection – DD), όπως αυτοί αναλύθηκαν στο Κεφάλαιο 3.3. Αντίστοιχα, στο Κεφάλαιο 7 περιγράφονται οι επιδόσεις οπτικών συστημάτων μεγάλης χωρητικότητας. Αρχικά, στο Κεφάλαιο 7.1 εξετάζονται επιδόσεις υψίρρυθμων οπτικών συστημάτων (40 Gb/s) όπου η συνεισφορά του φαινομένου της διασποράς πόλωσης-τρόπου μετάδοσης (PMD) είναι σημαντική, ενώ στο Κεφάλαιο 7.2 η μελέτη επεκτείνεται σε πολυκάναλα WDM συστήματα επτά καναλιών.

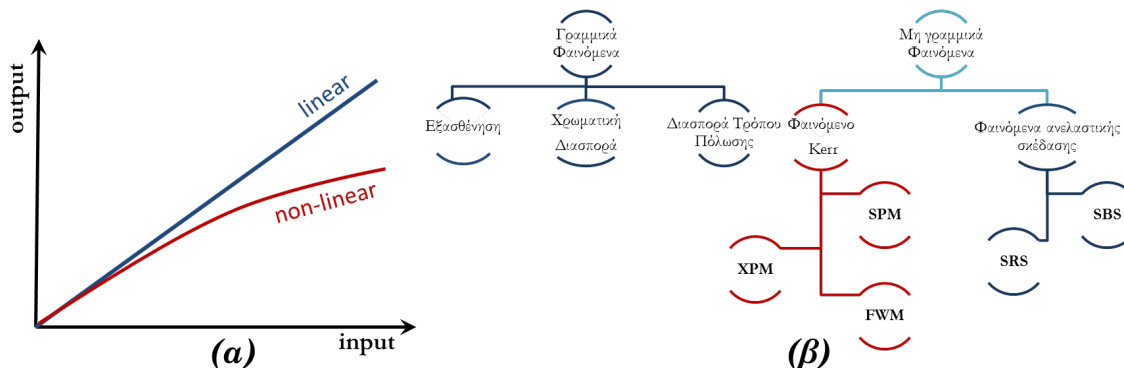
Τέλος στο Κεφάλαιο 8 συνοψίζονται όλα τα συμπεράσματα που εξήχθησαν από τα Κεφάλαια 6 και 7, ενώ στο Κεφάλαιο 9 παρουσιάζονται ενδεικτικά οι βασικές κατευθύνσεις πιθανών μελλοντικών επεκτάσεων της παρούσας διατριβής.

## 2

Μηχανισμοί Υποβάθμισης  
κατά τη μετάδοση στην  
οπτική ίνα

Η οπτική ίνα συχνά θεωρείται το ιδανικό μέσο μετάδοσης αφού δύναται θεωρητικά να προσφέρει σχεδόν απεριόριστο εύρος ζώνης. Πρακτικά ωστόσο, η μετάδοση μέσω οπτικής ίνας υπόκειται σε αρκετούς μηχανισμούς υποβάθμισης, οι οποίοι και διαδραματίζουν ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο κυρίως όσο αυξάνεται η απόσταση μετάδοσης.

Οι μηχανισμοί υποβάθμισης σήματος κατά τη μετάδοση μέσω οπτικής ίνας μπορούν να διαχωριστούν σε δύο κατηγορίες: τα γραμμικά και τα μη-γραμμικά φαινόμενα (Σχήμα 2.1(α)). Σε γενικές γραμμές, η έννοια της γραμμικότητας στα οπτικά συστήματα καθορίζεται από την εξάρτηση του ίδιου του φαινομένου από την ένταση (ισχύ) εισόδου. Συγκεκριμένα, σε περίπτωση εξάρτησης από την ένταση αναφερόμαστε σε μη γραμμικά φαινόμενα, ενώ κατ' αντιστοιχία η μη εξάρτηση τα κατατάσσει στην κατηγορία των γραμμικών φαινομένων.



Σχήμα 2.1. (α) Γραμμικά και (β) μη γραμμικά φαινόμενα στην οπτική ίνα.

Τα κυριότερα γραμμικά φαινόμενα περιλαμβάνουν την *εξασθένιση*, τη *χρωματική διασπορά* (Chromatic Dispersion - CD) και τη *διασπορά τρόπου πόλωσης* (Polarization Mode dispersion - PMD). Αντίστοιχα, τα μη γραμμικά φαινόμενα στην οπτική ίνα προέρχονται είτε εξαιτίας της εξάρτησης του δείκτη διάθλασης από με την οπτική ένταση (*φαινόμενο Kerr*) είτε εξαιτίας ανελαστικών σκεδαστικών φαινομένων (Σχήμα 2.1(β)). Ανάλογα με τον τύπο του σήματος εισόδου, τα μη γραμμικά φαινόμενα που σφειλονται στο φαινόμενο Kerr περιλαμβάνουν την *αυτοδιαμόρφωση φάσης* (self phase modulation -SPM), την *ετεροδιαμόρφωση φάσης* (Cross Phase Modulation – XPM) και τη *μίξη τεσσάρων κυμάτων* (Four Wave Mixing - FWM). Σε περιπτώσεις υψηλών επιπέδων ισχύος τα ανελαστικά φαινόμενα σκέδασης μπορούν επίσης να προκαλέσουν διεγερόμενα φαινόμενα, όπως τη *διεγερμένη σκέδαση Brillouin* (Stimulated Brillouin Scattering - SBS) και τη *διεγερμένη σκέδαση Raman* (Stimulated Raman Scattering - SRS).

Καθώς τα οπτικά συστήματα μετάδοσης εξελίσσονται, φτάνουν σε μεγαλύτερες αποστάσεις και μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης, καθιστώντας έτσι τα γραμμικά φαινόμενα τον σημαντικότερο παράγοντα υποβάθμισης και περιορισμού. Η επιτυχία των σύγχρονων αυτών δικτύων οπτικής μετάδοσης μεγάλης απόστασης σε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης εξαρτάται πλέον κυρίως από τη αποτελεσματική διαχείριση τόσο των μη γραμμικών όσο και των γραμμικών φαινομένων. Για το λόγο αυτό στο κεφάλαιο



## 2.1. Γραμμικά Φαινόμενα Παραμόρφωσης Σήματος

που ακολουθεί περιγράφονται οι βασικοί μηχανισμοί υποβάθμισης του σήματος (γραμμικοί και μη γραμμικοί), αλλά και η επίδραση τους στη μετάδοση.

## 2.1 Γραμμικά Φαινόμενα Παραμόρφωσης Σήματος

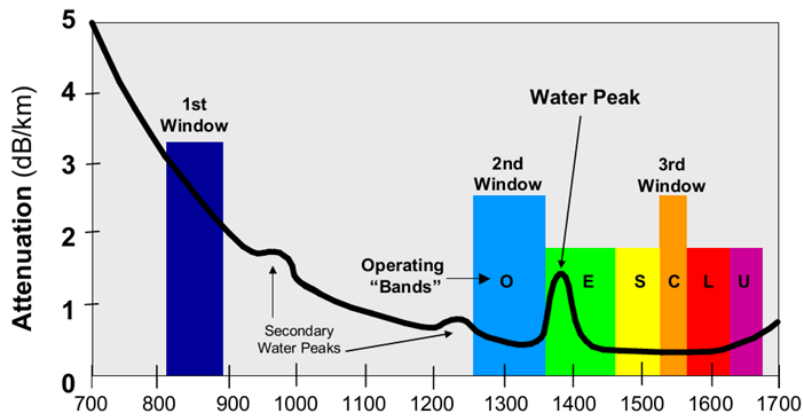
### 2.1.1 Απώλειες και Εξασθένηση

Οι απώλειες στην οπτική ίνα είναι ένας πολύ σημαντικός παράγοντας για οποιοδήποτε οπτικό σύστημα. Κατά τη μετάδοση ενός οπτικού παλμού κατά μήκος της οπτικής ίνας, η ισχύς του μειώνεται εκθετικά με την απόσταση μετάδοσης. Η βασική εξίσωση που περιγράφει την επίδραση της εξασθένησης στο οπτικό σήμα δίνεται από:

$$P_{out} = P_{in} e^{-\alpha L} \quad [2.1]$$

όπου  $P_{out}$  η ισχύς του οπτικού σήματος εξόδου,  $P_{in}$  η ισχύς του οπτικού σήματος εισόδου,  $L$  το μήκος της οπτικής ίνας και  $\alpha$  ο συντελεστής εξασθένησης της ίνας σε μονάδες dB/km.

Με τον όρο εξασθένηση, αναφερόμαστε επί της ουσίας στη μείωση που προκύπτει στην οπτική ισχύ του σήματος καθώς αυτό μεταδίδεται μέσω οπτικής ίνας. Όσο αυξάνεται το μήκος της ίνας, τόσο μεγαλύτερη η απόσταση μετάδοσης του σήματος και συνεπώς τόσο περισσότερο εξασθενεί το οπτικό σήμα. Η εξασθένηση μετριέται σε decibel ανά χιλιόμετρο (dB/km), παράμετρος που είναι γνωστή ως παράμετρος εξασθένησης ή ρυθμός εξασθένησης. Η τιμή της παραμέτρου εξασθένησης εξαρτάται τόσο από τον τύπο της ίνας που χρησιμοποιείται, όσο και από το μήκος κύματος λειτουργίας (Σχήμα 2.2).



Σχήμα 2.2. Φάσμα εξασθένησης οπτικής ίνας. (Πηγή: Fiber Optic Wiki)

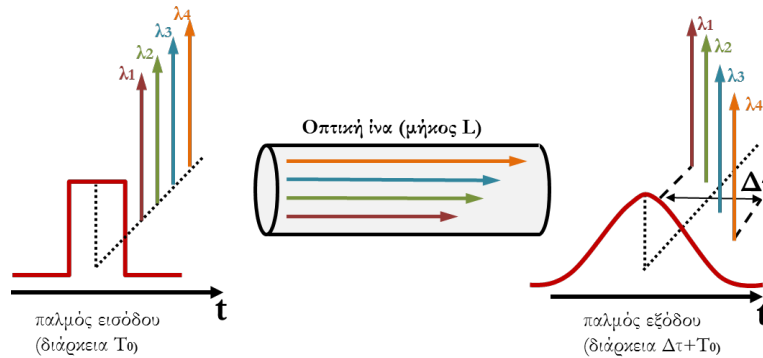
Παρατηρώντας το Σχήμα 2.2 θα μπορούσε να ειπωθεί ότι σε γενικές γραμμές όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος κύματος λειτουργίας τόσο μικρότερη είναι η τιμή της παραμέτρου εξασθένησης. Το γεγονός ότι οι μονότροπες ίνες λειτουργούν είτε στο δεύτερο (1330 nm) είτε στο τρίτο (1550 nm) παράθυρο λειτουργίας, όπου η τιμή της εξασθένησης είναι η χαμηλότερη, τις καθιστά την βέλτιστη επιλογή για μετάδοση μεγάλων αποστάσεων. Αντίθετα, οι πολύτροπες ίνες που λειτουργούν κυρίως στα 850 nm και κάποιες φορές στα 1300 nm, θεωρούνται καταλληλότερες για επικοινωνίες μικρών αποστάσεων. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η σχετικά υψηλότερη τιμή της παραμέτρου εξασθένησης που παρουσιάζεται στα 850 nm αντισταθμίζεται από το κόστος των οπτικών πηγών, καθώς όσο μικρότερο είναι το μήκος κύματος τόσο φθηνότερος είναι και ο οπτικός εξοπλισμός.

Οι βασικές αιτίες εμφάνισης της εξασθένησης στην οπτική ίνα περιλαμβάνουν το φαινόμενο της σκέδασης, την απορρόφηση και την κάμψης της ίνας. Η σκέδαση (η οποία συχνά αναφέρεται και ως σκέδαση Rayleigh) είναι η ανάκλαση μικρής ποσότητας φωτός προς όλες τις κατευθύνσεις κατά τη διάρκεια διάδοσης του, μέσω της ίνας. Κάποια ποσότητα αυτού του φωτός διαφεύγει από τον πυρήνα, ενώ κάποια άλλη διαδίδεται αντίθετα από την κατεύθυνση μετάδοσης. Η σκέδαση επίσης οφείλεται σε μικρές διαφορές στη σύσταση και την πυκνότητα του ίδιου του υλικού που κατασκευάζεται η οπτική ίνα ενώ αντιστοιχεί θεωρητικά στο χαμηλότερο δυνατό όριο της εξασθένησης. Αντίστοιχα, η απορρόφηση συμβαίνει όταν προσμίξεις, όπως μεταλλικά μόρια ή υγρασία, εγκλωβίζονται στο γυαλί. Αυτό προκαλεί εξασθένηση σε συγκεκριμένα μήκη κύματος καθώς το φως σε αυτό το μήκος κύματος απορροφάται και

διαχέεται με τη μορφή θερμικής ενέργειας. Αν και η εξασθένιση εξαιτίας πρόσμιξης μεταλλικών μορίων δεν αποτελεί σημαντικό πρόβλημα για την οπτική ίνα, καθώς για την κατασκευή της χρησιμοποιείται υψηλής καθαρότητας γυαλί, η εξασθένιση λόγω υγρασίας προκύπτει πιο φυσικά στην ίνα και αφορά την περιοχή μήκους κύματος 1385 nm (σημείο “water peak” - Σχήμα 2.2) και αποτελεί τον κύριο παράγοντα για τον οποίο οι οπτικές ίνες δεν χρησιμοποιούνται σε αυτή την περιοχή μήκους κύματος.

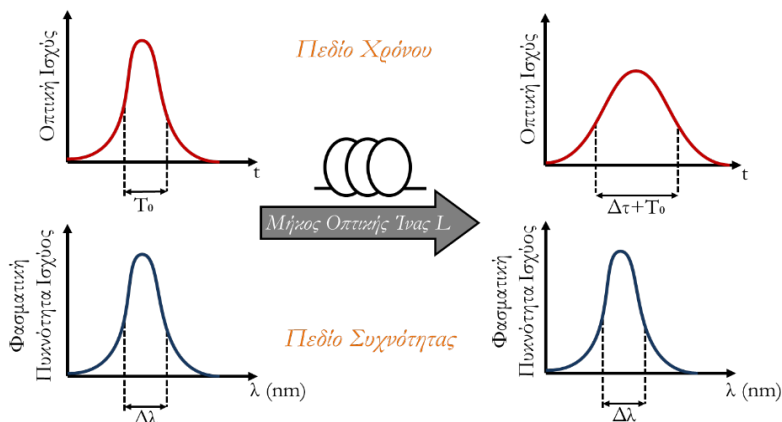
### 2.1.2 Χρωματική Διασπορά

Καθώς το φως εισέρχεται σε ένα μέσο, η ταχύτητα με την οποία μεταδίδεται είναι χαμηλότερη σε σχέση με αυτή που ταξιδεύει στο κενό και καθορίζεται από το δείκτη διάθλασης του μέσου. Εξαιτίας του γεγονότος ότι ο δείκτης διάθλασης εξαρτάται από το μήκος κύματος που μεταδίδεται, διαφορετικά μήκη κύματος ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες μέσα στην οπτική ίνα. Το χαρακτηριστικό αυτό έχει ως αποτέλεσμα να προκαλείται διαχωρισμός του φωτός σε συνιστώσες διαφορετικού μήκους κύματος, ενώ τα υλικά που εμφανίζουν την ιδιότητα αυτή, ονομάζονται *διασπαρτικά* (dispersive). Στην περίπτωση των οπτικών συστημάτων επικοινωνίας, οι πηγές laser αν και έχουν σχετικά μικρό φασματικό εύρος δεν είναι πλήρως μονοχρωματικές. Συνεπώς, ο παλμός που παράγεται από το laser και εισέρχεται ως σήμα εισόδου στην ίνα περιέχει διαφορετικές φασματικές συνιστώσες, οι οποίες εξαιτίας της διασποράς ταξιδεύουν με διαφορετικές ταχύτητες προκαλώντας με τον τρόπο αυτό χρονική διεύρυνση του παλμού και κατά συνέπεια υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος μετά από μεγάλες αποστάσεις μετάδοσης.



Σχήμα 2.3. Απεικόνιση Μηχανισμού Διασποράς

Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι η γραμμική φύση του φαινομένου της διασποράς καθιστά το φαινόμενο μη εξαρτώμενο από την ισχύ του σήματος, ενώ παράλληλα όταν δεν συνυπάρχει με κάποιο άλλο φαινόμενο (π.χ. μη γραμμικό) δεν δύναται να προκαλέσει καμία μεταβολή στη φασματική κατανομή του παλμού, όπως απεικονίζεται και στο Σχήμα 2.4.



Σχήμα 2.4. Επιδράσεις Διασποράς σε παλμό στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας.

Στην έξοδο μιας μονότροπης ίνας μήκους  $L$  (όπως αυτή που απεικονίζεται στο Σχήμα 2.3) μια συγκεκριμένη φασματική συνιστώσα του παλμού συχνότητας  $\omega$  θα φτάσει με χρονική καθυστέρηση  $T = L/u_g$ , όπου η παράμετρος  $u_g$  ονομάζεται ταχύτητα ομάδας και ορίζεται ως  $u_g = (d\beta/d\omega)^{-1}$ .

## 2.1. Γραμμικά Φαινόμενα Παραμόρφωσης Σήματος

Γνωρίζοντας ότι  $\beta = \bar{n}k_0 = \bar{n}\omega/c$ , αποδεικνύεται ότι  $u_g = c/\bar{n}_g$ , με  $\bar{n}_g$  να ονομάζεται δείκτης διάθλασης ομάδας και να ορίζεται ως  $\bar{n}_g = \bar{n} + \omega(d\bar{n}/d\omega)$ .

Μετά από μετάδοση σε οπτική ίνα μήκους  $L$  ένας παλμός με φασματικό εύρος  $\Delta\omega$ , θα έχει υποστεί χρονική διεύρυνση που μπορεί να υπολογιστεί βάσει:

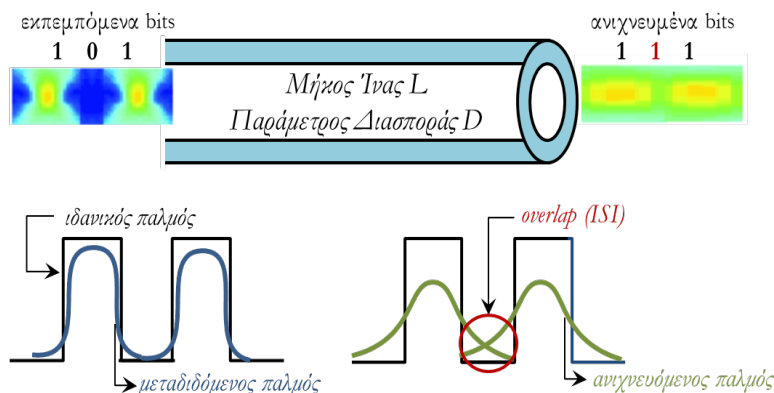
$$\Delta\tau = \frac{dT}{d\omega}\Delta\omega = \frac{d}{d\omega}\left(\frac{L}{u_g}\right)\Delta\omega = L\frac{d^2\beta}{d\omega^2}\Delta\omega = L\beta_2\Delta\omega \quad [2.2]$$

Η παράμετρος  $\beta_2$  που περιέχεται στην σχέση [2.2] ορίζεται ως παράμετρος διασποράς ταχύτητας ομάδας (Group Velocity Dispersion – GVD) και καθορίζει το ποσοστό διεύρυνσης ενός οπτικού παλμού κατά τη μετάδοση του στην οπτική ίνα. Αντίστοιχα, αν το φασματικό εύρος του παλμού που παράγεται από μια πηγή ορίζεται από την περιοχή των μηκών κύματος  $\Delta\lambda$  και δεδομένου ότι  $\omega = 2\pi c/\lambda$  και  $\Delta\omega = (-2\pi c/\lambda^2)\Delta\lambda$  η σχέση [2.2] γίνεται:

$$\Delta\tau = \frac{dT}{d\lambda}\Delta\lambda = \frac{d}{d\lambda}\left(\frac{L}{u_g}\right)\Delta\lambda = L\frac{d}{d\lambda}\left(\frac{1}{u_g}\right)\Delta\lambda = -L\frac{2\pi c}{\lambda^2}\frac{d^2\beta}{d\omega^2}\Delta\lambda = -L\frac{2\pi c}{\lambda^2}\beta_2\Delta\lambda = LD\Delta\lambda \quad [2.3]$$

Η παράμετρος  $D$  που περιέχεται στην σχέση [2.3] ορίζεται ως παράμετρος διασποράς, εκφράζεται σε μονάδες  $ps/(nm * km)$  και αποτελεί και αυτή με τη σειρά της ένα μέτρο καθορισμού του ποσοστού διεύρυνσης που θα υποστεί ένας οπτικός παλμός εξαιτίας της διασποράς. Η παράμετρος  $D$  μεταβάλλεται σε σχέση με το μήκος κύματος λειτουργίας ενώ μπορεί να γραφεί και ως άθροισμα δύο συνιστωσών  $D = D_M + D_W$ , με  $D_M$  να ορίζεται ως *διασπορά υλικού* (material dispersion) και  $D_W$  ως *διασπορά κυματοδότησης* (waveguide dispersion). Η διασπορά υλικού προέρχεται από το γεγονός ότι το πυρίτιο, υλικό που χρησιμοποιείται για την κατασκευή της οπτικής ίνας, είναι διασπαρτικό, αφού ο δείκτης διάθλασής του εξαρτάται από το μήκος κύματος, ενώ κατ' αντιστοιχία η διασπορά κυματοδότησης προκύπτει από την εξάρτηση της σταθεράς διάδοσης  $\beta$  του οπτικού κυματοδηγού από το μήκος κύματος.

Το ποσοστό διεύρυνσης του παλμού, όπως αναλύθηκε παραπάνω, εξαρτάται άμεσα τόσο από την απόσταση μετάδοσης μέσα στην ίνα και όσο και από την παράμετρο διασποράς ( $D$ ) της ίδιας της ίνας. Μια πιθανή υπερβολική διεύρυνση του παλμού θα οδηγήσει γειτονικά bit να διαφύγουν της χρονικής θυρίδας (timeslot) και να προκύψει επικάλυψη (παρεμβολή), οδηγώντας έτσι σε διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference - ISI) [47,54,55]. Εξαιτίας του ISI ο δέκτης δυσκολεύεται να «μεταφράσει» σωστά τα γειτονικά bit, αυξάνοντας έτσι το ρυθμό εμφάνισης λαθών (Bit Error Rate - BER). Το φαινόμενο αυτό παρουσιάζεται Σχήμα 2.5, όπου μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι κάθε παλμός εξαπλώνεται και επικαλύπτεται με τους γειτονικούς παλμούς του, μέχρις ότου να είναι αδύνατο να τον ξεχωρίσει κανείς από αυτούς στην είσοδο του δέκτη.



Σχήμα 2.5. Διασυμβολική Παρεμβολή (ISI) εξαιτίας της διασποράς.

Εξαιτίας της πιθανής εμφάνισης ISI και της υποβάθμισης της ποιότητας του λαμβανόμενου σήματος που αυτή προκαλεί, αξίζει σε αυτό το σημείο να μελετηθεί τόσο η μέγιστη επιτρεπόμενη διεύρυνση  $\Delta\tau$ , όσο και η μέγιστη δυνατή απόσταση που μπορεί ένας παλμός να μεταδοθεί ένας παλμός όταν υπόκειται σε χρωματική διασπορά. Η διεύρυνση του παλμού δίνεται από τη σχέση [2.3], όπου  $\Delta\tau = DL\Delta\lambda$ . Έτσι για μετάδοση με ρυθμό 10 Gb/s (δηλαδή  $\Delta f = 10GHz$ ) προκύπτει ότι η διεύρυνση του παλμού ανά χιλιόμετρο μετάδοσης είναι:

$$\Delta\tau = D\Delta\lambda = D \frac{c}{f^2} \Delta f = \frac{17ps}{nm * km} * \frac{3 * 10^8 m/s}{(193.1 * 10^{12} Hz)^2} * 10 * 10^9 Hz \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \Delta\tau = \frac{17ps}{nm * km} * 0.08nm = 1.36ps / km$$
[2.4]

Κατ' αντιστοιχία με την [2.4], για τα 40 Gb/s (με  $\Delta f = 40GHz$ ) η διεύρυνση του παλμού ανά χιλιόμετρο μετάδοσης είναι:

$$\Delta\tau = \frac{17ps}{nm * km} * 0.32nm = 5.44ps / nm$$
[2.5]

Αφού υπολογίστηκαν οι διευρύνσεις του παλμού ανά χιλιόμετρο μετάδοσης, ο υπολογισμός μιας τάξης μεγέθους για τη μέγιστη επιτρεπόμενη απόσταση μετάδοσης που μπορεί να υποστηριχθεί με συγκεκριμένη τιμή διασποράς D, ρυθμό μετάδοσης και  $\Delta\lambda$  εξάγεται μέσω:

$$BDL\Delta\lambda < 1$$
[2.6]

Εφαρμόζοντας τη σχέση [2.6] σε σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 10 Gbit/s (δηλαδή  $\Delta f = 10GHz$ ) θα έχουμε:

$$BDL\Delta\lambda < 1 \Leftrightarrow BDL \frac{c}{f^2} \Delta f < 1 \Rightarrow 10^{10} \frac{bits}{s} * 17 * 10^{-12} \frac{s}{nm * km} * L * 0.08nm < 1 \Rightarrow$$

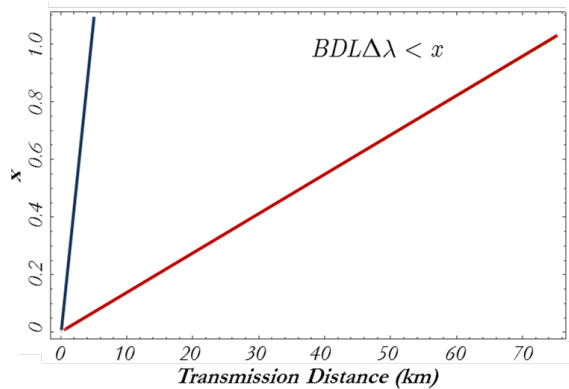
$$\Rightarrow L < 73.5km$$
[2.7]

Όπως προκύπτει χρησιμοποιώντας τη σχέση [2.4], τα 73.5 km μέγιστης επιτρεπόμενης απόστασης αντιστοιχούν σε ανώτατο όριο διεύρυνσης παλμού της τάξης των 100 ps. Αντίστοιχα, ακολουθώντας την ίδια μεθοδολογία για ένα σύστημα με ρυθμό μετάδοσης στα 40 Gb/s προκύπτει ότι η μέγιστη επιτρεπόμενη απόσταση είναι της τάξης των 4.6 km και το ανώτερο όριο χρονικής διεύρυνσης παλμού αντιστοιχίζεται στα 25 ps. Μια προσεκτική παρατήρηση στα παραπάνω αποτελέσματα αρκεί για να καταστήσει σαφές ότι η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης επηρεάζει δραματικά την ανοχή του συστήματος στη χρωματική διασπορά. Ο υψηλότερος ρυθμός μετάδοσης οδηγεί σε συντομότερους παλμούς που μεταξύ τους απέχουν λιγότερα χρονικά καθιστώντας ευκολότερη την εμφάνιση ISI ανάμεσα σε γειτονικούς παλμούς. Το ποσό της διασποράς που μπορεί να γίνει ανεκτό σε ένα οπτικό σύστημα (γινόμενο DL) είναι αντιστρόφως ανάλογο με το τετράγωνο του ρυθμού μετάδοσης όπως φαίνεται από τη σχέση [2.8] ([47]) που ακολουθεί:

$$DL = 1.565 * 10^5 * \frac{f_{DC}}{B^2 \left(\Lambda/1.55\right)^2} * \varepsilon [ps / nm]$$
[2.8]

Στο σχήμα που ακολουθεί απεικονίζονται οι μέγιστες αποστάσεις μετάδοσης ώστε να τηρείται η σχέση [2.6], τόσο για την περίπτωση των 10 Gb/s, όσο και για την περίπτωση των 40 Gb/s. Η μέγιστη επιτρεπτή απόσταση μετάδοσης εξαιτίας της διασποράς για συστήματα των 40 Gb/s είναι 16 φορές χαμηλότερη από αυτή για συστήματα των 10 Gb/s. Αυτοί οι αρκετά αυστηροί περιορισμοί για τη χρωματική διασπορά προκαλούν την ανάγκη να αντιμετωπιστούν όλες οι πιθανές πηγές διεύρυνσης του παλμού.

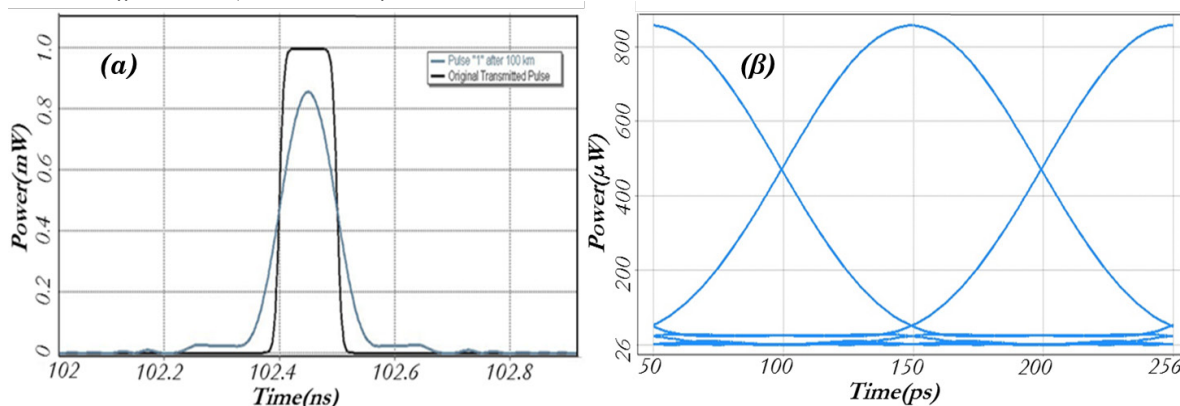




Σχήμα 2.6. Μέγιστη επιτρεπόμενη απόσταση μετάδοσης εξαιτίας της χρωματικής διασποράς για 10 Gb/s (κόκκινη καμπύλη) και 40 Gb/s (μπλε καμπύλη).

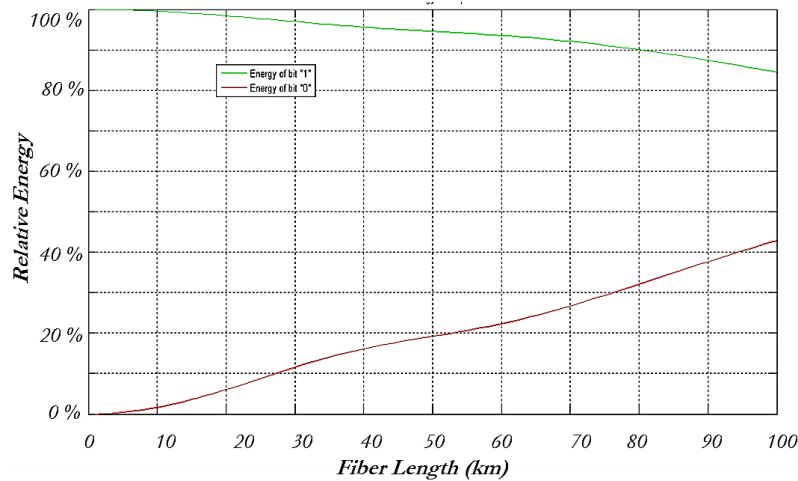
Στο πλαίσιο της καλύτερης κατανόησης της επιρροής της διασποράς σε ένα παλμό, υλοποιήθηκαν δύο συστήματα προσομοίωσης ώστε να παρουσιαστεί η διεύρυνση στην οποία υπόκειται ένας παλμός στο πεδίο του χρόνου. Με σκοπό να φανεί μόνο η επίδραση της χρωματικής διασποράς στο bit '1' χωρίς την ύπαρξη ISI χρησιμοποιήθηκαν πομποί που δε μεταδίδουν τυχαία παραγόμενες ακολουθίες αλλά την ακολουθία bit '0001000'.

Στο Σχήμα 2.7 που ακολουθεί παρουσιάζονται ενδεικτικά τα αποτελέσματα του συστήματος που υλοποιήθηκε με το προσομοιωτικό εργαλείο VPI Transmission Maker. Η χρονική διεύρυνση, η οποία είναι το αποτέλεσμα της επιρροής της διασποράς μετά από 100 km μετάδοσης στην ίνα είναι εμφανής στο Σχήμα 2.7 (α), ενώ παράλληλα στο Σχήμα 2.7 (β) απεικονίζεται το διάγραμμα οφθαλμού του ληφθέντος σήματος πριν το δέκτη.



Σχήμα 2.7. Η επιρροή της διασποράς στην ακολουθία '0001000' (α) στο πεδίο του χρόνου και (β) στο διάγραμμα οφθαλμού για το σύστημα προσομοίωσης VPI.

Μια προσεκτική παρατήρηση στο Σχήμα 2.7 (α) καταδεικνύει ότι η ενέργεια του bit '1' έχει μειωθεί σε σχέση με τον αρχικά μεταδιδόμενο παλμό. Αυτό το φαινόμενο παρατηρείται καθώς μέρος της ενέργειας έχει απλωθεί στις γειτονικές χρονοθυρίδες των bit '0'. Πιο συγκεκριμένα για τη συγκεκριμένη ακολουθία και βάσει του γραφήματος που ακολουθεί στο Σχήμα , όπου και απεικονίζεται η μεταβολή της σχετικής ενέργειας τόσο του bit '1', όσο και του bit '0' προκύπτει ότι μετά από 100 km μετάδοσης σε οπτική ίνα, η ενέργεια του '1' μειώνεται στο 85% της αρχικής.

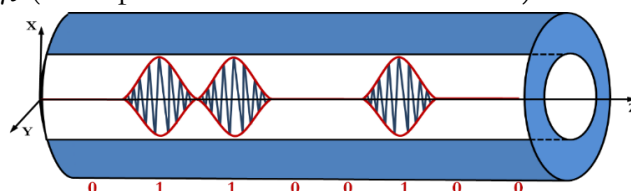


Σχήμα 2.8. Μεταβολή της σχετικής ενέργειας του bit '1' και του bit '0' για την ακολουθία '0001000' σε σχέση με την απόσταση μετάδοσης.

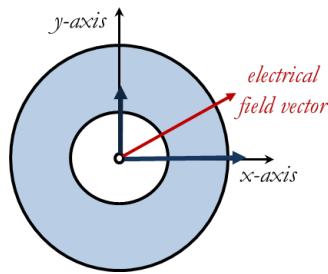
### 2.1.3 Διασπορά Πόλωσης-Τρόπου Μετάδοσης (Polarization Mode Dispersion)

Η αναβάθμιση των οπτικών δικτύων σε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης αλλά και οι αυστηρότερες απαιτήσεις που οι ρυθμοί αυτοί εισάγουν θέτουν υψηλές προκλήσεις στην ήδη υπάρχουσα τηλεπικοινωνιακή δομή. Το φαινόμενο της διασποράς πόλωσης-τρόπου μετάδοσης (PMD) θεωρείται ένας από τους βασικούς περιοριστικούς παράγοντες για τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα υψηλών ταχυτήτων σε μεγάλες αποστάσεις, ιδιαίτερα για συστήματα με ρυθμό μετάδοσης μεγαλύτερους ή και ίσους των 40 Gb/s. Παρά τη γενικώς αποδεκτή αυτή παραδοχή, κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες η PMD δύναται να προκαλέσει σημαντικούς περιορισμούς ακόμα και σε ζευξείς ινών που λειτουργούν σε ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 10 Gb/s, ιδίως αν αυτές αποτελούν τμήμα εγκατάστασης παλαιότερων δικτύων. Οι προκλήσεις που εισάγονται από την PMD έχουν καταστήσει ίνες που κατασκευάστηκαν και τοποθετήθηκαν από το 1998-2001 ακατάλληλες ακόμα και για μετάδοση ρυθμού από 10 Gb/s και πάνω [56]. Η κατανόηση της στατιστικής και τυχαίας φύσης του φαινομένου της PMD και συνεπώς και της πιθανής επιρροής της, καθίσταται θέμα ζωτικής σημασίας για το εκάστοτε οπτικό δίκτυο κυρίως καθώς οι ρυθμοί μετάδοσης αυξάνονται συνεχώς.

Το φως είναι μια μορφή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας που γενικά χαρακτηρίζεται από το συγκεκριμένο μήκος κύματος και τη συχνότητα που διαθέτει. Ωστόσο, όπως όλα τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα, έτσι και το φως, χαρακτηρίζεται ακόμα και από την πόλωση του, δηλαδή την κατεύθυνση κατά την οποία ταλαντώνεται το ηλεκτρικό πεδίο ( $E$ ) του κύματος. Έτσι για παράδειγμα στο Σχήμα 2.9 απεικονίζεται ένα οπτικό κύμα συγκεκριμένου μήκους κύματος του οποίου το ηλεκτρικό πεδίο ταλαντώνεται στην κατεύθυνση του  $x$  άξονα ( $x$  πολωμένο), διαμορφωμένο για τη συμβολοσειρά '01100100'. Είναι σαφές λοιπόν, ότι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα μπορούν να φέρουν δύο καταστάσεις πόλωσης— είτε κατά μήκος του άξονα  $x$  είτε κατά μήκος του άξονα  $y$  ενώ στην ιδιαίτερη περίπτωση όπου η ταλάντωση του ηλεκτρικού πεδίου δεν είναι απολύτως ευθυγραμμισμένη με κανέναν από τους δύο άξονες, το ηλεκτρομαγνητικό κύμα περιέχει συνιστώσες και στις δύο πολώσεις ( $x$  και  $y$ ). Η ανάλυση του ηλεκτρικού πεδίου σε δύο ορθογώνιες συνιστώσες πόλωσης έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία δύο βασικών καταστάσεων πόλωσης (Principle State of Polarization - PSP) και απεικονίζεται στο Σχήμα 2.10.

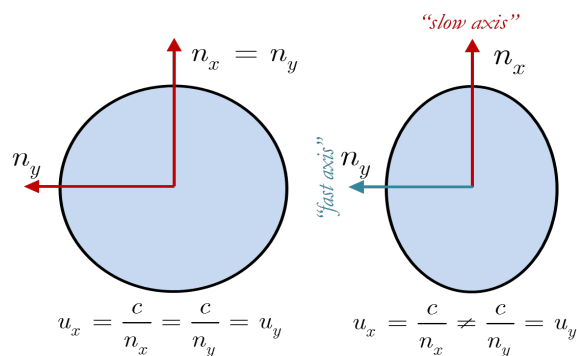


Σχήμα 2.9. Διαμορφωμένο  $x$ -πολωμένο σήμα για την συμβολοσειρά '01100100'.



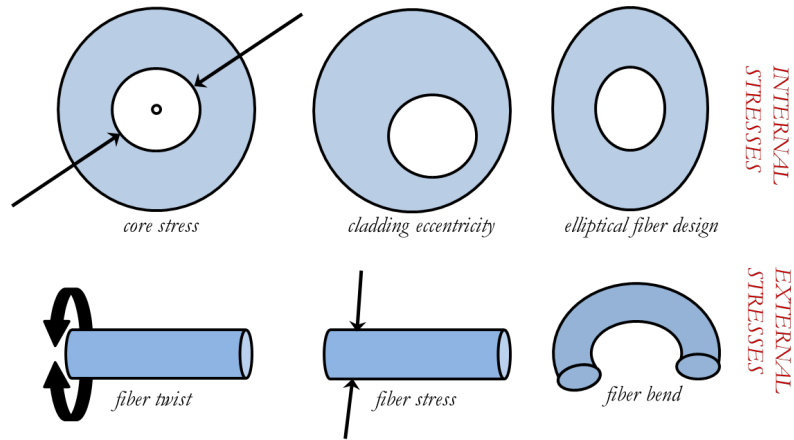
Σχήμα 2.10. Ανάλυση ηλεκτρικού πεδίου σε δύο ορθογώνιες συνιστώσες πόλωσης.

Όπως αναλύθηκε με λεπτομέρεια στο Κεφάλαιο 2.1.2 η ταχύτητα με την οποία ένα κύμα διαδίδεται μέσω ενός οπτικού μέσου εξαρτάται από το δείκτη διάθλασης και συγκεκριμένα όσο μεγαλύτερος είναι ο δείκτης διάθλασης τόσο μικρότερη είναι η ταχύτητα με την οποία μεταδίδεται το κύμα. Στην περίπτωση μια πλήρους συμμετρικής οπτικής ίνας, η ταχύτητα μετάδοσης δε θα εξαρτάται από την PSP καθώς το φως αντιλαμβάνεται τον ίδιο δείκτη διάθλασης είτε είναι  $x$ - είτε  $y$ - πολωμένο. Οι δείκτες διάθλασης για τον άξονα  $x$  και  $y$ , ορίζονται ως  $n_x$  και  $n_y$  αντίστοιχα και απεικονίζονται γραφικά συνήθως με τη βοήθεια μια έλλειψης [57], της οποίας οι άξονες αντιστοιχούν στους δείκτες διάθλασης  $n_x$  και  $n_y$ . Για την περίπτωση μιας τέλεια συμμετρικής ίνας το προφίλ των δεικτών διάθλασης μετατρέπεται σε κύκλο αντί για έλλειψη αφού ισχύει ότι  $n_x = n_y$ . Όταν οι δείκτες διάθλασης ( $n_x$  και  $n_y$ ) δεν είναι ίσοι, η ταχύτητα που ένα κύμα διαδίδεται μέσα στην οπτική ίνα αποκτά εξάρτηση από την πόλωση και η διαφορά που υπάρχει ανάμεσά τους ονομάζεται διπλοθλαστικότητα (birefringence).



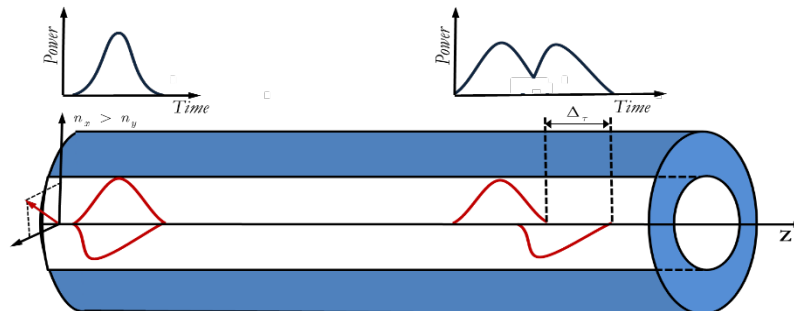
Σχήμα 2.11. Το προφίλ δεικτών διάθλασης για τέλεια συμμετρική ίνα και ίνα με διπλοθλαστικότητα.

Στο Σχήμα 2.11 απεικονίζεται το προφίλ δεικτών διάθλασης τόσο για μια απόλυτα συμμετρική ίνα, όσο για ίνα με διπλοθλαστικότητα. Ειδικά για την περίπτωση της ίνας με διπλοθλαστικά χαρακτηριστικά ο δείκτης διάθλασης  $n_x$  φαίνεται να είναι μεγαλύτερος από ότι ο  $n_y$ , με αποτέλεσμα το πολωμένο φως να μεταδίδεται στον άξονα  $x$  με μικρότερη ταχύτητα από ότι στον άξονα  $y$ . Αξίζει να σημειωθεί ότι η πόλωση κατά την οποία το κύμα μεταδίδεται με χαμηλότερη ταχύτητα ονομάζεται «αργός άξονας» (“slow axis”), ενώ αντίστοιχα η πόλωση όπου η ταχύτητα είναι μεγαλύτερη ονομάζεται «γρήγορος άξονας» (“fast axis”). Η διπλοθλαστικότητα δημιουργείται εξαιτίας της ύπαρξης ασυμμετρίας στον πυρήνα της οπτικής ίνας, η οποία προκύπτει είτε εξαιτίας εσωτερικών πιέσεων κατά την διαδικασία κατασκευής της, είτε εξαιτίας εξωτερικών πιέσεων κατά τη διαδικασία εγκατάστασής της. Αν και θεωρητικά οι διαδικασίες κατασκευής μιας οπτικής ίνας έχουν σχεδιαστεί ώστε να παράγονται ιδανικές οπτικές ίνες με απόλυτα συμμετρικούς πυρήνες, πρακτικά θεωρείται σχεδόν αδύνατο μια οπτική ίνα να μην φέρει καθόλου διπλοθλαστικά χαρακτηριστικά.



Σχήμα 2.12. Βασικές πηγές πρόκλησης διπλοθλαστικότητας στην ίνα.

Στο Σχήμα 2.13 απεικονίζεται ένα τυπικό σήμα όπου ο οπτικός παλμός εισόδου φέρει συνιστώσες πόλωσης και στους δύο άξονες ( $x$  και  $y$ ) αλλά και το πώς η διπλοθλαστικότητα μιας οπτικής ίνας έχει ως αποτέλεσμα την χρονική καθυστέρηση της κατάστασης πόλωσης που ταλαντώνεται στον «αργό άξονα» και φέρει τον μεγαλύτερη δείκτη διάθλασης. Καθώς οι περισσότεροι δέιτες δεν έχουν τη δυνατότητα να αντιληφθούν την πόλωση του προσπίπτοντος φωτός, η διαφορά στις ταχύτητες μετάδοσης της  $x$  και  $y$  συνιστώσας ανιχνεύεται τελικά ως μια χρονική διεύρυνση του παλμού. Με λίγα λόγια το βασικό αποτέλεσμα του φαινομένου της διπλοθλαστικότητας είναι ότι δημιουργεί μια καθυστέρηση ανάμεσα στις δύο καταστάσεις πόλωσης με τη χρονική διαφορά που προκύπτει ανάμεσα στις καταστάσεις αυτές να ονομάζεται *διαφορική καθυστέρηση ομάδας*  $\Delta\tau$  (Differential Group Delay – DGD), και να μετρείται σε picosecond.



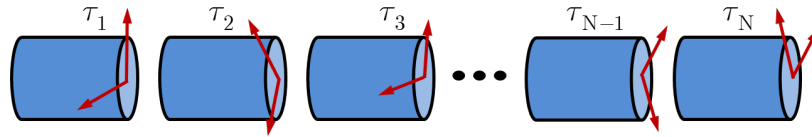
Σχήμα 2.13. Χρονική διεύρυνση παλμού και DGD μετά από μετάδοση σε διπλοθλαστική ίνα.

Αν μάλιστα η τιμή της DGD, δηλαδή της χρονικής διαφοράς ανάμεσα στις καταστάσεις πόλωσης, είναι μεγάλη, στην έξοδο της διπλοθλαστικής ίνας φτάνουν δύο τελείως ξεχωριστοί παλμοί. Το φαινόμενο αυτό συχνά αναφέρεται ως *διαχωρισμός παλμού* (“pulse splitting”) ενώ οδηγεί σε δραματική υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος και τελικά πιθανώς ακόμη και σε διακοπή λειτουργίας του συστήματος.

Παρά το γεγονός ότι η κύρια πηγή της PMD προκαλείται από την DGD και τη διπλοθλαστικότητα της ίνας, η σχέση ανάμεσα στα δύο μεγέθη αυτά είναι αρκετά πολύπλοκη αφού η τιμή της διπλοθλαστικότητας μεταβάλλεται κατά μήκος μια οπτικής ίνας. Έτσι, διαφορετικά τμήματα ίνας παρουσιάζουν διαφορετικά επίπεδα διπλοθλαστικότητας τόσο όσον αφορά την ασυμμετρία ανάμεσα στους δείκτες διάθλασης όσο και αφορά την κατεύθυνση του «αργού» και «γρήγορου» άξονα. Όπως είναι λοιπόν σαφές η PMD μιας οπτικής ζεύξης δεν μπορεί να υπολογιστεί βάσει της τιμής ενός συγκεκριμένου τμήματός της, αφού για τη σωστή μελέτη της απαιτείται η αναπαράστασή της ως μια σειρά συναλυσόμενων (concatenated) διπλοθλαστικών τμημάτων όπως αυτό που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.14. Τα διαφορετικά διπλοθλαστικά τμήματα μιας ίνας είναι προσανατολισμένα με τυχαίο τρόπο μεταξύ τους ενώ σε κάθε σημείο ένωσης η σχετική ευθυγράμμιση των αξόνων τους μεταβάλλεται στο χρόνο εξαιτίας περιβαλλοντολογικών συνθηκών. Το γεγονός αυτός έχει ως αποτέλεσμα η στιγμιαία τιμή της DGD για κάθε τμήμα ίνας να αποτελεί μια τυχαία μεταβλητή, η οποία με τη σειρά της επίσης μεταβάλλεται στο χρόνο [58]. Αξίζει να σημειωθεί ότι όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.15 ακόμα και μια

## 2.1. Γραμμικά Φαινόμενα Παραμόρφωσης Σήματος

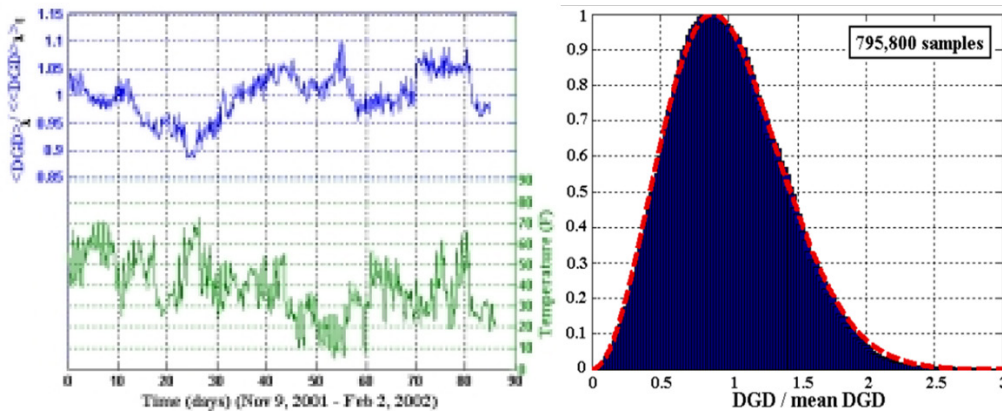
μεταβολή της τάξης λίγων βαθμών κελσίου στη θερμοκρασία μπορεί να αλλάξει τελείως την τιμή της DGD. Το ιστόγραμμα των διαφορετικών τιμών της στιγμιαίας DGD έχει αποδειχτεί ότι προσεγγίζεται με μεγάλη ακρίβεια από μια κατανομή Maxwell [59]. (Σχήμα 2.15) Η κατανομή αυτή εξαρτάται μόνο από μια παράμετρο η οποία ορίζεται ως η μέση τιμή της DGD ή αλλιώς  $\langle \Delta\tau \rangle$  ή PMD της ίνας.



Σχήμα 2.14. Μοντέλο αναπαράστασης μιας οπτικής ίνας αποτελούμενο από συναλωσόμενα διπλοθλαστικά τμήματα.

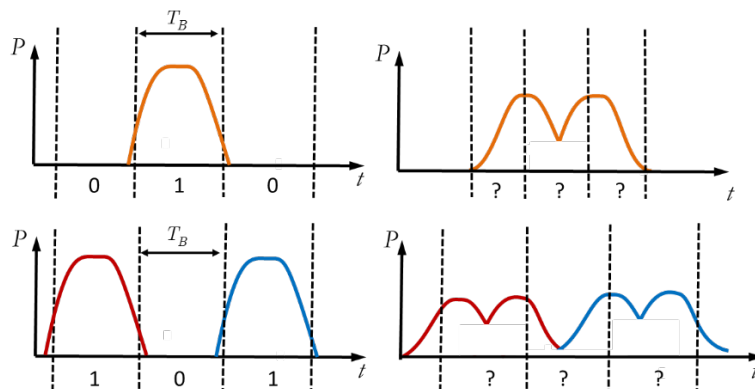
Η τιμή της PMD (μέση DGD) αυξάνεται με την απόσταση μετάδοσης και έτσι όσο αυξάνεται η απόσταση τόσο πιθανότερο είναι να παρατηρηθεί μεγάλη DGD στο δέκτη. Πιο συγκεκριμένα, έχει αποδειχτεί ([60–62]) ότι μεταβάλλεται ανάλογα με την τετραγωνική ρίζα του μήκους της ίνας πολλαπλασιασμένη με ένα παράγοντα που ορίζεται ως  $PMD_{coeff}$  και μετριέται τυπικά σε ps/√km.

$$PMD = \langle \Delta\tau \rangle PMD_{coeff} \sqrt{L} \quad [2.9]$$



Σχήμα 2.15. Μέση DGD και θερμοκρασία σε σχέση με το χρόνο και ιστόγραμμα κανονικοποιημένων τιμών της DGD από μετρήσεις που προέκυψαν από το [59].

Το αποτέλεσμα της DGD ανιχνεύεται από το δέκτη ως παραμόρφωση του σήματος, η οποία αυξάνεται σημαντικά όταν η χρονική διεύρυνση ενός παλμού ξεπερνά τη χρονοθυρίδα ενός bit προκαλώντας με τη σειρά της ISI όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.16.



Σχήμα 2.16. Χρονική διεύρυνση παλμών συμβολοσειράς '010' και '101' μετά την επιρροή της PMD

Η μέγιστη επιτρεπόμενη καθυστέρηση εξαιτίας της PMD ορίζεται εμπειρικά στο 10% της διάρκειας ενός bit, θεωρώντας ως μέγιστο όριο μείωσης επιδόσεων την τιμή του 1 dB.

$$\Delta\tau_{max} \leq \frac{T_b}{10} \quad [2.10]$$



Βάσει της σχέσης [2.10] προκύπτει ο πίνακας που ακολουθεί ο οποίος συνοψίζει τη μέγιστη επιτρεπόμενη καθυστέρηση που μπορεί να προκληθεί εξαιτίας της PMD σε σχέση με αντίστοιχο ρυθμό μετάδοσης του συστήματος.

Πίνακας 2.1. Μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή καθυστέρησης εξαιτίας της PMD σε σχέση με το ρυθμό μετάδοσης.

| <i>Bit Rate (Gb/s)</i> | <i>Timeslot Duration (ps)</i> | <i>PMD Maximum Delay (ps)</i> |
|------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| 2.5                    | 400                           | 40                            |
| 10                     | 100                           | 10                            |
| 40                     | 25                            | 2.5                           |
| 100                    | 10                            | 1                             |

Στην περίπτωση όπου η DGD ξεπερνά την τιμή κατωφλίου που έχει οριστεί δύναται να προκληθεί στο οπτικό σύστημα ένα συμβάν *διακοπής λειτουργίας* (outage event). Η πιθανότητα διακοπής λειτουργίας  $P_{out}$  υπολογίζεται μέσω μια συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Maxwell ως εξής [59]:

$$P(\Delta\tau \geq \Delta\tau_{th}) = 1 - \int_0^{\Delta\tau_{th}} f_{\tau}(\Delta\tau) d\Delta\tau \quad [2.11]$$

Ο ακριβής υπολογισμός της επίδρασης της PMD σε ένα δίκτυο απαιτεί στατιστική ανάλυση της μεταβολής της DGD. Ο μέσος ρυθμός διακοπής λειτουργίας ανά μονάδα χρόνου υπολογίζεται ως εξής[63]:

$$R_{out} = \frac{1}{2} f_t(threshold) \int_{-\infty}^{\infty} f_{\tau'}(\Delta\tau') |\Delta\tau'| d\Delta\tau' \quad [2.12]$$

όπου  $\Delta\tau'$  η παράγωγος της DGD στο χρόνο και  $f_{\tau'}$  η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της DGD.

Ωστόσο, αξίζει σε αυτό το σημείο να σημειωθεί ότι πέραν της PMD πρώτης τάξης, τα οπτικά συστήματα επηρεάζονται και από PMD δεύτερης τάξης η οποία προκύπτει από την εξάρτηση της τιμής της DGD από το μήκος κύματος. Η επίδραση της PMD δεύτερης τάξης σε ένα οπτικό σύστημα μελετήθηκε στο [64], ενώ θα πρέπει να σημειωθεί ότι η συνεισφορά της είναι άξια αναφοράς μόνο σε συστήματα με πολύ υψηλό ρυθμό μετάδοσης (> 40 Gb/s).

## 2.2 Μη γραμμικά Φαινόμενα

Όπως περιγράφηκε και αναλύθηκε εκτενώς στα Κεφάλαια 2.1.1, 2.1.2 και 2.1.3 η επίδραση των μηχανισμών των απωλειών, της χρωματικής διασποράς αλλά και της PMD αυξάνει αναλογικά με το μήκος της οπτικής ζεύξης. Η ανάγκη επέκτασης των οπτικών δικτύων ώστε να καλύπτουν μεγαλύτερες περιοχές σε συνδυασμό με τις μεγαλύτερες αποστάσεις ανάμεσα στους ανα τακτά διαστήματα τοποθετημένους ενισχυτές, απαιτούν υψηλότερα επίπεδα ισχύος. Παράλληλα, η συνεχής ανάγκη για αύξηση του ρυθμού δεδομένων οδηγεί σε συντομότερους -χρονικά- παλμούς μεγαλύτερης έντασης. Οι δύο παραπάνω αιτίες είναι όμως ο λόγος για τον οποίο αυξάνεται η πιθανότητα εμφάνισης μη γραμμικών διαδικασιών στην ίνα. Αν και το πυρίτιο (υλικό κατασκευής της οπτικής ίνας) εμφανίζει χαμηλότερες μη γραμμικότητες σε σχέση με άλλα υλικά, τα υψηλά επίπεδα έντασης αλλά και το μεγάλο μήκος αλληλεπίδρασης που υπάρχουν στην οπτική ίνα καθιστούν τα μη γραμμικά φαινόμενα σημαντικό περιοριστικό παράγοντα για τα σύγχρονα οπτικά δίκτυα.

Οι μη γραμμικότητες της ίνας ταξινομούνται σε δύο βασικές κατηγορίες: στα φαινόμενα που προκύπτουν εξαιτίας της μη γραμμικής φύσης του δείκτη διάθλασης ή *αλλιώς φαινόμενο Kerr* (Kerr effect) και στα φαινόμενα που προκύπτουν εξαιτίας διεγερμένων φαινομένων σκέδασης (Raman ή Brillouin). Η εξάρτηση του δείκτη διάθλασης του πυριτίου από την ισχύ προκαλεί τρία διαφορετικά φαινόμενα: την *αυτοδιαμόρφωση φάσης* (Self Phase Modulation - SPM), την *ετεροδιαμόρφωση φάσης* (Cross Phase

Modulation – XPM) και τη *μίξη τεσσάρων κυμάτων* (Four Wave Mixing - FWM), ενώ η διεγερμένη σκέδαση αφορά δύο φαινόμενα: τη *διεγερμένη σκέδαση Raman* (Stimulated Raman Scattering - SRS) και τη *διεγερμένη σκέδαση Brillouin* (Stimulated Brillouin Scattering - SBS).

Το φαινόμενο της αυτοδιαμόρφωσης φάσης (SPM) προκαλεί φασματική διεύρυνση του παλμού, προκύπτει από την αλληλεπίδραση του ίδιου του παλμού με τον εαυτό του, ενώ η πρώτη παρατήρηση του φαινομένου πραγματοποιήθηκε στο [21]. Αντίστοιχη φασματική διεύρυνση προκαλεί και το φαινόμενο της ετεροδιαμόρφωσης φάσης (XPM) η οποία ωστόσο προκύπτει εξαιτίας της αλληλεπίδρασης διαφορετικών παλμών που μεταδίδονται ταυτόχρονα στην ίνα. Η XPM αποτελεί έναν πολύ σημαντικό παράγοντα περιορισμού των επιδόσεων κυρίως για συστήματα *πολυπλεξίας μήκους κύματος* (Wavelength Division Multiplexing - WDM) στα οποία μεγάλος αριθμός παλμών διαφορετικού μήκους κύματος μεταδίδονται μέσω μιας και μόνο ίνας. Το XPM είναι το φαινόμενο που φαίνεται να αποτελεί το βασικό παράγοντα από τον οποίο εξαρτάται η μέγιστη χωρητικότητα ενός οπτικού συστήματος μετάδοσης ενώ η πρώτη παρατήρηση του φαινομένου πραγματοποιήθηκε στο [65]. Σε ένα WDM σύστημα, εάν τα κανάλια διαφορετικού μήκους κύματος είναι φασματικά ισαπέχοντα, οι νέες συχνότητες που παράγονται εξαιτίας του FWM φαινομένου συμπίπτουν με τις αρχικές, προκαλώντας ουσιαστικά αύξηση της *διαφωνίας* (crosstalk) [66,67]. Αντίθετα, από το SPM και το XPM, των οποίων η επίδραση μεγαλώνει όσο αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης, η επιρροή του FWM παραμένει ανεξάρτητη από το ρυθμό μετάδοσης, καθώς εξαρτάται κυρίως από την *διακαναλική απόσταση* (channel spacing), τη χρωματική διασπορά και το μήκος της οπτικής ίνας μετάδοσης.

Τα φαινόμενο της διεγερμένης σκέδασης Raman (SRS) προκαλείται εξαιτίας της αλληλεπίδρασης των φωτονίων με τα μόρια του μέσου και οδηγεί σε μεταφορά ισχύος από μικρότερα σε μεγαλύτερα μήκη κύματος. Αντίστοιχα, η σκέδαση Brillouin προκαλείται εξαιτίας της αλληλεπίδρασης των φωτονίων με τα ακουστικά κύματα που παράγονται στην ίνα με αποτέλεσμα το φως να οπισθοσκεδάζεται (backscattering). Η SBS παρατηρήθηκε πρώτη φορά στις οπτικές ίνες στο [68], ενώ ο συντελεστής κέρδους της είναι περίπου 100 φορές μεγαλύτερος από αυτόν της SRS, καθιστώντας την έτσι την κυρίαρχη μη γραμμική διαδικασία στην οπτική ίνα κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες.

Εκτός από την κατηγοριοποίηση τους βάσει της πηγής προέλευσης τους τα μη γραμμικά φαινόμενα μπορούν να χωριστούν σε τρεις κατηγορίες ανάλογα με το αν προκαλούνται ως συνέπεια της επίδρασης των παλμών ενός καναλιού ή μεταξύ ενός καναλιού και του θορύβου ASE (*ενδοκαναλικές παρεμβολές*) ή ως αποτελέσματα της επίδρασης μεταξύ δύο ή περισσότερων WDM καναλιών (*διακαναλικές παρεμβολές*).

Η σημασία κάθε τύπου μη γραμμικότητας σχετίζεται με το ρυθμό μετάδοσης ανά κανάλι ενώ συμπεραίνεται ότι τα διακαναλικά φαινόμενα παίζουν σημαντικό ρόλο στα WDM συστήματα όπου ο ρυθμός μετάδοσης μέχρι και 10 Gb/s, ενώ η επίδραση των ενδοκαναλικών φαινομένων είναι σημαντική κυρίως για συστήματα με ρυθμούς μετάδοσης μεγαλύτερους των 10 Gb/s [13]. Αξίζει να σημειωθεί ότι η ακριβής συνεισφορά του εκάστοτε μη γραμμικού φαινομένου εξαρτάται επίσης από την τοπική τιμή διασποράς της ίνας καθώς ίνες μικρότερης διασποράς έχουν ισχυρότερα διακαναλικά φαινόμενα από ίνες με υψηλότερη τοπική διασπορά εξαιτίας του “walk-off” φαινομένου που παρατηρείται στις τελευταίες.

Η επιρροή όλων των υποβαθμίσεων, είτε πρόκειται για γραμμικά είτε για μη γραμμικά φαινόμενα στις επιδόσεις ενός οπτικού συστήματος εξαρτάται όπως έχει ήδη αναφερθεί από διάφορες παραμέτρους (μήκος της οπτικής ίνας, ρυθμός μετάδοσης κ.α.). Ωστόσο, μια από τις σημαντικότερες παραμέτρους που καθορίζουν την μεγάλη ή μικρή επίδραση του κάθε φαινομένου δεν έχει αναφερθεί ακόμη αφού αφορά τον τρόπο διαμόρφωσης του εκάστοτε σήματος. Για το σκοπό αυτό, το Κεφάλαιο 3 που ακολουθεί αναφέρεται στους βασικούς τρόπους διαμόρφωσης, στα χαρακτηριστικά των πομπών/δεκτών τους και στη σύγκριση των επιδόσεων τους όσον αφορά τις υποβαθμίσεις που αναφέρθηκαν.

## 2.3 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Η μετάδοση ενός παλμού μέσω μιας οπτικής ίνας υπόκειται σε διαφορετικούς μηχανισμούς υποβάθμισης που εν γένει χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: τα γραμμικά και τα μη γραμμικά υποβαθμιστικά φαινόμενα.

Τα κυριότερα γραμμικά φαινόμενα περιλαμβάνουν:

- την *εξασθένηση* (attenuation)
- τη *χρωματική διασπορά* (chromatic dispersion - CD)
- τη *διασπορά πόλωσης τρόπου μετάδοσης* (polarization mode dispersion - PMD)

Αντίστοιχα, τα μη γραμμικά φαινόμενα μπορούν να διαχωριστούν σε δύο υποκατηγορίες ανάλογα με την πηγή προέλευσής τους. Συνοπτικά διαχωρίζονται λοιπόν στα φαινόμενα που προκύπτουν εξαιτίας:

- του *Kerr φαινομένου* (Kerr effect) και περιλαμβάνουν:
  1. την *αυτοδιαμόρφωση φάσης* (self phase modulation - SPM)
  2. την *ετεροδιαμόρφωση φάσης* (cross phase modulation – CPM/XPM)
  3. τη *μίξη τεσσάρων κυμάτων* (four wave mixing - FWM)
- της *ανελαστικής σκέδασης* (anelastic scattering) και περιλαμβάνουν:
  1. τη *διεγερμένη σκέδαση Raman* (Stimulated Raman Scattering - SRS)
  2. τη *διεγερμένη σκέδαση Brillouin* (Stimulated Brillouin Scattering - SBS)

Η χρωματική διασπορά, που οφείλεται στην εξάρτηση του δείκτη διάθλασης από την μεταδιδόμενη συχνότητα, αποτελεί τον κυριότερο υποβαθμιστικό παράγοντα των σύγχρονων οπτικών δικτύων καθώς μπορεί να προκαλέσει *διασυμβολική παρεμβολή* (ISI) στο ληφθέν σήμα. Η χρωματική διασπορά δεν επηρεάζει τη φασματική κατανομή του σήματος αλλά προκαλεί χρονική διεύρυνση κάθε παλμού υποβαθμίζοντας έτσι αισθητά την ποιότητα του σήματος μετά από μεγάλες αποστάσεις μετάδοσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι η ανοχή που παρουσιάζει ένα σήμα στη διασπορά (CD) είναι αντιστρόφως ανάλογη με το ρυθμό μετάδοσης καθιστώντας έτσι απαραίτητη την αντιστάθμισή της στην περίπτωση υψίρρυθμων (> 40 Gb/s) οπτικών συστημάτων.

Ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο στα υψίρρυθμα οπτικά συστήματα διαδραματίζει και η *διασπορά πόλωσης-τρόπου μετάδοσης* (PMD) η οποία πηγάζει από τη *διπλοθλαστικότητα* της ίνας και αναγκάζει τις δύο καταστάσεις πόλωσης του σήματος να μεταδίδονται με διαφορετική ταχύτητα. Εξαιτίας της τυχαίας και μη ντετερμινιστικής της φύσης η PMD αποτελεί ένα φαινόμενο που χρήζει αντιστάθμισης κυρίως σε συστήματα μεγάλου ρυθμού μετάδοσης, όπου η διάρκεια του παλμού είναι μικρότερη και η επίδραση του φαινομένου σημαντικότερη.

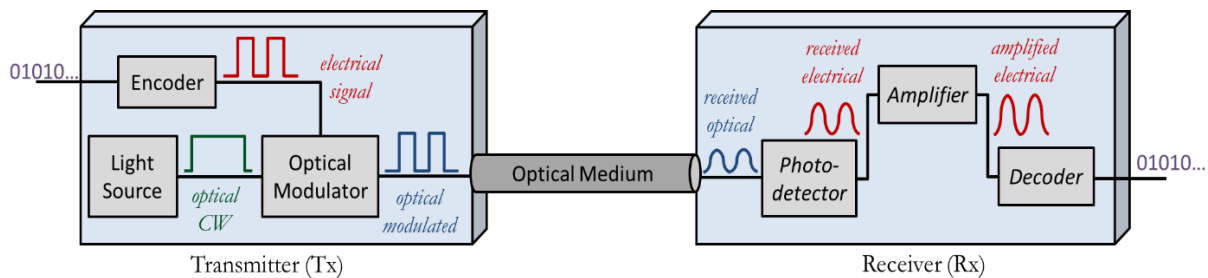
Αντίστοιχα, καθώς τα οπτικά συστήματα επεκτείνονται σε μεγαλύτερες αποστάσεις η χρήση οπτικών ενισχυτών αυξάνει τα επίπεδα ισχύος των μεταδιδόμενων οπτικών σημάτων με αποτέλεσμα την εμφάνιση εντονότερων μη γραμμικών φαινομένων. Στην περίπτωση μονοκάναλων οπτικών συστημάτων για παράδειγμα παρουσιάζεται το φαινόμενο της *αυτοδιαμόρφωσης φάσης* (SPM) το οποίο από την αλληλεπίδραση του παλμού με τον εαυτό του και προκαλεί φασματική διεύρυνση του παλμού. Αντίστοιχα, για την περίπτωση πολυκάναλων οπτικών συστημάτων (WDM) εκτός από την SPM εμφανίζονται και τα φαινόμενα της *ετεροδιαμόρφωσης φάσης* (XPM) αλλά και της *μίξης τεσσάρων κυμάτων* (FWM). Σε αντίθεση με το SPM και το XPM η επίδραση του FWM είναι ανεξάρτητη από το ρυθμό μετάδοσης καθώς εξαρτάται σχεδόν αποκλειστικά από τη φασματική διακαναλική απόσταση (channel spacing), τη χρωματική διασπορά και το συνολικό μήκος της οπτικής ζεύξης.



## 3

## Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση Οπτικών Σημάτων

Η οπτική ζεύξη ορίζεται ως το φυσικό μέσο που παρεμβάλλεται ανάμεσα σε έναν πομπό και έναν δέκτη, κατά τη διαδικασία της μετάδοσης ενός οπτικού σήματος πληροφορίας. Στο στάδιο του πομπού η έξοδος ενός laser (οπτικό φέρον) διαμορφώνεται βάσει μιας ακολουθίας bit (πληροφορία) και έτσι παράγεται το οπτικό σήμα εξόδου. Κατά τη μετάδοση του μέσω της οπτικής ζεύξης το σήμα υπόκειται στις υποβαθμίσεις που περιγράφηκαν αναλυτικά στο Κεφάλαιο 2 μέχρι να φτάσει στον οπτικό πομπό ώστε να πραγματοποιηθεί η ανίχνευση του σήματος. Στο στάδιο του δέκτη το οπτικό σήμα μετατρέπεται και πάλι σε ηλεκτρικό με τη βοήθεια μιας (ή και περισσότερων) φωτοδιόδων. Μετά τη λήψη και ανίχνευση του οπτικού σήματος ακολουθεί μια διαδικασία απόφασης με τη βοήθεια μιας τιμής κατωφλίου, η οποία ιδανικά έχει ως αποτέλεσμα την ακριβή ακολουθία μετάδοσης. Η διαδικασία παραγωγής, μετάδοσης και ανίχνευσης ενός οπτικού σήματος απεικονίζεται συνοπτικά στο Σχήμα 3.1.



Σχήμα 3.1. Γενική Μορφή Οπτικού Συστήματος

### 3.1 Οπτικοί Πομποί και Διαδικασίες Διαμόρφωσης

Η οπτική διαδικασία διαμόρφωσης αφορά τη μετατροπή ενός ηλεκτρικού σήματος σε οπτικό, είτε μέσω άμεσης διαμόρφωσης της φέροντος που προκύπτει από την έξοδο ενός laser (directly modulated laser – DML), είτε με τη βοήθεια εξωτερικών διαμορφωτών. Οι εξωτερικοί διαμορφωτές περιλαμβάνουν τους *διαμορφωτές ηλεκτρο-απορρόφησης* (Electro-Absorption Modulators - EAM) και τους *διαμορφωτές Mach-Zehnder* (Mach-Zehnder Modulators – MZM) [69]. Όποια μέθοδος και αν ακολουθηθεί, ένας οπτικός διαμορφωτής πρέπει να φέρει συγκεκριμένα χαρακτηριστικά ώστε να μπορεί να προσφέρει υψηλές ταχύτητες διαμόρφωσης [70]. Τα χαρακτηριστικά αυτά περιλαμβάνουν την ύπαρξη μεγάλου ηλεκτρο-οπτικού εύρους ζώνης, την χαμηλή *απώλεια εισόδου* (insertion loss), την εισαγωγή όσο το δυνατόν λιγότερου *τετερίσματος* (chirp) [71] στο παραγόμενο οπτικό σήμα και υψηλό *λόγο σβέσης* (extinction ratio – ER). Το κεφάλαιο που ακολουθεί παρουσιάζει τις τεχνικές για παραγωγή και διαμόρφωση του φέροντος κύματος, είτε με τη βοήθεια της άμεσης διαμόρφωσης, είτε μέσω εξωτερικών διαμορφωτών. Στην άμεση διαμόρφωση η διαδικασία της διεγερμένης εκπομπής γίνεται απευθείας μέσω στην κοιλότητα του laser μέσω του ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου. Αντίθετα, στην περίπτωση των εξωτερικών διαμορφωτών με το laser να βρίσκεται συνεχώς σε κατάσταση on τα παραγόμενο οπτικά

κύματα συζευγνύονται με έναν οπτικό διαμορφωτή ο οποίος και πάλι μέσω του ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου επιτρέπει τη διαμόρφωση του οπτικού φέροντος.

Σε γενικές γραμμές όταν υπάρχει απαίτηση υψηλών ταχυτήτων χρησιμοποιούνται εξωτερικοί διαμορφωτές, στους οποίους με τη βοήθεια ενός ηλεκτρικού σήματος οδήγησης που εφαρμόζεται, διακόπτεται η εισερχόμενη συνεχής ισχύς της εξόδου του laser. Για παράδειγμα, στην περίπτωση των EAM διαμορφωτών η διαδικασία της διαμόρφωσης του οπτικού πεδίου υλοποιείται μέσω του ελέγχου της απορρόφησης του υλικού χρησιμοποιώντας εξωτερικά εφαρμοζόμενη τάση. Παρά το γεγονός ότι το τετέρισμα που εισάγεται με τη χρήση EAM στο προκύπτον οπτικό σήμα είναι μικρό σε σχέση με τα DML, ο χαμηλός λόγος σβέσης, η μεγάλη απώλεια εισόδου και η εξάρτηση της λειτουργίας τους από το μήκος κύματος, καθιστούν τα EAM κατάλληλα κυρίως για χαμηλούς κόστους πομπούς με ρυθμό μετάδοσης της τάξης των 10 Gb/s.

Αντίθετα, ο MZM διαμορφωτής αποτελεί ίσως την πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη διάταξη οπτικής διαμόρφωσης συγκροτείται από δύο συζεύκτες και δύο διασυνδεδεμένους κυματοδηγούς ίδιου μήκους, ώστε να δημιουργείται ένα συμβολόμετρο. Το υλικό κατασκευής των κυματοδηγών μπορεί να είναι είτε GaAs είτε InP, είτε συχνότερα LiNbO<sub>3</sub>. Ο δείκτης διάθλασης των παραπάνω υλικών εξαρτάται από το εφαρμοζόμενο ηλεκτρικό πεδίο και έτσι η εφαρμογή ενός ηλεκτρικού σήματος οδήγησης δύναται να μεταβάλλει το δείκτη διάθλασης του ηλεκτρο-οπτικού κρυστάλλου. Αυτή η μεταβολή του δείκτη διάθλασης έχει ως αποτέλεσμα την αλλαγή της ταχύτητας με την οποία διαδίδεται το φως μέσω του κυματοδηγού ενώ η κατάλληλη επιλογή στο επίπεδο της εξωτερικής τάσης που εφαρμόζεται μπορεί να οδηγήσει σε ενισχυτική ή καταστρεπτική συμβολή. Η διαφορά στην επαγόμενη τάση που απαιτείται ώστε να αλλάξει η συμβολή από ενισχυτική σε καταστρεπτική ορίζεται ως  $V\pi$  και αποτελεί χαρακτηριστική παράμετρο ενός MZM διαμορφωτή. Ο δείκτης διάθλασης κάθε κυματοδηγού μπορεί είτε να ρυθμίζεται ξεχωριστά, είτε μέσω του ίδιου ηλεκτρικού σήματος οδήγησης, δημιουργώντας επί της ουσίας δύο κατηγορίες λειτουργίας των MZM διαμορφωτών: την *διπλής οδήγησης* (dual-drive) και την *ενιαίας οδήγησης* (single drive) λειτουργία, αντίστοιχα.

Ο υψηλός λόγος σβέσης, η χαμηλή απώλεια εισόδου, το σχετικά μικρό επαγόμενο τετέρισμα αλλά και η σχεδόν ανεξάρτητη από το μήκος κύματος λειτουργία των MZM διαμορφωτών τους καθιστούν ιδιαίτερα κατάλληλους για χρήση σε μετάδοση μεγάλων αποστάσεων. Αξίζει να σημειωθεί ότι εξαιτίας του γεγονότος ότι η λειτουργία τους στηρίζεται στο *ηλεκτρο-οπτικό φαινόμενο* (electro-optic effect), δηλαδή την εξάρτηση της φάσης από το ηλεκτρικό πεδίο, οι MZM διαμορφωτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν και ως διαμορφωτές φάσης. Είναι λοιπόν σαφές ότι ανάλογα με το ηλεκτρικό σήμα οδήγησης που εφαρμόζεται, οι MZM δύναται να χρησιμοποιηθούν για την παραγωγή πολλών διαφορετικών μορφών οπτικής διαμόρφωσης, οι οποίοι περιγράφονται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3.3.

Γενικά το ηλεκτροοπτικό φαινόμενο (electro-optic effect), που αποτελεί το βασικό μηχανισμό πίσω από τη λειτουργία του MZM διαμορφωτή [72] εμφανίζεται με δύο μορφές:

- (1) *φαινόμενο Pockels* (Pockels effect): όπου ο δείκτης διάθλασης μεταβάλλεται γραμμικά βάσει του εφαρμοζόμενου ηλεκτρικού πεδίου.
- (2) *φαινόμενο Kerr* (Kerr effect): όπου ο δείκτης διάθλασης μεταβάλλεται τετραγωνικά σε σχέση με το εφαρμοζόμενο ηλεκτρικό πεδίο.

Συνεπώς, η μεταβολή του δείκτη διάθλασης εξαιτίας του ηλεκτρο-οπτικού φαινομένου για ένα οποιοδήποτε μέσο προσδιορίζεται από τη σχέση:

$$n(E) = n_0 + a_1 E + \frac{1}{2} a_2 E^2 \quad [4.1]$$

όπου ο πρώτος όρος,  $n_0$ , αναφέρεται στο δείκτη διάθλασης του υλικού πριν τη εφαρμογή του ηλεκτρικού πεδίου, ενώ ο δεύτερος και ο τρίτος όρος στο φαινόμενο Pockels και Kerr, αντίστοιχα. Όπως αναφέρθηκε ήδη το συχνότερο υλικό που χρησιμοποιείται για ηλεκτρο-οπτικούς διαμορφωτές είναι το LiNbO<sub>3</sub>, στο οποίο το φαινόμενο Kerr είναι σχεδόν αμελητέο ενώ το φαινόμενο Pockels κυριαρχεί (δηλαδή,  $a_1 \gg a_2$ ). Με αυτό ως δεδομένο η σχέση [4.1] γίνεται:

$$n(E) \approx n_0 - \frac{1}{2} \rho n_0^3 E \quad [4.2]$$

όπου  $\rho$  ο συντελεστής Pockels που ορίζεται ως  $\rho = -2a_1/n_0^3$  και τυπικά φέρει τιμές από  $10^{-12}$  έως  $10^{-10}$  m/V.

Η απλούστερη εφαρμογή του φαινομένου Pockels περιλαμβάνεται στον τρόπο λειτουργίας του ηλεκτρο-οπτικού διαμορφωτή φάσης (phase modulator). Όταν μια ακτίνα φωτός μεταδίδεται μέσω ενός μέσου Pockels μήκους  $L$  κάτω από την επιρροή εφαρμοζόμενου ηλεκτρικού πεδίου  $E$ , το φως επιδέχεται μια μετατόπιση φάσης που υπολογίζεται ως:

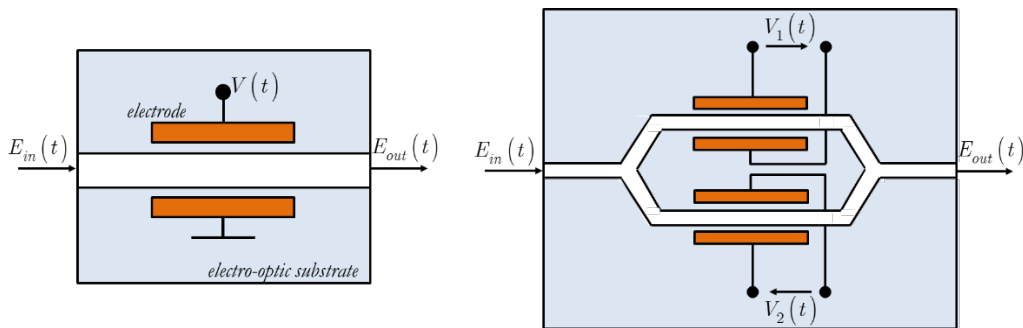
$$\varphi = \varphi_0 - \pi \frac{\rho n_0^3 E L}{\lambda_0} \quad [4.3]$$

όπου  $\lambda_0$  είναι το μήκος κύματος του φωτός και  $\varphi_0$  ορίζεται ως  $\varphi_0 = 2\pi n_0 L / \lambda_0$ . Δεδομένου ότι το ηλεκτρικό πεδίο που εφαρμόζεται σε δύο σημεία του μέσου Pockels που απέχουν μεταξύ τους απόσταση  $d$ , το ηλεκτρικό πεδίο  $E$  μπορεί να υπολογιστεί βάσει του  $E = V/d$  και συνεπώς η [4.3] τροποποιείται ως εξής:

$$\varphi = \varphi_0 - \pi \frac{\rho n_0^3 V L}{d \lambda_0} = \varphi_0 - \pi \frac{V}{V_\pi} \quad [4.4]$$

όπου  $V_\pi$  η τάση που απαιτείται ώστε να υπάρξει μεταβολή της φάσης κατά  $\pi$ , ορίζεται ως  $V_\pi = d \lambda_0 / L \rho n_0^3$  και εξαρτάται αποκλειστικά από τα φυσικά χαρακτηριστικά της συσκευής. Συνεπώς, το σήμα που προκύπτει στην έξοδο ενός διαμορφωτή φάσης υπολογίζεται βάσει:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) e^{i\pi \frac{V(t)}{V_\pi}} \quad [4.5]$$



Σχήμα 3.2. Διαμορφωτής φάσης (PM) και Mach-Zehnder Διαμορφωτής (MZM).

Ωστόσο, κάνοντας χρήση της συμβολομετρικής αρχής της η διαδικασία που λαμβάνει χώρα σε έναν διαμορφωτή φάσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για τη διαμόρφωση πλάτους, αν εφαρμοστεί σε μια συμβολομετρική διάταξη όπως αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 3.2. Συγκεκριμένα στο Σχήμα 3.2. απεικονίζεται ένας MZM διαμορφωτής διπλής οδήγησης, όπου το εισερχόμενο σήμα χωρίζεται σε δύο κυματοδηγούς ο καθένας εκ των οποίων φέρει έναν διαμορφωτή φάσης. Αφού αποκτήσουν μια διαφορά φάσης μεταξύ τους, τα δύο σήματα επανασυνδυάζονται δημιουργώντας είτε ενισχυτική είτε καταστρεπτική συμβολή ανάλογα με τη σχετική διαφορά φάσης. Αγνοώντας τις απώλειες εισόδου, η συνάρτηση μεταφοράς ενός MZM διαμορφωτή δίνεται από:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \left( e^{i\varphi_1(t)} + e^{i\varphi_2(t)} \right) \quad [4.6]$$

όπου  $\varphi_1(t)$  και  $\varphi_2(t)$  αντιπροσωπεύουν τη μεταβολή φάσης για τον κάθε βραχίονα του MZM και ορίζονται ως  $\varphi_1(t) = \pi V_1(t) / V_{\pi_1}$  και  $\varphi_2(t) = \pi V_2(t) / V_{\pi_2}$ .

Όταν οι φάσεις  $\varphi_1(t)$  και  $\varphi_2(t)$  που εφαρμόζονται σε κάθε βραχίονα της MZM διάταξης είναι ίσες και συνεπώς ισχύει ότι  $\varphi_1(t) = \varphi_2(t) = \varphi(t)$ , επιτυγχάνεται καθαρή διαμόρφωση φάσης και η έξοδος  $E_{out}(t)$  δίνεται πια από τη σχέση [4.5]. Σε αυτή την περίπτωση ο MZM διαμορφωτή υλοποιεί την επονομαζόμενη *push-push* λειτουργία. Αντίθετα, όταν ισχύει ότι  $\varphi_1(t) = -\varphi_2(t)$  με  $V_1(t) = -V_2(t) = V(t)/2$  και  $V\pi_1 = V\pi_2 = V\pi$ , ο MZM υλοποιεί την *push-pull* λειτουργία επιτυγχάνοντας έτσι διαμόρφωση πλάτους και η συνάρτηση μεταφοράς του υπολογίζεται ως εξής:

$$\frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \left( e^{i\varphi_1(t)} + e^{-i\varphi_1(t)} \right) \quad [4.7]$$

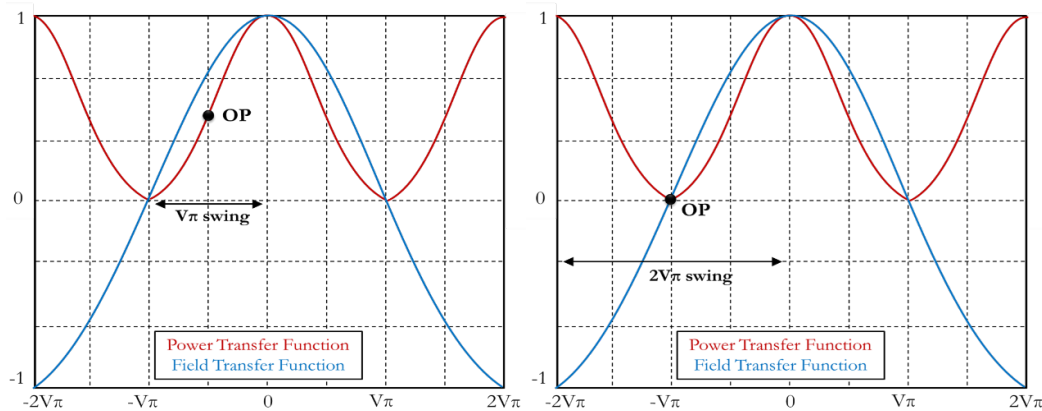
Γνωρίζοντας από τον τύπο του Euler ότι  $e^{ix} + e^{-ix} = 2 \cos x$ , η σχέση [4.7] γίνεται:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos(2\varphi) = E_{in}(t) \cos\left(\pi \frac{V(t)}{2V\pi}\right) \quad [4.8]$$

όπου  $V(t) = V_{in}(t) + V_{dc}$  με το  $V_{in}(t)$  να ορίζεται ως η τάση του σήματος εισόδου και  $V_{dc}$  η τάση πόλωσης (bias voltage) του διαμορφωτή. Υψώνοντας τη σχέση [4.8] εξάγεται η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος για τον MZM διαμορφωτή ως:

$$\frac{P_{out}(t)}{P_{in}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{V(t)}{V\pi}\right) \quad [4.9]$$

Στο Σχήμα 3.3 εμφανίζονται οι δύο διαφορετικές λειτουργίες του MZM διαμορφωτή. Για την επίτευξη διαμόρφωσης πλάτους, ο MZM διαμορφωτής πρέπει να λειτουργήσει στο τετραγωνικό σημείο με μια τάση πόλωσης  $-V\pi/2$  και πλάτος τάσης της τάξης του  $V\pi$ . Αντίθετα όταν ο διαμορφωτής λειτουργεί στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης με μια τάση πόλωσης  $-V\pi$  και πλάτος τάσης της τάξης του  $2V\pi$  προκύπτει μια αλλαγή φάσης  $\pi$  και έτσι ο MZM μπορεί να χρησιμοποιηθεί για διαμόρφωση φάσης.



Σχήμα 3.3. Λειτουργία Mach-Zehnder διαμορφωτή στο τετραγωνικό και στο σημείο ελάχιστης μετάδοσης.

### 3.2 Οπτικοί Δέκτες και Διαδικασίες Αποδιαμόρφωσης

Ο πιο κοινός οπτικός δέκτης περιλαμβάνει τη χρήση μιας φωτοδιόδου, η χρήση της οποίας επιτρέπει την μετατροπή του προσπίπτοντος φωτός σε ηλεκτρικό σήμα. Αν και υπάρχουν διάφορα είδη φωτοδιόδων που εξυπηρετούν το σκοπό αυτό, ο πλέον διαδεδομένος οπτικός δέκτης χρησιμοποιεί τη PIN φωτοδίοδο [73,74]. Κατά τη διαδικασία της ηλεκτρο-οπτικής μετατροπής η φωτοδίοδος μπορεί να ανιχνεύσει φωτόνια συγκεκριμένου εύρους συχνοτήτων, λειτουργώντας επί της ουσίας ως βαθυπερατό φίλτρο, του οποίου το εύρος ζώνης πρέπει να είναι τουλάχιστον ίσο με το 70% του εύρους ζώνης του σήματος. Οι δύο πιο βασικές παράμετροι που καθορίζουν τη λειτουργία κάθε φωτοδιόδου περιλαμβάνουν την *κβαντική απόδοση* (quantum efficiency) και την *αποκρισιμότητα* (responsivity – R). Οι

τιμές και των δύο παραμέτρων αυτών εξαρτώνται από το ενεργειακό χάσμα (band gap) του υλικού, το μήκος κύματος λειτουργίας καθώς και το εύρος των  $p$ ,  $i$ , και  $n$  περιοχών της συσκευής.

Η κβαντική απόδοση  $\eta$  παρέχει ένα μέτρο υπολογισμού του αριθμού των φορέων (ηλεκτρόνιο/οπή) που συλλέγονται ανά προσπίπτον φωτόνιο και ορίζεται ως:

$$\eta = \frac{I_p/q}{P_o/h\nu} \quad [4.10]$$

όπου  $I_p$  το παραγόμενο φωτόρρευμα (photo-current) και  $P_o$  η προσπίπτουσα ισχύ.

Αντίστοιχα, η αποτελεσματικότητα με την οποία τα προσπίπτοντα φωτόνια μετατρέπονται σε φωτόρρευμα σε μια φωτοδίοδο καθορίζεται από την παράμετρο της αποκρισιμότητας (responsivity – R), η οποία μετριέται σε A/W και ορίζεται ως εξής:

$$R = \left( \frac{I_p}{P_o} \right) G = \left( \frac{\eta q}{h\nu} \right) G = \left( \frac{\eta q \lambda}{hc} \right) G \quad [4.11]$$

όπου το  $G$  είναι ο μέσος παράγοντας πολλαπλασιασμού (average multiplication factor) για την περίπτωση της φωτοδίοδου χιονοστιβάδας (Avalanche Photodiode - APD) ενώ  $G = 1$  για την περίπτωση της PIN.

Ο βασικός μηχανισμός της διαδικασίας ανίχνευσης φωτός που επιτελεί μια φωτοδίοδος στηρίζεται στη διαδικασία της οπτικής απορρόφησης με σκοπό το προσπίπτον οπτικό σήμα να μετατραπεί σε ηλεκτρικό. Θεωρητικά, το φωτόρρευμα  $I_p$  που δημιουργείται είναι ανάλογο με την τιμή της προσπίπτουσας ισχύος  $P_{in}$  και ορίζεται βάσει της σχέσης[75]:

$$I_p = RP_{in} \quad [4.12]$$

Ωστόσο, η σχέση [4.12] υποθέτει ότι κατά τη διαδικασία της μετατροπής αυτής δεν παρουσιάζεται κανένα είδος θορύβου. Πρακτικά κάτι τέτοιο βέβαια είναι αδύνατον καθώς ακόμα και σε έναν τέλειο δέκτη υφίστανται δύο βασικοί μηχανισμοί θορύβου: ο θόρυβος βολής (shot noise) και ο θερμικός θόρυβος (thermal noise) που δημιουργούν διακυμάνσεις στο παραγόμενο φωτόρρευμα ακόμα και όταν η οπτική ισχύς που προσπίπτει είναι σταθερή.

Ο θόρυβος βολής προκύπτει από το γεγονός ότι το ηλεκτρικό ρεύμα αποτελείται από μια ροή ηλεκτρονίων που δημιουργούνται σε τυχαίους χρόνους [76]. Έτσι το ρεύμα της φωτοδίοδου που προκύπτει από ένα σταθερής ισχύος οπτικό σήμα μπορεί να γραφεί ως:

$$I(t) = I_p + i_s(t) \quad [4.13]$$

όπου  $I_p$  το μέσο φωτόρρευμα και  $i_s(t)$  η διακύμανση του ρεύματος που επάγεται από το θόρυβο βολής. Έτσι ο θόρυβος βολής για έναν τυπικό δέκτη (αγνοώντας το ρεύμα σκότους) υπολογίζεται ως:

$$\sigma_s^2 = \langle i_s^2(t) \rangle = 2qI_p\Delta f \quad [4.14]$$

με  $\Delta f$  να ορίζεται το ενεργό εύρος ζώνης (effective noise bandwidth) του δέκτη. Πρέπει να σημειωθεί ότι το ρεύμα σκότους  $I_d$  προκαλεί επίσης θόρυβο βολής και συνεπώς ο ολικός θόρυβος βολής δίνεται από τη σχέση:

$$\sigma_s^2 = 2q(I_p + I_d)\Delta f \quad [4.15]$$

Αντίστοιχα, ο θερμικός θόρυβος προκαλείται από την τυχαία θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων σε κάθε αντίσταση ακόμα και όταν δεν εφαρμόζεται τάση. Συχνά αναφέρεται στη βιβλιογραφία και ως θόρυβος Johnson [77] ή θόρυβος Nyquist [78] και για αν συμπεριληφθεί η επίδραση του στη σχέση [4.12] το ρεύμα που προκύπτει από μια φωτοδίοδο όπως αυτό ορίστηκε στη σχέση [4.13] τροποποιείται ως εξής:

$$I(t) = I_p + i_s(t) + i_T(t) \quad [4.16]$$

όπου  $i_T(t)$  η διακύμανση του ρεύματος που δημιουργείται εξαιτίας του θερμικού θορύβου. Έτσι τελικά ο θερμικός θόρυβος που επάγεται σε μια αντίσταση  $R_L$  υπολογίζεται βάσει:



$$\sigma_s^2 = \left( \frac{4k_B T}{R_L} \right) F_n \Delta f \quad [4.17]$$

όπου  $k_B$  η σταθερά Boltzmann,  $T$  η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin,  $\Delta f$  το ενεργό εύρος ζώνης του δέκτη και  $F_n$  η παράμετρος που υπολογίζει το θόρυβο που εισάγει ο βασικός ενισχυτής και δείκτης θορύβου ενισχυτή (amplifier noise figure).

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι κάθε φωτοδίοδος μπορεί να ανιχνεύσει μόνο την περιβάλλουσα του οπτικού σήματος και συνεπώς όποια πληροφορία μεταφέρεται στη φάση απορρίπτεται κατά τη διαδικασία της ηλεκτρο-οπτικής μετατροπής.

Αφού το οπτικό σήμα μετατραπεί σε ηλεκτρικό, διέρχεται από τη συσκευή *χρονισμού και ανάκτησης δεδομένων* (clock and data recovery). Μετά το συγχρονισμό, το σήμα υπόκειται σε διαδικασία δειγματοληψίας και στη συνέχεια μέσω της ανάκτησης δεδομένων λαμβάνεται μια απόφαση για το εκάστοτε ληφθέν bit. Για τη σωστή λήψη της απόφασης χρησιμοποιείται συνήθως μια μεταβλητή τιμή κατωφλίου καθώς η βέλτιστη τιμή του εξαρτάται κάθε φορά από την επίδραση της μετάδοσης. Πολύ συχνά, η βελτιστοποίηση της τιμής του κατωφλίου πραγματοποιείται με τη βοήθεια της χρήσης *εμπροσθόδοτου ελέγχου σφαλμάτων* (Forward Error Correction - FEC), έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων (Bit Error Rate - BER).

Σε γενικές γραμμές οι τεχνικές με τις οποίες μπορεί να ανιχνευθεί ένα σήμα περιλαμβάνουν την *ασύμφωνη* (non-coherent), τη *σύμφωνη* (coherent) και τη *διαφορικά σύμφωνη* (differential coherent) μέθοδο ανίχνευσης [79]. Ενώ στην ασύμφωνη ανίχνευση η απόφαση για κάθε ληφθέν bit λαμβάνεται αποκλειστικά και μόνο βάσει της τιμής της ενέργειας του σήματος, στην περίπτωση της σύμφωνης μεθόδου προσμετράται πλήρως όλο το ηλεκτρικό πεδίο (δηλαδή τόσο το πλάτος, όσο και η φάση του σήματος). Στην ιδιαίτερη περίπτωση της διαφορικής ανίχνευσης οι αποφάσεις του δέκτη στηρίζονται στη διαφορική φάση, δηλαδή τη *μεταβολή* της φάσης ανάμεσα στο bit ενδιαφέροντος και σε ένα ή περισσότερα bit αναφοράς.

Παρά τη χαμηλή πολυπλοκότητα και το μικρό κόστος υλοποίησης της ασύμφωνης μεθόδου, η ανίχνευση του οπτικού σήματος αποκλειστικά βάσει της ενέργειας επιτρέπει την κωδικοποίηση του κάθε φέροντος σήματος μόνο με *έναν βαθμό ελευθερίας* (degree of freedom – DOF) ανά πόλωση, οδηγώντας επί της ουσίας σε χαμηλή φασματική απόδοση. Επιπλέον πρέπει να σημειωθεί ότι η απώλεια της πληροφορίας κατά τη διαδικασία της ανίχνευσης αποτελεί μια μη αναστρέψιμη διαδικασία που εμποδίζει την πλήρη αντιστάθμιση των γραμμικών φαινομένων μετάδοσης από γραμμικά φίλτρα [80]. Αντίθετα, η σύμφωνη ανίχνευση αποτελεί την πολυπλοκότερη μέθοδο κυρίως εξαιτίας του γεγονότος ότι απαιτεί τη χρήση ενός *τοπικού ταλαντωτή* (local oscillator – LO) ο οποίος λειτουργεί ως μια απόλυτη τιμή αναφοράς για τη φάση [81]. Αν και αρκετά πολυπλοκότερη, η άμεση ανίχνευση προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα, ιδίως αν συνδυάζεται με *ανεπτυγμένους τρόπους διαμόρφωσης* (advanced modulation formats), αφού η διαμόρφωση του φέροντος μπορεί να γίνει με τη χρήση δύο *βαθμών ελευθερίας* (DOF) ανά πόλωση, καθώς είναι δυνατή η ανάκτηση όλων των παραμέτρων του οπτικού πεδίου (πλάτος, φάση, κτλ.). Παράλληλα, η διατήρηση της φάσης του σήματος επιτρέπει την αντιστάθμιση τόσο των γραμμικών όσο και των μη γραμμικών φαινομένων μέσω της χρήσης αποδοτικότερων ηλεκτρονικών τεχνικών [82,83].

Στον

Πίνακα 3.1 συνοψίζονται τα βασικών χαρακτηριστικών και των πλεονεκτημάτων που προσφέρει η κάθε μέθοδος ανίχνευσης [84].

Πίνακας 3.1. Σύγκριση ανάμεσα σε διαφορετικές τεχνικές ανίχνευσης.

| Παράμετρος        | Ασύμφωνη Ανίχνευση | Διαφορική Ανίχνευση | Σύμφωνη Ανίχνευση |
|-------------------|--------------------|---------------------|-------------------|
| Τρόπος Ανίχνευσης | Άμεσος             | Συμβολομετρικός     | Σύμφωνος          |

|  |             |            |             |
|--|-------------|------------|-------------|
| Βαθμοί ελευθερίας (ανά πόλωση)             | 1 (πλάτος)  | 1 (φάση)   | 2 (I και Q) |
| Ευαισθησία δέκτη (δυναδικό) (φωτόνια/bit)  | 38 (2-PAM)  | 20 (DPSK)  | 18 (2-PSK)  |
| Ευαισθησία δέκτη (τετραδικό) (φωτόνια/bit) | 134 (4-PAM) | 31 (DQPSK) | 18 (4-PSK)  |
| Επιλογή καναλιού με ηλεκτρικό φίλτρο       | Όχι         | Όχι        | Ναι         |
| Γραμμική Φύση Διασποράς                    | Όχι         | Όχι        | Ναι         |
| Χρήση Τοπικού Ταλαντωτή                    | Όχι         | Όχι        | Ναι         |
| Προσαρμοστικός Έλεγχος                     | Όχι         | Όχι        | Ναι         |

Ο πιο διαδεδομένος συνδυασμός οπτικής μετάδοσης περιλαμβάνει τη χρήση *διαμόρφωσης πλάτους/έντασης* (Intensity Modulation - IM) και για την ανίχνευση του σήματος, τη χρήση μιας απλής φωτοδιόδου που λειτουργεί ως *φωρατής νόμου του τετραγώνου* (square-law detector). Ο παραπάνω συνδυασμός πομπού και δέκτη ονομάζεται σχήμα *διαμόρφωσης έντασης και άμεσης ανίχνευσης* (Intensity Modulation Direct Detection - IMDD) και προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα καθώς η ευαισθησία του δέκτη είναι ανεξάρτητη τόσο από τη φάση του φέροντος, όσο και από την κατάσταση πόλωσης του ληφθέντος σήματος.

Παρά το γεγονός ότι στα συστήματα άμεσης ανίχνευσης προσμετράται μόνο η παρουσία ή όχι της οπτικής ενέργειας και δεν είναι δυνατή η ανάκτηση της φάσης (όπως στην περίπτωση της σύμφωνης ανίχνευσης) η εξαιρετικά μικρή πολυπλοκότητα και το κόστος υλοποίησης τους τα καθιστούν εξαιρετικές επιλογές για μετάδοση σε αποστάσεις *μητροπολιτικών δικτύων* (Metropolitan Area Network - MAN) σε αντίθεση με τις σύμφωνες τεχνικές ανίχνευσης που η εφαρμογή τους προτιμάται σε *δίκτυα μεγάλων αποστάσεων* (long haul transmission systems).

### 3.3 Τρόποι Διαμόρφωσης Άμεσης Ανίχνευσης

Η διαδικασία κατά την οποία ένα σήμα βασικής ζώνης μορφοποιείται με τη βοήθεια ενός φέροντος κύματος υψηλής συχνότητας, ώστε να είναι καταλληλότερο για μετάδοση σε ζεύξη επικοινωνιών ονομάζεται *διαμόρφωση* [85]. Η διαδικασία της διαμόρφωσης στην περίπτωση των οπτικών επικοινωνιών περιλαμβάνει την αποτύπωση της πληροφορίας σε ένα οπτικό φέρον, η οποία υλοποιείται αλλάζοντας κάποιο από τα φυσικά χαρακτηριστικά του ηλεκτρικού πεδίου:

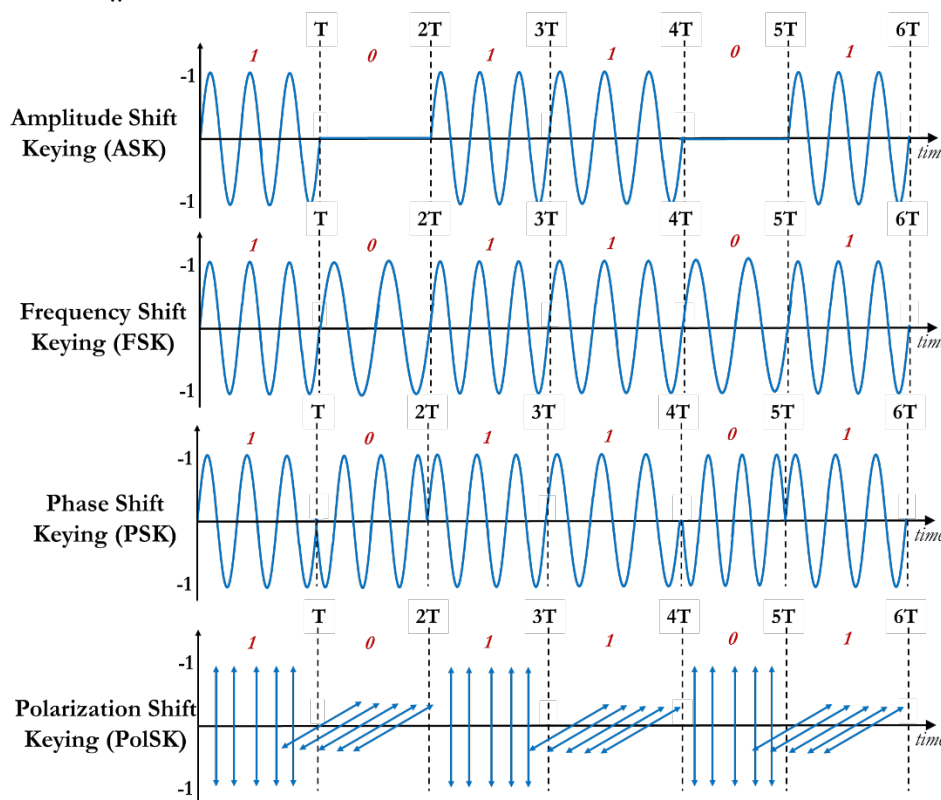
$$E(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{P(t)} e^{-j\varphi(t)} e^{-j\omega_0 t} e^{j\varphi(t)} \right\} \quad [4.18]$$

Από τη σχέση [4.18] γίνεται σαφές ότι τα χαρακτηριστικά που μπορούν να διαμορφωθούν ώστε να πραγματοποιηθεί η μετάδοση της πληροφορίας περιλαμβάνουν την ισχύ του ηλεκτρικού σήματος  $P(t)$ , τη φάση του  $\varphi(t)$ , τη συχνότητα φέροντος  $\omega_0$  και την πόλωση  $e(t)$ . Ανάλογα με το χαρακτηριστικό του ηλεκτρικού σήματος που επιλέγεται να διαμορφωθεί προκύπτουν οι εξής κατηγορίες διαμόρφωσης οπτικών σημάτων:

- *Μετατόπισης πλάτους* (Amplitude Shift Keying - ASK)
- *Μετατόπισης συχνότητας* (Frequency Shift Keying - FSK)
- *Μετατόπισης φάσης* (Phase Shift Keying - PSK)
- *Μετατόπισης πόλωσης* (Polarization Shift Keying - PolSK)

Η διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (ASK), γνωστή και ως *On-Off διαμόρφωση* (On-Off keying - OOK) είναι μια τεχνική διαμόρφωσης της έντασης του ηλεκτρικού φέροντος όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 3.4. Αυτός ο τύπος διαμόρφωσης χαρακτηρίζεται από την παράμετρο του *λόγου σβέσης* (extinction ratio – ER) του σήματος, δηλαδή από τη σχέση που φέρουν τα επίπεδα του ‘1’ και του ‘0’. Οι OOK ή ASK τύπου διαμορφώσεις χαρακτηρίζονται από την μικρής πολυπλοκότητας διαδικασία παραγωγής και ανίχνευσης που απαιτούν και για το λόγο αυτό η χρήση τους είναι ευρέως διαδεδομένη σε σχέση με τα υπόλοιπα σχήματα διαμόρφωσης. Εξαιτίας των διαφορετικών μεθόδων που χρησιμοποιούνται για την παραγωγή τέτοιων σημάτων, οι OOK διαμορφώσεις μπορούν να διαθέτουν διάφορα σχήματα παλμών (π.χ. non return to zero - NRZ, return to zero – RZ, κ.α.) καταλήγοντας κατά συνέπεια σε διαφορετικά χαρακτηριστικά μετάδοσης.

Αντίστοιχα, η διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (FSK) υλοποιείται μέσω της μεταβολής της συχνότητας του laser ανάμεσα σε δύο διαφορετικές συχνότητες όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.4. Στην FSK διαμόρφωση η περιβάλλουσα του σήματος παραμένει σταθερή ενώ η πολυπλοκότητα της παραγωγής και ανίχνευσης του σήματος αυξάνει σημαντικά σε σχέση με την ASK διαμόρφωση. Οι FSK διαμορφώσεις χαρακτηρίζονται από το *δείκτη διαμόρφωσης* (modulation index – MI), η μεταβολή του οποίου οδηγεί σε διαφορετικούς τύπους FSK καθώς όσο μικρότερη είναι η τιμή του τόσο πιο πυκνό είναι το οπτικό φάσμα που προκύπτει. Αυτού του τύπου οι διαμορφώσεις δεν χρησιμοποιούνται ευρέως στα οπτικά συστήματα μετάδοσης εξαιτίας κυρίως της μεγάλης πολυπλοκότητας που απαιτούν ώστε να ανιχνευθεί το οπτικό σήμα.



Σχήμα 3.4. Κατηγορίες δυαδικής διαμόρφωσης οπτικών σημάτων.

Στις διαμορφώσεις μετατόπισης φάσης (PSK), η πληροφορία προς μετάδοση κωδικοποιείται στη φάση του σήματος, διαθέτουν στενό φάσμα και σταθερή περιβάλλουσα όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.4. Αν και η σταθερή ισχύς (σταθερή περιβάλλουσα) των PSK σημάτων φαίνεται να τα καθιστά αριετά ανθεκτικά στα μη γραμμικά φαινόμενα, η ευαισθησία που εμφανίζουν σε πολυκαναλικά φαινόμενα μπορεί να οδηγήσει σε μείωση των επιδόσεων τους. Η φύση των PSK σημάτων επιτρέπει την ανίχνευση τους σε γενικές γραμμές μόνο μέσω *σύμφωνης ανίχνευσης* (coherent detection) και συνεπώς απαιτείται η χρήση ενός *τοπικού ταλαντωτή* (local oscillator – LO) στο δέκτη, ώστε να συγκριθεί η φάση του ληφθέντος με αυτή του τοπικού σήματος. Η απαίτηση αυτή αυξάνει σημαντικά το κόστος και την πολυπλοκότητα της

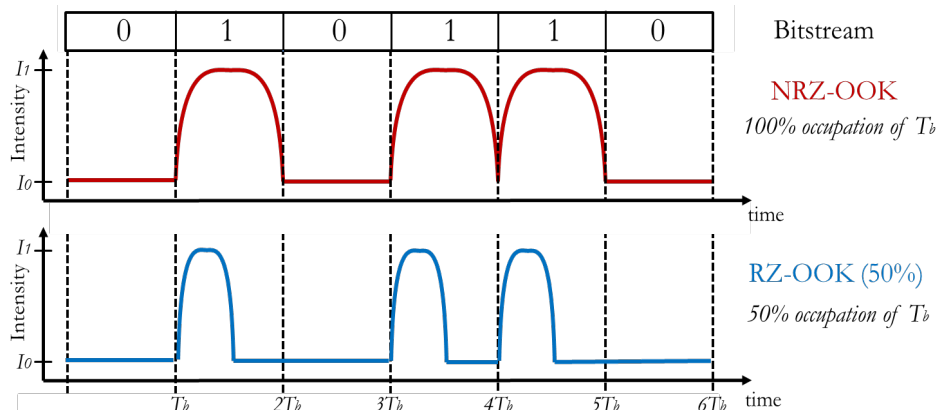
ανίχνευσης ενός PSK σήματος, ωστόσο υπάρχουν κάποιες ειδικές μορφές PSK που επιτρέπουν την άμεση ανίχνευσή τους. Αυτές οι ειδικές μορφές περιλαμβάνουν το *διαφορική δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης* (Differential (Binary) Phase Shift Keying – D(B)PSK) και το *διαφορική τετραδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης* (Differential Quaternary Phase Shift Keying – DQPSK) ενώ για την παραγωγή του σήματος απαιτείται η διαφορική κωδικοποίηση τους με τη χρήση ενός ψηφιακού προκωδικοποιητή. Συγκεκριμένα, στο DPSK η πληροφορία κωδικοποιείται στην αλλαγή φάσης ανάμεσα σε δύο συνεχόμενα bits, ενώ στο DQPSK γίνεται χρήση τεσσάρων τιμών φάσης, οδηγώντας έτσι σε μεγαλύτερη *απόδοση διαμόρφωσης* (modulation efficiency) με το ρυθμό μετάδοσης συμβόλων να είναι ο μισός σε σχέση με αυτόν του DPSK. Αν και η διαδικασία ανίχνευσης είναι αρκετά πολυπλοκότερη (σε σύγκριση με την ASK διαμόρφωση) τα οφέλη που παρέχονται από τα DPSK και DQPSK σήματα, τα καθιστούν εξαιρετικές εναλλακτικές των ASK για τα μελλοντικά WDM συστήματα υψηλών ρυθμών μετάδοσης.

Η διαμόρφωση μετατόπισης πόλωσης (PolSK) υλοποιείται μέσω της μεταβολής της πόλωσης του σήματος ανάμεσα σε δύο ορθογώνιες καταστάσεις πόλωσης όπως φαίνεται στο σχήμα, χαρακτηρίζεται από οπτικά σήματα σταθερής περιβάλλουσας και παρέχει υψηλή ανοχή σε μη γραμμικά φαινόμενα, αυξημένη ευαισθησία σε σχέση με την ASK και αποτελεσματικότερη χρήση του εύρους ζώνης του συστήματος. Παρά τα οφέλη που προσφέρει η PolSK διαμόρφωση δεν χρησιμοποιείται ευρέως εξαιτίας της πολύ υψηλής πολυπλοκότητας που απαιτεί, αλλά και της ευαισθησίας της σε διαταραχές πόλωσης.

### 3.3.1 NRZ-OOK

Η διαμόρφωση OOK αποτελεί τον παλαιότερο αλλά και απλούστερο τρόπο διαμόρφωσης [70, 86–89] και εξαιτίας αυτών των χαρακτηριστικών για πολλά χρόνια αποτελούσε τον κυρίαρχο τρόπο διαμόρφωσης για τα περισσότερα συστήματα οπτικών επικοινωνιών που χρησιμοποιούν άμεση ανίχνευση (direct detection - DD). Στον συγκεκριμένο τρόπο διαμόρφωσης η πληροφορία αποτυπώνεται και κωδικοποιείται χρησιμοποιώντας αποκλειστικό το πλάτος του φέροντος σήματος, κατατάσσοντας έτσι το OOK στην κατηγορία των ASK διαμορφώσεων. Ο *ρυθμός μετάδοσης συμβόλου* (symbol rate) ισούται με το *ρυθμό μετάδοσης bit* (bit rate), καθώς ένα σύμβολο αναπαρίσταται από ένα bit ενώ η *φασματική απόδοση* (spectral efficiency) τους είναι της τάξης των 0.4bits/s/Hz [47].

Η OOK διαμόρφωση φέρει δύο διαφορετικές παραλλαγές που σχετίζονται με το ποσοστό που καταλαμβάνει ένας παλμός σε σχέση με τη διάρκεια του bit. Οι δύο κατηγορίες αυτές αναφέρονται ως Non Return to Zero-OOK (NRZ-OOK) και Return to Zero-OOK (RZ-OOK) [90]. Για την περίπτωση του NRZ μια κατάσταση σήματος (είτε πρόκειται για ‘1’, είτε για ‘0’) καταλαμβάνει χρονικά όλη τη διάρκεια του bit, ενώ αν πρόκειται για RZ σήμα καταλαμβάνεται μικρότερη χρονική διάρκεια από  $T_b$ . Το ποσοστό της χρονικής κατάληψης της διάρκειας του bit σε ένα RZ σήμα καθορίζεται από την παράμετρο του *παράγοντα δράσης* (duty cycle). Στο Σχήμα 3.5 απεικονίζονται τα σχήματα παλμού για ένα NRZ-OOK σήμα και ένα RZ-OOK σήμα με duty cycle 50%. Το ηλεκτρικό bit “1” συσχετίζεται με μια υψηλή τιμή έντασης ( $I_1$ ), ενώ το bit “0” την τιμή έντασης  $I_0$ .



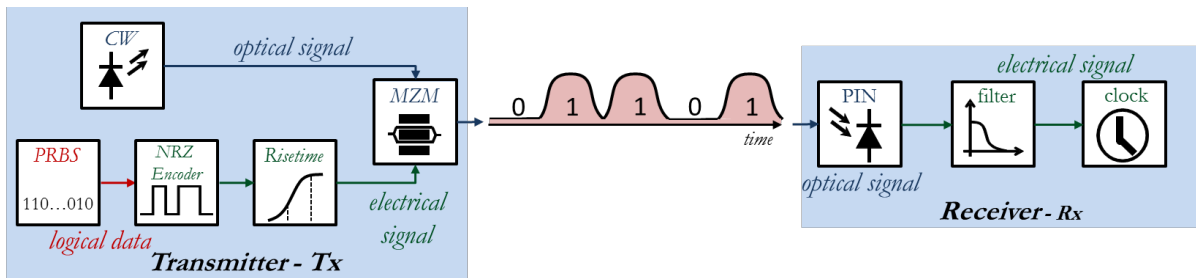
Σχήμα 3.5. Σύγκριση παλμών για NRZ-OOK και RZ-OOK με duty cycle 50%.

Οι RZ παλμοί προσφέρουν διακριτές μεταβάσεις ανάμεσα στα κωδικοποιημένα bit, αφού το σήμα επιστρέφει στο μηδέν ανάμεσα σε δύο διαδοχικά bit. Αυτό συμβαίνει ακόμα και στις περιπτώσεις



μετάδοσης συνεχόμενων “1”. Εξαιτίας ακριβώς αυτού του χαρακτηριστικού του, το σχήμα διαμόρφωσης RZ απαιτεί μεγαλύτερο εύρος ζώνης (αντιστρόφως ανάλογο του duty cycle) ώστε να επιτευχθεί ο ίδιος ρυθμός μετάδοσης σε σχέση με το NRZ. Η υλοποίηση της RZ διαμόρφωσης είναι αρκετά πολυπλοκότερη αλλά και αρκετά ακριβότερη σε σχέση με την NRZ.

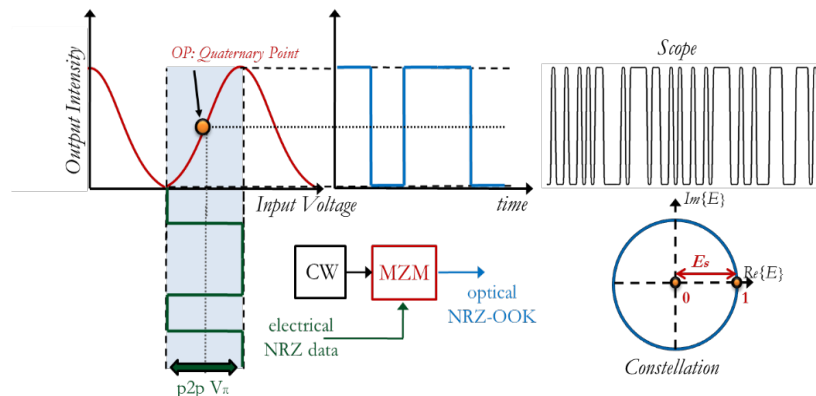
Η υλοποίηση ενός NRZ-OOK στον πομπό μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε μέσω άμεσης διαμόρφωσης, είτε με τη βοήθεια εξωτερικών διαμορφωτών (όπως αυτοί που περιγράφηκαν αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3.1). Ωστόσο, για συστήματα επικοινωνίας μεσαίων ή μεγάλων αποστάσεων προτιμάται η χρήση εξωτερικής διαμόρφωσης, ώστε να μειωθεί αισθητά το τετέρισμα του διαμορφωμένου οπτικού σήματος [91]. Η διάρθρωση του πομπού, του δέκτη αλλά και η μορφή του διαμορφωμένου οπτικού σήματος προς μετάδοση απεικονίζονται στο Σχήμα 3.6.



Σχήμα 3.6. Διάρθρωση πομπού/δέκτη και μορφή διαμορφωμένου NRZ-OOK σήματος.

Ο οπτικός πομπός αποτελείται από ένα συνεχές οπτικό κύμα (continuous wave - CW) που διαμορφώνεται με τη βοήθεια ενός MZM διαμορφωτή από μια ψευδοτυχαία ακολουθία (pseudo-random sequence – PRBS). Αφού παραχθούν τα λογικά δεδομένα μέσω της PRBS γεννήτριας με τάξη  $2^{11}-1$ , εισέρχονται σε έναν NRZ κωδικοποιητή (NRZ Encoder) ο οποίος μετατρέπει τη διακριτή συμβολοσειρά δεδομένων, σε ηλεκτρικούς παλμούς NRZ κωδικοποίησης. Προτού το παραγόμενο NRZ σήμα εισέλθει στον MZM, εφαρμόζεται ένα Γκαουσιανό φίλτρο (Risetime) που μετατρέπει τους ορθογώνιους παλμούς, σε παλμούς με ομαλότερες μεταβολές, ώστε να περιοριστεί το φαινόμενο Gibbs[92].

Η λειτουργία ενός MZM [72] για NRZ-OOK διαμόρφωση απεικονίζεται στο Σχήμα 3.7. Πιο συγκεκριμένα για τη δημιουργία ενός NRZ-OOK σήματος απαιτείται η πόλωση του MZM να γίνεται στο τετραγωνικό σημείο (quadrature point) του και η οδήγηση του να πραγματοποιείται με ένα ηλεκτρικό σήμα πλάτους διαμόρφωσης  $V_{\pi}$ , έτσι ώστε η λειτουργία του μεταβαίνει από την ελάχιστη (bit ‘0’) στη μέγιστη (bit ‘1’) τιμή της. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι μικρές διακυμάνσεις (υπερτινάξεις/κυματώσεις – overshoot/ripples) που μπορεί να φέρει το ηλεκτρικό σήμα οδήγησης, καταστέλλονται εξαιτίας της μη γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς του MZM [70].



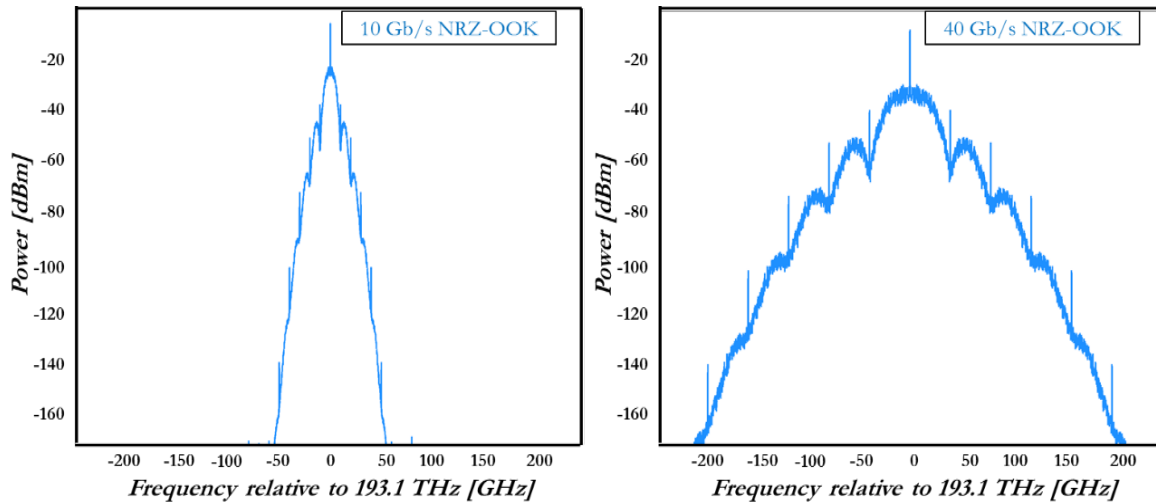
Σχήμα 3.7. Λειτουργία MZM διαμορφωτή, σχήμα παλμών και διάγραμμα αστερισμού NRZ-OOK σήμα.

Αντίστοιχα, ο δέκτης ενός οπτικού συστήματος που χρησιμοποιεί NRZ-OOK όπως αυτό απεικονίζεται στο Σχήμα 3.6, αποτελείται από μια φωτοδίοδο (PIN), υπεύθυνη για την μετατροπή του



οπτικού σε ηλεκτρικό σήμα, ένα ηλεκτρικό φίλτρο (filter) με σκοπό τον περιορισμό του θορύβου, και ένα ρολόι χρονισμού (clock) ώστε να επανασυγχρονιστούν τα ληφθέντα δεδομένα.

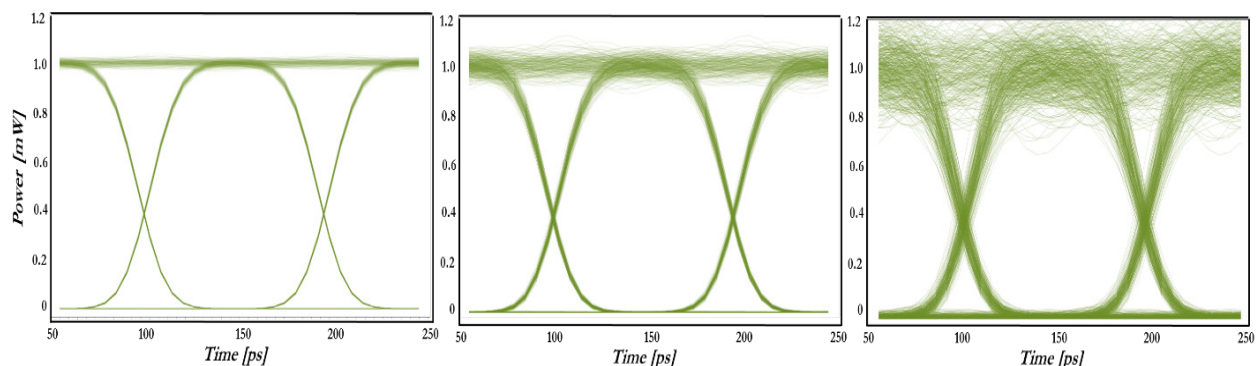
Στο Σχήμα 3.8 απεικονίζεται το οπτικό φάσμα των διαμορφωμένων NRZ-OOK σημάτων για 10 και 40 Gb/s. Ο NRZ-OOK τρόπος διαμόρφωσης εμφανίζει έναν ισχυρό -από άποψη ισχύος- τόνο στη συχνότητα φέροντος η οποία και περιέχει την μισή οπτική ισχύ, ενώ δευτερεύοντες τόνοι εμφανίζονται σε συχνότητες που αποτελούν ακέραια πολλαπλάσια του ρυθμού μετάδοσης συμβόλου.



Σχήμα 3.8. Οπτικό φάσμα NRZ-OOK σημάτων σε ρυθμούς μετάδοσης 10- και 40-Gb/s.

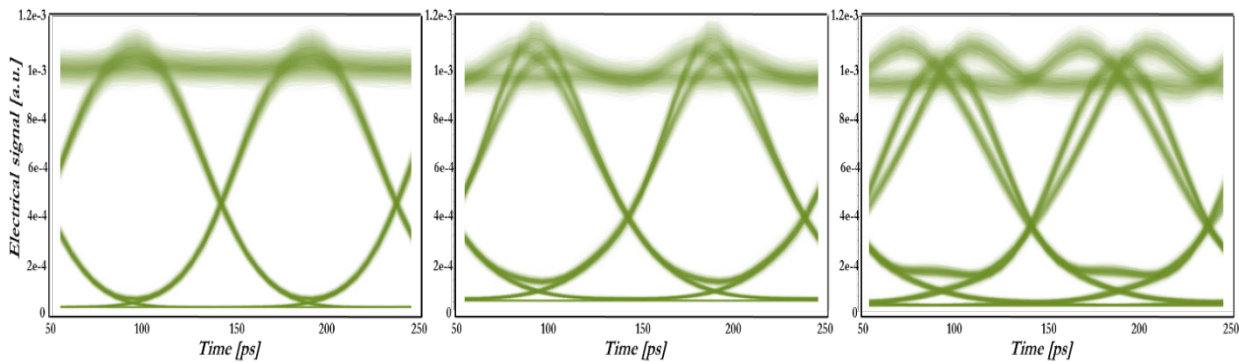
Σε γενικές γραμμές τα NRZ-OOK διαμορφωμένα σήματα παρουσιάζουν στενότερο οπτικό φάσμα σε σχέση με άλλες διαμορφώσεις. Για παράδειγμα στην περίπτωση των RZ-OOK σημάτων, εξαιτίας της συνεχούς επιστροφής του σήματος στο μηδέν ανάμεσα σε δύο διαδοχικά bit, απαιτείται μεγαλύτερο εύρος ζώνης για να επιτευχθεί ο ίδιος ρυθμός μετάδοσης σε σχέση με την NRZ εκδοχή του. Το στενότερο οπτικό φάσμα των NRZ-OOK σημάτων φαίνεται αρχικά να τους δίνει ένα πλεονέκτημα όσον αφορά την ανοχή στη διασπορά, ωστόσο έχει αποδειχθεί ότι οι RZ εκδοχές των OOK σημάτων εμφανίζουν μεγαλύτερη ευρωστία τόσο στη διασυμβολική παρεμβολή (ISI) ανάμεσα σε γειτονικούς παλμούς, όσο και στην PMD πρώτης τάξης [93–95]. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι και οι δύο παραλλαγές του OOK τρόπου διαμόρφωσης εμφανίζουν σχετικά χαμηλή ανοχή στα μη γραμμικά φαινόμενα, κυρίως εξαιτίας του ισχυρού τόνου φέροντος που εμφανίζεται στο οπτικό τους φάσμα [96]. Παρά τα πλεονεκτήματα που προσφέρει η RZ διαμόρφωση είναι πολυπλοκότερη αλλά και αρκετά ακριβότερη σε σχέση με αυτή της NRZ, καθιστώντας έτσι την NRZ-OOK διαμόρφωση εξαιρετική λύση όταν το βασικό κριτήριο επιλογής είναι το χαμηλό κόστος (όπως για παράδειγμα στην περίπτωση των μητροπολιτικών δικτύων).

Στο Σχήμα 3.9 απεικονίζονται τα διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-OOK σήμα σε ρυθμό μετάδοσης των 10 Gb/s και σηματοθορυβικό λόγο OSNR= 40, 30 και 20 dB.



Σχήμα 3.9. Διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-OOK με OSNR=40,30 και 20 dB αντίστοιχα.

Αντίστοιχα στο Σχήμα 3.10 φαίνεται παρουσιάζονται τα διαγράμματα οφθαλμού ενός ληφθέντος ηλεκτρικού σήματος NRZ-OOK με OSNR=30 dB για ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s μετά από διάδοση σε ίνα με συσσωρευμένη διασπορά 300,600 και 900 psec/nm.



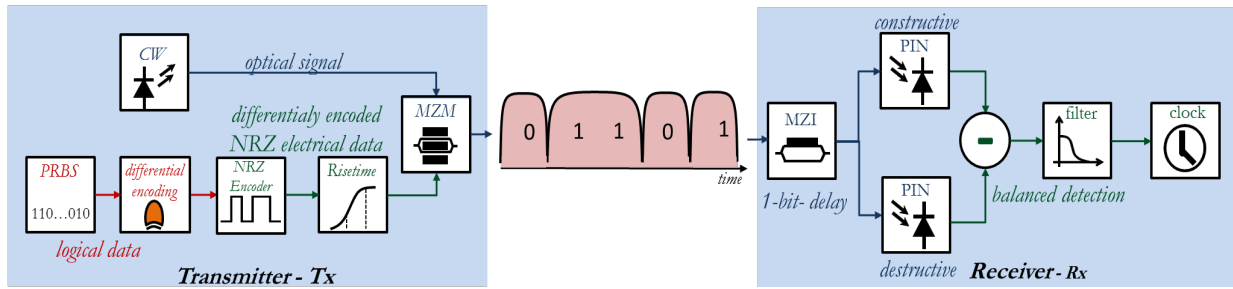
Σχήμα 3.10. Διαγράμματα οφθαλμού NRZ-OOK σήματος με OSNR=30dB μετά από υπολειπόμενη χρωματική διασπορά 300, 600 και 900 psec/nm.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η διασυμβολική παρεμβολή βολή καταστρέφει το σήμα με τρόπο ανάλογο του τετραγώνου του ρυθμού μετάδοσης έτσι ακόμα και μικρή διασπορά μπορεί να προκαλέσει πολύ σημαντική υποβάθμιση του σήματος για ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.

### 3.3.2 NRZ-DPSK

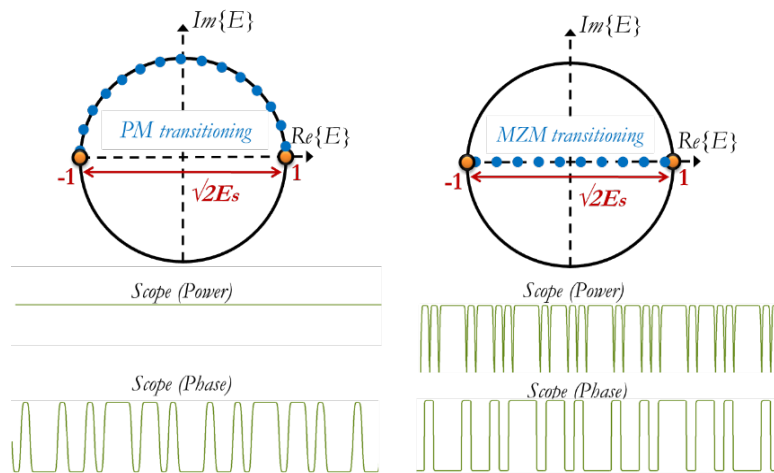
Σε αντίθεση με τις διαμορφώσεις πλάτους, όπου το ψηφιακό σήμα αναπαρίσταται με μεταβολές στο επίπεδο της οπτικής ισχύος, στις διαμορφώσεις φάσης (PSK) το σήμα διαμορφώνεται βάσει της φάσης του οπτικού φέροντος [97]. Η εξέλιξη των πηγών laser βοήθησε στην υιοθέτηση διαμορφώσεων φάσης, καθώς η αστάθεια στη φάση που έφεραν οι πρώτες ημιαγωγικές πηγές δεν επέτρεπε τη χρήση της για μετάδοση πληροφορίας στα πρώτα οπτικά συστήματα [98]. Η διαμόρφωση φάσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό τόσο με άμεση, όσο και με σύμφωνη ανίχνευση. Παρά το γεγονός ότι η σύμφωνη ανίχνευση επιτρέπει την ευκολότερη αντιστάθμιση διαφόρων γραμμικών και μη γραμμικών παραμορφώσεων, για την υλοποίηση της απαιτείται η χρήση ενός τοπικού ταλαντωτή (local oscillator), ο οποίος με τη σειρά του αυξάνει την πολυπλοκότητα και το κόστος του δέκτη. Έτσι, προτιμάται συνήθως η χρήση διαφορικών (differential) τρόπων διαμόρφωσης, για την αποδιαμόρφωση των οποίων δεν απαιτείται τοπικός ταλαντωτής, αλλά η ταυτόχρονη χρήση ενός Mach-Zehnder συμβολόμετρου (Mach-Zehnder Interferometer - MZI) και ενός ισοσταθμισμένου δέκτη (balanced receiver). Η λογική της διαφορικής διαμόρφωσης είναι παρόμοια με αυτή της PSK, με τη μόνη διαφορά ότι η πληροφορία δε χρησιμοποιείται για να θέσει τιμή στη φάση, αλλά για να την αλλάξει. Πιο συγκεκριμένα, ένα ψηφιακό “1” αναπαρίσταται από μια αλλαγή φάσης κατά  $\pi$  μεταξύ δύο διαδοχικών bit, ενώ για το “0” δεν υπάρχει αλλαγή φάσης ανάμεσα σε δύο διαδοχικά bit. Ένα από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά ενός DPSK σήματος είναι ότι η ισχύς του παραμένει πάντα σταθερή, καθώς όλες οι αλλαγές περιορίζονται στο πεδίο της φάσης [86]. Ο ρυθμός μετάδοσης συμβόλων ισούται με αυτόν της μετάδοσης bit, ενώ η φασματική απόδοση των DPSK σημάτων ισούται με 0.8 bits/s/Hz [4].

Με τον όρο DPSK αναφερόμαστε στη δυαδική μορφή του διαφορικού PSK (Differential Binary-PSK – D(B)PSK) όπου η πληροφορία κωδικοποιείται μέσω της διαφορικής φάσης (differential phase), δηλαδή της αλλαγής της φάσης ανάμεσα σε δύο γειτονικά bit. Όπως και στην περίπτωση του OOK τρόπου διαμόρφωσης, το DPSK περιλαμβάνει δύο παραλλαγές: το NRZ-DPSK και το RZ-DPSK [99]. Εξαιτίας της υψηλότερης πολυπλοκότητας που απαιτείται για τον πομπό και το δέκτη στην περίπτωση της RZ εκδοχής, όπως αναφέρθηκε και στο Κεφάλαιο 3.3.1 που αφορούσε τον OOK τρόπο διαμόρφωσης, προτιμάται στην παρούσα μελέτη η διερεύνηση μόνο του NRZ-DPSK. Στο Σχήμα 3.11 που ακολουθεί απεικονίζεται μια τυπική μορφή ενός πομπού και ενός δέκτη για NRZ-DPSK σήμα, καθώς και η μορφή του διαμορφωμένου οπτικού NRZ-DPSK σήματος.

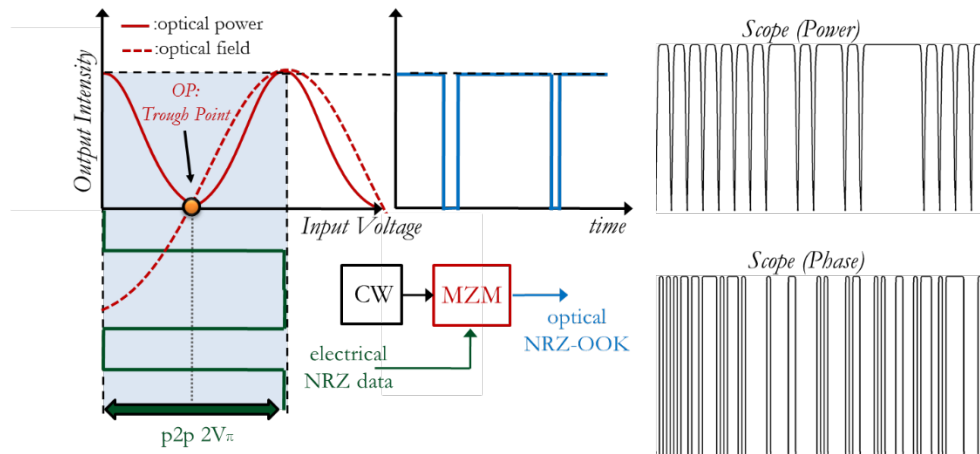


Σχήμα 3.11. Διάρθρωση πομπού/δέκτη και μορφή διαμορφωμένου NRZ-DPSK σήματος.

Από μια απλή σύγκριση στη διάρθρωση των πομπών που απεικονίζονται στο Σχήμα 3.6 και στο Σχήμα 3.11 προκύπτει ότι η μόνη διαφορά στο κομμάτι της οπτική διαμόρφωσης είναι η χρήση ενός διαφορικού κωδικοποιητή (differential encoder) ή προκαωδικοποιητή (pre-coder) ώστε να υπολογίζονται οι αλλαγές φάσης που πρόκειται να διαμορφωθούν. Στον διαφορικό κωδικοποιητή, τα δεδομένα αντιστρέφονται πρώτα μέσω μιας πύλης NOR και στη συνέχεια συνδυάζονται με την καθυστερημένη κατά 1-bit έκδοση τους μέσω μιας πύλης XOR. Στη συνέχεια το ηλεκτρικό διαφορικά κωδικοποιημένο NRZ σήμα (differentially encoded NRZ signal) χρησιμοποιείται ως σήμα οδήγησης του εξωτερικό διαμορφωτή ώστε να παραχθεί ένα NRZ-DPSK οπτικό σήμα. Για τη λειτουργία της εξωτερικής διαμόρφωσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε διαμορφωτές φάσεις (phase modulators - PM), είτε Mach-Zehnder διαμορφωτές (Σχήμα 3.12). Συνήθως προτιμάται η εξωτερική διαμόρφωση να γίνεται με τη βοήθεια ενός MZM αφού η χρήση PM εισάγει στο σήμα περαιτέρω τετέρισμα, καθώς η διαμόρφωση της φάσης δεν είναι δυνατόν να συμβεί ακαριαία. Η λειτουργία ενός MZM [72] για NRZ-DPSK διαμόρφωση απεικονίζεται στο Σχήμα 3.13. Πιο συγκεκριμένα, απαιτείται η πόλωση του MZM να γίνεται στο σημείο μηδενισμού (trough point) του και η οδήγηση του να πραγματοποιείται ιδανικά με ένα ηλεκτρικό σήμα πλάτους διαμόρφωσης  $2V\pi$ , έτσι ώστε να εναλλάσσεται η λειτουργία του ανάμεσα σε δύο σημεία κορυφής και να κωδικοποιείται η μεταβολή φάσης κατά  $\pi$ . Το διαμορφωμένο με τη χρήση MZM NRZ-DPSK σήμα εμφανίζει χαρακτηριστικά βυθίσματα έντασης (intensity dips), τα οποία παρουσιάζονται κάθε φορά που το πεδίο του MZM μεταβάλλεται από '-1' σε '1' (ή αντίστροφα), ενώ το εύρος τους εξαρτάται αποκλειστικά από το ηλεκτρο-οπτικό εύρος ζώνης του MZM ή/και το εύρος ζώνης του ηλεκτρικού σήματος οδήγησης. Αντίθετα όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.12, ο PM διαμορφωτής διαμορφώνει μόνο τη φάση του οπτικού σήματος οδηγώντας έτσι σε ένα NRZ-DPSK σήμα σταθερής περιβάλλουσας που δεν φέρει καθόλου διαμόρφωση πλάτους [87].



Σχήμα 3.12. Λειτουργία MZM διαμορφωτή, σχήμα παλμών στο πεδίο της ισχύος και στο πεδίο της φάσης για NRZ-DPSK σήμα.



Σχήμα 3.13. Λειτουργία MZM διαμορφωτή, σχήμα παλμών στο πεδίο της ισχύος και στο πεδίο της φάσης για NRZ-DPSK σήμα.

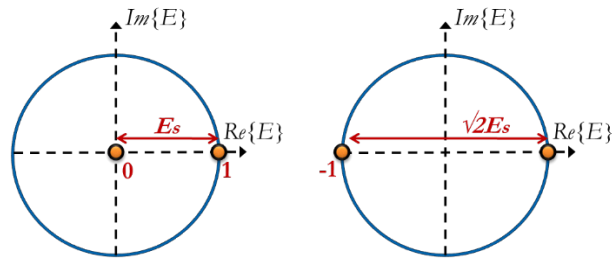
Ο NRZ-DPSK δέκτης είναι αρκετά απλούτερος σε σχέση με αυτόν που χρησιμοποιείται εν γένει στα PSK σχήματα διαμόρφωσης, αφού εφαρμόζονται τεχνικές διαφορικής ανίχνευσης (Κεφάλαιο 3.2) συσχετίζοντας τα γειτονικά bit στην ληφθείσα ακολουθία. Το βασικό χαρακτηριστικό της είναι ότι η αποδιαμόρφωση στηρίζεται στη χρήση ενός *συμβολόμετρου καθυστέρησης Mach-Zehnder* (Mach-Zehnder delay Interferometer – MZ(D)I), ο οποίος στον ένα βραχίονα του προκαλεί στο ληφθέν σήμα καθυστέρηση ίση με τη διάρκεια ενός bit. Η χρήση του MZI είναι απαραίτητη καθώς η διαδικασία της φωτοανίχνευσης επιτρέπει την ανίχνευση των μεταβολών μόνο του πλάτους και όχι της φάσης. Μέσω της συσχέτισης που κάνει ο MZI ανάμεσα σε κάθε bit και στο γειτονικό του επιτυγχάνεται η μετατροπή των μεταβολών φάσης σε μεταβολές πλάτους, καθιστώντας μια απλή PIN φωτοδίοδο ικανή να ανιχνεύσει το οπτικό σήμα.

Σε ένα τυπικό DPSK δέκτη, το MZI επιτρέπει σε δύο γειτονικά bit να παρεμβάλλουν μεταξύ τους οδηγώντας σε απουσία (ή παρουσία) ισχύος στη μια έξοδο του MZI όταν τα δύο γειτονικά bit συμβάλλουν μεταξύ του καταστρεπτικά (ή ενισχυτικά, αντίστοιχα). Έτσι κάθε MZI φέρει δύο εξόδους: την *καταστρεπτική* (destructive-) και την *ενισχυτική έξοδο* (constructive port), η οποίες μεταφέρουν ταυτόσημες αλλά λογικά αντεστραμμένες ακολουθίες δεδομένων [100]. Μέσω προσεκτικής ανάλυσης των εξόδων ενός MZI έχει παρατηρηθεί ότι το σήμα που προκύπτει από την ενισχυτική έξοδο είναι σήμα *διπλοδυαδικής διαμόρφωσης* (duobinary modulation – DB), ενώ το σήμα της καταστρεπτικής εξόδου είναι *διαμόρφωσης εναλλασσόμενης αντιστροφή σημείου* (Alternate Mark Inversion - AMI) [101–103]. Πρακτικά σε έναν τυπικό DPSK δέκτη χρησιμοποιούνται και οι δύο εξοδοί του MZI (constructive και destructive port), αφού και οι δύο μεταφέρουν την πλήρη πληροφορία, ενώ ο δέκτης που φέρει τη συγκεκριμένη διάρθρωση ονομάζεται *ισοσταθμισμένος* (balanced receiver). Σε έναν ισοσταθμισμένο δέκτη, για κάθε έξοδο του MZI χρησιμοποιείται μια φωτοδίοδος και στη συνέχεια τα δύο ηλεκτρικά σήματα (που παράγονται από κάθε φωτοδίοδο) συνδυάζονται μέσω λογικής αφαίρεσης. Εναλλακτικά, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο η μια έξοδος του MZI (είτε η καταστρεπτική είτε η ενισχυτική) οδηγώντας στη χρήση μόνο μιας φωτοδίοδου και συνεπώς σε δέκτη μικρότερου κόστους που ονομάζεται *δέκτης μονοτερματικής διάρθρωσης* (single ended receiver). Αξίζει να σημειωθεί ότι υπάρχει και μια τρίτη εναλλακτική διάρθρωσης του DPSK δέκτη, σύμφωνα με την οποία χρησιμοποιούνται και οι δύο εξοδοί του MZI, αλλά κάθε έξοδος υφίσταται ξεχωριστή επεξεργασία χωρίς τη χρήση της λογικής αφαίρεσης. Ένας DPSK δέκτης τέτοιας διάρθρωσης θα ονομάζεται στο εξής ως *από κοινού μονοτερματικός δέκτης* (joint single ended receiver).

Αξίζει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση του NRZ-DPSK συνδυασμένου με της ισοσταθμισμένη διάρθρωση, η ευαισθησία του δέκτη είναι αυξημένη περίπου κατά 3 dB σε σχέση τόσο με το NRZ-OOK. Για την ίδια μέση τιμή οπτικής ισχύος, η απόσταση ανάμεσα στα δύο σύμβολα του DPSK είναι μεγαλύτερη από αυτή του OOK κατά έναν παράγοντα  $\sqrt{2}$ . Το παραπάνω πλεονέκτημα προκύπτει

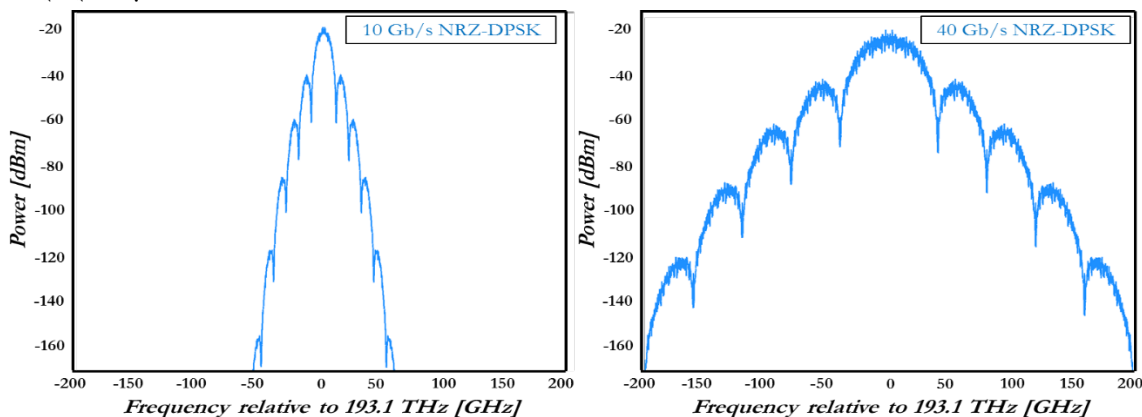


παρατηρώντας τα διαγράμματα αστερισμού (constellation diagrams) που παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.14 για τους δυο συγκεκριμένους τρόπους διαμόρφωσης.



Σχήμα 3.14. Διαγράμματα αστερισμού για NRZ-OOK και NRZ-DPSK οπτικά σήματα.

Το συγκεκριμένο πλεονέκτημα των 3 dB που προσφέρει το NRZ-DPSK σε σχέση με το NRZ-OOK, φαίνεται να εξασθενεί αν στη θέση του balanced δέκτη χρησιμοποιηθεί single ended ή joint single ended διάθροση.



Σχήμα 3.15. Οπτικό φάσμα NRZ-DPSK σημάτων σε ρυθμούς μετάδοσης 10- και 40-Gb/s.

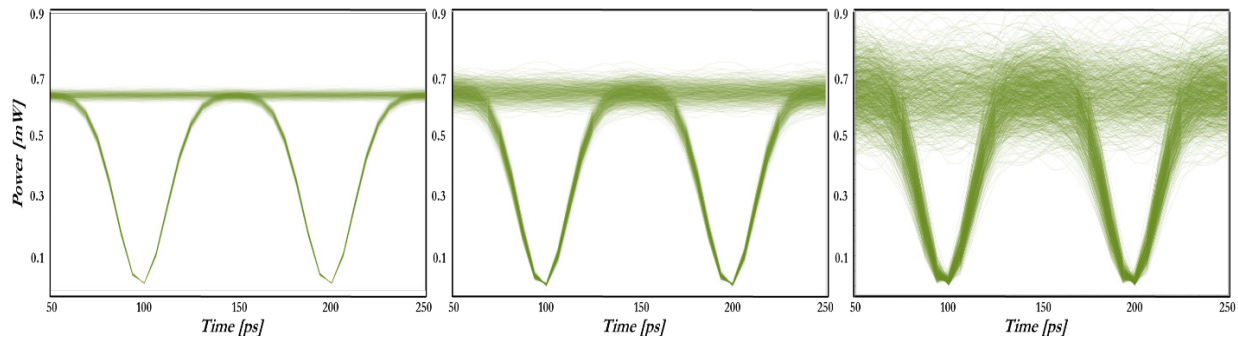
Εξαιτίας της σταθερής τιμής ισχύος που εμφανίζουν τα NRZ-DPSK σχήματα διαμόρφωσης είναι εύκολο να συμπεράνει κανείς ότι η επίδραση των μη γραμμικών φαινομένων είναι (όπως της SPM και της XPM) είναι αρκετά χαμηλή [104]. Ωστόσο, στην περίπτωση όπου τα μη γραμμικά φαινόμενα συνυπάρχουν με τη χρωματική διασπορά το συμπέρασμα αυτό δεν είναι πλήρως σωστό, καθώς η διαμόρφωση φάσης μπορεί να μετατραπεί σε διαμόρφωση πλάτους (phase modulation to intensity modulation – PM/IM [105–107]) μέσω της GVD και συνεπώς τόσο η SPM, όσο και η XPM μπορεί να προκαλέσουν παραμόρφωση στο σήμα [108].

Τα DPSK σήματα εμφανίζουν βελτιωμένη ανοχή στη διασπορά σε σχέση με τα αντίστοιχα OOK, είτε πρόκειται για την NRZ είτε για την RZ εκδοχή τους [86,109,110]. Πρέπει, ωστόσο να σημειωθεί ότι η ανοχή τη χρωματική διασπορά που εμφανίζουν τα σήματα από την καταστρεπτική και την ενισχυτική έξοδο διαφέρουν μεταξύ τους. Η διαφορά αυτή σχετίζεται με τις μορφές του παλμού που έχει το σήμα από κάθε έξοδο του MZI, αφού εξαιτίας της διπλοδυαδικής κωδικοποίησης (duobinary) του, το σήμα που προέρχεται από τη ενισχυτική έξοδο έχει σαφώς αυξημένη ανοχή στη χρωματική διασπορά [70]. Αντίθετα, χαμηλότερη ανοχή εμφανίζει το σήμα που προέρχεται από την καταστρεπτική έξοδο του MZI, ενώ μετά από την ισοσταθμισμένη ανίχνευση η ανοχή στη διασπορά καθορίζεται από τον συνδυασμό και των δύο εξόδων.

Ωστόσο, αν και η χρήση του DPSK φαίνεται να προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα στην οπτική μετάδοση, το Gordon-Mollenauer φαινόμενο [111,112] που εμφανίζεται σε όλες τις PSK διαμορφώσεις, επηρεάζει αισθητά τις επιδόσεις του οπτικού συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, σε ένα οπτικό σύστημα DPSK ο θόρυβος που επάγεται από τους ενισχυτές μετατρέπεται σε θόρυβο φάσης μέσω του μη γραμμικού φαινομένου Kerr, καταλήγοντας έτσι στην παραμόρφωση του οπτικού σήματος εξαιτίας της δημιουργίας μη γραμμικού θορύβου φάσης (non linear phase noise – NLPN) [113,114].

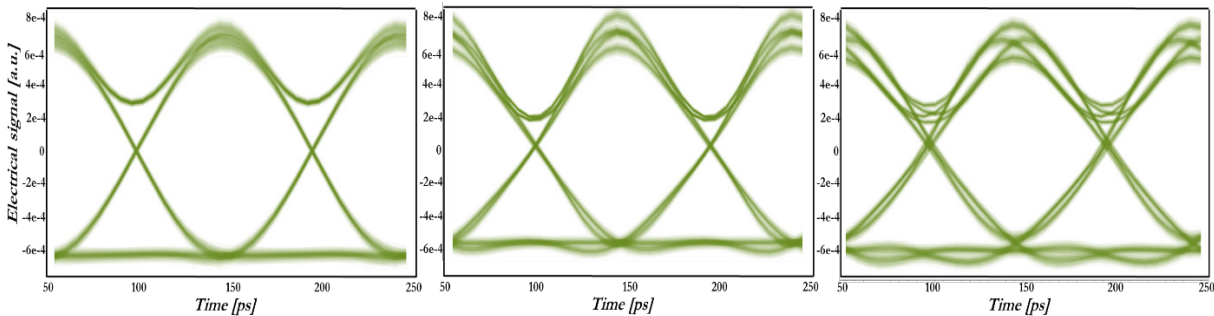
Στο Σχήμα 3.16 απεικονίζονται τα διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-DPSK σήμα σε ρυθμό μετάδοσης των 10 Gb/s και σηματοθορυβικό λόγο OSNR= 40, 30 και 20 dB.





Σχήμα 3.16. Διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-DPSK με OSNR=40,30 και 20 dB αντίστοιχα.

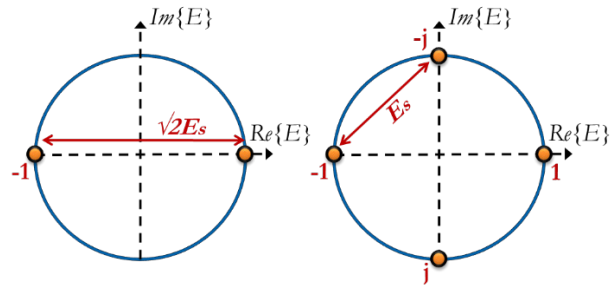
Αντίστοιχα στο Σχήμα 3.17 παρουσιάζονται τα διαγράμματα οφθαλμού ενός ληφθέντος ηλεκτρικού σήματος NRZ-DPSK με OSNR=30 dB για ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s μετά από διάδοση σε ίνα με συσσωρευμένη διασπορά 300,600 και 900 psec/nm.



Σχήμα 3.17. Eye diagram NRZ-DPSK σήματος με OSNR=30dB μετά από υπολειπόμενη χρωματική διασπορά 300, 600 και 900 psec/nm.

### 3.3.3 NRZ-DQPSK

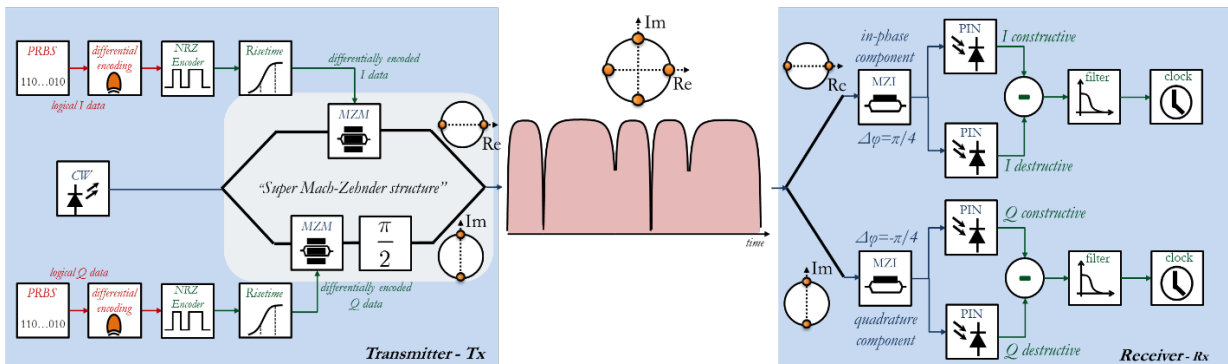
Το DQPSK [109,115,116] αποτελεί έναν πολυσταθμικό τρόπο διαμόρφωσης όπου, όπως και στο DPSK, η πληροφορία κωδικοποιείται στη μεταβολή της φάσης ανάμεσα σε δύο γειτονικά bit. Στο Σχήμα 3.18 απεικονίζεται το διάγραμμα αστερισμού τόσο του δυαδικού όσο και του τετραγωνικού DPSK, από όπου είναι εμφανές ότι ο αριθμός των σημείων αστερισμού είναι διπλάσιος ενώ η απόσταση ανάμεσα τους είναι η μισή. Έτσι για τον ίδιο ρυθμό συμβόλων, το DQPSK διπλασιάζει το συνολικό ρυθμό μετάδοσης bit καθιστώντας αυτόν τον τρόπο διαμόρφωσης μια αρκετά υποσχόμενη λύση για συστήματα υψηλών ταχυτήτων. Ωστόσο, καθώς οι αποστάσεις ανάμεσα στα διαφορετικά σημεία αστερισμού είναι αισθητά μικρότερες (μισές) σε σχέση με το DPSK χρειάζεται τουλάχιστον 3-dB μεγαλύτερο OSNR για να επιτευχθεί το ίδιο BER. Στο οπτικά διαμορφωμένο DQPSK σήμα μεταδίδονται τέσσερις μεταβολές φάσης  $\{0, \pi/2, -\pi/2, \pi\}$  με ρυθμό μετάδοσης συμβόλων το μισό από αυτόν του ρυθμού μετάδοσης bit που χρησιμοποιείται για τη δυαδική διαμόρφωση, ξεπερνώντας με τον τρόπο αυτό την ανάγκη για υψηλότερο OSNR σε σχέση με το DPSK. Καθώς ο ρυθμός συμβόλων του DQPSK είναι  $R_s = R_b/2$  όλα τα στοιχεία του DQPSK, τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη λειτουργούν για  $R_b/2$  και όχι για  $R_b$  ρυθμό [86].



Σχήμα 3.18. Διαγράμματα αστερισμού για DPSK και DQPSK τρόπο διαμόρφωσης.

Όπως και στο DPSK η πληροφορία μπορεί να ανιχνευθεί με τη χρήση διαφορικής ανίχνευσης χρησιμοποιώντας δύο MZI αυτή τη φορά (αντί ενός που απαιτείται για την ανίχνευση DPSK σήματος). Αξίζει να σημειωθεί ότι και σε αυτή την περίπτωση υπάρχουν δύο εκδοχές DQPSK διαμόρφωσης: τα NRZ- και τα RZ- DQPSK σήματα. Στο Σχήμα 3.19 απεικονίζονται οι τυπικές διαρθρώσεις για έναν NRZ- DQPSK πομπό και δέκτη καθώς και η μορφή του διαμορφωμένου οπτικού σήματος. Αν και έχουν προταθεί διαφορετικές δομές υλοποίησης για τον πομπό ενός NRZ-DQPSK σήματος [117–120], στη παρούσα μελέτη χρησιμοποιείται ο συνηθέστερος τρόπος, δηλαδή αυτός της χρήσης δύο παράλληλων MZM διαμορφωτών που λειτουργούν ως διαμορφωτές φάσης. Εξαιτίας της ύπαρξης τεσσάρων διαφορετικών τιμών για τη φάση, ο πομπός και ο δέκτης παρουσιάζουν μια αύξηση της πολυπλοκότητας σε σχέση με αυτούς του DPSK σήματος [121].

Ένας DQPSK πομπός παράγει ένα οπτικό σήμα που μπορεί ανά συγκεκριμένες χρονικές στιγμές να παίρνει μια από τις τέσσερις πιθανές τιμές διαφοράς φάσεις που αναφέρθηκαν νωρίτερα, αποτελείται από μια πηγή laser, έναν διαιρέτη (splitter) ώστε το οπτικό σήμα του να διαχωρίζεται σε δύο CW κύματα ίδιας έντασης, δύο PRBS γεννήτριες, δύο παράλληλες MZM διαμορφωτές, έναν μετατοπιστή φάσης  $\pi/2$  που εφαρμόζεται στην έξοδο του ενός MZM και ένα συνδυαστή (combiner) ισχύος ώστε να παραχθεί το διαμορφωμένο οπτικό σήμα. Η παράλληλη δομή των δύο MZM διαμορφωτών σε συνδυασμό με τον μετατοπιστή φάσης κατά  $\pi/2$  ονομάζεται Super Mach-Zehnder διάρθρωση (Super Mach-Zehnder structure) ενώ εξαιτίας των δύο ξεχωριστών ηλεκτρικών σημάτων οδήγησης που απαιτούνται, η οδήγηση της δομής αυτής μπορεί να γίνει με απλά δυαδικά (και όχι τετραδικά) ηλεκτρικά σήματα οδήγησης [122].



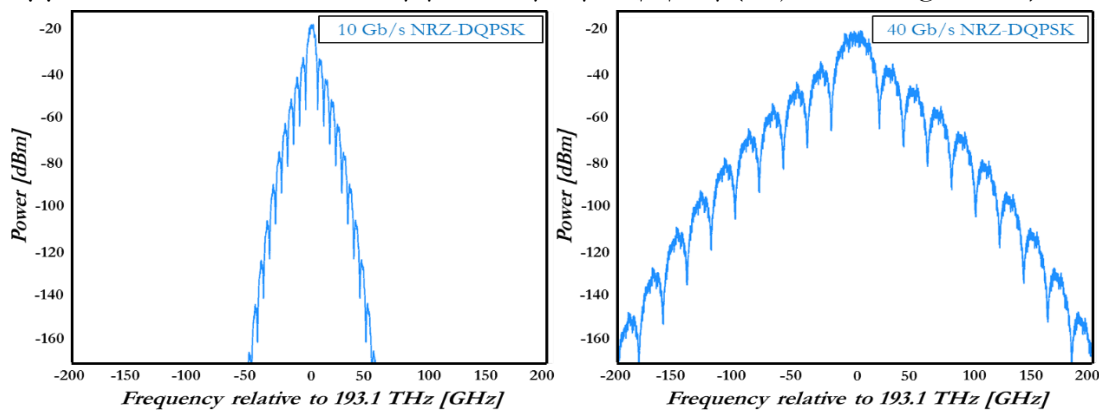
Σχήμα 3.19. Διάρθρωση πομπού/δέκτη και μορφή διαμορφωμένου NRZ-DPSK σήματος.

Έτσι λοιπόν μπορεί να ειπωθεί ότι ένας DQPSK πομπός αποτελείται επί της ουσίας από δύο παράλληλους DPSK πομπούς, καθώς κάθε MZM παράγει ένα DPSK σήμα. Όπως φαίνεται από τα διαγράμματα αστερισμού που περιέχονται στο Σχήμα 3.19 το σήμα που παράγεται από τον πάνω βραχίονα της Super Mach-Zehnder δομής αντιστοιχεί στη συνιστώσα σε φάση (in-phase component -  $I$ ) του DQPSK σήματος και αντιστοιχίζεται στο  $[-1, 1]$  (ή  $0, \pi$ ) του πραγματικού άξονα, ενώ το σήμα που προκύπτει από τον κάτω βραχίονα αντιστοιχεί στη συνιστώσα ορθογωνισμού (quadrature component -  $Q$ ) και αντιστοιχίζεται στο  $[+j, -j]$  του φανταστικού άξονα.

Κατ' αντιστοιχία για το δέκτη χρησιμοποιούνται και πάλι δύο διαφορετικά MZI ώστε να μετατραπεί η διαμόρφωση φάσης σε διαμόρφωση πλάτους, με τη μεταβολή της φάσης ανάμεσα στους δύο βραχίονες του εκάστοτε MZI να είναι  $\pi/4$  και  $-\pi/4$  για την αποδιαμόρφωση της συνιστώσας σε φάση και σε

ορθογωνισμό, αντίστοιχα. Κάθε MZI φέρει και πάλι από δύο εξόδους (constructive και destructive) και έτσι απαιτούνται πλέον τέσσερις φωτοδιόδοι για την ανίχνευση του αποδιαμορφωμένου οπτικού σήματος.

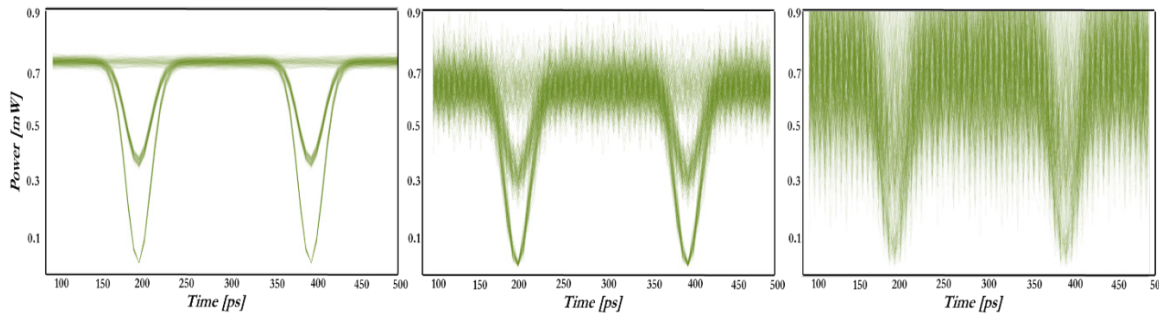
Μετά την ανίχνευση μέσω των τεσσάρων φωτοδίοδων τα ηλεκτρικά σήματα που προκύπτουν μπορούν είτε να αφαιρεθούν λογικά καταλήγοντας σε ένα δέκτη δύο εξόδων *ισοσταθμισμένης διάρθρωσης* (balanced), είτε να αγνοηθούν κάποια σήματα (π.χ. τα constructive ή τα destructive) καταλήγοντας σε έναν *μονοτερματικό δέκτη* (single ended) δύο εξόδων, είτε ακόμα και να επεξεργαστούν όλα μαζί χωρίς την πράξη της λογικής αφαίρεσης οδηγώντας έτσι σε έναν *συνδυασμένο μονοτερματικό δέκτη* (joint single ended) τεσσάρων εξόδων. Εξαιτίας της φύσης του το DQPSK σήμα θεωρείται ότι αποτελείται από δύο DPSK σήματα και έτσι συχνά για την ανίχνευση του μπορεί να χρησιμοποιηθεί και μια εναλλακτική προσέγγιση που περιλαμβάνει δύο DPSK δέκτες σε *μη συνδεδεμένη διάρθρωση* (disjoint configuration).



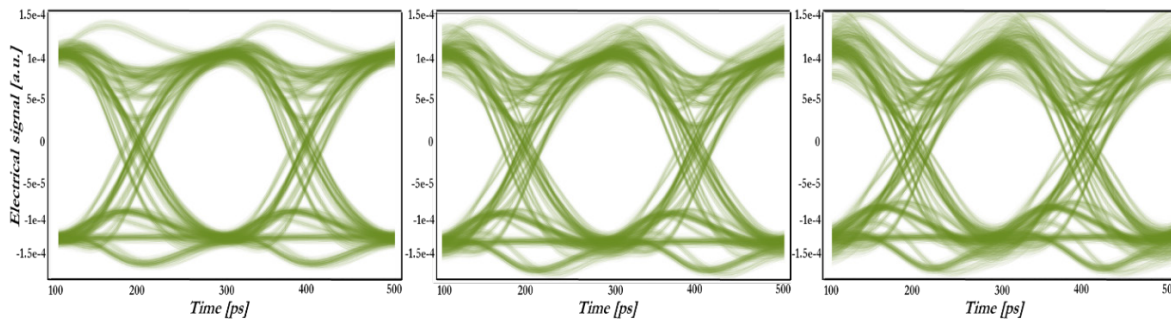
Σχήμα 3.20. Οπτικό φάσμα NRZ-DQPSK σημάτων σε ρυθμούς μετάδοσης 10- και 40-Gb/s.

Το DQPSK παρουσιάζεται ως ένα σύστημα αρκετά ανθεκτικό στη χρωματική διασπορά και στη διασπορά τρόπου πύλωσης σε σχέση με το OOK ή το DPSK του ίδιου ρυθμού μετάδοσης. Αυτό συμβαίνει καθώς, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, το DQPSK επιτρέπει σε δύο bit δεδομένων να μεταδίδονται κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου. Όσο αυξάνεται ο αριθμός των bit που μεταδίδονται στη διάρκεια ενός συμβόλου, η ανοχή του τρόπου διαμόρφωσης στη χρωματική διασπορά αυξάνεται αισθητά, ωστόσο η υπερβολική αύξηση του αριθμού των καταστάσεων που μπορεί να έχει ένα σήμα αυξάνει σημαντικά και το απαιτούμενο OSNR. Το DQPSK αποτελεί μια αρκετά καλή λύση στο παραπάνω πρόβλημα, αφού τα σύμβολα είναι βέλτιστα κατανομημένα στο διάγραμμα αστερισμού [123]. Το DQPSK, όπως και όλα τα σήματα σταθερής περιβάλλουσας, παρουσιάζουν ανοχή στη συσσώρευση μη γραμμικών παραμορφώσεων [104], παρά το γεγονός ότι ο *μη γραμμικός θορύβος φάσης (NLPN)* που οφείλεται στο Gordon-Mollenauer [111] φαινόμενο επηρεάζει περισσότερο το σήμα σε σχέση με το DPSK.

Στο Σχήμα 3.21 απεικονίζονται τα διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-DQPSK σήμα σε ρυθμό μετάδοσης των 10 Gb/s και σηματοθορυβικό λόγο OSNR= 40, 30 και 20 dB, ενώ στο Σχήμα 3.22 παρουσιάζονται τα διαγράμματα οφθαλμού ενός ληφθέντος ηλεκτρικού σήματος NRZ-DQPSK με OSNR=30 dB για ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s μετά από διάδοση σε ένα με συσσωρευμένη διασπορά 300,600 και 900 psec/nm.



Σχήμα 3.21. Διαγράμματα οφθαλμού για NRZ-DQPSK με OSNR=40,30 και 20 dB αντίστοιχα.



Σχήμα 3.22. Eye diagram I καναλιού για NRZ-DQPSK σήμα με OSNR=30dB μετά από υπολειπόμενη χρωματική διασπορά 300, 600 και 900 ps/nm.

### 3.4 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Οι διαδικασίες της διαμόρφωσης και της αποδιαμόρφωσης λαμβάνουν χώρα στον πομπό και στο δέκτη του οπτικού συστήματος, αντίστοιχα. Πιο συγκεκριμένα η διαδικασία της οπτικής διαμόρφωσης περιλαμβάνει την διαμόρφωση του οπτικού φέροντος βάσει της ακολουθίας πληροφορίας, μετατρέποντας έτσι επί της ουσίας ένα ηλεκτρικό σήμα σε οπτικό. Αν και στην περίπτωση μετάδοσης μικρών αποστάσεων (ή χαμηλού ρυθμού δεδομένων) η μετατροπή αυτή μπορεί να γίνει με άμεσο τρόπο διαμορφώνοντας απευθείας την έξοδο ενός laser (DML), στα οπτικά δίκτυα μεσαίων ή μεγάλων αποστάσεων (metro, regional, long-haul) συνηθίζεται να πραγματοποιείται μέσω εξωτερικών διαμορφωτών όπως ο διαμορφωτής ηλεκτρο-απορρόφησης (EAM) ή ο διαμορφωτής Mach-Zehnder (MZM). Τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του MZM διαμορφωτή που περιλαμβάνουν το χαμηλό chirp, το υψηλό extinction ratio και την χαμηλή απώλεια εισόδου (insertion loss) τον καθιστούν την πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη διάταξη οπτικής διαμόρφωσης. Η λειτουργία του στηρίζεται στο ηλεκτρο-οπτικό φαινόμενο (electro-optic effect), δηλαδή την εξάρτηση της φάσης από το ηλεκτρικό πεδίο. Έτσι ανάλογα με το εφαρμοζόμενο ηλεκτρικό σήμα οδήγησης και με τη βοήθεια της συμβολομετρικής αρχής οι MZM έχουν τη δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν είτε ως διαμορφωτές φάσης (PM) είτε ως διαμορφωτές πλάτους (AM).

Αντίστοιχα, στην πλευρά του οπτικού δέκτη η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης περιλαμβάνει τη μετατροπή του ληφθέντος οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό μέσω ενός φωτοανιχνευτή (photodetector). Η απλούστερη και πλέον διαδεδομένη δομή φωτοανίχνευσης είναι η φωτοδιόδος η PIN, η οποία ανιχνεύει τα προσπίπτοντα φωτόνια συγκεκριμένου εύρους συχνοτήτων και παράγει φωτόρρευμα ανάλογα με την προσπίπτουσα οπτική ισχύ. Ωστόσο ακόμα και στην περίπτωση όπου η προσπίπτουσα οπτική ισχύς παραμένει σταθερή, οι μηχανισμοί θορύβου που δημιουργούνται από τη χρήση της οπτικής φωτοδιόδου προκαλούν διακυμάνσεις στο παραγόμενο φωτόρρευμα. Οι δύο βασικοί μηχανισμοί θορύβου που παρατηρούνται στην PIN φωτοδιόδο περιλαμβάνουν το θερμικό (thermal) και το θόρυβο βολής (shot noise). Μετά την μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό, το σήμα συγχρονίζεται,



δειγματοληπτείται και με τη βοήθεια ενός κατωφλίου λαμβάνεται μια απόφαση για το εκάστοτε ληφθέν bit. Πρέπει να σημειωθεί ότι η λειτουργία της φωτοδιόδου διέπεται από ανίχνευση μέσω του νόμου του τετραγώνου (square root law) και έτσι εισάγεται στο οπτικό σύστημα μιας ακόμα μορφής μη γραμμικότητας. Έτσι ακόμα και τα φαινόμενα γραμμικής φύσης (π.χ. χρωματική διασπορά) που δεν έχουν αντισταθμιστεί πλήρως σε οπτικό επίπεδο και προκύπτει η ανάγκη να αντισταθμιστούν περαιτέρω μετά τη διαδικασία της φωτοανίχνευσης αντιμετωπίζονται ως μη γραμμικές παραμορφώσεις.

Σε γενικές γραμμές οι τεχνικές με τις οποίες μπορεί να ανιχνευθεί ένα οπτικό σήμα περιλαμβάνουν την *ασύμφωνη* (non-coherent), τη *σύμφωνη* (coherent) και τη *διαφορικά σύμφωνη* (differential coherent) μέθοδο. Στην περίπτωση της σύμφωνης ανίχνευσης χρησιμοποιείται ένας τοπικός ταλαντωτής (LO) καθιστώντας ανακτήσιμη την πληροφορία που μπορεί να βρísκεται στη φάση. Αντίθετα, τόσο η ασύμφωνη όσο και διαφορικά σύμφωνη ανίχνευση δεν απαιτούν τη χρήση LO και παρά το γεγονός ότι η πληροφορία που μπορεί να μεταφέρεται στη φάση χάνεται, φέρουν πολύ μικρότερη πολυπλοκότητα υλοποίησης και προτιμώνται για δίκτυα όπου το κόστος αποτελεί βασικό σχεδιαστικό παράγοντα. Καθώς στην παρούσα διατριβή μελετήθηκαν περιπτώσεις μητροπολιτικών οπτικών δικτύων (MAN) όλα τα διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης που ερευνήθηκαν εμπίπτουν στην κατηγορία της άμεσης ανίχνευσης (direct detection –DD), είτε αυτή γίνεται με ασύμφωνο (OOK) είτε με διαφορικά σύμφωνο (DPSK, DQPSK) τρόπο.

Ο απλούστερος αλλά και πιο ευρέως χρησιμοποιούμενος τρόπος διαμόρφωσης στα ήδη εγκατεστημένα οπτικά συστήματα είναι το σχήμα διαμόρφωσης NRZ-OOK το οποίο ανήκει στην κατηγορία των *διαμορφώσεων έντασης και άμεσης ανίχνευσης* (IM/DD). Η ευρεία χρήση του οφείλεται στο γεγονός ότι μέχρι σήμερα μπορούσε να ανταποκριθεί στις απαιτούμενες ανάγκες κίνησης αλλά κυρίως στο μικρό κόστος εφαρμογής του. Εκτός του πλάτους είναι δυνατόν να διαμορφωθεί τόσο η φάση, όσο και η συχνότητα του φέροντος σήματος. Οι σημαντικότερες διαμορφώσεις φάσης που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μητροπολιτικά δίκτυα είναι αυτές του NRZ-DPSK και NRZ-DQPSK καθώς η πληροφορία δε κωδικοποιείται στην ίδια τη φάση αλλά στη μεταβολή της ανάμεσα σε δύο γειτονικά bit. Οι δύο συγκεκριμένοι τρόποι διαμόρφωσης μπορούν να ανιχνευθούν με τη βοήθεια ενός συμβολόμετρου Mach-Zehnder (MZI). Αξίζει να σημειωθεί ότι ο συνδυασμός NRZ-DPSK με ισοσταθμισμένης διάρθρωσης δέκτη, προσφέρει ένα πλεονέκτημα 3 dB στην ευαισθησία του δέκτη σε σχέση με το NRZ-OOK. Αντίστοιχα το NRZ-DQPSK αποτελεί μια εξαιρετική λύση για συστήματα υψηλών ταχυτήτων εξαιτίας του γεγονότος ότι ανήκει στην κατηγορία των πολυσταθμικών τρόπων διαμόρφωσης και έτσι για τον ίδιο ρυθμό συμβόλων, το DQPSK μπορεί να διπλασιάσει το συνολικό ρυθμό μετάδοσης. Πρέπει να σημειωθεί ότι το DQPSK εμφανίζει εξαιρετική ανοχή τόσο στη χρωματική διασπορά όσο και στη διασπορά τρόπου πόλωσης, καθώς κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου επιτρέπεται η μετάδοση δύο bit δεδομένων. Αν και η αύξηση του αριθμού των bit που μεταδίδονται στη διάρκεια ενός συμβόλου οδηγεί στην αύξηση της ανοχής του τρόπου διαμόρφωσης στη χρωματική διασπορά, η υπερβολική αύξηση του αριθμού των καταστάσεων που μπορεί να έχει ένα σήμα αυξάνει δραματικά και το απαιτούμενο OSNR.



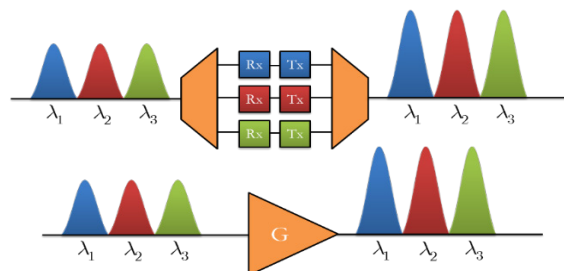
## 4

## Αντιστάθμιση Υποβαθμίσεων με Οπτικές και Ηλεκτρονικές Μεθόδους

### 4.1 Αντιστάθμιση Απωλειών

Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 2.1.1 η οπτική μετάδοση πραγματοποιείται συνήθως είτε στο δεύτερο είτε στο τρίτο φασματικό παράθυρο καθώς εκεί εμφανίζεται η χαμηλότερη τιμή για την παράμετρο εξασθένησης. Ωστόσο, παρά τη χαμηλή τιμή (0.2 dB/km) μετά από τη μετάδοση σε μια οπτική ίνα 100 km, το σήμα θα έχει υποστεί 20 dB απώλεια ισχύος και συνεπώς στο δέκτη θα φτάσει μόνο το 1% της μεταδιδόμενη ισχύος. Είναι απαραίτητο λοιπόν να εφαρμοστούν κάποιες τεχνικές αντιστάθμισης των απωλειών ώστε να είναι εφικτή η μετάδοση του σήματος σε μεγάλες αποστάσεις. Μέχρι της αρχής της δεκαετίας του 1990, ο μόνος τρόπος να ξεπεραστούν οι απώλειες της οπτικής ίνας ήταν η χρήση *οπτοηλεκτρονικών αναγεννητών* (optoelectronic regenerator) κατά μήκος της οπτικής ζεύξης. Ένας οπτοηλεκτρονικός αναγεννητής είναι επί της ουσίας ένα ζεύγος δέκτη-πομπού που αφού αρχικά ανιχνεύσει το οπτικό σήμα και το μεταφέρει σε ηλεκτρικό, στη συνέχεια το αναγεννεί με υψηλότερη ισχύ ώστε να το μεταδώσει ξανά. Αυτή η μέθοδος εκτός από την πολυπλοκότητα και το κόστος που συνεπάγεται, είναι φανερά ανεπαρκής για την περίπτωση μετάδοσης πολλών καναλιών μέσω *πολυπλεξίας μήκους κύματος* (wavelength division multiplexing – WDM). Ιδιαίτερα εξαιτίας της ανάπτυξης της WDM μετάδοσης άρχισε να εντείνεται η ανάγκη για εξεύρεση μιας λύσης που θα μπορεί να αντισταθμίσει τις απώλειες σε κάθε WDM κανάλι ταυτόχρονα.

Σε αντίθεση με τους οπτικούς αναγεννητές, ένας ιδανικός οπτικός ενισχυτής έχει τη δυνατότητα να ενισχύσει άμεσα κάθε είδους οπτικό σήμα χωρίς να χρειάζεται να το μετατρέψει πρώτα σε ηλεκτρονικό σήμα. Παράλληλα, έχει τη δυνατότητα να ενισχύσει όλα τα WDM κανάλια ταυτόχρονα και η λειτουργία του παραμένει *διαφανής* (transparent)-δηλαδή ανεξάρτητη τόσο από τον αριθμό των καναλιών που μεταδίδονται, όσο και από τα χαρακτηριστικά του κάθε καναλιού (π.χ. ρυθμός μετάδοσης, τρόπος διαμόρφωσης, κ.α.) [47]. Έτσι ένας οπτικός ενισχυτής μπορεί να αντικαταστήσει όλα τα διαφορετικά εξαρτήματα ενός σταθμού οπτικής αναγέννησης όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.1. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο διαφανής τρόπος λειτουργίας του οπτικού ενισχυτή επιτρέπει την αναβάθμιση της ζεύξης σε υψηλότερους ρυθμούς χωρίς να προκύπτει η ανάγκη αντικατάστασής του (όπως στην περίπτωση των οπτικών αναγεννητών) [124].



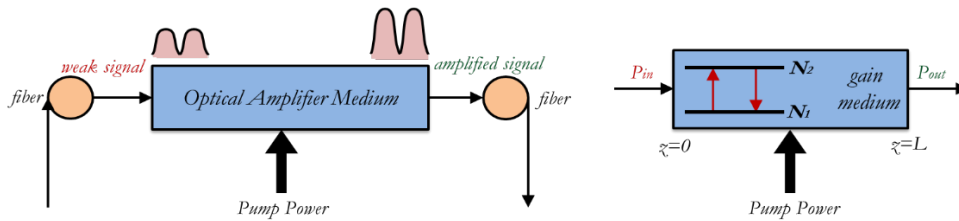
Σχήμα 4.1. Διαφορές στη λειτουργία οπτικών αναγεννητών και οπτικού ενισχυτή.

Ο βασικός σιοπός του οπτικού ενισχυτή είναι λοιπόν η επαναφορά της ισχύος του σήματος χωρίς την μετατροπή του οπτικού σήματος σε ηλεκτρικό. Η γενικευμένη μορφή λειτουργίας του απεικονίζεται

στο Σχήμα 4.2. Οι περισσότεροι οπτικοί ενισχυτές κατορθώνουν την ενίσχυση του προσπίπτοντος φωτός μέσω της ίδιας διαδικασίας της *διεγερμένης εκπομπής* (stimulated emission), όπως ακριβώς και το laser αλλά χωρίς την ύπαρξη του μηχανισμού *ανατροφοδότησης* (feedback). Το βασικό συστατικό της οπτικής ενίσχυσης είναι η *οπτική απολαβή* (optical gain) που επιτυγχάνεται μέσω *άντλησης* (pumping) ώστε να προκύψει η *αντιστροφή πληθυσμού* (population inversion), ενώ συνηθίζεται το *μέσο απολαβής* (gain medium) να μοντελοποιείται ως ένα σύστημα δύο επιπέδων όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2. Η οπτική απολαβή εξαρτάται τόσο από το μήκος κύματος του προσπίπτοντος φωτός όσο και από την ένταση της τοπικής δέσμης. Ο λόγος του σήματος εξόδου προς το σήμα εισόδου ενός οπτικού ενισχυτή, ορίζεται ως παράμετρος ενίσχυσης και μπορεί να υπολογιστεί από την εξέλιξη της ισχύος μέσα σε ένα μέσο απολαβής [125]:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + P/P_s} \quad [6.1]$$

όπου  $g_0$  είναι η μέγιστη τιμή της απολαβής,  $\omega$  η συχνότητα του προσπίπτοντος σήματος,  $\omega_0$  η ατομική συχνότητα μετάβασης,  $T_2$  ο χρόνος διπολικής χαλάρωσης,  $P$  η ισχύς του προσπίπτοντος σήματος και  $P_s$  η ισχύς κορεσμού.



Σχήμα 4.2. Αρχή λειτουργίας οπτικού ενισχυτή και μοντελοποίηση ενισχυτή ως σύστημα δύο καταστάσεων.

Για την περίπτωση ενός μη κορεσμένου συστήματος ενισχυτή, όπου ισχύει  $P/P_s \ll 1$ , η απολαβή μέσου προκύπτει αν από τη σχέση [6.1] αγνοηθεί ο όρος  $P/P_s$ :

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2} \quad [6.2]$$

Από τη σχέση [6.2] προκύπτει ότι η απολαβή μέσου παίρνει τη μέγιστη τιμή της όταν η συχνότητα του προσπίπτοντος σήματος συμπίπτει με την ατομική συχνότητα μετάβασης  $\omega_0$  ( $\omega = \omega_0$ ). Για την περίπτωση όπου  $\omega \neq \omega_0$  η μείωση της απολαβής διέπεται από μια Lorentzian κατανομή [125]. Το εύρος ζώνης της απολαβής ορίζεται ως το πλήρες εύρος του ημιμεγίστου (FWHM) του φάσματος απολαβής  $g(\omega)$  και δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta \nu_g = \frac{\Delta \omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2} \quad [6.3]$$

Συνήθως αντί του όρου εύρος ζώνης απολαβής, χρησιμοποιείται η έννοια του εύρους ζώνης του ενισχυτή, η οποία υπολογίζεται μέσω της παραμέτρου του συντελεστή ενίσχυσης  $G$ , ο οποίος ορίζεται ο λόγος της ισχύος του σήματος εξόδου προς την ισχύ του σήματος εισόδου ενός ενισχυτή  $G = P_{out}/P_{in}$ .

Χρησιμοποιώντας τη σχέση  $dP/dz = gP$ , η οποία περιγράφει την εξέλιξη της ισχύος κατά τη μετάδοση του οπτικού σήματος σε ένα μέσο απολαβής και ολοκληρώνοντας βάσει της αρχικής συνθήκης  $P(0) = P_{in}$  προκύπτει πως η ισχύς του σήματος μετά από απόσταση  $z$  αυξάνει εκθετικά βάσει της:

$$P(z) = P_{in} \exp(gz) \quad [6.4]$$

Για την περίπτωση ενός ενισχυτή μήκους  $L$  και αφού  $P(L) = P_{out}$  η ισχύς εξόδου του σήματος ισούται με  $P(L) = P_{in} \exp(gL)$  και συνεπώς ο συντελεστής ενίσχυσης αυτού του ενισχυτή δίνεται από:

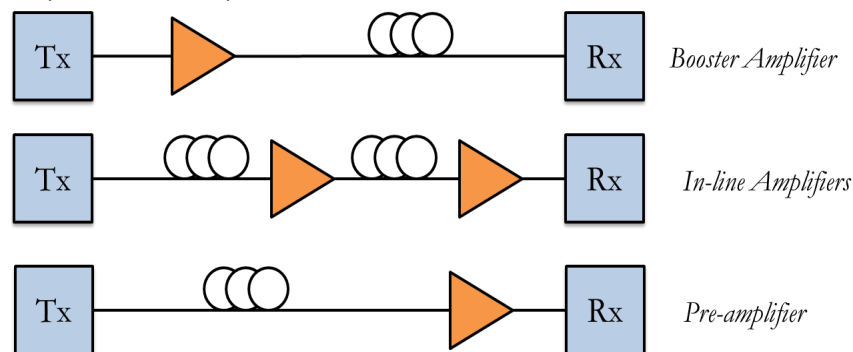
$$G(\omega) = \exp(g(\omega)L) \quad [6.5]$$

Το εύρος ζώνης ενός ενισχυτή ορίζεται ως το FWHM της  $G(\omega)$  και σχετίζεται με το εύρος ζώνης απολαβής  $\Delta\nu_g$  ως εξής:

$$\Delta\nu_A = \Delta\nu_g \left( \frac{\ln(2)}{\ln(G_0/2)} \right)^{1/2} \quad [6.6]$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι από την σχέση [6.6] είναι φανερό πως το εύρος ζώνης ενισχυτή είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης απολαβής και η διαφορά τους εξαρτάται από την ίδια την τιμή της απολαβής του ενισχυτή.

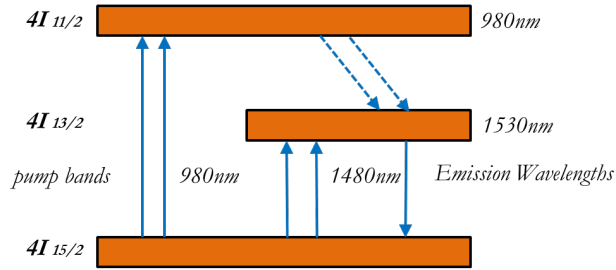
Σε γενικές γραμμές οι τρεις κατηγορίες εφαρμογής οπτικών ενισχυτών απεικονίζονται στο Σχήμα 4.3 και περιλαμβάνουν: τους *επωθητικούς ενισχυτές* (power booster), τους *ενισχυτές γραμμής* (in-line amplifiers) και τους *προ-ενισχυτές* (pre-amplifiers) [75]. Οι επωθητικοί ενισχυτές τοποθετούνται μετά τον οπτικό πομπό ώστε να ενισχυθεί η αρχική ισχύς του μεταδιδόμενου σήματος ή να αντισταθμιστούν οι απώλειες των οπτικών στοιχείων που παρεμβάλλονται ανάμεσα στο πομπό και την οπτική ίνα (π.χ. οπτικοί συζεύκτες, WDM πολυπλέκτες, εξωτερικοί διαμορφωτές κ.α.). Αντίστοιχα, οι ενισχυτές γραμμής τοποθετούνται κατά μήκος της οπτικής ζεύξης ώστε να αντισταθμίσουν τις απώλειες ισχύος που προκαλούνται στο σήμα κατά τη μετάδοση τους στην οπτική ίνα. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση που η απόσταση μετάδοσης το απαιτεί μπορούν να χρησιμοποιηθούν πολλοί ενισχυτές γραμμής συγκροτώντας έτσι μια δομή γνωστή ως αλυσίδα ενισχυτών. Η χρήση πολλαπλών ενισχυτών που επιτρέπει η in-line εφαρμογή τους δεν συνηθίζεται ούτε στους επωθητικούς ενισχυτές, αλλά ούτε και στους οπτικούς προενισχυτές που τοποθετούνται λίγο πριν τη διαδικασία της φωτοανίχνευσης, ώστε να ενισχύσουν την ευαισθησία του δέκτη.



Σχήμα 4.3. Κατηγορίες εφαρμογής οπτικών ενισχυτών σε οπτικά συστήματα.

Ανάλογα με την διαδικασία ενίσχυσης οι οπτικοί ενισχυτές μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τέσσερις βασικές κατηγορίες: τους *παραμετρικούς ενισχυτές* (parametric amplifier), τους *ενισχυτές Raman* (Raman amplifier), τους *ημιαγωγικούς οπτικούς ενισχυτές* (semiconductor optical amplifier) και τους *ενισχυτές οπτικών ινών με προσμίξεις* (rare earth-doped fiber amplifiers – EDFA, PDFA). Οι παραμετρικοί και οι ενισχυτές Raman χρησιμοποιούν τα μη γραμμικά οπτικά φαινόμενα της *μίξης τεσσάρων κυμάτων* (Four Wave Mixing - FWM) και της *εξαναστασμένης σκέδασης Raman* (stimulated Raman Scattering - SRS), αντίστοιχα. Μπορούν να προσφέρουν ενίσχυση, αλλά για το σκοπό αυτό απαιτείται υψηλή ισχύς άντλησης. Αντίστοιχα, οι ημιαγωγικοί ενισχυτές λειτουργούν παρόμοια με τα ημιαγωγικά laser χωρίς το κομμάτι της οπτικής ανάδρασης. Χρησιμοποιούνται κυρίως ως χαμηλού κόστους εναλλακτικές των ενισχυτών ίνας εξαιτίας της ευαισθησίας τους στην πόλωση και την ενδοκαναλική διαφωνία που δημιουργούν, η οποία περιορίζει σημαντικά την επίδοση του συστήματος [91]. Οι ενισχυτές ινών με προσμίξεις χρησιμοποιούν στοιχεία σπάνιας γαίας ώστε να εμπλουτίσουν τον

πυρήνα της οπτικής ίνας ενώ συγκεντρώνουν αρνητικά πλεονεκτήματα, όπως η απουσία μη γραμμικοτήτων, χαμηλές απώλειες σύζευξης, εξαιρετικά μικρή εξάρτηση του κέρδους από την πόλωση του φωτός και μεγάλο εύρος λειτουργίας [126]. Οι ενισχυτές ερβίου (Erbium Doped Fiber Amplifiers—EDFA) χρησιμοποιούνται ευρέως και σε πολυκαναλικά οπτικά συστήματα επικοινωνιών [127].



Σχήμα 4.4. Αρχή λειτουργίας EDFA ενισχυτή.

Η βασική λειτουργία ενός ενισχυτή ίνας με προσμίξεις αποτελεί την ενίσχυση του προσπίπτοντος φωτός μέσω της *εξαναγκασμένης εκπομπής* (stimulated emission). Στο Σχήμα 4.4 φαίνεται ο τρόπος λειτουργίας ενός ενισχυτή ίνας ερβίου (EDFA). Τα ιόντα που βρίσκονται στη βασική κατάσταση απορροφούν την ακτινοβολία άντλησης και μεταπηδούν είτε στη *μετασταθή* (metastable) κατάσταση είτε σε ανώτερη διεγερμένη κατάσταση. Εξαιτίας του μεγάλου χρόνου ζωής στη μετασταθή κατάσταση ( $\approx 10\text{ms}$ ), η διαδικασία αυτή δημιουργεί μια αντιστροφή πληθυσμού μιας και το πλήθος των ηλεκτρονίων που βρίσκεται στη μετασταθή κατάσταση είναι μεγαλύτερο από αυτό της βασικής κατάστασης [127]. Έτσι όταν ένα φωτόνιο φτάνει στο σύστημα, προκαλεί μια μετάβαση από τη μετασταθή κατάσταση στη βασική κατάσταση, με το νέο φωτόνιο που παράγεται να είναι αντίγραφο του προσπίπτοντος, το οποίο έχει προκαλέσει την εξαναγκασμένη εκπομπή. Παράλληλα ωστόσο, τα ιόντα που βρίσκονται σε ανώτερη ενεργειακή κατάσταση μπορούν να εκπέψουν ακτινοβολία και με το μηχανισμό της *αυθόρμητης εκπομπής*, εν τη απουσία δηλαδή διέγερσης από φωτόνια του σήματος. Η τελευταία εμφανίζεται σε όλο το εύρος ζώνης ακτινοβολίας του υλικού και είναι εντελώς ασύμφωνη με το φως του σήματος. Ένα μέρος αυτής της αυθόρμητης ακτινοβολίας συζευγνύεται με το βασικό ρυθμό μετάδοσης της ίνας και καθώς διαδίδεται εντός αυτής (και προς τις δύο κατευθύνσεις), ενισχύεται ακριβώς όπως και το σήμα. Η οπτική ακτινοβολία που προκύπτει, είναι γνωστή ως *ενισχυμένη αυθόρμητη εκπομπή* (amplified spontaneous emission—ASE) και παρεμβάλλεται στο σήμα κατά την ανίχνευση από έναν φωτοανιχνευτή. Το γεγονός αυτό προκαλεί τη γέννηση θορύβου που τελικά περιορίζει την ευαισθησία του δέκτη ενός συστήματος μετάδοσης με οπτικές ίνες. Ο θόρυβος σε περιοχές μηκών κύματος έξω από το φάσμα του σήματος μπορεί να φιλτραριστεί χρησιμοποιώντας οπτικά ζωνοπερατά φίλτρα με ζώνη διέλευσης που συμπίπτει με το φάσμα του σήματος σε αντίθεση με το θόρυβο που προστίθεται στην περιοχή μηκών κύματος του σήματος και παρεμβάλλεται στη διαδικασία ανίχνευσης. Η ASE αποτελεί και την κύρια πηγή του θορύβου ενός οπτικού ενισχυτή, η οποία επηρεάζει και μειώνει το σηματοθορυβικό λόγο (OSNR). Η δυνατότητα ενός ενισχυτή να παρέχει όσο το δυνατόν υψηλότερο κέρδος συνδυασμένο με όσο το δυνατόν μικρότερη ASE καθορίζεται βάσει του *συντελεστή αυθόρμητης εκπομπής*  $n_{sp}$  (spontaneous emission factor) και υπολογίζεται ως εξής:

$$n_{sp} = \frac{\sigma_e N_2}{\sigma_e N_2 - \sigma_a N_1} = \frac{g^* N_2}{g^* N_2 - a N_1} \quad [6.7]$$

Η συνολική ισχύς  $P_{ASE}$  υπολογισμένη και για τις δύο πολώσεις για ένα οπτικό εύρος ζώνης  $B_0$  (συνήθως  $B_0 = 0.1\text{nm}$ ) δίνεται βάσει της παραμέτρου  $n_{sp}$  από τη σχέση [128]:

$$P_{ASE} = 2n_{sp} h\nu (G - 1) B_0 \quad [6.8]$$

όπου  $h$  είναι η σταθερά του Planck,  $\nu$  η συχνότητα αναφοράς και  $G$  το κέρδος του ενισχυτή σε καθαρό αριθμό.

Η επίδραση του οπτικού θορύβου  $P_{ASE}$  καθορίζεται από την *παράμετρο θορύβου* (noise figure – NF) του οπτικού ενισχυτή, η οποία ορίζεται ως ο σηματοθορυβικός λόγος ενός αθόρυβου δέκτη που τοποθετείται στην είσοδο του ενισχυτή προς τον σηματοθορυβικό λόγο ενός αθόρυβου δέκτη που τοποθετείται στην έξοδο του ενισχυτή. Έτσι η παράμετρος θορύβου δίνεται από τη σχέση [129,130]:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{P_{in}}{2hv\Delta f}}{\frac{GP_{in}}{4(G-1)hvn_{sp}\Delta f}} = \frac{4P_{in}(G-1)hvn_{sp}\Delta f}{2P_{in}Ghv\Delta f} = 2n_{sp} \frac{G-1}{G} \approx 2n_{sp} \quad [6.9]$$

Έτσι, το ενισχυμένο σήμα που προσπίπτει στο φωτοανιχνευτή μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$P_{amp} = GP_{in} + P_{ASE} \quad [6.10]$$

όπου  $P_{in}$  η ισχύς του σήματος εισόδου,  $G$  το κέρδος του οπτικού ενισχυτή και  $P_{ASE}$  η ισχύς του θορύβου αυθόρμητης εκπομπής. Το φωτόρρευμα που δημιουργείται μετά την ανίχνευση του σήματος δίνεται από:

$$I = I_s + \Delta I \quad [6.11]$$

όπου  $I_s$  είναι το φωτόρρευμα που οφείλεται στο σήμα ενώ  $\Delta I$  οι διακυμάνσεις ρεύματος που δημιουργούνται εξαιτίας του θορύβου βολής, τους θερμικού θορύβου και του θορύβου της αυθόρμητης εκπομπής. Η διασπορά αυτών των διακυμάνσεων  $\sigma^2 = \langle (\Delta I)^2 \rangle$  μπορεί να γραφεί ως εξής [131,132]:

$$\sigma^2 = \sigma_T^2 + \sigma_s^2 + \sigma_{sp-sp}^2 + \sigma_{sig-sp}^2 + \sigma_{s-sp}^2 \quad [6.12]$$

με  $\sigma_T^2$  να είναι η συνεισφορά του θερμικού θορύβου, ενώ οι υπόλοιποι όροι  $\sigma_s^2, \sigma_{sp-sp}^2, \sigma_{sig-sp}^2, \sigma_{s-sp}^2$  οφείλονται στον παλμικό κτύπο της αυθόρμητης εκπομπής στον εαυτό της, το σήμα και το θόρυβο βολής αντίστοιχα και υπολογίζονται από τις σχέσεις [133,134]:

$$\begin{aligned} \sigma_s^2 &= 2q[R(GP_s + P_{ASE}) + Id]\Delta f \\ \sigma_{sp-sp}^2 &= 4R^2S_{sp}^2\Delta v_{opt}\Delta f \\ \sigma_{sig-sp}^2 &= 4R^2GP_sS_{sp}\Delta f \\ \sigma_{s-sp}^2 &= 4qRS_{sp}\Delta v_{opt}\Delta f \end{aligned} \quad [6.13]$$

## 4.2 Οπτική Αντιστάθμιση Χρωματικής Διασποράς

Είναι λοιπόν φανερό από το Κεφάλαιο 4.1 ότι με την άφιξη των οπτικών ενισχυτών το εμπόδιο της εξασθένησης δεν αποτελεί πλέον το βασικότερο περιοριστικό παράγοντα, καθώς η χρήση τους επιτρέπει την επιστροφή του σήματος στα αρχικά επίπεδα ισχύος έστω και αν στο σήμα προστίθεται κάποιος ποσοστό περαιτέρω θορύβου. Ωστόσο, σε αντίθεση με τους οπτικούς αναγεννητές οι οπτικοί ενισχυτές δεν εξασφαλίζουν την πλήρη ανασύσταση του παλμού που μεταδόθηκε οδηγώντας έτσι στη συσσώρευση της χρωματικής διασποράς κατά τη μετάδοση μέσω της οπτικής ίνας. Έτσι τα περισσότερα τεχνικά εξελιγμένα οπτικά συστήματα περιορίζονται σε μεγαλύτερο βαθμό από τη χρωματική διασπορά παρά από την απώλεια τους.

Πιο συγκεκριμένα, όπως αναφέρθηκε εκτενώς στο Κεφάλαιο 2.1.2 η χρωματική διασπορά μέσω της χρονικής διεύρυνσης που προκαλεί στους παλμούς του μεταδιδόμενου σήματος, αποτελεί έναν από τα σημαντικότερα φαινόμενα υποβάθμισης της οπτικής μετάδοσης. Μάλιστα όσο η απόσταση μετάδοσης αυξάνεται και η χρωματική διασπορά συσσωρεύεται κατά τη μετάδοση, η ISI που προκαλείται περιορίζει αισθητά και τη μέγιστη επιτρεπόμενη απόσταση μετάδοσης. Αντίστοιχα, η επίδραση του φαινομένου της χρωματικής διασποράς είναι πολύ σημαντικότερη όσο αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης όπως προέκυψε από τη σχέση [2.8] και φαίνεται και στον πίνακα, όπου παρουσιάζονται οι μέγιστες επιτρεπόμενες



αποστάσεις εξαιτίας της χρωματικής διασποράς σε σχέση με το ρυθμό μετάδοσης. Έτσι, κατά το σχεδιασμό ενός οπτικού συστήματος, είτε μητροπολιτικού είτε μεγάλων αποστάσεων, η αντιστάθμιση του φαινομένου της χρωματικής διασποράς κρίνεται απαραίτητη. Για το σκοπό αυτό ήδη από το 1995 έχουν αναπτυχθεί αρκετές τεχνικές αντιστάθμισης [135].

Σε γενικές γραμμές θα μπορούσε κανείς να χωρίσει τις τεχνικές της αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς σε δύο κατηγορίες [70] καθώς κάποιες στηρίζονται στην περιοδική αντιστάθμιση της κατά τη μετάδοση (in-line τεχνικές), ενώ κάποιες άλλες στην αντιστάθμιση της συνολικής συσσωρευμένης χρωματικής διασποράς σε κάποιο από τα άκρα του οπτικού συστήματος (πομπός/δέκτης). Ιδιαίτερα για την περίπτωση της περιοδικής αντιστάθμισης της CD (τεχνικές in-line), η οποία αποτελεί και την προσφιλέστερη λύση για τα μητροπολιτικά δίκτυα, έχουν προταθεί πληθώρα τεχνικών όπως η χρήση *ινών αντιστάθμισης χρωματικής διασποράς* (dispersion compensating fiber – DCF) [136–138], οι *σχάρες διάθλασης οπτικών ινών Bragg* (Fiber Bragg Grating) [139–143] καθώς και η μέθοδος της *συζυγίας οπτικής φάσης* (optical phase conjugation – OPC) [144–147]. Η βασική ιδέα πίσω από όλες αυτές τις τεχνικές μπορεί να γίνει κατανοητή από τη βασική που διέπει την εξέλιξη ενός παλμού στο εσωτερικό μιας μονότροπης οπτικής ίνας:

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = 0 \quad [6.14]$$

όπου  $A$  το πλάτος της περιβάλλουσας του παλμού,  $\beta_2$  η παράμετρος που προσδιορίζει την επίδραση της χρωματικής διασποράς και  $\beta_3$  η παράμετρος που προσδιορίζει την επίδραση της χρωματικής διασποράς ανώτερης τάξης. Η λύση της σχέσης [6.14] στο πεδίο Fourier δίνεται από [148]:

$$A(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(0, \omega) \exp\left(\frac{1}{2}\beta_2 z \omega^2 + \frac{1}{6}\beta_3 z \omega^3 - i\omega t\right) d\omega \quad [6.15]$$

Η συνεισφορά της διασποράς ανώτερης τάξης μπορεί να αγνοηθεί για την ιδιαίτερη περίπτωση όπου  $|\beta_2| > 1 \text{ ps}^2/\text{km}$  και έτσι η σχέση [6.15] γράφεται ως εξής:

$$A(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(0, \omega) \exp\left(\frac{1}{2}\beta_2 z \omega^2 - i\omega t\right) d\omega \quad [6.16]$$

όπου  $\tilde{A}(0, \omega)$  είναι ο μετασχηματισμός Fourier της  $A(0, t)$ . Η υποβάθμιση ενός οπτικού συστήματος που υπόκειται σε χρωματική διασπορά οφείλεται στον παράγοντα  $\exp(i\beta_2 z \omega^2/2)$  της σχέσης [6.16] και έτσι η ανύρωση αυτού του όρου αποτελεί το βασικό στόχο όλων των τεχνικών αντιστάθμισης, είτε πρόκειται για μεθόδους που εφαρμόζονται κατά μήκος της οπτικής μετάδοσης (in-line), είτε για μεθόδους που εφαρμόζονται σε ένα από τα άκρα του οπτικού συστήματος (πομπός/δέκτης).

Η πιο συνήθης μέθοδος που επιλέγεται σήμερα περιλαμβάνει τη χρήση DCF, η οποία προσφέρει έναν αμιγώς οπτικό και «διαφανή» τρόπο αντιστάθμισης της διασποράς. Η χρήση της DCF προτάθηκε αρχικά το 1980 [149] και η εφαρμογή της παρουσιάστηκε πρώτη φορά το 1992 [150]. Η λειτουργία της στηρίζεται στην προσέγγιση ότι το οπτικό σήμα διαδίδεται μέσω πολλών τμημάτων οπτικών ινών που φέρουν διαφορετικά χαρακτηριστικά διασποράς. Πιο συγκεκριμένα εξετάζοντας την σχέση [6.16] για δύο μόνο τμήματα με μήκος  $L_1$  και  $L_2$  αντίστοιχα προκύπτει ότι:

$$A(L, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(0, \omega) \exp\left(\frac{1}{2}\omega^2 (\beta_{21}L_1 + \beta_{22}L_2) - i\omega t\right) d\omega \quad [6.17]$$

όπου το συνολικό μήκος μετάδοσης  $L$  ορίζεται ως  $L = L_1 + L_2$  και  $\beta_{2j}$  η παράμετρος διασποράς για το αντίστοιχο τμήμα της οπτικής ίνας μήκους  $L_j$  με  $j = 1, 2$ . Δεδομένου ότι  $D_j = (-2\pi c/\lambda^2)\beta_{2j}$  ο παλμός αποκαθίσταται στη μορφή που είχε κατά την είσοδο του στην οπτική ίνα, δηλ. η σχέση [6.17] καταλήγει να είναι της μορφής  $A(L, t) = A(0, t)$  μόνο όταν ικανοποιείται η συνθήκη:

$$D_1 L_1 + D_2 L_2 = 0 \quad [6.18]$$

Αναλύοντας λίγο παραπάνω τη σχέση [6.18] προκύπτει ότι μια DCF πρέπει να έχει αρνητική τιμή παραμέτρου διασποράς ( $D_2 < 0$ ), αφού  $D_1 > 0$  για τυπικές μονότροπες ίνες στα 1.55  $\mu\text{m}$ , ενώ το μήκος της πρέπει επιλέγεται κατάλληλο ώστε να ικανοποιείται:

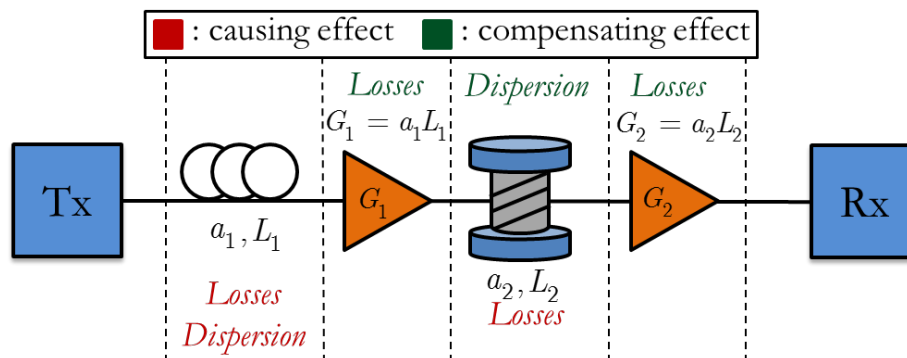
$$L_2 = -\left(D_1/D_2\right)L_1 \quad [6.19]$$

Αντίστοιχα, για ένα πολυκαναλικό σύστημα, όπου μεταδίδονται ταυτόχρονα πολλά μήκη κύματος μέσω της ίδιας ίνας δεν αρκεί να ικανοποιείται απλώς η σχέση [6.18] καθώς για να αντισταθμιστεί πλήρως η κλίση της χρωματικής διασποράς (dispersion slope) απαιτείται να ικανοποιείται παράλληλα και η συνθήκη:

$$\frac{D_2'}{D_2} = \frac{D_1'}{D_1} \quad [6.20]$$

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι η χρήση της DCF δημιουργεί ένα σημαντικό μειονέκτημα το οποίο σχετίζεται με τα αυξημένα μη γραμμικά φαινόμενα που παρουσιάζουν, καθώς ο πυρήνας τους είναι από σχεδιασμό πολύ μικρότερος από αυτόν της συμβατικής μονότροπης ίνας [151]. Ωστόσο, το βασικότερο πρόβλημα που εγείρεται από τη χρήση τους είναι ο υψηλός παράγοντας απωλειών που φέρουν για μήκος κύματος λειτουργίας στα 1.55  $\mu\text{m}$  (τυπικά  $\alpha=0.5\text{dB/km}$ ) λόγω της αυξημένης απώλειας καμπής που παρουσιάζουν.

Οι υψηλές απώλειες που δημιουργούνται εξαιτίας της DCF και η ανάγκη αντιστάθμισής τους απαιτούν την εισαγωγή ενός ακόμα ενισχυτή στην οπτική ζεύξη, δημιουργώντας έτσι μια μορφή οπτικού συστήματος όπως αυτή που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.5. Πιο συγκεκριμένα στο εν λόγω σχήμα παρουσιάζεται μια ζεύξη οπτικής μετάδοσης όπου η χρωματική διασπορά που δημιουργείται εξαιτίας της SMF ίνας ακυρώνεται με τη χρήση DCF ίνας, ενώ οι απώλειες που προκαλούνται και από τις δύο ίνες αντισταθμίζονται με τη βοήθεια ενισχυτών. Το κέρδος για τον κάθε ενισχυτή εξαρτάται από το μήκος και τον παράγοντα εξασθένησης που φέρουν οι SMF και DCF.



Σχήμα 4.5. Γενική μορφή οπτικού συστήματος με χρήση DCF για αντιστάθμιση CD.

Αξίζει να σημειωθεί ότι σε περίπτωση που το μήκος της DCF ίνας δεν επαρκεί ώστε να αντισταθμιστεί πλήρως η διασπορά που προκαλείται από την ίνα μετάδοσης, κάποιο ποσοστό υπολειπόμενης διασποράς (residual dispersion) φτάνει στο δέκτη και η σχέση [6.19] τροποποιείται ως εξής:

$$L_2 = -OCR\left(D_1/D_2\right)L_1 \quad [6.21]$$

Όπως προκύπτει από την ανάλυση που προηγήθηκε η αντιστάθμιση διασποράς αποτελεί μια όχι και τόσο ευέλικτη τεχνική, καθώς πρέπει να είναι γνωστή εκ των προτέρων η συνολική χρωματική διασπορά την οποία θα έχει υποστεί ο παλμός. Σε ένα ρεαλιστικό σύστημα η ακριβής γνώση της τιμής της χρονικής διασποράς είναι δύσκολο να είναι γνωστή και έτσι έχουν αναπτυχθεί αρκετές τεχνολογίες που μπορούν να προσφέρουν ρυθμιζόμενη αντιστάθμιση (tunable dispersion) του φαινομένου. Αυτές οι τεχνολογίες περιλαμβάνουν τα FBG, τους επίπεδους κυματοδηγούς (planar waveguides), τα λεπτά etalon υμενίου κ.α. Όλοι αυτοί οι ρυθμιζόμενοι οπτικοί αντισταθμιστές έχουν μία περιορισμένη περιοχή ρύθμισης που

κυμαίνεται στις μερικές εκατοντάδες ps/nm, δημιουργώντας έτσι την ανάγκη πολύ μεγάλου αριθμού τέτοιων στοιχείων για μετάδοση σε μεγάλες αποστάσεις. Αντίθετα με τους οπτικές τεχνικές, οι μέθοδοι που στηρίζονται στην ψηφιακή επεξεργασία σήματος, όπως η χρήση ηλεκτρονικών εξισωτών (Κεφάλαιο 4.4), προσφέρουν μεγαλύτερο εύρος ρύθμισης της χρωματικής διασποράς και μπορούν να χρησιμοποιηθούν όχι μόνο σε συνδυασμό με την DCF, αλλά και αντί αυτής.

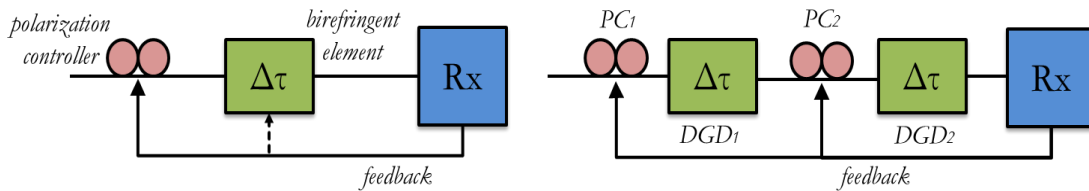
### 4.3 Οπτική Αντιστάθμιση PMD

Παρά το γεγονός ότι η διασπορά πόλωσης τρόπου μετάδοσης μελετήθηκε αρχικά από τα τέλη της δεκαετίας του 1970, η σημαντική της επιρροή στις επιδόσεις των οπτικών συστημάτων άρχισε να γίνεται αντιληπτή πολύ αργότερα. Παρά το γεγονός ότι τα φαινόμενα της εξασθένησης και της χρωματικής διασποράς αντισταθμίστηκαν ικανοποιητικά (μέσω οπτικών ενισχυτών και DCF ιών, αντίστοιχα) οι επιδόσεις των σύγχρονων οπτικών συστημάτων υψηλής ταχύτητας περιορίζονται σημαντικά εξαιτίας της PMD [152]. Η βασική αιτία πίσω από τη δυσκολία αντιμετώπισης της κρύβεται στη στατιστική φύση του φαινομένου, η οποία απαιτεί την αντιστάθμιση της με όσο το δυνατόν περισσότερο δυναμικό και όχι στατικό τρόπο. Έτσι ο βασικός σκοπός για την αντιστάθμιση της PMD δεν είναι απλώς να υπολογιστούν οι ιδανικές ρυθμίσεις ώστε να ακυρωθεί το φαινόμενο αλλά και η δυνατότητα να παρακολουθούνται οι διακυμάνσεις μια οπτικής ζεύξης ώστε να διατηρηθεί η ποιότητα της εφαρμοζόμενης αντιστάθμισης. Όπως είναι λογικό η απαίτηση αυτή για πολλαπλή και συνδυαστική λειτουργία ενός PMD αντισταθμιστή εγείρει διάφορα ζητήματα όπως ο χρόνος απόκρισης, η αξιοπιστία, η πολυπλοκότητα και το κόστος για κάθε λύση που έχει προταθεί μέχρι σήμερα.

Η τιμή της PMD μιας ίνας, μετριέται σε ps/ $\sqrt{\text{km}}$  και ορίζεται ως η μέση τιμή της DGD στο χρόνο (ή στο μήκος κύματος). Αξίζει να σημειωθεί ότι αν η τιμή της DGD μιας ίνας είναι αρκετά χαμηλότερη από τη διάρκεια ενός bit, η επίδραση της PMD μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα. Θεωρητικά η μέγιστη αποδεκτή τιμή της φτάνει στο 10% της διάρκειας του bit [153] και βάσει του γεγονότος ότι οι τυπικές τιμές για τις ήδη εγκατεστημένες οπτικές ίνες είναι μεγαλύτερες από 1.5ps/ $\sqrt{\text{km}}$ , η μέγιστη επιτρεπόμενη απόσταση μετάδοσης για ένα σύστημα με ρυθμό μετάδοσης στα 10 Gb/s περιορίζεται σε μερικές εκατοντάδες χιλιομέτρων [154]. Αντίστοιχα, στα σύγχρονα συστήματα υψηλού ρυθμού μετάδοσης που φέρουν και μικρότερη διάρκεια bit, η μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή προσδιορίζεται όχι μόνο από την μέση τιμή της DGD της ίνας, αλλά και από την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς, καθώς σε περίπτωση συνύπαρξης και των δύο φαινομένων, η μέγιστη επιτρεπόμενη απόσταση μετάδοσης μπορεί να φτάνει μέχρι και τα μερικές δεκάδες χιλιόμετρα. Έτσι, είναι φανερό πως για συστήματα μετάδοσης με ρυθμούς δεδομένων  $\geq 40$  Gb/s η αντιστάθμιση της PMD κρίνεται απαραίτητη. Για το σκοπό αυτό έχουν μελετηθεί και αναπτυχθεί αρκετές τεχνικές, οι οποίες κατά βάσει μπορούν να διαχωριστούν σε δύο κατηγορίες: στις παθητικές (passive) μεθόδους, που ως στόχο έχουν να μετριάσουν την PMD ενός συστήματος, αλλά και στις ενεργητικές (active) που σκοπεύουν απευθείας στην αντιστάθμιση τους [155]. Οι παθητικές μέθοδοι αν και αρκετά απλούστερες στην υλοποίησή τους, δίνουν σχετικά χαμηλή δυνατότητα επέκτασης του ορίου της PMD. Χαρακτηριστικά αξίζει να αναφερθεί ότι η χρήση εναλλακτικών τρόπων διαμόρφωσης, όπως για παράδειγμα του RZ, επιτρέπει ελαφρώς μεγαλύτερη χρονική διεύρυνση εξαιτίας της PMD και αυξάνει την μέγιστη επιτρεπόμενη PMD στο 18% της διάρκειας του bit [156]. Εναλλακτικά, μια μικρή βελτίωση στην ευρωστία του συστήματος στην PMD μπορεί να επιτευχθεί με την βοήθεια της ρύθμισης του κατωφλίου απόφασης του δέκτη στο κέντρο του διαγράμματος οφθαλμού. Αυτή η μέθοδος της κατάλληλης ρύθμισης μπορεί να αυξήσει το μέγιστο όριο ανοχής της PMD στο 15% της διάρκειας του bit [157]. Αν οποιαδήποτε από αυτές τις παθητικές τεχνικές συνδυαστεί με τη χρήση FEC, το οποίο μπορεί να προσφέρει ένα μεγαλύτερο περιθώριο OSNR της τάξης των 1-2 dB, το όριο της αποδεκτής τιμής PMD για ένα σύστημα μπορεί να αυξηθεί ακόμη περισσότερο. Αντίθετα με τις παθητικές μεθόδους, η χρήση ενεργητικών τεχνικών μπορεί να προσφέρει αισθητά μεγαλύτερη αύξηση στην ανοχή στη PMD, είτε πρόκειται για λύσεις οπτικής ή ηλεκτρικής προσέγγισης. Πιο συγκεκριμένα οι οπτικές μέθοδοι αντιστάθμισης PMD βασίζονται στην οπτική επεξεργασία του σήματος κατά τη μετάδοση μέσω της οπτικής ζεύξης (in-line), ενώ αντίθετα οι

ηλεκτρικές τεχνικές εφαρμόζονται στο ηλεκτρικό σήμα που έχει προκύψει μετά την ανίχνευση στο δέκτη μέσω ηλεκτρονικών εξισωτών [158,159].

Το παρόν κεφάλαιο ασχολείται αποκλειστικά με τις οπτικές μεθόδους, ενώ οι τεχνικές που στηρίζονται στη χρήση ηλεκτρονικών εξισωτών αναλύονται εκτενώς στο Κεφάλαιο 4.4, τόσο για την αντιστάθμιση της PMD όσο και για την αντιστάθμιση της CD. Οι κυριότερες οπτικές ενεργητικές τεχνικές αντιστάθμισης περιλαμβάνουν τη σύζευξη με τις βασικές καταστάσεις πόλωσης (PSP coupling) [160] και τη χρήση PMD αντισταθμιστών (PMD compensators) [161,162]. Για την περίπτωση της PSP σύζευξης η αντιστάθμιση πραγματοποιείται μέσω της ευθυγράμμισης των καταστάσεων πόλωσης του σήματος με μία από τις βασικές καταστάσεις πόλωσης της οπτική ίνας [160]. Αν και αποτελεί μια από τις απλούστερες στην υλοποίηση οπτικές μεθόδους επιτρέπει την αντιστάθμιση μόνο της PMD πρώτης τάξης ενώ απαιτεί και τη χρήση ενός σήματος ανάδρασης (feedback) το οποίο πρέπει να ανατροφοδοτηθεί στον πομπό. Η απαίτηση αυτή καθιστά την συγκεκριμένη τεχνική εφαρμόσιμη μόνο σε συστήματα όπου η χρονική μεταβολής της PMD είναι σχετικά αργή, καθώς δεν μπορεί να ανιχνεύσει τις γρήγορες αλλαγές πόλωσης που μπορεί να οφείλονται είτε στην ανθρώπινη παρέμβαση είτε σε μηχανικές δονήσεις.



Σχήμα 4.6. Οπτικός PMD αντισταθμιστής ενός και δύο επιπέδων.

Αντίστοιχα, στους PMD αντισταθμιστές η διαδικασία αντιστάθμισης μπορεί να υλοποιείται σε ένα (single-stage compensation) [161] ή δύο επίπεδα (two-stage compensation) [162] όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.6. Οπτικός PMD αντισταθμιστής ενός και δύο επιπέδων. Αναλυτικότερα ένας PMD αντισταθμιστής ενός επιπέδου περιλαμβάνει ένα στοιχείο υψηλής διπλοθλαστικότητας (σταθερό ή ρυθμιζόμενο), έναν ελεγκτή πόλωσης (polarization controller) και έναν αλγόριθμο ελέγχου που χρησιμοποιείται ώστε να μετρηθεί η ποιότητα του σήματος. Τα υψηλής διπλοθλαστικότητας στοιχεία που χρησιμοποιούνται συνήθως σε έναν οπτικό PMD αντισταθμιστή περιλαμβάνουν ίνες διατήρησης πόλωσης (polarization maintaining fibers) [163], καθυστερήσεις  $\text{LiNbO}_3$  (LiNbO<sub>3</sub> delays) [164] και σχάρες διάθλασης Bragg (Bragg gratings) [165]. Αξίζει να σημειωθεί ότι ένας αντισταθμιστής ενός επιπέδου μπορεί κατά κύριο λόγο να αντισταθμίσει μόνο μέχρι και ένα μικρό ποσοστό PMD δεύτερης τάξης [166].

## 4.4 Ηλεκτρονικοί Εξισωτές

Σε κάθε οπτικό σύστημα η μετάδοση στην οπτική ίνα μπορεί να περιγραφεί ως ένα μη γραμμικό σύστημα της μορφής:

$$u(t) = S_t(I(n), I(n-1), \dots, I(n-L)) \quad [6.22]$$

με το  $I(n)$  να αποτελεί την ακολουθία των ψηφιακών δεδομένων που μεταδίδονται και  $L$  τη μνήμη του συστήματος. Καθώς η φωτοδίοδος λαμβάνει το  $u(t)$ , μετά τη μετάδοση στην ίνα, δρα ως φωρατής του νόμου του τετραγώνου και έτσι το λαμβανόμενο ηλεκτρικό σήμα που προκύπτει είναι της μορφής:

$$y(t) = |u(t) + n(t)|^2 + e(t) \quad [6.23]$$

με το  $n(t)$  να είναι θόρυβος που οφείλεται στην οπτική μετάδοση (κυρίως θόρυβος από ενισχυτές), ενώ το  $e(t)$  αντιπροσωπεύει το θόρυβο που εισάγεται εξαιτίας της φωτοδίοδου. Στη συνέχεια το ηλεκτρικό σήμα  $y(t)$  υπόκειται τόσο σε δειγματοληψία, όσο και ψηφιοποίηση και στο εξής θα αναφέρεται ως  $y(n)$ .

Ο βασικός στόχος των ηλεκτρονικών εξισωτών είναι να εκτιμηθούν τα δεδομένα που μεταδόθηκαν μέσω της επεξεργασίας του ληφθέντος ψηφιακού σήματος. Ανάλογα με την περίοδο δειγματοληψίας που επιλέγεται προκύπτει η κατηγοριοποίηση των συστημάτων ηλεκτρονικής αντιστάθμισης. Στην περίπτωση όπου η περίοδος δειγματοληψίας είναι ίση με την περίοδο του συμβόλου, το σύστημα θεωρείται



συμβολικής απόστασης (symbol spaced), ενώ αν η περίοδος δειγματοληψίας είναι πολλαπλάσια της περιόδου του συμβόλου το σύστημα θεωρείται *κλασματικής απόστασης* (fractionally spaced).

Πέραν της παραπάνω κατηγοριοποίησης οι ηλεκτρονικοί εξισωτές διαχωρίζονται επίσης και με βάση την προσέγγιση λειτουργίας τους. Πιο συγκεκριμένα αν ένα πακέτο γνωστών συμβόλων χρησιμοποιείται στο δέκτη με σκοπό την εκμάθηση των χαρακτηριστικών της μετάδοσης έχουμε σχεδιασμό *με επίβλεψη* (supervised mode). Αντίθετα αν η δεδομένη ακολουθία εκμάθησης δε χρησιμοποιείται θεωρείται ότι έχουμε σχεδιασμό *χωρίς επίβλεψη* (blind mode).

Αξίζει να σημειωθεί ότι στην παρούσα μελέτη έχουν εξεταστεί συστήματα κλασματικής απόστασης με επίβλεψη, για λόγους που θα αναλυθούν εκτενέστερα στα κεφάλαια που ακολουθούν.

#### 4.4.1 Εξισωτές Γραμμικής Παραμετροποίησης

Όπως όλοι οι εξισωτές, έτσι και αυτοί της γραμμικής παραμετροποίησης στοχεύουν στην εκτίμηση των εκπεμπόμενων συμβόλων μέσω της επεξεργασίας των ληφθέντων ψηφιακών σημάτων. Περιγράφονται από συστήματα διακριτού χρόνου ενώ σε γενικές γραμμές η έξοδος τους είναι της μορφής:

$$u(n) = \sum_{i=1}^K \sum_{m=0}^P \theta_{i,m} \varphi_i(n-m) \quad [6.24]$$

$$\text{όπου} \quad \varphi_i(n) = G_i[y(n), \hat{I}(n-1)] \quad [6.25]$$

$$\text{και} \quad \hat{I}(n) = Dec(u(n)) \quad [6.26]$$

με  $\hat{I}(n)$  να δηλώνει το εκτιμώμενο σύμβολο,  $G_i[\cdot]$  μια συνάρτηση των λαμβανόμενων ψηφιακών δεδομένων ( $y(n)$ ) και των προγενέστερων εκτιμήσεων ( $\hat{I}(n-1)$ ), ενώ ως  $Dec(\cdot)$  αναφέρεται μια συνάρτηση απόφασης. Συνεπικώς και ως γραμμική αναδρομή, η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί:

$$u(n) = \Theta^T \varphi(n) \quad [6.27]$$

όπου  $\Theta$  το διάνυσμα των παραμέτρων και  $\varphi(n)$  το διάνυσμα των δεδομένων. Ο σωστός προσδιορισμός των παραμέτρων των εξισωτών ( $\Theta$ ) είναι αυτός που θα καθορίσει και την απόδοση των ηλεκτρονικών εξισωτών και επιτυγχάνεται μέσω της βελτιστοποίησης μιας συνάρτησης κόστους. Στην περίπτωση μας αυτή είναι το μέσο τετραγωνικό σφάλμα ανάμεσα στο εκπεμπόμενο και στο εκτιμώμενο σύμβολο.

Στη μελέτη που ακολουθεί χρησιμοποιούνται οι παρακάτω τύποι εξισωτών:

- ο Γραμμικοί Εγκάρσιοι Εξισωτές (Linear Transversal Equalizers – LTE)
- ο Εξισωτές Ανάδρασης Απόφασης (Decision Feedback Equalizers - DFE)
- ο Volterra Εξισωτές Ανάδρασης Απόφασης (Volterra Decision Feedback Equalizers - VDFE)

καθώς και εναλλακτικές/χαμηλότερης πολυπλοκότητας μορφές των παραπάνω. Παρακάτω ακολουθούν η περιγραφή, η δομή και ο τρόπος λειτουργίας των υπό μελέτη εξισωτών αρχικά για απλά (NRZ-OOK) και στη συνέχεια για περισσότερο σύνθετα σχήματα διαμόρφωσης (NRZ-DQPSK).

##### 4.4.1.1 Γραμμικοί Εγκάρσιοι Εξισωτές (LTE)

Στην απλούστερη μορφή τους οι ηλεκτρονικοί εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης, ονομάζονται γραμμικοί εγκάρσιοι εξισωτές και η έξοδος τους μπορεί να περιγραφεί ως:

$$u(n) = \sum_{m=-M/2+1}^{M/2} f_m y(n-m) \quad [6.28]$$

ή εναλλακτικά ως:

$$u(n-\delta) = \sum_{m=0}^{M-1} f_m y(n-m) \quad [6.29]$$



με  $\delta$  να αναπαριστά τον ακέραιο αριθμό που συμβολίζει την καθυστέρηση του ηλεκτρονικού εξισωτή και να ισούται με  $\delta = \left\lceil \frac{M}{2} \right\rceil + 1$ .

Όπως και παραπάνω, η εξίσωση [6.29] δύναται να γραφεί συνεκτικά  $u(n) = \theta_M^T \varphi_M(n)$  με  $\theta_M$  να αναπαριστά το διάνυσμα των συντελεστών του εξισωτή και  $\varphi_M(n)$  το διάνυσμα των ψηφιακών δεδομένων. Τα δύο παραπάνω διανύσματα ορίζονται ως:

$$\theta_M \triangleq [\theta_1, \dots, \theta_M]^T \quad [6.30]$$

$$\varphi_M(n) \triangleq [y(n), \dots, y(n - M + 1)]^T \quad [6.31]$$

Στην περίπτωση όπου οι εξισωτές που μελετώνται ακολουθούν σχεδιασμό με επίβλεψη χρησιμοποιείται ένα σύνολο μεγέθους  $N$  από δεδομένα εκπαίδευσης με σκοπό την εκτίμηση των καταλληλότερων συντελεστών. Η καλύτερη επιλογή των συντελεστών αυτών πραγματοποιείται με τη βοήθεια της μεθόδου των ελαχίστων τετραγώνων (least square estimation). Πιο συγκεκριμένα, κατά τη διαδικασία της εκπαίδευσης και του σχεδιασμού του εξισωτή, υπολογίζονται και διατηρούνται μόνο οι τιμές των συντελεστών που ελαχιστοποιούν το σφάλμα ανάμεσα στην έξοδο του εξισωτή και στην ακολουθία εκπαίδευσης.

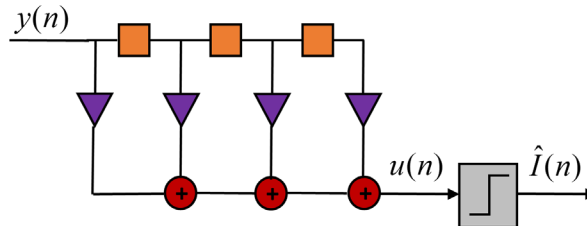
Έτσι πρακτικά το διάνυσμα των συντελεστών της εξίσωσης [6.30] δίνεται από:

$$\theta_M : \min_{\theta_M} \left( \sum_{n=0}^{N-1} e^2(n) \right) \quad [6.32]$$

όπου το σφάλμα  $e(n)$  υπολογίζεται από:

$$e(n) = I(n) - \theta_M^T \varphi_M(n + \delta) \quad [6.33]$$

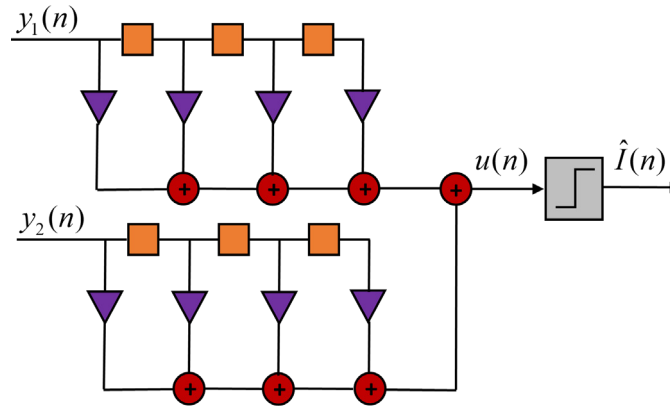
με  $I(n)$  να είναι η ακολουθία των δεδομένων εκπαίδευσης.



Σχήμα 4.7. Σχήμα LTE

Μετά τη διαδικασία της εκπαίδευσης από την έξοδο του εξισωτή παράγονται τα  $u(n)$ , όπου με τη σειρά τους αφού εισαχθούν σε μια συνάρτηση απόφασης εξάγονται τα εκτιμώμενα σύμβολα  $\hat{I}(n)$ . Η δομή και η λειτουργία του LTE εξισωτή απεικονίζεται στο Σχήμα 4.7.

Η λειτουργία και η απόδοση των ηλεκτρονικών εξισωτών εξαρτάται εν πολλοίς από το σωστό χρονισμό και τη σωστή δειγματοληψία που πραγματοποιείται στο δέκτη. Με σκοπό να καταστούν οι επιδόσεις των υπο μελέτη εξισωτών λιγότερο ευαίσθητες σε πιθανά λάθη χρονισμού [167] επιλέχθηκε η μέθοδος της κλασματικής απόστασης  $T_s/2$ , όπου  $T_s$  ο ρυθμός σηματοδοσίας. Με τον τρόπο αυτό ουσιαστικά επιλέχθηκε η λήψη δύο δειγμάτων για κάθε σύμβολο που εισέρχεται στον εξισωτή σε κατάλληλα χρονικά σημεία.



Σχήμα 4.8. Κλασματικός LTE εξισωτής

Σε αντίθεση με τον απλό LTE εξισωτή, ο κλασματικός εξισωτής LTE  $T_s/2$  για NRZ-OOK, που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.8, πλέον μετατρέπεται σε ένα σύστημα δύο εισόδων ( $y_1(n)$  και  $y_2(n)$ ), όπου κάθε μια από αυτές ορίζεται ως εξής:

$$y_1(n) \triangleq y(nT_s + T_0) \quad [6.34]$$

$$y_2(n) \triangleq y\left(nT_s + T_0 + \frac{T_s}{2}\right) \quad [6.35]$$

Έτσι η λειτουργία αυτού του εξισωτή περιγράφεται πια από:

$$u(n) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m^{(1)} y_1(n-m) + \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m^{(2)} y_2(n-m) \quad [6.36]$$

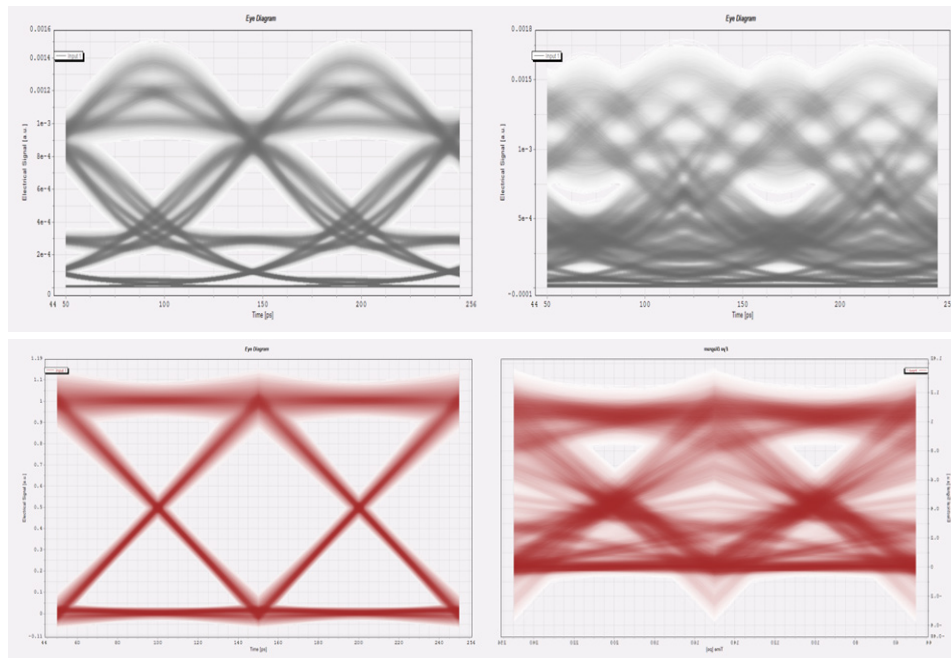
Όπως και προηγουμένως η Εξίσωση [6.36] μπορεί να γραφεί συνεκτικά ως  $u(n) = \theta_M^T \varphi_M(n)$  με τα διανύσματα συντελεστών και δεδομένων να ορίζονται πλέον ως εξής:

$$\theta_M = \left[ f_0^{(1)} \dots f_{M_f-1}^{(1)} f_0^{(2)} \dots f_{M_f-1}^{(2)} \right]^T \quad [6.37]$$

$$\varphi_M(n) \triangleq \left[ y_1(n) \dots y_1(N - M_f + 1) y_2(n) \dots y_2(N - M_f + 1) \right]^T \quad [6.38]$$

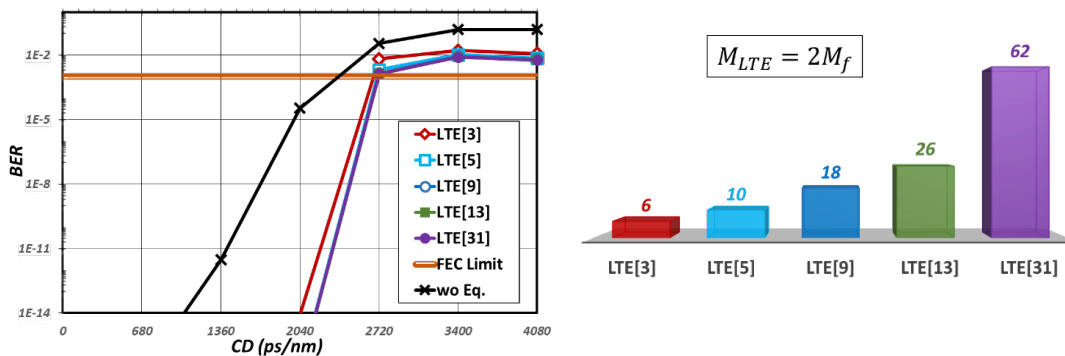
Αξίζει να σημειωθεί ότι οι εκθέτες <sup>(1)</sup>, <sup>(2)</sup> στις Εξισώσεις [6.36] και [6.37] χρησιμοποιούνται για να διαχωρίσουν μεταξύ τους, τους συντελεστές του εξισωτή που αφορούν τις εισόδους  $y_1$  και  $y_2$ , αντίστοιχα. Έτσι, το πλήθος των συντελεστών του κλασματικού εξισωτή  $T_s/2$  LTE είναι διπλάσιο σε σχέση με τον απλό LTE εξισωτή και επομένως  $M = 2M_f$ . Παρά τις όποιες διαφορές τους ωστόσο, η διαδικασία της εκπαίδευσης και σχεδίασης του κλασματικού εξισωτή παραμένει ίδια όπως και στην περίπτωση του απλού LTE εξισωτή.

Μετά την ανάλυση της δομής και του τρόπου λειτουργίας ενός LTE εξισωτή, αξίζει να επικεντρωθεί κανείς στην επίδραση που έχει η εφαρμογή ενός τέτοιου εξισωτή σε ένα οπτικό σύστημα. Μια ποιοτική ένδειξη για τη βελτίωση της ποιότητας του οπτικού σήματος διαφαιίνεται από τη μελέτη των διαγραμμάτων ματιού που απεικονίζονται στο Σχήμα 4.9. Πιο συγκεκριμένα, παρουσιάζονται τα διαγράμματα ματιών πριν (με γκρι χρωματισμό) και μετά (κόκκινος χρωματισμός) τη χρήση LTE εξισωτών. Η βελτίωση της ποιότητας του οπτικού σήματος είναι αισθητή τόσο για την περίπτωση των 100 km, όσο και για την περίπτωση των 200 km.



Σχήμα 4.9. Διαγράμματα Ματιού τόσο χωρίς αντιστάθμιση διασποράς όσο και με τη χρήση εξισωτή LTE[5] μετά από: (α)100km και (β)200km.

Μετά την ποιοτική παρατήρηση της βελτίωσης του οπτικού συστήματος που προκύπτει από τη χρήση ηλεκτρονικής εξίσωσης, αξίζει να παρουσιαστεί ποσοτικά η συνεισφορά των εξισωτών. Στο Σχήμα 4.10 παρουσιάζονται οι επιδόσεις LTE εξισωτών διαφόρων μεγεθών σε συνάρτηση με διαφορετικές τιμές υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς που δεν έχουν αντισταθμιστεί με οπτικό τρόπο. Στο ίδιο διάγραμμα εμφανίζεται και η ποιότητα του σήματος χωρίς τη χρήση ηλεκτρονικής εξίσωσης έτσι ώστε η σύγκριση να προκύπτει ευκολότερα. Ως όριο λειτουργίας του συστήματος θεωρούμε το όριο λειτουργίας του FEC, το οποίο ισούται με  $BER=10^{-3}$ . Ταυτόχρονα απεικονίζεται και ο συνολικός αριθμός συντελεστών που απαιτείται για κάθε εξισωτή διαφορετικού μεγέθους. Από τη τιμή του συνολικού αριθμού συντελεστών εξάγεται μια αίσθηση για την πολυπλοκότητα του ελάχιστου εξισωτή, η οποία αποτελεί και σημαντικό κριτήριο για τη μελέτη που πραγματοποιήθηκε.



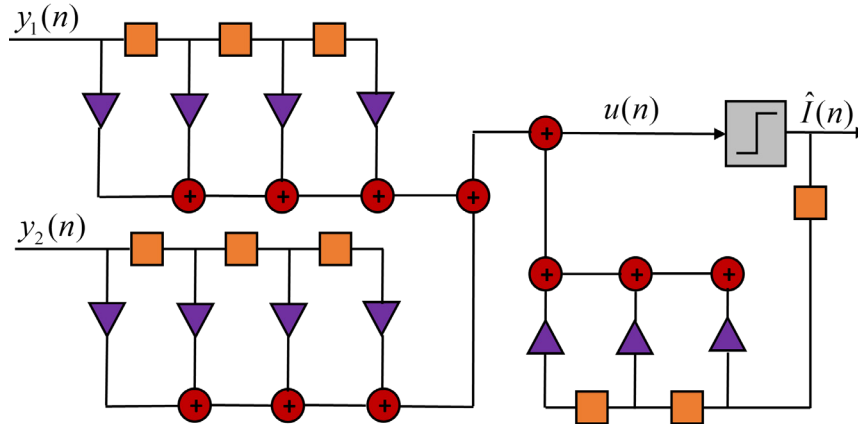
Σχήμα 4.10. (α)Επιδόσεις LTE εξισωτών διαφόρων μεγεθών και (β)ο συνολικός αριθμός συντελεστών που απαιτείται για κάθε έναν από αυτούς.

Όπως προκύπτει από το Σχήμα 4.10 ένα οπτικό σύστημα NRZ-OOK με ρυθμό μετάδοσης στα 10 Gb/s, φτάνει στα όρια λειτουργίας του για χρωματικές διασπορές μεγαλύτερες από 2380 ps/nm, δηλαδή για 140 km μη αντισταθμισμένης διασποράς. Με τη χρήση ακόμα και ενός απλού LTE[3] εξισωτή η ανοχή του συστήματος στη χρωματική διασπορά αυξάνεται, επεκτείνοντας το όριο λειτουργίας σε τιμές διασποράς έως και 2720 ps/nm, δηλαδή 160km μη αντισταθμισμένης διασποράς. Καθώς χρησιμοποιούνται εξισωτές μεγαλύτερου μεγέθους και συνεπώς μεγαλύτερης πολυπλοκότητας (αριθμού συντελεστών) παρατηρείται μια περαιτέρω βελτίωση στις επιδόσεις του συστήματος. Ωστόσο, η σημαντική αύξηση της πολυπλοκότητας των εξισωτών καθώς αυξάνεται το μέγεθος του LTE, δε συνοδεύεται από ανάλογη βελτίωση και στις επιδόσεις του συστήματος. Με τον τρόπο αυτό

επιβεβαιώνεται ότι οι επιδόσεις τέτοιου τύπου γραμμικών εξισωτών περιορίζονται δραστηκά από τη μη γραμμική φύση της φωτοδιόδου [51].

#### 4.4.1.2 Εξισωτές Ανάδρασης Απόφασης (DFE)

Οι εξισωτές ανάδρασης απόφασης αποτελούν μια αποδοτικότερη επέκταση των απλών LTE εξισωτών. Οι βελτιωμένες επιδόσεις τους οφείλονται κυρίως στο γεγονός ότι οι DFE εξισωτές χρησιμοποιούν και τις προγενέστερες αποφάσεις που έχουν λάβει ώστε να εκτιμήσουν το τρέχον σύμβολο. Αυτή η διαδικασία στηρίζεται στη δομή της ανάδρασης απόφασης, η οποία χρησιμοποιείται μετά την τυπική λειτουργία εκτίμησης που πραγματοποιεί ένας LTE εξισωτής. Έτσι σε γενικές γραμμές ένας DFE εξισωτής αποτελείται από δύο μέρη: το *feed-forward* (FF) και το *feedback* (FB) τμήμα του. Η δομή ενός τέτοιου εξισωτή απεικονίζεται στο Σχήμα 4.11.



Σχήμα 4.11. DFE κλασματικός εξισωτής

Αφού προηγηθεί η διαδικασία της εκπαίδευσης, η οποία παραμένει ίδια, η λειτουργία ενός DFE εξισωτή κλασματικής απόστασης  $T_s/2$  μπορεί να περιγραφεί ως εξής (και σε αναλογία με την εξίσωση [6.36]):

$$u(n) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m^{(1)} y_1(n-m) + \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m^{(2)} y_2(n-m) + \sum_{m_1=1}^{M_b} b_{m_1} \hat{I}(n-m) \quad [6.39]$$

Η Εξίσωση [6.39] μπορεί και πάλι να γραφεί ως  $u(n) = \theta_M^T \varphi_M(n)$  με τα διανύσματα συντελεστών του εξισωτή και των δεδομένων να τροποποιούνται στην περίπτωση αυτή ως εξής:

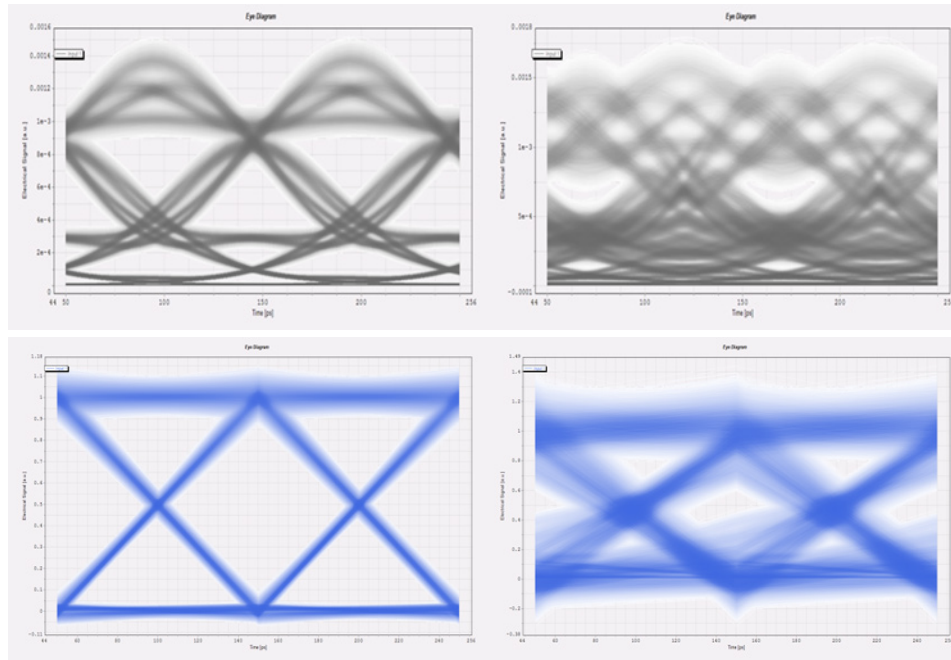
$$\theta_M \triangleq [f_0^{(1)} \dots f_{M_f-1}^{(1)} f_0^{(2)} \dots f_{M_f-1}^{(2)} b_1 \dots b_{M_b}]^T \quad [6.40]$$

$$\varphi_M(n) \triangleq [y_1(n) \dots y_1(N - M_f + 1) y_2(n) \dots y_2(N - M_f + 1) \hat{I}(n-1) \dots \hat{I}(n - M_b)]^T \quad [6.41]$$

Όπως προκύπτει αναλύοντας την Εξίσωση [6.40], το πλήθος των συντελεστών που απαιτεί ένας κλασματικός DFE  $T_s/2$  εξισωτής είναι  $M = 2M_f + M_b$  με τα  $M_f$  και  $M_b$  να προσδιορίζουν το μέγεθος του FF και FB φίλτρου, αντίστοιχα.

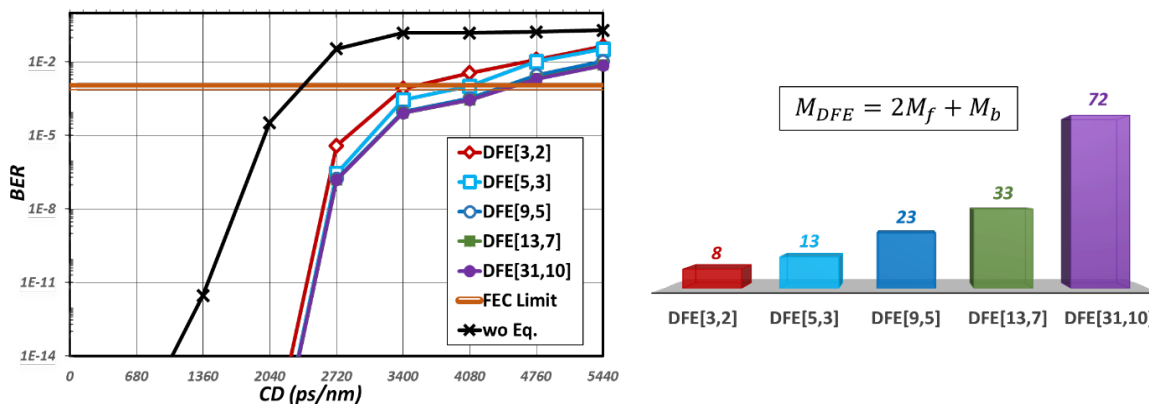
Στο Σχήμα 4.12 παρουσιάζεται η βελτίωση στην ποιότητα τους σήματος που προσφέρεται μέσω της χρήση ενός DFE[5,3] εξισωτή τόσο μετά από 100, όσο και μετά από 200 km μη αντισταθμισμένης χρωματικής διασποράς. Αξίζει να σημειωθεί ότι η χρήση DFE εξισωτή φαίνεται να παρέχει τη δυνατότητα λήψης ενός ακόμα ποιοτικότερου οπτικού σήματος από αυτό που προέκυπτε μετά τη χρήση LTE εξισωτή αντίστοιχου μεγέθους (βλ. Σχήμα 4.9).





Σχήμα 4.12. Διαγράμματα Ματιού τόσο χωρίς αντιστάθμιση διασποράς όσο και με τη χρήση εξισωτή DFE[5,3] μετά από: (α)100km και (β)200km.

Εκτός από τον καθορισμό των κατάλληλων συντελεστών του εξισωτή, ο οποίος επιτυγχάνεται κατά τη διαδικασία εκπαίδευσης, οι επιδόσεις ενός εξισωτή εξαρτώνται σε μεγάλο βαθμό και από το μέγεθος του, που προσδιορίζεται από το σετ των παραμέτρων  $M_f$  και  $M_b$ . Στο Σχήμα 4.13 που ακολουθεί απεικονίζονται οι επιδόσεις DFE εξισωτών διαφόρων μεγεθών για σύστημα NRZ-OOK που λειτουργεί στα 10 Gb/s καθώς και η επίδοση του συστήματος χωρίς τη χρήση εξισωτών. Σε πρώτη φάση αξίζει κανείς να παρατηρήσει τη βελτίωση της ποιότητας ακόμα και με τη χρήση ενός μικρού σε μέγεθος εξισωτή. Πιο συγκεκριμένα, ένας DFE[5,3] δίνει τη δυνατότητα στο σύστημά μας να αντέξει μέχρι και 4080ps/nm (=240km) υπολειπόμενη διασπορά ενώ χωρίς τη χρήση ηλεκτρονικού εξισωτή μπορεί να αντέξει έως 2380ps/nm (=140km). Έτσι, με τη βοήθεια ενός DFE[5,3] φαίνεται να μπορεί να επεκτείνει τη λειτουργία του συστήματος μας ακόμα και Η βελτίωση της επίδοσης των εξισωτών είναι εμφανής καθώς μεγαλώνουν οι παράμετροι  $M_f$  και  $M_b$ . Παράλληλα με τις επιδόσεις τους όμως αυξάνεται και ο αριθμός των συντελεστών για τον κάθε εξισωτή. Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι η αύξηση των συντελεστών και συνεπώς της πολυπλοκότητας δε συνοδεύεται από την ανάλογη αύξηση και των επιδόσεων τους. Η ιδιότητα αυτή μας αναγκάζει συνεπώς να επιλέξουμε προσεκτικά τα σετ των παραμέτρων [ $M_f$ ,  $M_b$ ] που θα μελετήσουμε ώστε να εξασφαλίζεται ο βέλτιστος συνδυασμός απόδοσης και χαμηλής πολυπλοκότητας.



Σχήμα 4.13. Επιδόσεις DFE εξισωτών για σετ παραμέτρων [ $M_f, M_b$ ]=[3,2],[5,3],[9,5],[13,7] και [31,10] σε NRZ-OOK σύστημα στα 10 Gb/s καθώς και (β) ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για καθένα.

### 4.4.1.3 Volterra Εξισωτές Ανάδρασης Απόφασης (VDFE)

Στα συστήματα που χρησιμοποιούν άμεση ανίχνευση η χρήση της φωτοδιόδου που λειτουργεί ως φωρατής του νόμου του τετραγώνου, περιορίζει σε σημαντικό βαθμό τις επιδόσεις των ηλεκτρονικών εξισωτών. Πιο συγκεκριμένα, όπως αποδεικνύεται και στο [168] στα οπτικά συστήματα άμεσης ανίχνευσης ακόμα και ο θόρυβος που σε οπτικό επίπεδο θεωρείται προσθετικός και γκαουσιανός μετατρέπεται σε μη γκαουσιανό και σηματο-εξαρτώμενο (signal dependent) καθώς περνάμε στο ηλεκτρικό επίπεδο. Για να αντιμετωπιστεί η δυσκολία αυτή, προτάθηκε η χρήση μη γραμμικών φίλτρων Volterra τόσο στο FF όσο και στο FB τμήμα του εξισωτή.

Η γενική μορφή της εξόδου ενός Volterra εξισωτή δίνεται από την εξίσωση:

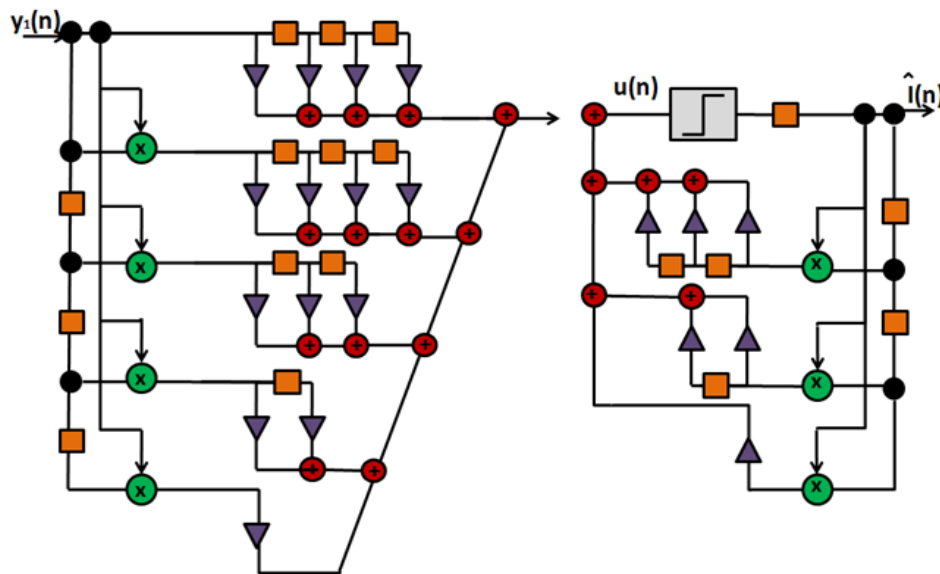
$$u(n) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m y(n-m) + \sum_{m=0}^{M_f-1} \sum_{m_2=m_1}^{M_f-1} f_{m_1, m_2} y(n-m_1) y(n-m_2) + \sum_{m=0}^{M_b} \sum_{m_2=m_1}^{M_b} b_{m_1, m_2} \hat{I}(n-m_1) \hat{I}(n-m_2) \quad [6.42]$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι στην εξίσωση [6.42] έχουν παραληφθεί οι όροι που αντιστοιχίζονται με τη fractional spaced λειτουργία του εξισωτή για λόγους απλοποίησης της εξίσωσης και μόνο. Η Εξίσωση [6.42] μπορεί να γραφεί  $u(n) = \theta_M^T \varphi_M(n)$  με τα διανύσματα συντελεστών του εξισωτή και δεδομένων στην περίπτωση αυτή να έχουν ως εξής:

$$\theta_M \triangleq [f_0^{(1)} \dots b_{M_b, M_b}]^T \quad [6.43]$$

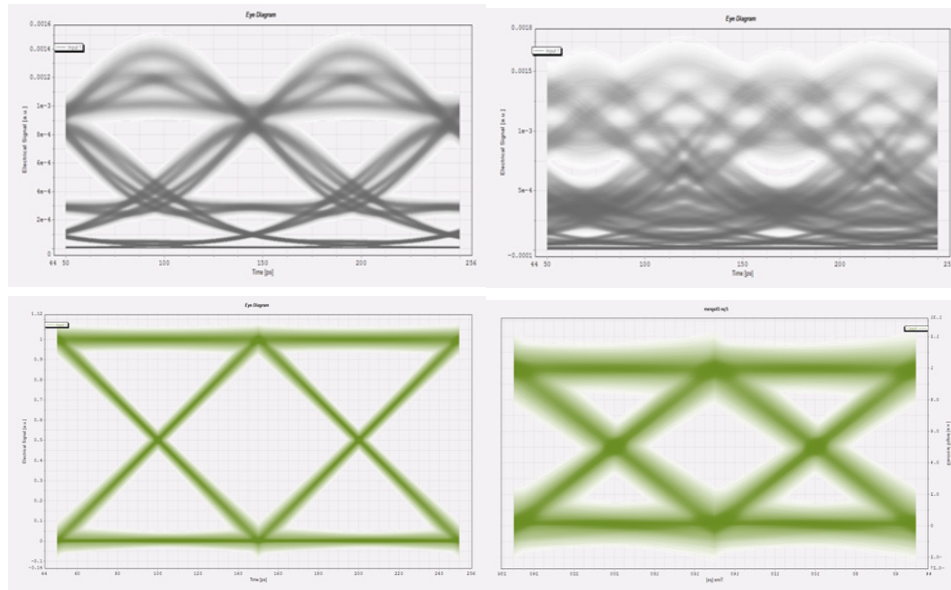
$$\varphi_M(n) \triangleq [y_1(n) \dots \hat{I}^2(n - M_b)]^T \quad [6.44]$$

Αναλύοντας την εξίσωση [6.43] προκύπτει ο συνολικός αριθμός συντελεστών ενός Ts/2 κλασματικού VDFE εξισωτή δίνεται από  $M = M_f^2 + 3M_f + M_b(M_b + 1)/2$  με  $M_f$  και  $M_b$  να προσδιορίζουν τη μνήμη των φίλτρων στο FF και FB τμήμα του εξισωτή, αντίστοιχα. Το μη γραμμικό FF και FB τμήμα ενός εξισωτή Volterra με [Mf, Mb]=[4,3] απεικονίζεται στο Σχήμα 4.14.



Σχήμα 4.14. Μη γραμμικό FF και FB τμήμα ενός VDFE[4,3] εξισωτή.

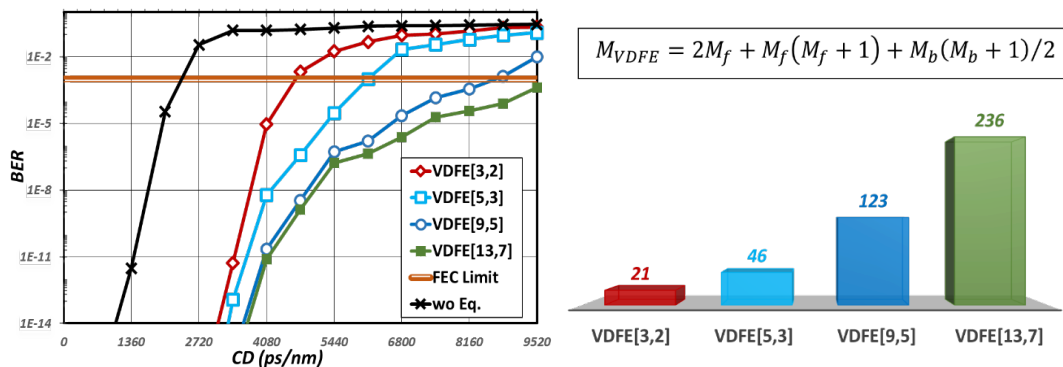
Στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζεται η βελτίωση της απόδοσης του οπτικού σήματος μετά από χρήση VDFE[5,3] εξισωτή μετά από 100 και 200 km μετάδοσης χωρίς αντισταθμισμένη διασπορά.



Σχήμα 4.15. Διαγράμματα Μαιουί τόσο χωρίς αντιστάθμιση διασποράς όσο και με τη χρήση εξισωτή VDFE[5,3] μετά από: (α)100km και (β)200km.

Ποιοτικά μπορεί εύκολα κανείς να διακρίνει τη βελτίωση που παρέχεται στην ποιότητα του οπτικού σήματος από τη χρήση VDFE εξισωτή, ενώ η βελτίωση αυτή είναι σαφώς μεγαλύτερη από αυτή που προσφέρουν οι LTE και DFE εξισωτές (Σχήμα 4.9 και Σχήμα 4.12, αντίστοιχα).

Στη συνέχεια ακολουθούν τα διαγράμματα επιδόσεων διαφόρων VDFE εξισωτών συνοδευόμενα πάντα με τις αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους. Ακόμα και ο μικρότερος VDFE εξισωτής (VDFE[3,2]) δίνει τη δυνατότητα στο σύστημά μας να αυξήσει αισθητά την ανοχή του στη χρωματική διασπορά, επεκτείνοντας την μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή της διασποράς περίπου στα 4760 ps/nm. Συγκρίνοντας κανείς τις επιδόσεις, των DFE και VDFE ενισχυτών καταλήγει στο συμπέρασμα ότι η χρήση του απλούστερου VDFE εξισωτή (VDFE[3,2]) φαίνεται να προσφέρει στο σύστημά μας ίδια βελτίωση με αυτή του πολυπλοκότερου DFE εξισωτή (DFE[31,10]). Η ανωτερότητα του VDFE εξισωτή στο θέμα της αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς μπορεί να γίνει ακόμα περισσότερο αντιληπτή, καθώς εξετάζουμε VDFE εξισωτές μεγαλύτερων μεγεθών. Χαρακτηριστικά μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι ένας VDFE [13,7] εξισωτής δύναται να αντισταθμίσει ποσοστά χρωματικής διασποράς που φτάνουν μέχρι και τα 9520 ps/nm. Για να γίνει ευκολότερα αντιληπτές οι δυνατότητες ενός VDFE[13,7] εξισωτή θα πρέπει να τονιστεί ότι τέτοιες τιμές διασποράς αντιστοιχίζονται σε περίπου 560 km μη αντισταθμισμένης μετάδοσης. Οι εξαιρετικές επιδόσεις τους αυτές όμως, όπως φαίνεται από το Σχήμα 4.16(β) συνοδεύονται από μεγάλο αριθμό απαιτούμενων συντελεστών και συνεπώς υψηλή πολυπλοκότητα. Η αύξηση της πολυπλοκότητας καθώς αυξάνονται οι τιμές των παραμέτρων  $[M_f, M_b]$  είναι δραματική, κυρίως συγκρινόμενη με τις περιπτώσεις των LTE και DFE.



Σχήμα 4.16. Επιδόσεις VDFE εξισωτών για σεντ παραμέτρων  $[M_f, M_b] = [3,2], [5,3], [9,5]$  και  $[13,7]$  σε NRZ-OOK σύστημα στα 10 Gb/s καθώς και (β) ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για καθένα.

Προσπαθώντας να εκμεταλλευτούμε την μη γραμμική φύση των VDFE εξισωτών, η οποία φαίνεται να τους δίνει τη δυνατότητα να παρουσιάζουν εξαιρετικές επιδόσεις στην αντιστάθμιση διασποράς, οδηγηθήκαμε στην μελέτη και ανάπτυξη απλούστερων VDFE μορφών που να συνδυάζουν την όσο το δυνατόν καλύτερη απόδοση με το όσο το δυνατόν μικρότερο κόστος (πολυπλοκότητα).

#### 4.4.2 Εξισωτές Εκτίμησης Ακολουθίας Μέγιστης Πιθανοφάνειας

Οι εξισωτές που βασίζονται στην *Εκτίμηση Ακολουθίας Μέγιστης Πιθανοφάνειας* (Maximum Likelihood Sequence Estimation -MLSE) συνιστούν μια εξαιρετικά αποτελεσματική εναλλακτική για την αντιστάθμιση τόσο της χρωματικής διασποράς, όσο και της διασποράς πόλωσης-τρόπου μετάδοσης και για το λόγο αυτό αποτελούν αντικείμενο εκτεταμένης ερευνητικής μελέτης. Οι MLSE εξισωτές υλοποιούνται αποτελεσματικά με τη βοήθεια του αλγορίθμου Viterbi, ο οποίος όμως για την σωστή λειτουργία του απαιτεί την εκτίμηση του οπτικού καναλιού. Στην απλούστερη μορφή του ένα κανάλι μετάδοσης μπορεί να θεωρηθεί πλήρως γραμμικό, καθιστώντας έτσι τη διαδικασία εκτίμησης του αρκετά απλή, αφού αρκεί απλώς να εκτιμηθεί η κρουστική του απόκριση. Ωστόσο, το οπτικό κανάλι δεν μπορεί να θεωρηθεί γραμμικό, καθώς μέσω της διαδικασίας της φωτοανίχνευσης, αλλάζει η στατιστική του σήματος και το σήμα δεν μπορεί να θεωρηθεί πλέον Γκαουσιανό. Έτσι η διαδικασία εκτίμησης του καναλιού για τους MLSE είναι αρκετά πολυπλοκότερη στην περίπτωση του οπτικού καναλιού αφού για την υλοποίηση του αλγορίθμου Viterbi απαιτείται η εκτίμηση ολόκληρης της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας του σήματος [169]. Η ακρίβεια με την οποία η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας προσδιορίζει τα χαρακτηριστικά του οπτικού καναλιού καθορίζεται από τη *μνήμη* (memory - M) του, δηλαδή τον αριθμό των γειτονικών συμβόλων που λαμβάνονται υπόψη.

Με σκοπό την ανάλυση του τρόπου λειτουργίας των MLSE εξισωτών αρχικά θεωρούμε ένα κανάλι χωρίς μνήμη (M=0). Το αλφάβητο του σήματος που μεταδίδεται μέσω ενός τέτοιου καναλιού ορίζεται ως  $A = \{A_1, A_2, \dots, A_{N-1}, A_N\}$  όπου N ορίζεται το πλήθος όλων των πιθανών συμβόλων. Κάθε σύμβολο θεωρείται ισοπίθανο με τα υπόλοιπα, ενώ η πιθανότητα του δίνεται ως  $1/N$ . Αντίστοιχα, η λαμβανόμενη ακολουθία ορίζεται ως  $r_k$  και αποτελείται από  $K$  δείγματα δειγματοληψίας του συνεχούς λαμβανόμενου σήματος  $r(t)$  σε κατάλληλες χρονικές στιγμές  $t = kT_0 + \Delta\tau$ , με το  $\Delta\tau$  να παίρνει τιμές από  $-T_0/2$  έως  $T_0/2$ . Η βέλτιστη εκτίμηση ενός συμβόλου, λοιπόν, λαμβάνει χώρα όταν ισχύει:

$$P(A_i | r_k) > P(A_j | r_k), \forall i \neq j \quad [6.45]$$

όπου  $P(A | r_k)$  ορίζεται ως η *εκ των υστέρων πιθανότητα* (a posteriori propability) [70] να έχει μεταδοθεί ένα σύμβολο  $A$ , δεδομένου ότι ελήφθη το σύμβολο  $r_k$ . Με λίγα λόγια από τη σχέση [6.45] προκύπτει ότι η βέλτιστη τιμή εκτίμησης κάθε συμβόλου υπολογίζεται βάσει του συμβόλου που εμφανίζει τη *μέγιστη εκ των υστέρων πιθανότητα* (maximum a posteriori propability - MAP).

Ωστόσο, με τη βοήθεια του θεωρήματος Bayes [170,171] η εκ των υστέρων πιθανότητα μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$P(A_i | r_k) = \frac{P(r_k | A_i) P(A_i)}{P(r_k)} \quad [6.46]$$

Οι όροι  $P(A_i)$  και  $P(r_k)$  της σχέσης [6.46] είναι ίσοι για όλες τις εκ των υστέρων πιθανότητες και έτσι η σχέση [6.45] μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\hat{A} = \arg \max_i (P(r_k | A_i)), \forall i = 1, 2, \dots, N \quad [6.47]$$

όπου  $P(r_k | A_i)$  αντιπροσωπεύει την πιθανότητα να ληφθεί το σύμβολο  $r_k$  δεδομένου ότι μεταδόθηκε το  $A_i$  ενώ ο όρος  $\arg \max_i (P(r_k | A_i))$  αναφέρεται τιμή του συμβόλου  $A_i$  που μεγιστοποιεί την πιθανότητα  $P(r_k)$ .



Ωστόσο, πρέπει να σημειωθεί η εκτίμηση ενός MLSE εξισωτή δε στηρίζεται απλώς στο λαμβανόμενο σύμβολο, αλλά στην πλήρη λαμβανόμενη ακολουθία και συνεπώς η σχέση [6.47] μπορεί να γραφεί ως:

$$\hat{S} = \arg \max_i \left( \prod_{k=1}^K P(r_k | A_i^k) \right), \forall i = 1, 2, \dots, N \quad [6.48]$$

όπου  $\hat{S}$  είναι η ακολουθία με τη μέγιστη εκ των υστέρων πιθανότητα και  $A^k$  είναι όλα τα πιθανά σύμβολα που αντιπροσωπεύουν το δείγμα  $r_k$ .

Από την [6.48] προκύπτει ότι για τον υπολογισμό της μέγιστης εκ των υστέρων πιθανότητας (MAP) απαιτείται να ληφθούν υπόψη  $N^K$  ακολουθίες. Ωστόσο, η ανάπτυξη όλων των δυνατών εκπεμπόμενων ακολουθιών φαίνεται να οδηγεί σε μια εξαντλητική αναζήτηση με τεράστια πολυπλοκότητα η οποία θα αυξάνεται εκθετικά όσο μεγαλώνει το μήκος της ακολουθίας και το μέγεθος του αλφαβήτου. Έτσι η διαδικασία εκτίμησης των MLSE στηρίζεται και υλοποιείται αποτελεσματικά (από πλευράς πολυπλοκότητας) μέσω του αλγορίθμου Viterbi που προτάθηκε αρχικά το 1969 από το Viterbi [172], και η λειτουργία του σε συνθήκες διασυμβολικής παρεμβολής ως εξισωτής καναλιού μελετήθηκε για πρώτη φορά το 1972 [173].

Ο αλγόριθμος Viterbi συχνά αναπαρίσταται με τη βοήθεια ενός δενδροειδούς διαγράμματος που απεικονίζει τις πεπερασμένες καταστάσεις διακριτού χρόνου και ονομάζεται διάγραμμα trellis [85]. Κάθε trellis διάγραμμα αποτελείται από  $N^L$  διαφορετικές καταστάσεις και  $N^{L+1}$  μεταβάσεις καταστάσεων, με το  $N$  να υποδηλώνει το μέγεθος του αλφαβήτου και  $L$  τη μνήμη του καναλιού. Κάθε διάγραμμα trellis χαρακτηρίζεται από συγκεκριμένα στοιχεία που περιλαμβάνουν: τα στάδια (stages), οι κλάδοι (branches), τις ετικέτες (labels) και τη διαδρομή (path) του. Κάθε διαφορετικό στάδιο αντιστοιχεί στη λήψη ενός νέου δείγματος από μια ακολουθία. Με λίγα λόγια αν η λαμβανόμενη ακολουθία είναι μια ακολουθία  $K$  δειγμάτων, οδηγούμαστε στο σχηματισμό ενός trellis διαγράμματος  $K$  σταδίων. Από κάθε διαφορετική κατάσταση του διαγράμματος trellis ξεκινούν  $N$  κλάδοι (μεταβάσεις καταστάσεων) που αντιστοιχούν στο  $N$  πιθανές τιμές του συμβόλου  $A$ , ενώ με τη σειρά τους τα  $N^{L+1}$  κλαδιά αντιστοιχούν στις ισάριθμες δυνατές τιμές των ετικετών. Τέλος, ως διαδρομή μήκους  $K$  ορίζουμε το σύνολο  $K$  διαδοχικών κλαδιών του διαγράμματος trellis.

Με σκοπό να υλοποιηθεί η εκτίμηση του εκάστοτε συμβόλου απαιτείται κάθε διαδρομή να αντιστοιχίζεται με μια μετρική κόστους, έτσι ώστε η επιλογή της διαδρομής μικρότερου κόστους να καταδείξει και την πιθανότερη ακολουθία εκπεμπόμενων συμβόλων. Για την κάθε διαδρομή μήκους  $K$  το συνολικό κόστος υπολογίζεται ως εξής:

$$M_i(k) = \sum_{k=1}^K m(k) \quad [6.49]$$

όπου ως  $m(k)$  ορίζεται το κόστος των επιμέρους μεταβάσεων (κλαδιών) από τα οποία αποτελείται η κάθε διαδρομή. Δεδομένου ότι ο αρνητικός φυσικός λογάριθμος της a posteriori πιθανότητας αποτελεί φθίνουσα μονοτονική συνάρτηση ως προς το όρισμα της η σχέση [6.48] μετατρέπεται ως εξής:

$$\hat{S} = \arg \max_i \left( \sum_{k=1}^K \ln [P(r_k | A_i^k)] \right), \forall i = 1, 2, \dots, N \quad [6.50]$$

Έτσι, για κάθε κλαδί (μετάβαση) του trellis διαγράμματος η μετρική κόστους  $m(k)$  υπολογίζεται βάσει της σχέσης:

$$m(k) = \ln [P(r_k | A_i^k)] \quad [6.51]$$

Όπως προκύπτει τόσο από τη Σχέση [4.48] όσο και από τη Σχέση [4.50], η πλήρης και εξαντλητική υλοποίηση της MLSE τεχνικής απαιτεί τη θεώρηση και τον υπολογισμό όλων των πιθανών διαδρομών. Το γεγονός αυτό οδηγεί σε ιδιαίτερα αυξημένη πολυπλοκότητα για την αποφυγή της οποίας φροντίζουμε

να μην υπολογίζουμε διαδρομές που εκ των προτέρων γνωρίζουμε ότι θα έχουν μεγαλύτερο κόστος. Με λίγα λόγια λοιπόν, η βασική λειτουργία του Viterbi αλγορίθμου είναι η ανεύρεση της συντομότερης διαδρομής στο διάγραμμα trellis μέσω του δυναμικού προγραμματισμού και της αρχή της βελτιστοποίησης (principle of optimality) που εφαρμόζει [174]. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο αλγόριθμος Viterbi είναι αναδρομικής φύσης και το γεγονός ότι δεν εξαρτάται από το μήκος της ακολουθίας του μηνύματος, καθιστά την υλοποίηση του σχετικά μικρής πολυπλοκότητας.

Η διαδικασία του αλγορίθμου Viterbi περιέχει τρία βασικά βήματα, τα οποία εφαρμόζονται σε κάθε στάδιο του. Αυτά περιλαμβάνουν [175]:

1. **«Υπολογισμός μετρικών κόστους για κάθε κλάδο του trellis διαγράμματος»**  
Στο βήμα αυτό υπολογίζονται όλες οι μετρικές κόστους για κάθε κλάδο που συνδέει δύο διαφορετικές καταστάσεις του διαγράμματος trellis.
2. **«Επιζούσα διαδρομή και ανανέωση της μετρικής κόστους για όλες τις καταστάσεις»**  
Για κάθε κατάσταση  $j$  προστίθενται οι μετρικές κλάδου που οδηγούν σε αυτή με τις αντίστοιχες μετρικές της προηγούμενης διαδρομής. Ο υπολογισμός αυτός πραγματοποιείται για όλες τις πιθανές μεταβάσεις προς την κατάσταση  $j$ . Επιλέγεται η διαδρομή που έχει το μικρότερο άθροισμα κόστους η οποία και ονομάζεται επιζούσα διαδρομή για αυτή την κατάσταση.
3. **«Ανίχνευση της πιθανότερης διαδρομής»**  
Από τη διαδρομή που φέρει το μικρότερο κόστος βρίσκουμε το πιθανότερο επεμπόμενο σύμβολο  $d$  στάδια πίσω και θεωρούμε ότι αυτή είναι η επιζούσα διαδρομή που προσδιορίζει και την πιθανότερη επεμπόμενη ακολουθία.

Όπως αναφέρθηκε ήδη η υλοποίηση του αλγορίθμου Viterbi στηρίζεται σε μεγάλο βαθμό στον υπολογισμό των μετρικών αποστάσεων, ο οποίος απαιτεί την εκτίμηση του καναλιού. Για την περίπτωση γραμμικών καναλιών ο υπολογισμός αυτός γίνεται σχετικά εύκολα με τη βοήθεια *Ευκλείδειων αποστάσεων* (Euclidian distance). Η μη γραμμικότητα του οπτικού καναλιού ωστόσο, που οφείλεται τόσο στα μη γραμμικά φαινόμενα όσο και στο θόρυβο συσχετισμένο με το σήμα (Σχέση [6.13]) καθιστά την διαδικασία εκτίμησης καναλιού μια περισσότερο σύνθετη διαδικασία. Με σκοπό την όσο το δυνατόν καλύτερη εκτίμηση του οπτικού καναλιού έχουν αναπτυχθεί βιβλιογραφικά, διάφορες προσεγγίσεις που περιλαμβάνουν την εκτίμηση της συνάρτησης κατανομής των λαμβανόμενων δεδομένων, βάσει *chi-square* [176] ή *Gaussian* συνάρτησης [177], την εκτίμηση του καναλιού με τη χρήση *ιστογράμματος* (histogram method) [178] ή με τη *μέθοδο των ροπών* (method of moments – MoM) [179,180] κ.α. Οι προσεγγίσεις της εκτίμησης του καναλιού διαχωρίζονται σε γενικές γραμμές σε δύο κατηγορίες: τις παραμετρικές και της μη παραμετρικές μεθόδους. Η βασική διαφορά ανάμεσα στις δύο κατηγορίες αυτές έγκειται στο ότι στις παραμετρικές προσεγγίσεις (π.χ. η μέθοδος ροπών) θεωρείται γνωστός ο τύπος της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας (probability density function – pdf), αλλά όχι και οι παράμετροι του, ενώ στην περίπτωση των μη παραμετρικών μεθόδων (π.χ. η μέθοδος ιστογράμματος) δεν υπάρχει καμία γνώση για την pdf.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η υλοποίηση MLSE εξισωτών που χρησιμοποιούν στατιστικές μεθόδους για την εκτίμηση ενός οπτικού καναλιού απαιτούν ένα πολύ μεγάλο πλήθος δεδομένων για επιτύχουν αξιόπιστα συμπεράσματα, καθώς η πολυπλοκότητα τους αυξάνεται εκθετικά με τη μνήμη του συστήματος. Έτσι εναλλακτικά για την εκτίμηση των χαρακτηριστικών του οπτικού καναλιού στην παρούσα μελέτη υιοθετήθηκε το μοντέλο ενός Volterra συστήματος δεύτερης τάξης. Η συγκεκριμένη προσέγγιση επιτρέπει την εκτίμηση του καναλιού με μικρό αριθμό δεδομένων, καθώς το πλήθος των συντελεστών του Volterra συστήματος είναι ανάλογο με το τετράγωνο της μνήμης του συστήματος, ενώ παράλληλα καθίσταται δυνατή η άμεση προσαρμογή των μετρικών βάσει της προσαρμοστικής εκτίμησης των παραμέτρων.

## 4.4.2.1 NRZ-OOK

Με βάση τα παραπάνω, ένα σύστημα άμεσης ανίχνευσης NRZ-OOK όπου η βασική αιτία υποβάθμισης του σήματος είναι η χρωματική διασπορά, με τη βοήθεια ενός μοντέλου διακριτού χρόνου Volterra δεύτερης τάξης θα έχει τη μορφή:

$$z(n) = \sum_{m_1=0}^{P-1} \sum_{m_2=0}^{P-1-m_1} c_{m_1, m_2} I(n - m_1) I(n - m_1 - m_2) \quad [6.52]$$

όπου  $I(n)$  το ψηφιακό σήμα εισόδου,  $c_{m_1, m_2}$  οι συντελεστές Volterra που περιλαμβάνουν τη συνολική επίδραση όλων των υποσυστημάτων του οπτικού συστήματος (πομπός, δέκτης, οπτική ίνα) και  $P = M + 1$  με  $M$  να υποδηλώνει τη μνήμη του συστήματος.

Η σχέση [6.52] μπορεί να γραφεί με τη μορφή γραμμικής παλινδρομησης πολλαπλών εισόδων και μιας εξόδου (Multiple Input Single Output – MISO) όπου τα σήματα εισόδου ορίζονται ως:

$$u_k(n) = I(n) I(n - k) \quad [6.53]$$

με  $k = 0, 1, \dots, P - 1$  και επομένως η σχέση [6.52] γίνεται πλέον της μορφής:

$$z(n) = \sum_{m_1=0}^{P-1} \sum_{m_2=0}^{P-m_1} c_{m_1, m_2} u_{m_1}(n - m_2) \quad [6.54]$$

Τα διανύσματα εισόδου που εισάγονται στη σχέση [6.54] ορίζονται ως:

$$u(n) = [u_P^{0T}(n) u_{P-1}^{1T}(n) \dots u_1^{P-1}(n)] \quad [6.55]$$

και

$$u_{P-m}^m(n) = [u_m(n) u_m(n-1) \dots u_m(n-P-m+1)]^T \quad [6.56]$$

Έτσι με βάση τα παραπάνω, η σχέση [6.52] λαμβάνει τη μορφή:

$$z(n) = c^T u(n) \quad [6.57]$$

όπου  $c^T$  διάνυσμα που περιλαμβάνει όλους του συντελεστές του συστήματος Volterra με διαστάσεις  $P(P+1)/2$  και  $u(n)$  το διάνυσμα που αντιστοιχίζεται στα δεδομένα εισόδου.

Για να υπολογιστούν οι συντελεστές του διανύσματος  $c^T$  της σχέσης [6.57] ακολουθείται η μέθοδος των ελαχίστων τετραγώνων, ώστε να βρεθούν οι συντελεστές που ελαχιστοποιούν το άθροισμα του τετραγώνου του σφάλματος εκτίμησης ανάμεσα στα δεδομένα του δέκτη  $y(n)$  και τις τιμές του μοντέλου Volterra, βάσει του:

$$c = \min_c \left( \sum_{n=0}^N (y(n) - z(n))^2 \right) \quad [6.58]$$

Η ελαχιστοποίηση της σχέσης οδηγεί στην επίλυση ενός συστήματος γραμμικών εξισώσεων της μορφής:

$$R = cD \quad [6.59]$$

όπου η παράμετρος  $R$  αντιστοιχίζεται στον πίνακα αυτοσυσχέτισης των σημάτων εισόδου διαστάσεων  $(P(P+1)/2) \times (P(P+1)/2)$  και η παράμετρος  $D$  στο διάνυσμα ετεροσυσχέτισης των σημάτων εισόδου και της επιθυμητής απόκρισης που ορίζονται αντίστοιχα ως εξής:

$$R = \sum_{n=0}^N u(n)u^T(n) \quad [6.60]$$

$$D = \sum_{n=0}^N u(n)y(n)$$

Έτσι η βέλτιστη εκτίμηση δίδεται από τη λύση του γραμμικού συστήματος εξισώσεων της μορφής:

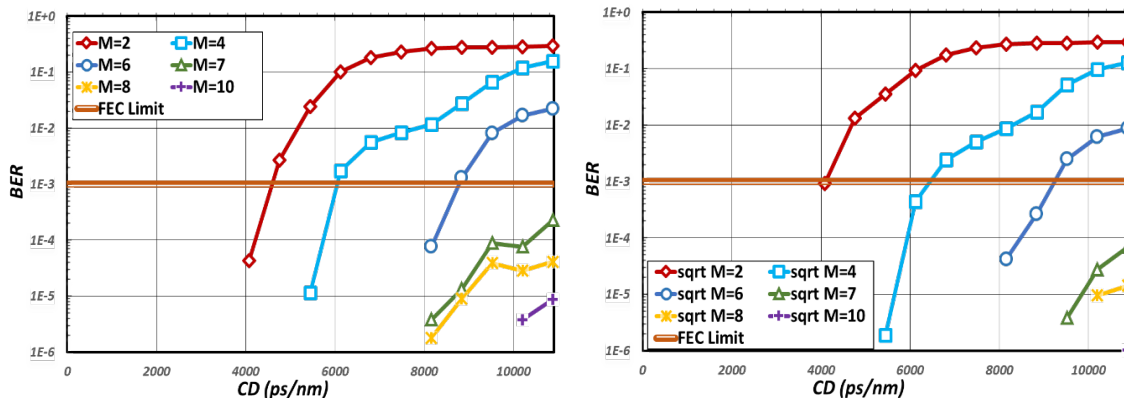
$$c = [R]^{-1} D \quad [6.61]$$

ενώ η ισχύς του σφάλματος εκτίμησης που αντιστοιχεί στη βέλτιστη εκτίμηση  $c$  της σχέσης [6.61], υπολογίζεται ως εξής:

$$a_c = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N (y(n) - c^T(n)u(n))^2 \quad [6.62]$$

Αφού προηγηθεί η διαδικασία της εκτίμησης των συντελεστών του καναλιού ακολουθεί ο υπολογισμός των μετρικών που εισάγονται στον αλγόριθμο MLSE. Αν οι βέλτιστοι συντελεστές έχουν υπολογιστεί ως  $c_{m_1, m_2}^0$  η τιμή του καναλιού που αντιστοιχίζεται στα σύμβολα  $[I_n I_{n-1} \dots I_{n-P+1}]$  υπολογίζεται μέσω:

$$z(n) = \sum_{m_1=0}^{P-1} \sum_{m_2=0}^{P-1-m_1} c_{m_1, m_2}^0 I(n - m_1) I(n - m_1 - m_2) \quad [6.63]$$



Σχήμα 4.17. Επίδοση MLSE Εξισωτών για διαφορετικές τιμές μήμης  $M$ , σε σύστημα NRZ-OOK στα 10 Gb/s.

Στο Σχήμα 4.17 απεικονίζονται οι επιδόσεις των προτεινόμενων MLSE εξισωτών με διαφορετικές τιμές μήμης (με και χωρίς τη χρήση sqrt μεθόδου) σε σύστημα με NRZ-OOK τρόπο διαμόρφωσης στα 10 Gb/s που υπόκειται σε διαφορετικά ποσοστό υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι επιδόσεις όλων των MLSE εξισωτών έχουν μετρηθεί με τη βοήθεια μετρούμενου BER και όχι εκτιμώμενου, όπως στην περίπτωση των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης. Εξαιτίας της απευθείας σύγκρισης του εκτιμώμενου με το ληφθέν σήμα που απαιτεί η διαδικασία του μετρούμενου BER δεν μπορούν να απεικονιστούν  $BER < 10^{-6}$  (αφού το πλήθος των μεταδιδόμενων bit είναι της τάξης του  $10^6$ ).

Παρατηρούμε ότι σε αντιστοιχία με τα πειράματα των DFE/VDFE που έχουν γίνει στο Κεφάλαιο 4.4.1 οι επιδόσεις των συστημάτων όσον αφορά την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς ξεκινούν από τα 4000 psec/nm για εξισωτές μικρής μήμης ( $M=2$ ) και φτάνουν σε τιμές μεγαλύτερες του 8500 psec/nm για εξισωτές με τιμές μήμης  $M > 6$  (επιδόσεις παρόμοιες με αυτές των VDFE [15,7]). Σημειώνεται δε ότι για μικρές τιμές της διασποράς οι εξισωτές τύπου MLSE κατορθώνουν σχεδόν πλήρη ανάκτηση του ληφθέντος σήματος και για το λόγο αυτό το μετρούμενο BER είναι μηδενικό.

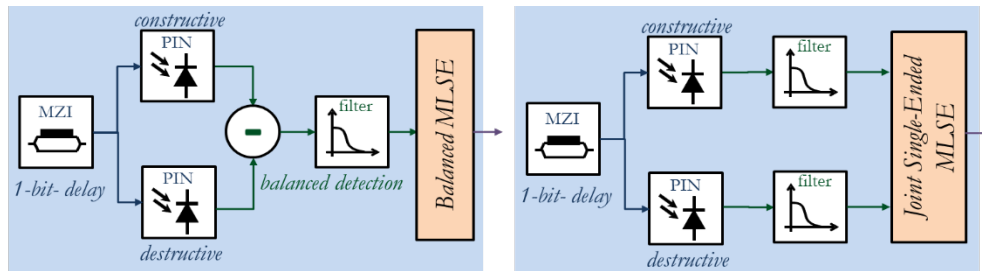


## 4.4.2.2 NRZ-DPSK

Κατ' αντιστοιχία με την περίπτωση του NRZ-OOK στη συνέχεια εξετάζουμε την εφαρμογή MLSE εξισωτών με χρήση της μεθόδου ταυτοποίησης του οπτικού καναλιού μέσω του μοντέλου Volterra για οπτικό σύστημα που χρησιμοποιεί NRZ-DPSK τρόπο διαμόρφωσης και λειτουργεί στα 10 Gb/s. Για την περίπτωση αυτή, όπως εξηγήθηκε αναλυτικά στο κεφάλαιο πριν το σήμα εισέλθει στον οπτικό διαμορφωτή υπόκειται σε μια διαφορική προκωδικοποίηση, ώστε να είναι δυνατή η άμεση ανίχνευση του στο δέκτη. Στη συνέχεια το οπτικό σήμα που μεταδόθηκε όταν φτάνει στο δέκτη διέρχεται μέσα από ένα συμβολόμετρο Mach-Zehnder, το οποίο δημιουργεί δύο διαφορετικά σήματα (constructive/destructive) καθένα εκ των οποίων εισάγεται σε μια χωριστή φωτοδίοδο. Το ηλεκτρικό σήμα που προκύπτει από κάθε φωτοδίοδο είναι της μορφής:

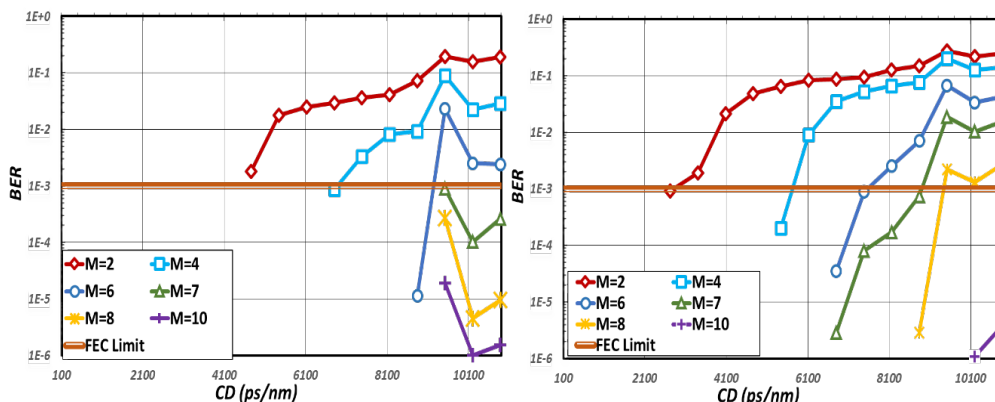
$$\begin{aligned} y_1(t) &= |y(t) - y(t - T_s)|^2 + n_1(t) \\ y_2(t) &= |y(t) + y(t - T_s)|^2 + n_2(t) \end{aligned} \quad [6.64]$$

όπου  $y(n)$  το ληφθέν σήμα,  $T_s$  η διάρκεια συμβόλου και  $n_1(t), n_2(t)$  ο θόρυβος που εισάγει στο σήμα κάθε φωτοδίοδος.



Σχήμα 4.18. Διαρθρωση balanced και joint single-ended MLSE εξισωτών για NRZ-DPSK.

Στην περίπτωση που η επεξεργασία των ηλεκτρικών σημάτων  $y_1(t)$  και  $y_2(t)$  γίνεται ξεχωριστά προκύπτει ένας από κοινού μονοτερματικός εξισωτής (joint single-ended equalizer), ενώ αν τα δύο σήματα συνδυάζονται με λογική αφαίρεση προκύπτει ένας ισοσταθμισμένος εξισωτής (balanced equalizer) (βλ. Σχήμα 4.18). Στο Σχήμα 4.19 παρουσιάζονται οι επιδόσεις joint single ended και balanced MLSE εξισωτών για διαφορετικές τιμές μήμης  $M$  σε σύστημα που λειτουργεί στα 10 Gb/s με NRZ-DPSK τρόπο μετάδοσης.



Σχήμα 4.19. Επίδοση joint single-ended και balanced MLSE εξισωτών για διαφορετικές τιμές μήμης  $M$ , σε σύστημα με NRZ-DPSK τρόπο διαμόρφωσης που λειτουργεί στα 10 Gb/s.

Η εφαρμογή joint single-ended MLSE εξισωτών σε συστήματα με NRZ-DPSK τρόπο διαμόρφωσης φαίνεται να ενισχύει αρκετά τις επιδόσεις του συστήματος σε σχέση με την υπολειπόμενη χρωματική διασπορά αφού τα λάθη αρχίζουν να εμφανίζονται μετά τα 4000 psec/nm. Αντίστοιχα, και η εφαρμογή balanced εξισωτών φαίνεται να προσφέρει αισθητά στην αντιμετώπιση της υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς, αλλά με εμφανώς χαμηλότερες επιδόσεις σε σχέση με το joint single-ended σενάριο. Όπως προκύπτει και από τις επιδόσεις των δύο διαφορετικών διαρθρώσεων η αύξηση της

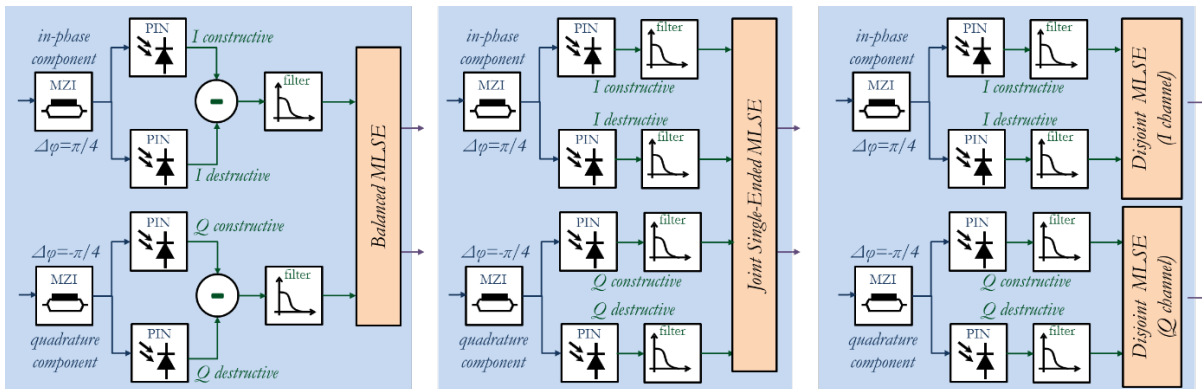
μνήμης  $M$  βελτιώνει αρκετά τις επιδόσεις των εξισωτών, ωστόσο πρέπει να τονιστεί ότι από άποψη πολυπλοκότητας οι MLSE εξισωτές είναι υλοποιήσιμοι για τιμές μνήμης  $M \leq 4$ .

### 4.4.2.3 NRZ-DQPSK

Αντίστοιχα εξετάζουμε και την εφαρμογή MLSE εξισωτών για ένα σύστημα που χρησιμοποιεί NRZ-DQPSK τρόπο διαμόρφωσης. Στην περίπτωση του DQPSK, όπως περιγράφηκε αναλυτικά στο Κεφάλαιο 3.3.3, ο οπτικός πομπός αποτελείται επί της ουσίας από δύο παράλληλους DPSK πομπούς, καθώς μέσω της Super-Mach-Zehnder δομής παράγονται δύο DPSK σήματα καθένα από τα οποία αντιπροσωπεύει είτε στην  $I$  είτε  $Q$  συνιστώσα, αντίστοιχα. Για την αποδιαμόρφωση του DQPSK σήματος απαιτούνται δύο διαφορετικά MZI ώστε να μετατραπεί η διαμόρφωση φάσης σε διαμόρφωση πλάτους, με τη μεταβολή της φάσης ανάμεσα στους δύο βραχίονες του εκάστοτε MZI να είναι  $\pi/4$  και  $-\pi/4$  για την αποδιαμόρφωση της  $I$  και  $Q$  συνιστώσας, αντίστοιχα. Έτσι εφόσον κάθε MZI φέρει δύο εξόδους για την ανίχνευση του οπτικού σήματος απαιτούνται τέσσερις φωτοδιόδοι και τα ηλεκτρικά σήματα που προκύπτουν είναι της μορφής:

$$\begin{aligned} y_{I1}(t) &= |y(t) - y(t - T_s) + \pi/4|^2 + n_1(t) \\ y_{I2}(t) &= |y(t) + y(t - T_s) + \pi/4|^2 + n_2(t) \\ y_{Q1}(t) &= |y(t) - y(t - T_s) - \pi/4|^2 + n_3(t) \\ y_{Q2}(t) &= |y(t) + y(t - T_s) - \pi/4|^2 + n_4(t) \end{aligned} \quad [6.65]$$

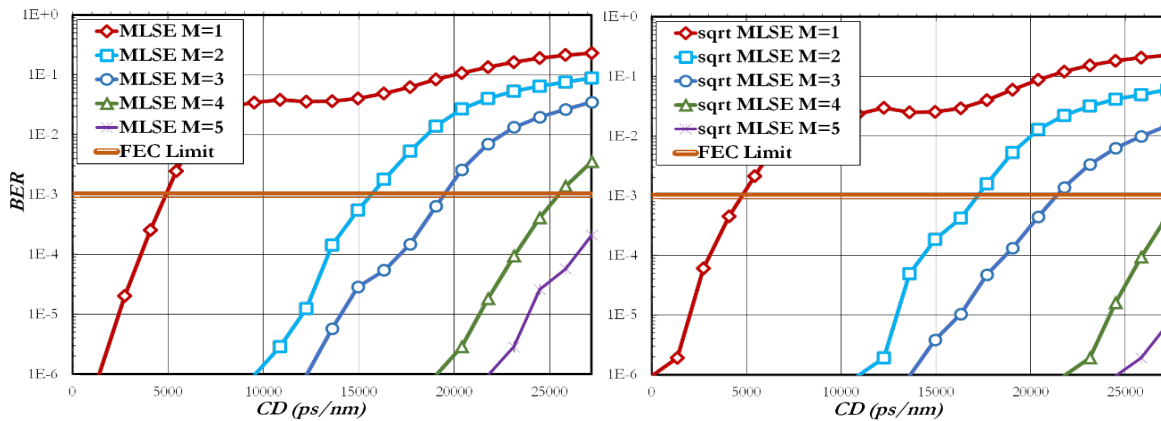
Όπως και στην περίπτωση των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης η πληθώρα των ηλεκτρικών σημάτων του NRZ-DQPSK σήματος επιτρέπει την εφαρμογή των MLSE εξισωτών σε διαφορετικές διαρθρώσεις. Οι βασικές διαρθρώσεις που ερευνηθήκαν στην παρούσα μελέτη παρουσιάζονται συνοπτικά στο σχήμα και περιλαμβάνουν: την *joint single-ended*, την *balanced* και την *disjoint* εκδοχή εφαρμογής MLSE εξίσωσης.



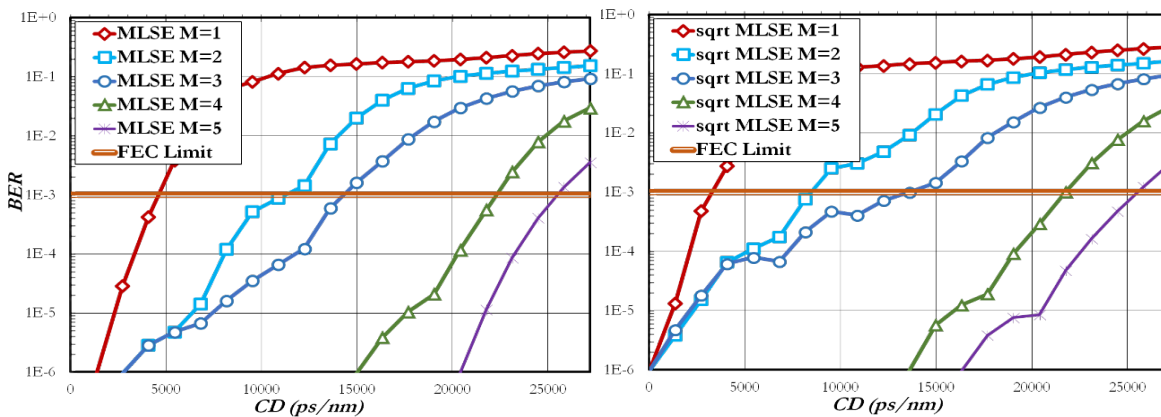
Σχήμα 4.20. Διαρθρώσεις εφαρμογής MLSE εξισωτών σε NRZ-DQPSK σύστημα.

Στο Σχήμα 4.21 απεικονίζονται οι επιδόσεις συστημάτων NRZ-DQPSK σε σχέση με τα ποσοστά της υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς όταν εφαρμόζονται joint single-ended MLSE εξισωτές με διαφορετικές τιμές μνήμης, τόσο χωρίς όσο και με τη χρήση του τελεστή  $\sqrt{\cdot}$ . Χαρακτηριστικά προκύπτει ότι ένας MLSE μνήμης  $M=4$  μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι και 25000ps/nm χρωματικής διασποράς, ενώ οι επιδόσεις του βελτιώνονται σημαντικά αν εφαρμοστεί και ο  $\sqrt{\cdot}$  τελεστής.

Αντίστοιχα, οι επιδόσεις balanced MLSE εξισωτών για το ίδιο οπτικό σύστημα παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.22, από όπου προκύπτει ότι μπορεί να ενισχύσουν σημαντικά την ανοχή του συστήματος σε χρωματική διασπορά με επιδόσεις ελαφρώς χαμηλότερες από την περίπτωση των joint single-ended MLSE. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση της balanced διάρθρωσης η χρήση  $\sqrt{\cdot}$  τελεστή δε φαίνεται να προσφέρει κάποια αισθητή βελτίωση στα ποσοστά χρωματικής διασποράς που μπορούν να αντισταθμίσουν οι MLSE εξισωτές, όπως προκύπτει από τη σύγκριση των γραφημάτων που εμφανίζονται στο Σχήμα 4.22.

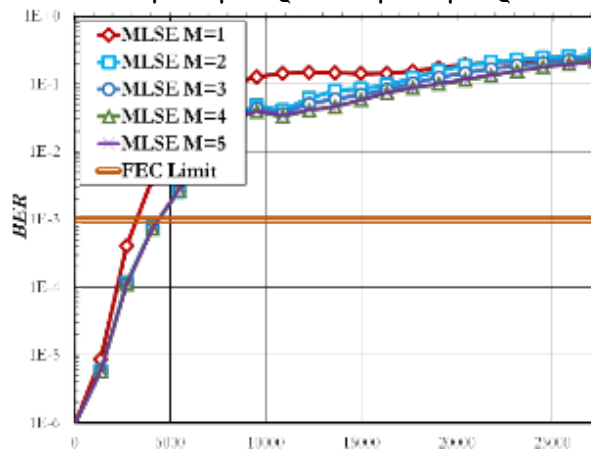


Σχήμα 4.21. Επίδοση *Joint single ended MLSE* για σύστημα NRZ-DQPSK στα 10 Gb/s με και χωρίς τη χρήση του *sqrt* τελεστή.



Σχήμα 4.22. Επίδοση *Balanced MLSE* Εξισωτών για σύστημα NRZ-DQPSK στα 10 Gb/s με και χωρίς τη χρήση του *sqrt* τελεστή.

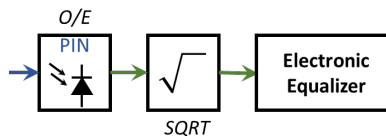
Ανάμεσα στις τρεις διαφορετικές εναλλακτικές διάρθρωσης MLSE εξισωτών προκύπτει ότι τις χειρότερες επιδόσεις εμφανίζει η *disjoint* εκδοχή, αφού όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.23 όσο και να αυξηθεί η μνήμη M, η επίδοση του συστήματος βελτιώνεται ελάχιστα με αποτέλεσμα η ανοχή του σε χρωματική διασπορά να μην ξεπερνά τα 4500 psec/nm για M=5. Χαρακτηριστικά αξίζει να αναφέρουμε ότι ακόμα και η χρήση *sqrt()* τελεστή δε φαίνεται να βελτιώνει τις επιδόσεις των MLSE εξισωτών και έτσι τα αποτελέσματα του μετρούμενου BER για την περίπτωση αυτή παραλείπονται για λόγους συντομίας.



Σχήμα 4.23 Επίδοση *Disjoint MLSE* Εξισωτών για σύστημα NRZ-DQPSK στα 10 Gb/s.

Όπως αναφέρθηκε προγενέστερα, το οπτικό κανάλι θεωρείται μη γραμμικής φύσης κυρίως εξαιτίας της διαδικασίας της φωτοανίχνευσης η οποία στηρίζεται στο νόμο του τετραγώνου (*square root detection*). Έτσι ακόμα και ένα φαινόμενο που θεωρείται γραμμικό στο οπτικό επίπεδο (π.χ. χρωματική διασπορά), μετατρέπεται σε μη γραμμικό μετά την μετατροπή του σήματος από οπτικό σε ηλεκτρικό μέσω της

φωτοδιόδου [181]. Πέραν αυτού ωστόσο, πρέπει να τονιστεί ότι κατά τη διαδικασία της οπτο/ηλεκτρονικής μετατροπής χάνεται ταυτόχρονα και όση πληροφορία μεταφέρεται στη οπτική φάση του σήματος. Αυτά τα δύο χαρακτηριστικά φαίνεται να αποτελούν και τις κύριες αιτίες που οι επιδόσεις των γραμμικών εξισωτών περιορίζονται αισθητά στα οπτικά συστήματα [182]. Έχουν αναπτυχθεί διάφορες μέθοδοι και στρατηγικές που ως σκοπό έχουν να γίνει το κανάλι περισσότερο «γραμμικό», ώστε να βελτιωθούν οι επιδόσεις των γραμμικών –κυρίως– εξισωτών. Για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο, θα μπορούσε κανείς είτε να ασχοληθεί με την επαναφορά της πληροφορίας που βρίσκεται στη φάση του σήματος, είτε να μειώσει τις παραμορφώσεις που επάγονται στο σήμα εξαιτίας της μη γραμμικής φύσης της ανίχνευσης. Η επαναφορά της πληροφορίας της φάσης, μπορεί να επιτευχθεί μέσω της χρήσης σύμφωνης ανίχνευσης (*coherent detection*), η οποία ωστόσο λόγω κόστους και πολυπλοκότητας δεν ενδείκνυται για μητροπολιτικά δίκτυα. Έτσι στην παρούσα μελέτη θα ασχοληθούμε μόνο με μεθόδους που ο σκοπός τους είναι να μετριάσουν τις παραμορφώσεις εξαιτίας της φωτοδιόδου. Μια τέτοια μέθοδος έχει προταθεί στο [183] και ο τρόπος εφαρμογής της παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.24.



Σχήμα 4.24. Εφαρμογή SQRT μεθόδου.

Η γενική ιδέα πίσω από αυτή τη στρατηγική είναι ότι μέσω της χρήσης ενός τελεστή τετραγωνικής ρίζας μετά τη φωτοδίοδο το σήμα που προκύπτει μπορεί να μην είναι πλήρως γραμμικό αλλά ο μη γραμμικός όρος έχει μειωθεί σημαντικά. Οι επιδόσεις της SQRT μεθόδου παρουσιάζονται εκτενώς στο κεφάλαιο 6.1.

## 4.5 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Μέχρι της αρχές της δεκαετίας του 1990 όπου και άρχισε να υιοθετείται η χρήση οπτικών ενισχυτών, η αντιστάθμιση των απωλειών γινόταν αποκλειστικά με τη βοήθεια οπτικών αναγεννητών (*optical regenerator*). Σε αντίθεση με τους οπτικούς αναγεννητές, οι οπτικοί ενισχυτές επιτρέπουν την ταυτόχρονη ενίσχυση πολλαπλών καναλιών διαφορετικών συχνοτήτων (WDM) διατηρώντας παράλληλα μικρότερο κόστος εφαρμογής, αφού δεν απαιτούν τη συνεχή μετατροπή του σήματος από οπτικό σε ηλεκτρικό και από ηλεκτρικό σε οπτικό. Παρά τα φανερά πλεονεκτήματα που προσφέρουν οι οπτικοί ενισχυτές όμως πρέπει να σημειωθεί ότι η χρήση τους προκαλεί και τη δημιουργία θορύβου που οφείλεται κυρίως στην ενισχυμένη αυθόρμητη εκπομπή (ASE). Έτσι οι σημαντικότερες παράμετροι που καθορίζουν και τη λειτουργία ενός ενισχυτή είναι το κέρδος (G) και η εικόνα θορύβου (NF).

Αντίστοιχα, για τη διαχείριση της χρωματικής διασποράς υπάρχουν αρκετές μέθοδοι που εφαρμόζονται είτε στα άκρα του δικτύου (πομπός/δέκτης), είτε κατά τη διάρκεια της μετάδοσης (*in-line*). Η πιο συνηθής πρακτική περιλαμβάνει τη χρήση ειδικών οπτικών ινών *αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς* (DCF) προσφέροντας έτσι έναν αμιγώς οπτικό και «διαφανή» τρόπο αντιστάθμισης της διασποράς. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι εξαιτίας της κατασκευής τους οι DCF παρουσιάζουν υψηλό συντελεστή απωλειών και έτσι κρίνεται απαραίτητη η χρήση ενός δεύτερου οπτικού ενισχυτή υπεύθυνου για την αντιστάθμιση και αυτών των απωλειών. Η εφαρμογή των DCF ινών γίνεται ανά τακτά διαστήματα κατά μήκος μιας ζεύξης και προϋποθέτει την εκ των προτέρων γνώση της συνολικής χρωματικής διασποράς. Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό της είναι αυτό που καθιστά τη χρήση της DCF μια στατική και μη ρυθμιζόμενη λύση και οδηγεί συχνά στην ατελή αντιστάθμιση του φαινομένου της διασποράς.

Η περίπτωση της αντιστάθμισης διασποράς πόλωσης τρόπου μετάδοσης είναι εξαιρετικά σύνθετη εξαιτίας της ίδιας της στατιστικής φύσης του φαινομένου. Για την αντιστάθμιση της χρησιμοποιούνται τόσο παθητικοί όσο και ενεργητικοί τρόποι, που έχουν ως σκοπό είτε να μετριάσουν είτε να ακυρώσουν



την PMD, αντίστοιχα. Οι παθητικοί τρόποι φέρουν αρκετά απλούστερη υλοποίησης αλλά επιτρέπουν σχετικά χαμηλή επέκταση του ορίου της PMD.

Σε αντίθεση με τις οπτικές τεχνικές αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς και της PMD, οι ηλεκτρονικές εξισωτές εφαρμόζονται μετά την ανίχνευση του οπτικού σήματος και την μετατροπή του σε ηλεκτρικό. Η λειτουργία τους χαρακτηρίζεται από μεγαλύτερη προσαρμοστικότητα, καθώς έχουν τη δυνατότητα να αντισταθμίσουν ένα εύρος τιμών χρωματικής διασποράς (ή DGD) και δεν απαιτείται η εκ των προτέρων γνώση της τιμής του φαινομένου που πρόκειται να αντισταθμίσουν. Για όλους τους εξισωτές που ερευνήθηκαν περιλαμβάνουν:

1. Εξισωτές Γραμμικής Παραμετροποίησης
  - Γραμμικοί Εγκάρσιοι Εξισωτές (LTE [ $M_f, M_b$ ])
  - Εξισωτές Ανάδρασης Απόφασης (DFE [ $M_f, M_b$ ])
  - Volterra Εξισωτές Ανάδρασης Απόφασης (VDFE [ $M_f, M_b$ ])
2. Εξισωτές Εκτίμησης Ακολουθίας Μέγιστης Πιθανοφάνειας (MLSE [M])

Σε γενικές γραμμές το ποσοστό της χρωματικής διασποράς που μπορεί αντισταθμίσει ο κάθε εξισωτής εξαρτάται από τις τιμές των παραμέτρων  $M_f$  και  $M_b$  (ή το  $M$  για τους MLSE) καθώς όσο αυξάνεται το μέγεθος των φίλτρων παρατηρήθηκε ότι αυξάνει και το εύρος δυνατότητας αντιστάθμισης της διασποράς για κάθε εξισωτή. Ωστόσο, από την αναλυτική μελέτη προέκυψε ότι η συνεχής αύξηση των συντελεστών [ $M_f, M_b$ ] δεν συνεπάγεται πάντα την αντίστοιχη αύξηση και των επιδόσεων των ηλεκτρονικών εξισωτών, καθώς για ιδιαίτερα μεγάλες τιμές παραμέτρων η βελτίωση αυτή είναι σχεδόν αμελητέα. Πέραν της πολύ μικρής βελτίωσης που προσφέρουν οι εξισωτές μεγάλων τιμών [ $M_f, M_b$ ] αξίζει να σημειωθεί ότι η πολυπλοκότητα τέτοιου τύπου εξισωτών καθιστά την υλοποίηση και την εφαρμογή τους σχεδόν απαγορευτική.

Για όλους τους προαναφερθέντες ηλεκτρονικούς εξισωτές έχει χρησιμοποιηθεί η μέθοδος της κλασματικής απόστασης, ώστε να εξασφαλιστεί η όσο το δυνατόν μικρότερη ευαισθησία σε πιθανά σφάλματα χρονισμού. Τόσο οι εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης, όσο και οι MLSE φάνηκαν να μπορούν να αντισταθμίσουν σημαντικά ποσά υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς. Αναλυτικότερα, οι DFE και VDFE πρόεκυψε ότι παρουσιάζουν μεγαλύτερες δυνατότητες αντιστάθμισης, αφού οι επιδόσεις των γραμμικών (LTE) εξισωτών περιορίζονται αισθητά εξαιτίας τη μη γραμμικής φύσης του οπτικού καναλιού. Οι ανώτερες επιδόσεις παρουσιάστηκαν με τη χρήση VDFE εξισωτών αλλά συνοδεύονται από εξαιρετικά μεγάλες πολυπλοκότητες που καθιστούσαν την υλοποίησή τους απαγορευτική ακόμα και για σχετικά μικρές τιμές  $M_f$  και  $M_b$  παραμέτρων. Για το σκοπό αυτό μελετήθηκαν τεχνικές και μέθοδοι μείωσης της πολυπλοκότητας των VDFE εξισωτών, οι οποίοι περιγράφονται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 5 που ακολουθεί.

## 5

Εξισωτές Μειωμένης  
Πολυπλοκότητας

## 5.1 Απλοποιημένες Μορφές Volterra Εξισωτών

Όπως προέκυψε από την μελέτη που προηγήθηκε το κόστος υλοποίησης ενός VDFE εξισωτή αυξάνει σημαντικά ακόμα για όχι ιδιαίτερα μεγάλες τιμές του των  $[M_f, M_b]$ , οδηγώντας σε απαγορευτικές απαιτήσεις σε επίπεδο hardware, ιδίως όταν απαιτούνται εξισωτές υψηλών επιδόσεων. Με σκοπό την αντιμετώπιση του ζητήματος αυτού παρουσιάζεται ένας VDFE εξισωτής μειωμένης πολυπλοκότητας. Εφαρμόζοντας τεχνικές περιοχής (*pruning*) στον πυρήνα Volterra, αγνοούμε τα τμήματα του πυρήνα που συνεισφέρουν ελάχιστα στη συνολική επίδοση καταλήγοντας έτσι σε μια νέα απλοποιημένη μορφή VDFE. Ο νέος απλοποιημένος εξισωτής θα αναφέρεται από δω και στο εξής ως Pruned VDFE (PVDFE), το μέγεθος του ορίζεται από τις παραμέτρους  $[M_f/P_f, M_b/P_b]$ , όπου  $1 \leq P_f \leq M_f$  και  $1 \leq P_b \leq M_b$  και η μικρότερη πολυπλοκότητα του οφείλεται στο γεγονός ότι αγνοούνται όσα σήματα εισόδου συντίθενται από δεδομένα που απέχουν πάνω από  $P_f (P_b)$  χρονικά διαστήματα.

Σε αντιστοιχία με την ανάλυση που πραγματοποιήθηκε για τους προηγούμενους εξισωτές η έξοδος του PVDFE περιγράφεται από:

$$u(n) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m y(n-m) + \sum_{l=0}^{P_f-1} \sum_{m=0}^{M_f-l-1} f_{m,m+l} y(n) y(n-l) + \sum_{\kappa=1}^{P_b} \sum_{m=1}^{M_b-\kappa+1} b_{m,m+\kappa} \hat{I}(n) \hat{I}(n-\kappa+1) \quad [8.1]$$

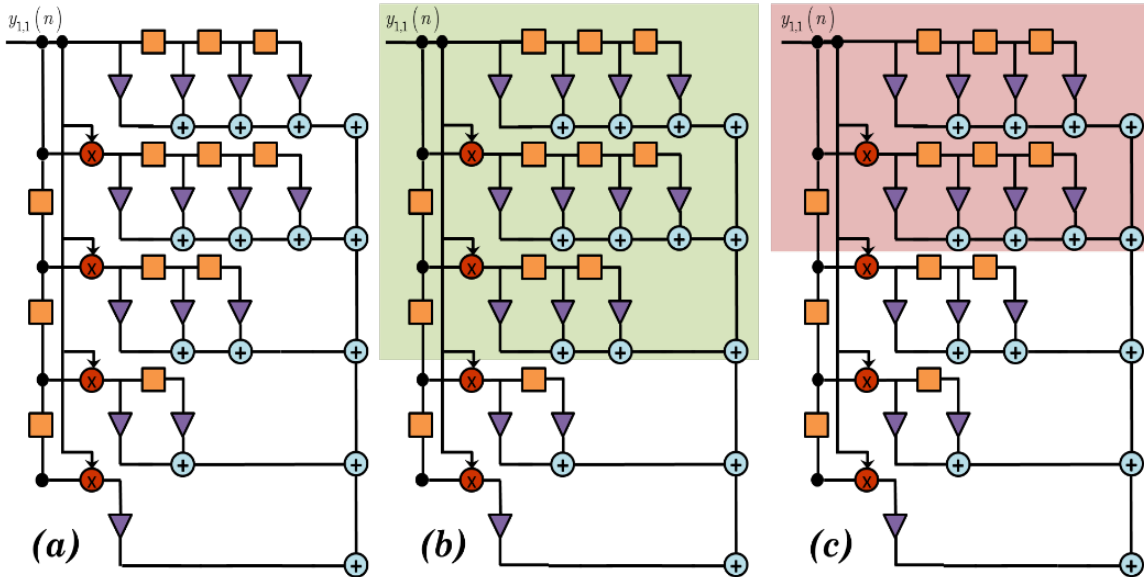
όπου το  $M_f$  και  $M_b$  συμβολίζουν το μέγεθος του FF και FB κομματιού αντίστοιχα, το  $l = 0, 1, \dots, M_f - 1$  και  $\kappa = 1, 2, \dots, M_b$ . Αξίζει να σημειωθεί ότι στην ειδική περίπτωση όπου  $P_f = M_f$ , η [8.1] καταλήγει να είναι ίδια με την Εξίσωση [6.42] και συνεπώς έχουμε την πλήρη έκδοση ενός VDFE εξισωτή.

Με σκοπό την περαιτέρω μείωση της πολυπλοκότητας, αναπτύχθηκε μια απλοποιημένη μορφή του PVDFE, που θα αναφέρεται ως Skimmed VDFE (SVDFE). Η μείωση της πολυπλοκότητας επιτυγχάνεται αγνοώντας μεγάλα τμήματα συντελεστών τόσο στο FF, όσο και στο FB κομμάτι του εξισωτή, των οποίων η συνεισφορά στη συνολική επίδοση δεν είναι σημαντική. Στον SVDFE εξισωτή επί της ουσίας κρατάμε μόνο το κομμάτι του πυρήνα που έχει τη σημαντικότερη συνεισφορά και το μέγεθος του ορίζεται από τα  $[M_f/P_f, M_b/P_b]$ , όπου  $P_f=1$  και  $1 \leq P_b \leq M_b$ . Ο SVDFE  $[M_f/1, M_b/P_b]$  αποτελεί την απλούστερη δυνατή μορφή VDFE εξισωτή και η έξοδος του περιγράφεται ως εξής:

$$u(n) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m y(n-m) + \sum_{m=0}^{M_f-l-1} f_{m,m+l} (y(n-m))^2 + \sum_{\kappa=1}^{P_b} \sum_{m=1}^{M_b-\kappa+1} b_{m,m+\kappa} \hat{I}(n) \hat{I}(n-\kappa+1) \quad [8.2]$$

όπου το  $M_f$  και  $M_b$  συμβολίζουν το μέγεθος του FF και FB κομματιού αντίστοιχα, το  $l = 0, 1, \dots, M_f - 1$ .

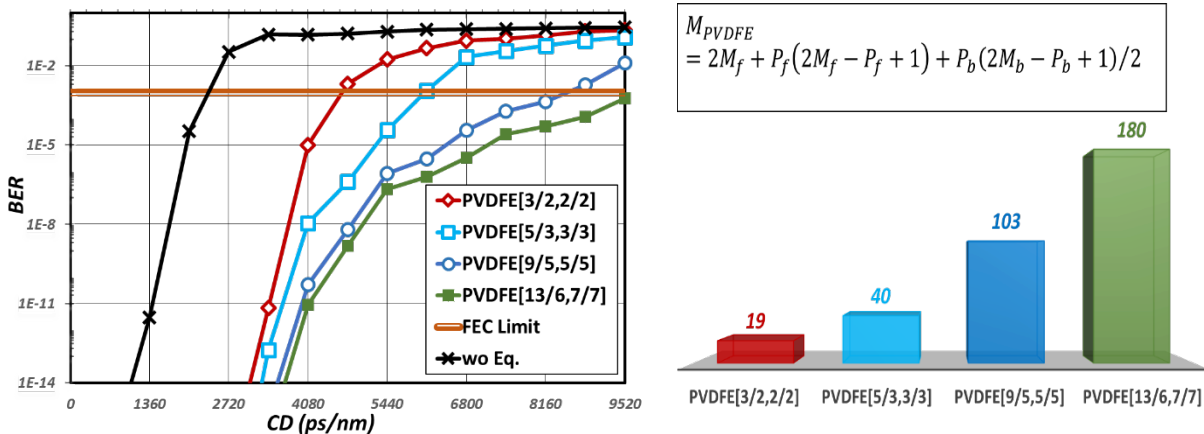
Στο Σχήμα 5.1 απεικονίζονται οι διαφορές στη δομή του feed-forward τμήματος ενός VDFE, ενός PVDFE και ενός SVDFE εξισωτή με  $M_f=4$ . Η σκίαση των τμημάτων του εκάστοτε εξισωτή καταδεικνύει τα στοιχεία του τα οποία παραμένουν μετά την pruning διαδικασία. Αξίζει να σημειωθεί ότι παρά το γεγονός ότι στο παρόν σχήμα απεικονίζεται η pruning διαδικασία για ένα από τα ληφθέντα σήματα, η τεχνική αυτή εφαρμόζεται για όλα τα διαφορετικά σήματα εισόδου.



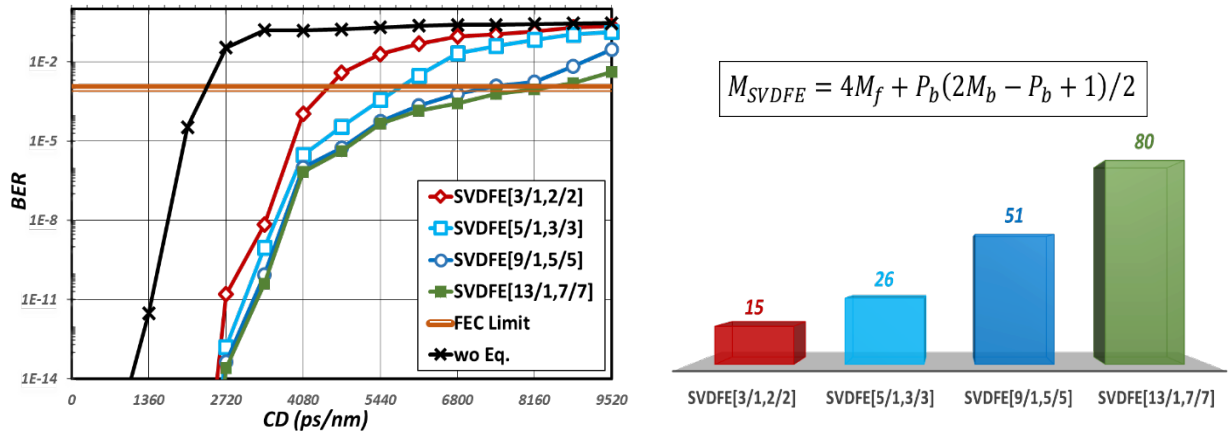
Σχήμα 5.1. Οι διαφορές στη δομή του feed-forward κομματιού ενός εξισωτή για  $M_f=4$  ανάμεσα σε (α) VDFE[4] (β) PVDFE[4/2] και SVDFE [4/1].

Στο

Σχήμα 5.2 και Σχήμα 5.3 που ακολουθούν, απεικονίζονται οι επιδόσεις και ο αριθμός των συντελεστών για τους Volterra εξισωτές μειωμένης πολυπλοκότητας (PVDFE και SVDFE, αντίστοιχα). Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι κυρίως για τις περιπτώσεις των PVDFE εξισωτών, η διαφορά στην επίδοσή τους σε σχέση με τους πλήρη Volterra δεν είναι τόσο εμφανής. Αντίστοιχα, στην περίπτωση των SVDFE εξισωτών οι επιδόσεις τους φαίνεται να επηρεάζονται αισθητά, αλλά ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για την υλοποίηση κάθε εξισωτή μειώνεται δραματικά.



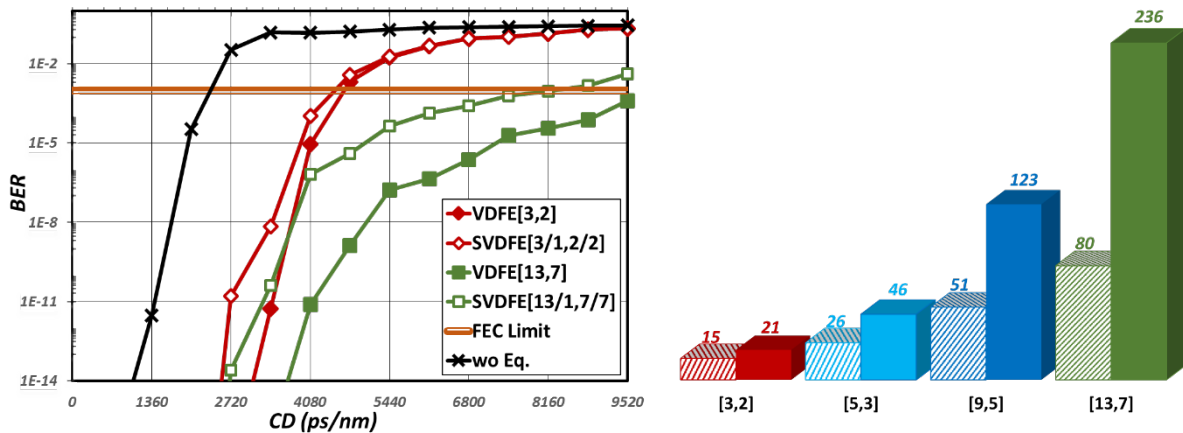
Σχήμα 5.2. Επιδόσεις PVDFE εξισωτών για σεντ παραμέτρων  $[M_f, M_b]=[3,2], [5,3], [9,5]$  και  $[13,7]$  σε NRZ-OOK σύστημα στα 10 Gb/s καθώς και (β) ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για καθέναν.



Σχήμα 5.3. Επιδόσεις SVDFE εξισωτών για σετ παραμέτρων  $[M_f, M_b] = [3, 2], [5, 3], [9, 5]$  και  $[13, 7]$  σε NRZ-OOK σύστημα στα 10 Gb/s καθώς και (β) ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται για καθέναν.

Για να προκύψει μια καλύτερη εικόνα σύγκρισης ανάμεσα σε πλήρης και μειωμένης πολυπλοκότητας εξισωτές Volterra ακολουθεί μια συνοπτική απεικόνιση επιδόσεων και πολυπλοκότητας στο Σχήμα 5.4. Στο Σχήμα 5.4(α) παρουσιάζεται η σύγκριση της επίδοσης των Volterra εξισωτών με  $[M_f, M_b] = [3, 2]$  και  $[13, 7]$  στην πλήρη (VDFE) και στην περισσότερο απλοποιημένη (SVDFE) έκδοσή τους. Αντίστοιχα, στο Σχήμα 5.4(β) βρίσκεται η σύγκριση της πολυπλοκότητας ανάμεσα στις δύο διαφορετικές μορφές Volterra εξισωτών.

Ένας πλήρους πολυπλοκότητας VDFE[3,2] εξισωτής δύναται να αντισταθμίσει ποσοστά υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς έως και 4760 ps/nm, ενώ ο αντίστοιχος SVDFE [3/1,2/2] έως και 4600 ps/nm. Στην περίπτωση του VDFE[13,7] φαίνεται να μπορούν να αντισταθμιστούν μέχρι και 9520 ps/nm χρωματικής διασποράς, ενώ οι δυνατότητες του SVDFE [13/1,7/7] φτάνουν μέχρι και την αντιστάθμισης 8160 ps/nm χρωματικής διασποράς. Όπως προκύπτει λοιπόν, οι επιδόσεις των SVDFE εξισωτών για μικρές τιμές  $[M_f, M_b]$  φαίνεται να μην παρουσιάζουν σημαντικές διαφορές σε σχέση με τις αντίστοιχες VDFE μορφές τους. Αντίθετα, για μεγαλύτερες τιμές του  $[M_f, M_b]$  η διαφορά στις επιδόσεις γίνεται περισσότερο αισθητή. Από το Σχήμα 5.4(β) προκύπτει ότι η μείωση του αριθμού των συντελεστών γίνεται σημαντική καθώς αυξάνονται οι τιμές των  $[M_f, M_b]$ , γεγονός που δικαιολογεί σε μεγάλο βαθμό και την αισθητή μείωση στις επιδόσεις των αντίστοιχων εξισωτών.



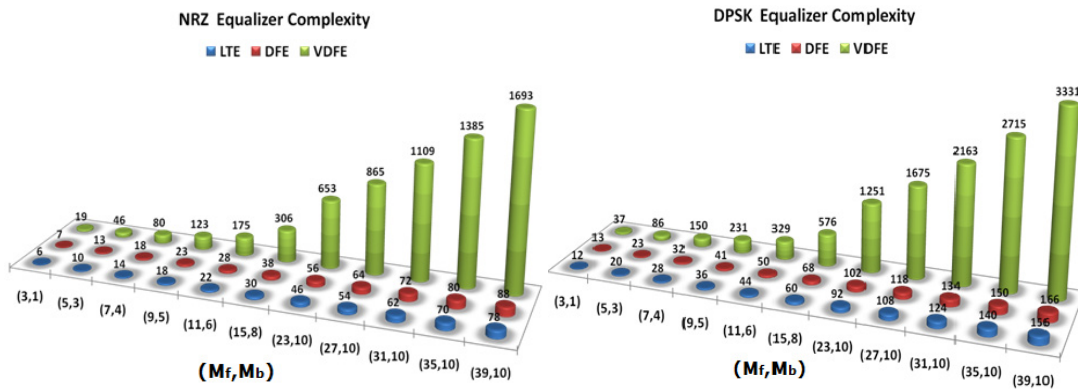
Σχήμα 5.4. (α) Επιδόσεις εξισωτών VDFE και SVDFE στην αντιστάθμιση χρωματικής διασποράς και (β) αριθμός συντελεστών για κάθε μορφή εξισωτή.

## 5.2 Διαμόρφωση Εξισωτών για ανώτερα σχήματα Διαμόρφωσης

Η ανάλυση που προηγήθηκε αφορά ηλεκτρονικούς εξισωτές που εφαρμόζονται σε συστήματα που χρησιμοποιούν NRZ-OOK σχήματα διαμόρφωσης. Η μελέτη μας όμως δεν περιορίστηκε σε τόσο απλούς τρόπους διαμόρφωσης μόνο, αλλά επεκτάθηκε και σε περισσότερο ανεπτυγμένα σχήματα διαμόρφωσης (NRZ-DPSK, NRZ-DQPSK κ.α.), που μπορούν να εφαρμοστούν σε Μητροπολιτικά



Δίκτυα (MAN). Για την εφαρμογή τους σε συστήματα τέτοιων τρόπων διαμόρφωσης, οι εξισωτές που αναφέρθηκαν πρέπει να προσαρμοστούν κατάλληλα, λαμβάνοντας υπόψη κυρίως τη διάρθρωση του δέκτη και το πλήθος των ηλεκτρικών σημάτων που θα δεχτούν ως είσοδο. Η αύξηση των εισόδων εκτοξεύει τον αριθμό των συντελεστών και συνεπώς την πολυπλοκότητα για κάθε ηλεκτρονικό εξισωτή. Το αποτέλεσμα αυτής της αύξησης απεικονίζεται στο Σχήμα 5.5 όπου παρουσιάζεται το πλήθος των συντελεστών που απαιτούνται για κάθε εξισωτή σε NRZ-OOK και NRZ-DPSK σύστημα.



Σχήμα 5.5. Αριθμός συντελεστών για διάφορα σετ παραμέτρων [Mf, Mb] με εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης σε (α) NRZ-OOK και (β) NRZ-DPSK σύστημα.

Ενδεικτικά αξίζει κανείς να παρατηρήσει ότι για την υλοποίηση ενός VDFE[9,5] εξισωτή απαιτούνται 123 συντελεστές στην περίπτωση του NRZ-OOK, ενώ αν ο ίδιος εξισωτής πρόκειται να εφαρμοστεί σε NRZ-DPSK σύστημα το πλήθος των συντελεστών που απαιτείται φτάνει στους 231 συντελεστές. Η δραματική αύξηση αυτή γίνεται εμφανέστερη τόσο στην περίπτωση μεγάλων τιμών [Mf, Mb], όσο και στην περίπτωση εφαρμογής των εξισωτών σε NRZ-DQPSK συστήματα.

Παρακάτω ακολουθεί με συνοπτικό τρόπο η τροποποίηση της ανάλυσης αλλά και της διάρθρωσης των εξισωτών για περισσότερα προχωρημένα σχήματα διαμόρφωσης.

**Εξισωτές για DPSK:**

- DFE [Mf, Mb]

$$u(n) = \sum_{k=1}^4 F_k^{L[M_f]} y_k(n) + B^{L[M_b]} (\hat{I}(n-1)) \tag{8.3}$$

με το πλήθος των συντελεστών να δίνεται από τη σχέση  $M = 4M_f + M_b$ .

- VDFE [Mf, Mb]

$$u(n) = \sum_{k=1}^4 F_k^{NL[M_f]} y_k(n) + B^{NL[M_b]} (\hat{I}(n-1)) \tag{8.4}$$

με τους γραμμικούς όρους  $F^{L[M_f]}$  και  $B^{L[M_b]}$  που περιέχονται στη σχέση [8.3] να ορίζονται ως:

$$F^{L[M_f]}(y(n)) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m y(n-m) \tag{8.5}$$

$$B^{L[M_b]}(\hat{I}(n)) = \sum_{m=1}^{M_b} b_m \hat{I}(n-m)$$

τους μη γραμμικούς  $F^{NL[M_f]}$  και  $B^{NL[M_b]}$  που εμφανίζονται στη σχέση [8.4] να ορίζονται ως:

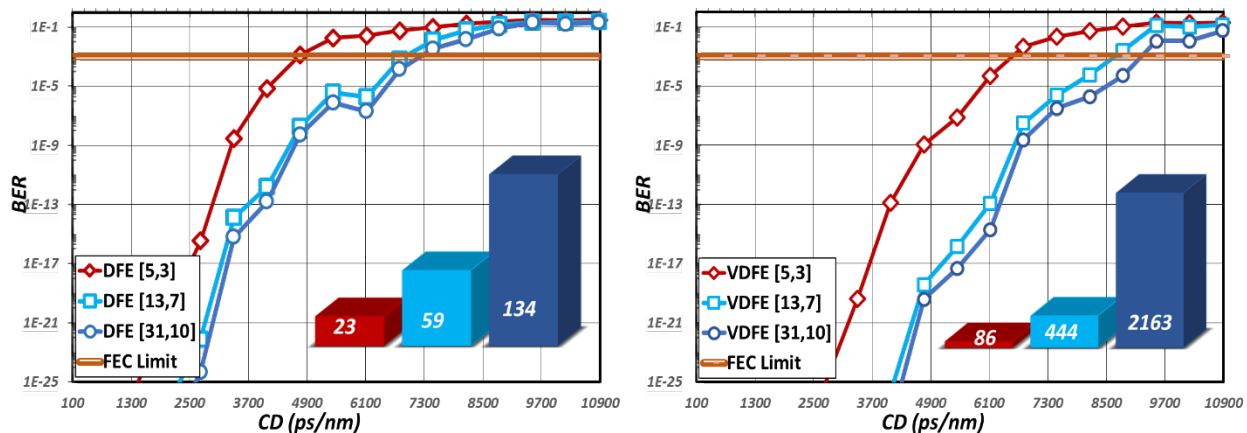
$$F^{NL[M_f]}(y(n)) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m y(n-m) + \sum_{m_1=0}^{M_f} \sum_{m_2=m_1}^{M_f-1} f_{m_1 m_2} y(n-m_1) y(n-m_2) \tag{8.6}$$

$$B^{NL[M_b]}(\hat{I}(n)) = \sum_{m_1=1}^{M_b} \sum_{m_2=m_1}^{M_b} b_{m_1 m_2} \hat{I}(n-m_1) \hat{I}(n-m_2)$$

και τα διανύσματα εισόδου,  $y_k(n)$  για την περίπτωση του DPSK να ορίζονται ως εξής:

$$[y_k(n)]_{k=1}^4 = [y_1^c(n) \quad y_2^c(n) \quad y_1^d(n) \quad y_2^d(n)] \quad [8.7]$$

με τις παραμέτρους c,d να αναφέρονται αντίστοιχα στα σήματα εισόδου που προέρχονται από τον constructive και destructive βραχίονα ενώ οι παράμετροι 1 και 2 συμβολίζουν τα δύο διαφορετικά δείγματα που οφείλονται στη μέθοδο της κλασματικής απόστασης (Fractional Spacing-FS) που εφαρμόζουμε. Το πλήθος των συντελεστών για την περίπτωση VDFE-DPSK εξισωτή δίνεται από τη σχέση  $M = 4M_f + 2M_f(M_f + 1) + M_b(M_b + 1)/2$ . Στο Σχήμα 5.6 απεικονίζονται οι επιδόσεις των DFE και VDFE εξισωτών με διάφορα σεντ παραμέτρων  $[M_f, M_b]$  για σύστημα NRZ-DPSK που λειτουργεί στα 10 Gb/s. Στις ένθετες μπάρες εντός των διαγραμμάτων επίδοσης παρουσιάζεται το πλήθος των συντελεστών που απαιτείται για την κάθε περίπτωση.



Σχήμα 5.6.Επιδόσεις (α) DFE και (β) VDFE εξισωτών καθώς και οι αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους.

Για τις περιπτώσεις των Volterra εξισωτών μειωμένης πολυπλοκότητας (PVDFE και SVDFE) η μορφή των εξισωτών τροποποιείται ως εξής:

- PVDFE  $[M_f/P_f, M_b/P_b]$

$$u(n) = \sum_{k=1}^4 F_k^{PNL[M_f/P_f]} y_k(n) + B^{PNL[M_b/P_b]} (\hat{I}(n-1)) \quad [8.8]$$

- SVDFE  $[M_f/1, M_b/P_b]$

$$u(n) = \sum_{k=1}^4 F_k^{SNL[M_f]} y_k(n) + B^{PNL[M_b/P_b]} (\hat{I}(n-1)) \quad [8.9]$$

με τους μη γραμμικούς όρους  $F^{PNL[M_f/P_f]}$  και  $B^{PNL[M_b/P_b]}$  να ορίζονται ως:

$$F^{PNL[M_f/P_f]}(y(n)) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m y(n-m) + \sum_{m_1=0}^{P_f-1} \sum_{m_2=m_1}^{M_f-1} f_{m_1 m_2} y(n-m_1) y(n-m_2) \quad [8.10]$$

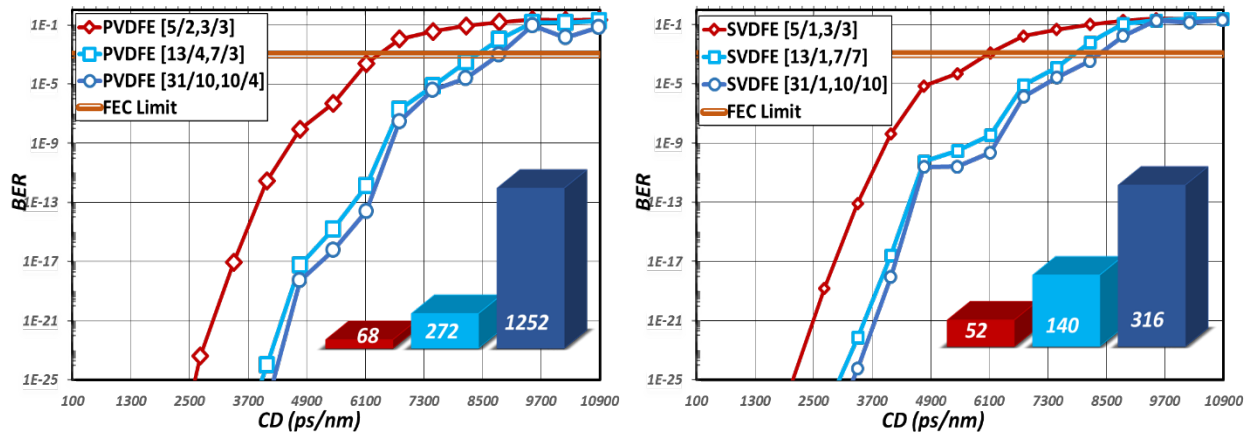
$$B^{PNL[M_b/P_b]}(\hat{I}(n)) = \sum_{m_1=1}^{P_b} \sum_{m_2=m_1}^{M_b} b_{m_1 m_2} \hat{I}(n-m_1) \hat{I}(n-m_2)$$

και για την ειδική περίπτωση του SVDFE ο όρος  $F^{SNL[M_f]}$  να ορίζεται ως:

$$F^{SNL[M_f]}(y(n)) = \sum_{m=0}^{M_f-1} f_m y(n-m) + \sum_{m_1=0}^{M_f-1} f_{m_1 0} y^2(n-m_1) = F^{PNL[M_f/1]} \quad [8.11]$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι τόσο το πλήθος όσο και ο ορισμός των διανυσμάτων εισόδου  $y_k(n)$  παραμένει ο ίδιος, όπως έχει αναφερθεί στη Σχέση [8.7]. Στην περίπτωση του PVDFE εξισωτή ο αριθμός συντελεστών δίνεται από  $M = 4M_f + 2P_f(2M_f - P_f + 1) + P_b(2M_b - P_b + 1)/2$ , ενώ για τον

SVDFE το πλήθος τους δίνεται από  $M = 8M_f + P_b(2M_b - P_b + 1)/2$ . Στο Σχήμα 5.7 απεικονίζονται οι επιδόσεις των PVDFE και SVDFE εξισωτών με διάφορα σετ παραμέτρων  $[M_f, M_b]$  για σύστημα NRZ-DPSK που λειτουργεί στα 10 Gb/s. Στις ένθετες μπάρες εντός των διαγραμμάτων επίδοσης παρουσιάζεται ξανά το πλήθος των συντελεστών που απαιτείται για την κάθε περίπτωση.



Σχήμα 5.7. Επιδόσεις (α) PVDFE και (β)SVDFE εξισωτών καθώς και οι αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους.

**Εξισωτές για DQPSK:**

- DFE  $[M_f, M_b]$

$$u_l(n) = \sum_{k=1}^8 F_{kl}^{L[M_f]} y_k(n) + \sum_{k=1}^2 B_k^{L[M_b]} (\hat{I}(n-1)) \quad [8.12]$$

- VDFE  $[M_f, M_b]$

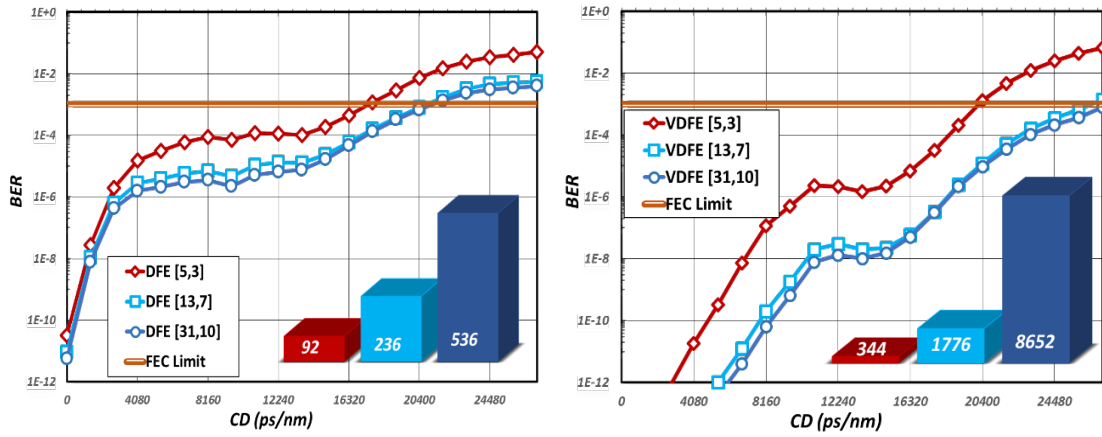
$$u_l(n) = \sum_{k=1}^8 F_{kl}^{NL[M_f]} y_k(n) + \sum_{k=1}^2 B_k^{NL[M_b]} (\hat{I}(n-1)) \quad [8.13]$$

με τους γραμμικούς όρους  $F^{L[M_f]}$ ,  $B^{L[M_b]}$  να παραμένουν ίδιοι όπως έχουν οριστεί από τη σχέση [8.5] και τους μη γραμμικούς όρους  $F^{NL[M_f]}$ ,  $B^{NL[M_b]}$  όπως έχουν οριστεί από τη σχέση [8.6]. Η παράμετρος  $l$  που έχει εισαχθεί στις σχέσεις [8.12] και [8.13] χρησιμοποιείται για να διαχωρίσει την in-phase από το quadrature έξοδο του ηλεκτρονικού εξισωτή.

Στην περίπτωση του DQPSK, τροποποιείται το πλήθος των σημάτων εισόδου και έτσι το διάνυσμα  $y_k(n)$  καταλήγει στην παρακάτω μορφή:

$$[y_k(n)]_{k=1}^8 = [y_1^{ic}(n) \ y_2^{ic}(n) \ y_1^{id}(n) \ y_2^{id}(n) \ y_1^{qc}(n) \ y_2^{qc}(n) \ y_1^{qd}(n) \ y_2^{qd}(n)] \quad [8.14]$$

όπου οι παράμετροι  $c, d$  αναφέρονται αντίστοιχα στα σήματα εισόδου του constructive και destructive βραχίονα, οι παράμετροι  $1, 2$  συμβολίζουν τα δύο διαφορετικά δείγματα (εξαιτίας του FS) και τα  $i, q$  στα σήματα εισόδου που προέρχονται από το in-phase και quadrature τμήμα του δέκτη. Στο Σχήμα 5.8 απεικονίζονται οι επιδόσεις των DFE και VDFE εξισωτών με διάφορα σετ παραμέτρων  $[M_f, M_b]$  για σύστημα NRZ-DQPSK που λειτουργεί στα 10 Gb/s.



Σχήμα 5.8. Επιδόσεις (α) DFE και (β) VDFE εξισωτών καθώς και οι αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους.

Για την περίπτωση των Volterra εξισωτών μειωμένης πολυπλοκότητας σε DQPSK η έξοδος των ηλεκτρονικών εξισωτών περιγράφεται ως :

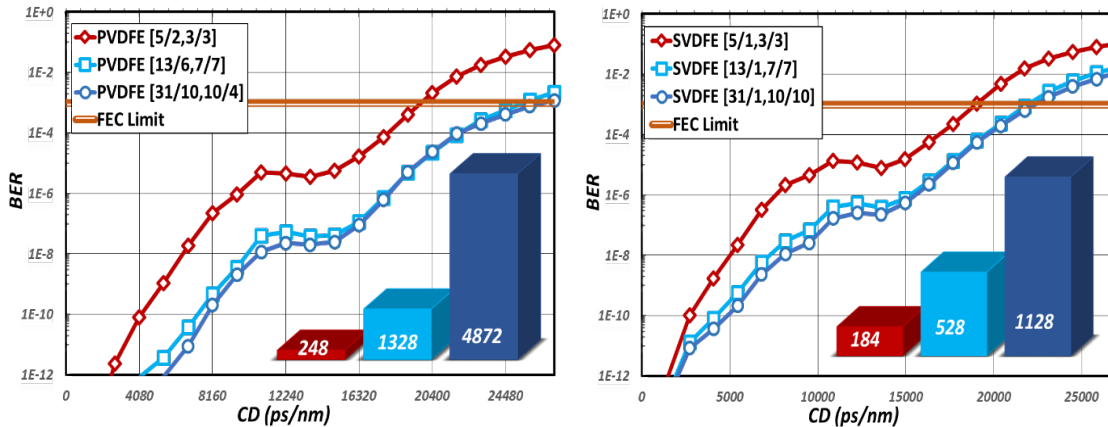
- PVDVE [M<sub>f</sub>/P<sub>f</sub>, M<sub>b</sub>/P<sub>b</sub>]

$$u_l(n) = \sum_{k=1}^8 F_{kl}^{PNL[M_f/P_f]} y_k(n) + \sum_{k=1}^2 B_k^{PNL[M_b/P_b]} (\hat{I}(n-1)) \quad [8.15]$$

- SVDFE [M<sub>f</sub>/1, M<sub>b</sub>/P<sub>b</sub>]

$$u_l(n) = \sum_{k=1}^8 F_{kl}^{SNL[M_f]} y_k(n) + \sum_{k=1}^2 B_k^{PNL[M_b/P_b]} (\hat{I}(n-1)) \quad [8.16]$$

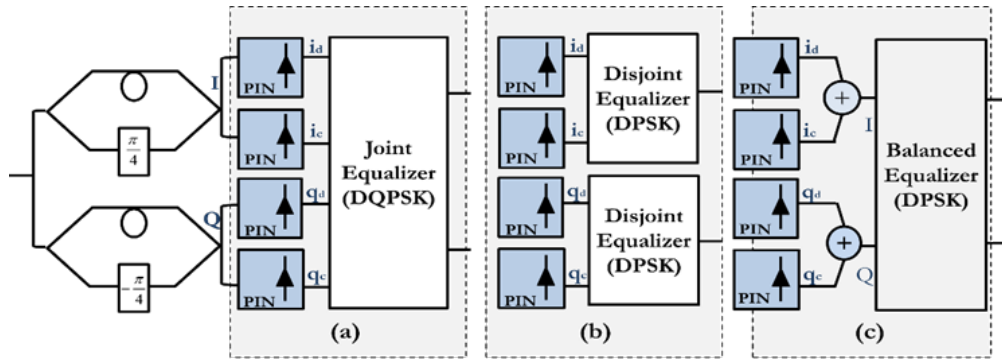
με τους όρους  $F_{kl}^{PNL[M_f/P_f]}$ ,  $B_k^{PNL[M_b/P_b]}$  και  $F_{kl}^{SNL[M_f]}$  να παραμένουν όπως έχουν οριστεί από τις σχέσεις [8.10] και [8.11], αντίστοιχα.



Σχήμα 5.9. Επιδόσεις (α) PVDVE και (β) SVDFE εξισωτών καθώς και οι αντίστοιχες πολυπλοκότητές τους.

Ωστόσο, οι τέσσερις διαφορετικές έξοδοι ενός NRZ-DQPSK δέκτη μας δίνουν τη δυνατότητα για μελέτη και διερεύνηση των επιδόσεων περισσότερων σχημάτων εξίσωσης. Οι διαφορετικοί τρόποι διάρθρωσης των ηλεκτρονικών εξισωτών παρουσιάζονται συνοπτικά στο Σχήμα 5.10 (χωρίς να λαμβάνεται υπόψη το FS). Πιο συγκεκριμένα, στην ανάλυση που προηγήθηκε έχουμε αναφερθεί σε εξισωτές στους οποίους εισάγεται το διάνυσμα που περιγράφεται στη σχέση [8.14] με πλήθος 8 σημάτων εισόδου (με FS) και 2 σημάτων εξόδου (μια έξοδο για το in-phase και μια για το quadrature). Αυτό το σχήμα εξίσωσης, που αποτελείται από έναν εξισωτή 8x2, θα ονομάζεται στο εξής ως *joint* σενάριο εξίσωσης [184] και απεικονίζεται στο Σχήμα 5.10(α).





Σχήμα 5.10. Τύποι διάρθρωσης εξισωτών για NRZ-DQPSK σύστημα.

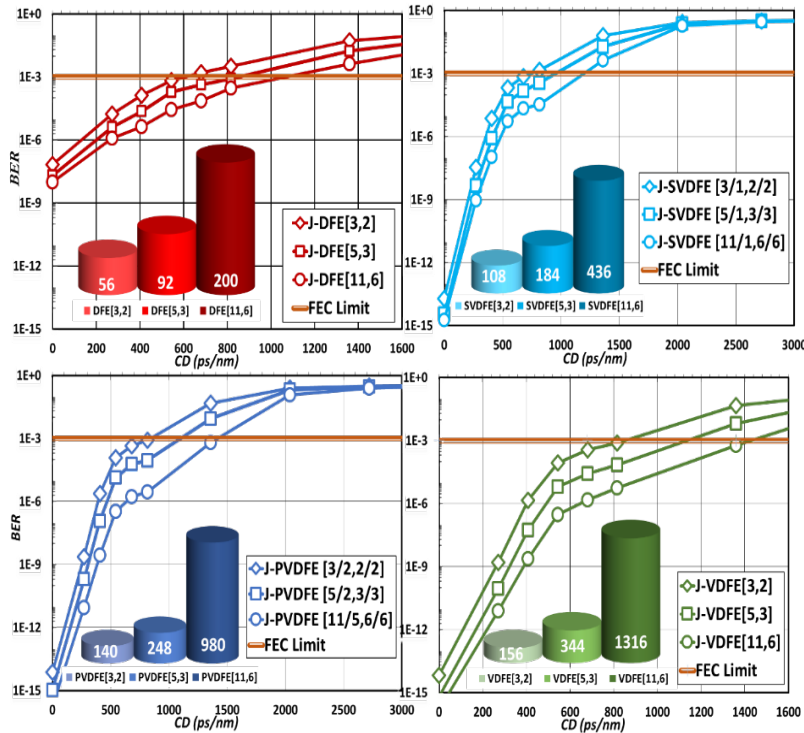
Οι εναλλακτικές διαρθρώσεις εξίσωσης ωστόσο δεν περιορίζονται απλώς στη joint εκδοχή τους. Για παράδειγμα, μπορούν να χρησιμοποιηθούν 2 εξισωτές 4x1, όπου ο ένας θα είναι υπεύθυνος για την αντιστάθμιση του I και ο άλλος και την αντιστάθμιση του Q καναλιού. Στο συγκεκριμένο σχήμα εξίσωσης κάθε ένας από τους εξισωτές που χρησιμοποιούνται εμπίπτει στην κατηγορία του DPSK εξισωτή ενώ στο εξής η διάρθρωση αυτή θα ονομάζεται *disjoint* σενάριο (Σχήμα 5.10(β)). Αντίστοιχα ένα ακόμα σενάριο εξίσωσης είναι αυτό της *balanced* διάρθρωσης, σύμφωνα με το οποίο καταλήγουμε στη χρήση ενός εξισωτή 4x2, αφού για κάθε κανάλι αφαιρούνται μεταξύ τους τα *constructive* και *destructive* ηλεκτρικά σήματα πριν αποτελέσουν είσοδο για τον υπό μελέτη εξισωτή (Σχήμα 5.10(γ)).

Όλες οι διαρθρώσεις που αναλύθηκαν δύναται να εφαρμοστούν σε κάθε μορφής εξισωτή (DFE, VDFE, PVDFE και) και για να γίνεται ευκολότερα ο διαχωρισμός τους από δω και στο εξής οι εξισωτές DQPSK συστημάτων θα φέρουν το χαρακτηριστικό J-/ DJ-/B- ανάλογα με το σενάριο διάρθρωσης που έχει ακολουθηθεί (joint/disjoint ή balanced, αντίστοιχα). Στον πίνακα που ακολουθεί (Πίνακας 5.1) παρουσιάζονται συνοπτικά οι πολυπλοκότητες για κάθε έναν από αυτούς.

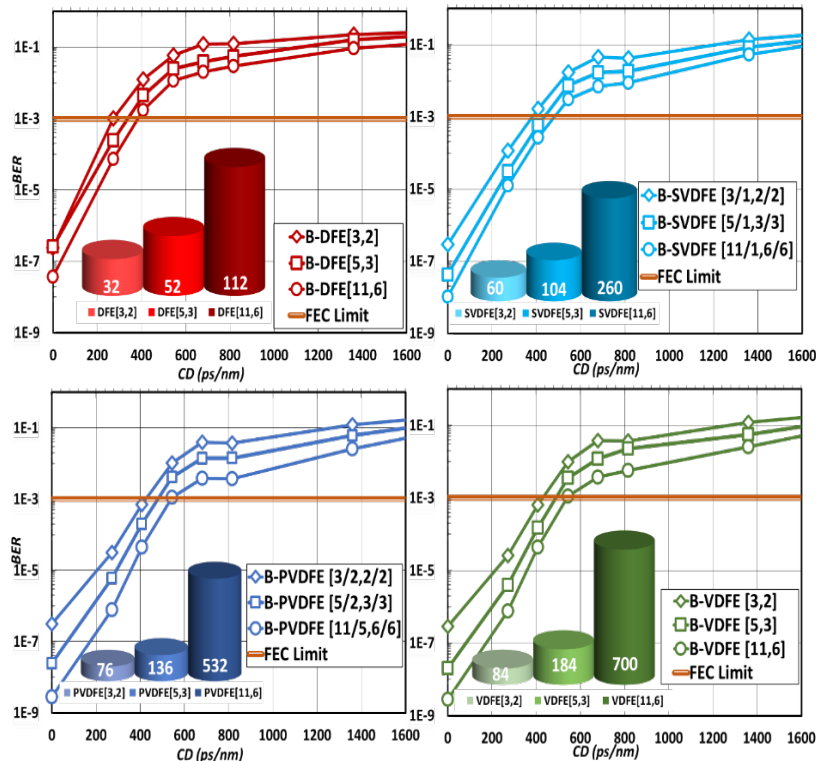
Πίνακας 5.1. Πολυπλοκότητες-αριθμός συντελεστών για κάθε σενάριο διάρθρωσης και εξισωτή.

| <i>Joint Διάρθρωση</i>               |   |
|--------------------------------------|---|
| $J\text{-DFE} [M_f, M_b]$            | $16M_f + 4M_b$  |
| $J\text{-VDFE} [M_f, M_b]$           | $16M_f + 8M_f(M_f + 1) + 2M_b(M_b + 1)$               |
| $J\text{-PVDFE} [M_f/P_f, M_b/P_b]$  | $16M_f + 8P_f(2M_f - P_f + 1) + 2P_b(2M_b - P_b + 1)$ |
| $J\text{-SVDFE} [M_f/1, M_b/P_b]$    | $32M_f + 2P_b(2M_b - P_b + 1)$                        |
| <i>Balanced Διάρθρωση</i>            |   |
| $BJ\text{-DFE} [M_f, M_b]$           | $8M_f + 4M_b$   |
| $BJ\text{-VDFE} [M_f, M_b]$          | $8M_f + 4M_f(M_f + 1) + 2M_b(M_b + 1)$                |
| $BJ\text{-PVDE} [M_f/P_f, M_b/P_b]$  | $8M_f + 4P_f(2M_f - P_f + 1) + 2P_b(2M_b - P_b + 1)$  |
| $BJ\text{-SVDFE} [M_f/1, M_b/P_b]$   | $16M_f + 2P_b(2M_b - P_b + 1)$                        |
| <i>Disjoint Διάρθρωση</i>            |   |
| $DJ\text{-DFE} [M_f, M_b]$           | $8M_f + 2M_b$   |
| $DJ\text{-VDFE} [M_f, M_b]$          | $8M_f + 4M_f(M_f + 1) + M_b(M_b + 1)$                 |
| $DJ\text{-PVDFE} [M_f/P_f, M_b/P_b]$ | $8M_f + 4P_f(2M_f - P_f + 1) + P_b(2M_b - P_b + 1)$   |
| $DJ\text{-SVDFE} [M_f/1, M_b/P_b]$   | $16M_f + P_b(2M_b - P_b + 1)$                         |

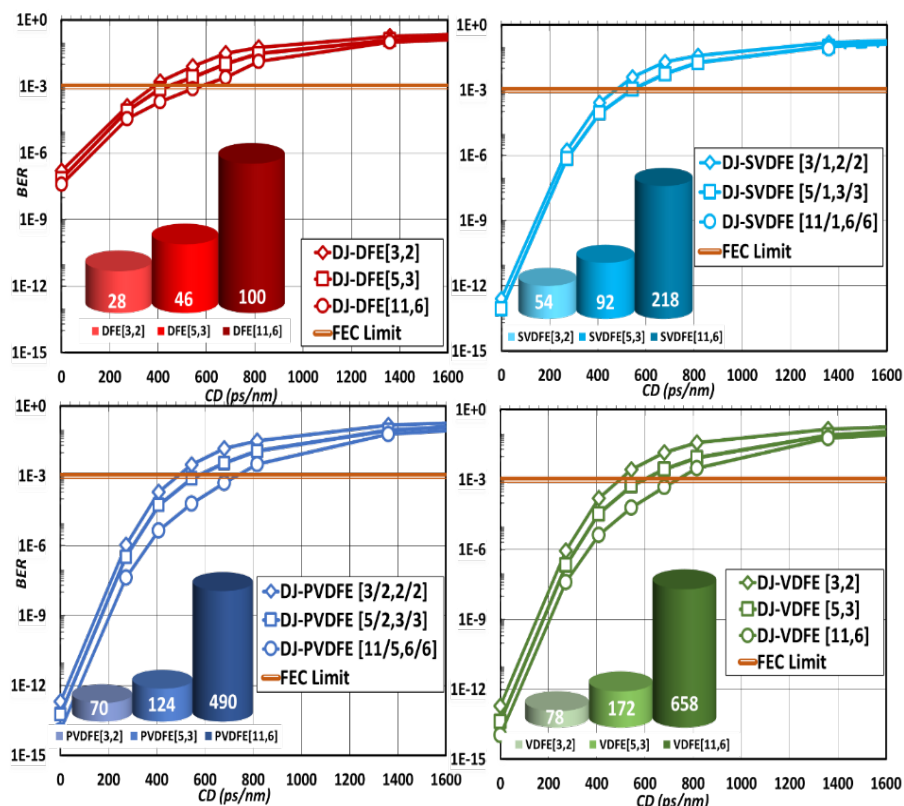
Στο γραφήματα που ακολουθούν παρουσιάζονται συνοπτικά η βελτίωση των επιδόσεων ανά διάρθρωση και ανά τύπο εξισωτή για Joint (Σχήμα 5.11), Disjoint (Σχήμα 5.12) και Balanced διαρθρώσεις (Σχήμα 5.13). Αναλυτικότερα, οι επιδόσεις όλων αυτών των διαφορετικών σχημάτων εξίσωσης για την περίπτωση του DQPSK παρουσιάζονται στο 6.1 Κεφάλαιο.



Σχήμα 5.11.Επιδόσεις και πολυπλοκότητες (α) DFE, (β) SVDFFE, (γ) PVDFFE και (δ) VDFE εξισωτών με Joint διάρθρωση για διάφορα  $[M_f, M_b]$  σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.



Σχήμα 5.12. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες (α) DFE, (β) SVDFFE, (γ) PVDFFE και (δ) VDFE εξισωτών με Balanced διάρθρωση για διάφορα  $[M_f, M_b]$  σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.



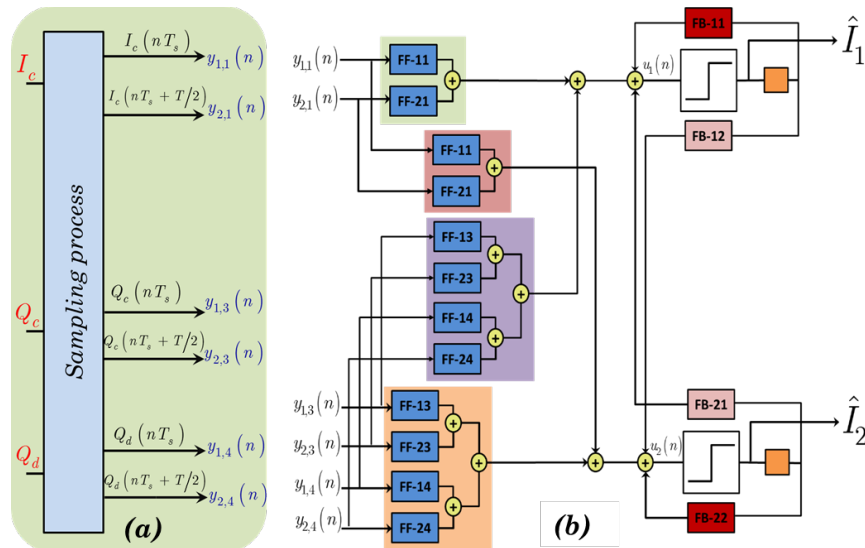
Σχήμα 5.13. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες (α) DFE, (β) SVDFE, (γ) PVDFE και (δ) VDFE εξισωτών με Disjoint διάρθρωση για διάφορα  $[M_f, M_b]$  σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.

Στο σημείο αυτό αξίζει να σημειωθεί ότι στις πιθανές διαρθρώσεις εξετάστηκε και η εκδοχή του *disjoint balanced* σεναρίου, σύμφωνα με το οποίο χρησιμοποιούνται 2 εξισωτές 1x1 (ένας για κάθε κανάλι). Κάθε τέτοιας μορφής εξισωτής δέχεται ως είσοδο την αφαίρεση των *constructive* και *destructive* σημάτων από κάθε κανάλι (I και Q). Οι επιδόσεις αυτού του είδους εξισωτών ήταν συγκρίσιμες με τις επιδόσεις χωρίς τη χρήση ηλεκτρονικής αντιστάθμισης και για το λόγο αυτό παραλείπονται από την ανάλυση και τα αποτελέσματα που θα ακολουθήσουν.

Ο συνδυασμός της καλής επίδοσης με τη σχετικά χαμηλή πολυπλοκότητα του εκάστοτε εξισωτή αποτελεί επί της ουσίας ένα από τα ουσιαστικότερα ζητήματα σχεδιασμού μια οπτική ζεύξης μετάδοσης. Ωστόσο, ο συνδυασμός αυτός δεν είναι πάντα εφικτός καθώς όπως προέκυψε και από το Σχήμα 5.12 οι χαμηλής πολυπλοκότητας *balanced* εξισωτές εμφανίζουν επιδόσεις αρκετά χαμηλότερες σε σχέση με τους αντίστοιχους εξισωτές *joint* διάρθρωσης. Έτσι στην παρούσα μελέτη και υποκινούμενοι από προηγούμενες έρευνες που αφορούν τις επιδόσεις των *balanced* εξισωτών σε DPSK και DQPSK διαμορφωμένα σήματα, εισάγεται μια νέα διάρθρωση εξίσωσης στην οποία χρησιμοποιείται μόνο ένα τμήμα των διαθέσιμων ηλεκτρικών σημάτων και στο εξής θα ονομάζεται *από κοινού και εν μέρει διάρθρωση* (*partially joint configuration*). Στη συγκεκριμένη διάρθρωση εξίσωσης είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν τα ηλεκτρικά σήματα που παράγονται από τις φωτοδιόδους του DQPSK οπτικού δέκτη σε τέσσερις πιθανούς διαφορετικούς συνδυασμούς:  $(I_c, Q_c, Q_d)$ ,  $(I_d, Q_c, Q_d)$ ,  $(I_c, I_d, Q_c)$  και  $(I_c, I_d, Q_d)$  και έτσι από δω και στο εξής κάθε τέτοιας μορφής εξισωτής θα ορίζεται βάσει του σήματος το οποίο αγνοείται (π.χ. VDFE  $[M_f, M_b]$ - $I_c$ , σε περίπτωση που αγνοείται το *constructive* σήμα του I καναλιού κ.ο.κ.). Σε αυτή την προτεινόμενη διάρθρωση η κάθε τριπλέτα των χρησιμοποιούμενων σημάτων αντιστοιχίζεται σε έξι διαθέσιμα σήματα προς επεξεργασία από τον εκάστοτε εξισωτή εξαιτίας της μεθόδου της κλασματικής απόστασης ενώ παρέχεται 25% μικρότερη πολυπλοκότητα από αυτή της αντίστοιχης *joint* εκδοχής.

Στο Σχήμα 5.14 απεικονίζονται τα ηλεκτρικά σήματα πριν και μετά τη διαδικασία της δειγματοληψίας μέσω FS αλλά και το διάγραμμα ροής ενός VDFE  $[M_f, M_b]$ - $I_d$  εξισωτή η λειτουργία του οποίου περιγράφεται ως εξής ( $l = 0,1$ ):

$$\begin{aligned}
 u_l(n) = & \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^3 \sum_{m=0}^{M_f-1} f_{i,m}^{k,l} y_{i,k}(n-m) + \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^3 \sum_{m_1=1}^{M_f-1} \sum_{m_2=m_1}^{M_f-1} f_{i,m_1,m_2}^{k,l} y_{i,k}(n-m_1) y_{i,k}(n-m_2) + \\
 & + \sum_{i=1}^2 \sum_{m_1=1}^{M_b} \sum_{m_2=m_1}^{M_b} b_{i,m_1,m_2}^l \hat{I}_i(n-m_1) \hat{I}_i(n-m_2)
 \end{aligned} \quad [8.17]$$



Σχήμα 5.14. Σχηματική αναπαράσταση (α) των σημάτων που χρησιμοποιούνται και (β) Signal Flow Graph του προτεινόμενου partially joint DQPSK VDFE  $[M_f, M_b]$ - $I_d$ .

Αντίστοιχα για την περίπτωση του partially joint SVDFE  $[M_f, M_b]$ -Id εξισωτή θα ισχύει ότι ( $l = 0,1$ ):

$$\begin{aligned}
 u_l(n) = & \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^3 \sum_{m=0}^{M_f-1} f_{i,m}^{k,l} y_{i,k}(n-m) + \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^3 \sum_{m_1=1}^{M_f-1} f_{i,m_1,m_1}^{k,l} y_{i,k}^2(n-m_1) + \\
 & + \sum_{i=1}^2 \sum_{m_1=1}^{M_b} \sum_{m_2=m_1}^{M_b} b_{i,m_1,m_2}^l \hat{I}_i(n-m_1) \hat{I}_i(n-m_2)
 \end{aligned} \quad [8.18]$$

Οι πολυπλοκότητες των δύο partially joint εξισωτών που περιγράφονται από τις Σχέσεις [8.17] και [8.18] παρουσιάζονται συνοπτικά στον Πίνακα 5.2

Πίνακας 5.2. Πολυπλοκότητες Εξισωτών Partially Joint Διάρθρωσης.

| Partially Joint Διάρθρωση   |   |
|-----------------------------|---|
| PJ-VDFE $[M_f, M_b]$        | $12M_f + 6M_f(M_f + 1) + 2M_b(M_b + 1)$ |
| PJ-SVDFE $[M_f/1, M_b/P_b]$ | $24M_f + 2M_b(M_b + 1)$                 |

Εκτός από την φανερή μείωση της πολυπλοκότητας που προσφέρει, πρέπει να σημειωθεί ότι η partially joint διάρθρωση βελτιώνει αισθητά και την αριθμητική συμπεριφορά (numerical behavior) του εξισωτή σε σχέση με τον αντίστοιχο joint εξισωτή. Στην περίπτωση της joint διάρθρωσης φαίνεται οι επιδόσεις να είναι εμφανώς βελτιωμένες αφού εξαιτίας της χρήσης όλων των διαθέσιμων ηλεκτρικών σημάτων μεγιστοποιείται η διαφορικότητα (diversity) των σημάτων προς επεξεργασία. Θεωρητικά σε ένα DQPSK σύστημα όπου χρησιμοποιούνται ιδανικές, όμοιες και χωρίς θόρυβο φωτοдиодοι τα τέσσερα προκύπτοντα ηλεκτρικά σήματα είναι γραμμικά εξαρτημένα (linear dependent) μεταξύ τους και ισχύει ότι:

$$I_c + I_d - Q_c - Q_d = 0 \quad [8.19]$$

Ωστόσο, σε ένα ρεαλιστικό DQPSK σύστημα η ύπαρξη θορύβου καθιστά τα διαφορετικά ηλεκτρικά σήματα που προκύπτουν από τις τέσσερις φωτοдиодους οριακά γραμμικά εξαρτημένα μεταξύ τους με τη Σχέση [8.19] να παίρνει τη μορφή:



$$I_c + I_d - Q_c - Q_d = n(t) \quad [8.20]$$

όπου η παράμετρος  $n(t)$  αντιπροσωπεύει τη συνεισφορά του θορύβου και από τις τέσσερις φωτοδιόδους. Στην ιδιαίτερη περίπτωση όπου η συνεισφορά αυτή είναι πολύ μικρότερη από τα ηλεκτρικά σήματα χειροτερεύει αισθητά η αριθμητική συμπεριφορά του αλγορίθμου που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των παραμέτρων ενός εξισωτή, οδηγώντας έτσι στην ανάγκη επίλυσης ενός *κακώς συμπεριφερόμενου* (ill-conditioning) προβλήματος. Η προτεινόμενη partially joint διάρθρωση κατορθώνει να ξεπεράσει αυτό το σημαντικό ζήτημα καθώς χρησιμοποιούνται μόνο τρία από τα τέσσερα διαθέσιμα ηλεκτρικά σήματα. Αξίζει να σημειωθεί ότι η κατάσταση των πινάκων που συμμετέχουν στον υπολογισμό των παραμέτρων ενός εξισωτή μετρήθηκε με τη βοήθεια προσομοιώσεων μέσω της μετρικής *condition number*, η οποία καθορίζει σε μεγάλο βαθμό την αριθμητική ακρίβεια της επίλυσης που προσφέρει ο εκάστοτε αλγόριθμος. Πιο συγκεκριμένα, βρέθηκε ότι το condition number των πινάκων για την περίπτωση joint εξισωτών παίρνει τιμές από  $10^6$  έως  $10^{10}$ , ενώ για partially joint εξισωτές η τιμή αυτή μειώνεται αισθητά στο  $10^3$ .

Με σκοπό την πλήρη διερεύνηση όλων των πιθανών partially joint εκδοχών, μελετήθηκε και η πιο εκφυλισμένη μορφή τους όπου αγνοήθηκαν δύο από τα τέσσερα ηλεκτρικά σήματα, ένα από το I και ένα από το Q κανάλι. Εξαιτίας του γεγονότος ότι οι επιδόσεις τους ήταν εξαιρετικά χαμηλές τα αποτελέσματα τους βρίσκονται στο Παράρτημα 10.4 και συγκρίνονται αποκλειστικά με τις αντίστοιχες balanced εναλλακτικές, καθώς φέρουν συγκρίσιμες τιμές πολυπλοκότητας.

### 5.3 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Όπως προέκυψε από την μελέτη που προηγήθηκε στο Κεφάλαιο 4.4 το κόστος υλοποίησης ενός VDFE εξισωτή αυξάνει σημαντικά ακόμα για όχι ιδιαίτερα μεγάλες τιμές του των  $[M_F, M_B]$ , οδηγώντας σε απαγορευτικές απαιτήσεις σε επίπεδο hardware, ιδίως όταν απαιτούνται εξισωτές υψηλών επιδόσεων. Έτσι για να αντιμετωπιστεί το ζήτημα της μεγάλης πολυπλοκότητας εφαρμόστηκαν τεχνικές *περιοχής* (pruning) στον πυρήνα Volterra καταλήγοντας έτσι σε μια απλοποιημένη μορφή VDFE εξισωτή που αναφέρεται ως PVDFE. Παρά γεγονός ότι μέσω της συγκεκριμένης μεθόδου περιοχής το κόστος υλοποίησης των εξισωτών μειώθηκε σημαντικά, οι επιδόσεις τους επηρεάστηκαν ελάχιστα, αφού αγνοήθηκαν τμήματα του αγνοήθηκαν τμήματα του πυρήνα που φάνηκε πως συνεισφέρουν ελάχιστα στη συνολική επίδοση. Έτσι εισήχθη μια ακόμη νέα εκφυλισμένη μορφή Volterra εξισωτή, η οποία φέρει την ελάχιστη δυνατή τιμή πολυπλοκότητας και αναφέρεται ως SVDFE. Αν και οι SVDFE εξισωτές παρουσιάζουν μειωμένες επιδόσεις, παραμένουν σαφώς καλύτεροι από τους DFE εξισωτές παρέχοντας έναν πολύ καλό συνδυασμό επίδοσης και πολυπλοκότητας.

Το κόστος υλοποίησης του εκάστοτε εξισωτή όμως δεν εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τις παραμέτρους  $M_F$  και  $M_B$  αλλά και από τον τρόπο διαμόρφωσης που χρησιμοποιεί το οπτικό σύστημα στο οποίο εφαρμόζεται. Ξεπερνώντας τον παραδοσιακό τρόπο διαμόρφωσης NRZ-OOK, τόσο το DPSK όσο και το DQPSK στο δέκτη αποτελούνται από περισσότερα από ένα σήματα (constructive/destructive, I κανάλι/Q κανάλι). Η πληθώρα των διαθέσιμων σημάτων σε συνδυασμό με τη χρήση της κλασματικής απόστασης αυξάνει δραματικά την πολυπλοκότητα των εξισωτών. Έτσι με σκοπό την αναλυτικότερη διερεύνηση του βέλτιστου συνδυασμού επίδοσης και κόστους υλοποίησης στην περίπτωση οπτικών συστημάτων που χρησιμοποιούνται περισσότερο προχωρημένοι τρόποι διαμόρφωσης (DPSK, DQPSK) διερευνήθηκαν και όλες οι πιθανές διαφορετικές διαρθρώσεις εξισωτών. Πιο συγκεκριμένα για την περίπτωση του DPSK ερευνήθηκε η balanced διάρθρωση σύμφωνα με την οποία για την εξίσωση χρησιμοποιήθηκε το σήμα που προκύπτει από την αφαίρεση του constructive και destructive σήματος του δέκτη (balanced receiver), αλλά και η περίπτωση της joint διάρθρωσης σύμφωνα με την οποία για την εξίσωση χρησιμοποιήθηκαν και τα δύο σήματα του δέκτη ταυτόχρονα.

Αντίστοιχα, για την περίπτωση του DQPSK τρόπου διαμόρφωσης, εκτός της balanced και της joint εξετάστηκε και η disjoint διάρθρωση εξίσωσης, όπου για κάθε κανάλι (I ή Q) εφαρμόστηκε ένας εξισωτής DPSK μορφής.

Αξίζει να αναφερθεί ότι όσον αφορά την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς οι εξισωτές joint διάρθρωσης παρουσίασαν τις υψηλότερες επιδόσεις, με τους balanced και τους disjoint να ακολουθούν διαδοχικά. Οι υψηλές επιδόσεις των joint εξισωτών πρέπει να σημειωθεί ωστόσο ότι συνοδεύονται από μεγάλο κόστος πολυπλοκότητας και έτσι η εφαρμογή τους σε ένα ρεαλιστικό οπτικό σύστημα απαιτεί τη χρήση pruning τεχνικών. Στην παρούσα μελέτη και υποκινούμενοι από προηγούμενες έρευνες που αφορούν τις επιδόσεις των balanced εξισωτών τόσο σε DPSK όσο και DQPSK διαμορφωμένα σήματα, εισήχθη μια νέα διάρθρωση εξίσωσης στην οποία χρησιμοποιείται μόνο ένα τμήμα των διαθέσιμων ηλεκτρικών σημάτων και ονομάζεται partially joint configuration. Σύμφωνα με τη συγκεκριμένη διάρθρωση εξίσωσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην εξίσωση τα ηλεκτρικά σήματα σε τέσσερις πιθανούς διαφορετικούς συνδυασμούς:  $(I_c, Q_c, Q_d)$ ,  $(I_d, Q_c, Q_d)$ ,  $(I_c, I_d, Q_c)$  και  $(I_c, I_d, Q_d)$ , αγνοώντας κάθε φορά ένα από τα τέσσερα διαθέσιμα ηλεκτρικά σήματα. Εκτός από την φανερή μείωση της πολυπλοκότητας που προσφέρει (25% μικρότερη), πρέπει να σημειωθεί ότι η partially joint διάρθρωση βελτιώνει αισθητά και την αριθμητική συμπεριφορά του εξισωτή σε σχέση με τον αντίστοιχο joint εξισωτή. Πιο συγκεκριμένα φάνηκε να βελτιώνει αισθητά την κατάσταση των πινάκων που συμμετέχουν στον υπολογισμό των παραμέτρων ενός εξισωτή, αυξάνοντας έτσι σε μεγάλο βαθμό την αριθμητική ακρίβεια της επίλυσης.

## 6

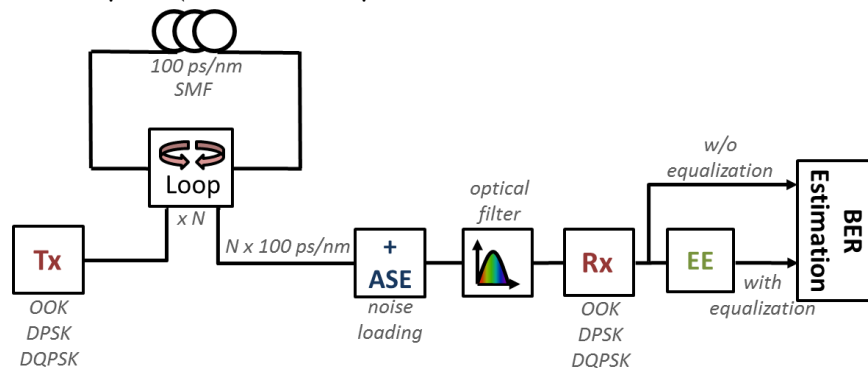
Μελέτη Επιδόσεων  
Ρεαλιστικών Οπτικών  
Συστημάτων

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί παρουσιάζεται η σύγκριση στις επιδόσεις διαφόρων ηλεκτρονικών εξισωτών για διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης. Σε πρώτο βήμα η σύγκριση γίνεται μέσω της μετρικής του απαιτούμενου σηματοθορυβικού λόγου (*required OSNR-rOSNR*) που χρειάζεται κάθε διαφορετικό σχήμα εξίσωσης ώστε να αντισταθμίσει ποσοστά υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς επιτυγχάνοντας συγκεκριμένο BER. Τα αποτελέσματα αυτής της πειραματικής διαδικασίας δε σχετίζονται τόσο με το οπτικό σύστημα μετάδοσης, αλλά παρουσιάζονται για να προσδώσουν μια εκτίμηση των επιδόσεων και της πολυπλοκότητας περισσότερο από αλγοριθμική σκοπιά.

Ο σηματοθορυβικός λόγος (*Optical Signal to Noise Ratio - OSNR*) αποτελεί μια σημαντική παράμετρο υπολογισμού των επιδόσεων ενός οπτικού συστήματος μετάδοσης και ορίζεται ως:

$$OSNR|_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{ch}}{B_{ASE} W_{ASE}} \right) \quad [10.1]$$

όπου  $P_{ch}$  είναι η ισχύς του καναλιού,  $B_{ASE}$  το εύρος ζώνης μέτρησης του ASE θορύβου (εδώ θεωρούμε  $B_{ASE} = 0,1nm$ ) και  $W_{ASE}$  η φασματική πυκνότητα ισχύος (*power spectral density - PSD*) του προστιθέμενου ASE θορύβου και στις δύο πολώσεις. Η μεταβολή του OSNR οδηγεί σε αλλαγή και της παραμέτρου BER του ληφθέντος σήματος, η οποία αποτελεί και τον προσφιλέστερο τρόπο υπολογισμού της επίδοσης ενός οπτικού συστήματος. Με τον τρόπο αυτό ο απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος (*rOSNR*) για συγκεκριμένο BER (στην περίπτωση μας BER=10<sup>-3</sup>), μας προσφέρει ένα εναλλακτικό μέτρο επίδοσης για κάθε ηλεκτρονικό εξισωτή.

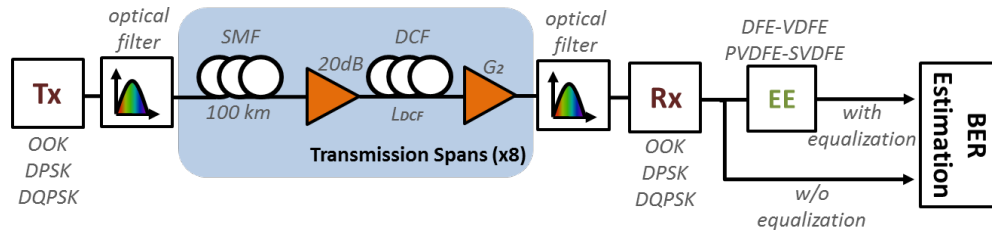


Σχήμα 6.1. Γενικευμένο σχήμα της προσομοιωτικής διάταξης για τον υπολογισμό του BER μέσω noise loading τεχνικής.

Οι επιδόσεις για κάθε διαφορετικό συνδυασμό δέκτη/εξισωτή σε ένα οπτικό σύστημα υπολογίζονται μέσω της μοντελοποίησης μιας μη αντισταθμισμένης ζευξης, που αποτελείται αποκλειστικά από μια ίνα SMF. Οι πομποί για κάθε τρόπο διαμόρφωσης ενώνονται με τους αντίστοιχους δέκτες μέσω μιας ίνας χωρίς απώλειες. Οι τιμές της υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς που ερευνούμε μεταβάλλονται μέσω της μεταβολής στο μήκος της οπτικής ίνας και λαμβάνουν τιμές από 100 έως 1400 ps/nm. Αντίστοιχα,

η μεταβολή στο OSNR προκαλείται μέσω της εισαγωγής γαουσιανού λευκού θορύβου πριν το δέκτη, ώστε να εξομοιώνονται διαφορετικά επίπεδα ASE θορύβου στο δέκτη. Πριν το δέκτη εισάγεται οπτικό φίλτρο με εύρος ζώνης της τάξης του Symbol Rate (GHz), ώστε να μειωθούν τα επίπεδα του θορύβου που εισέρχονται στη φωτοδίοδο. Η έξοδος του κάθε δέκτη χρησιμοποιείται για να μετρηθούν τα BER με και χωρίς τη χρήση ηλεκτρονικής εξίσωσης.

Παράλληλα με τα αποτελέσματα που πραγματοποιήθηκαν μέσω της προσθήκης ASE θορύβου πριν τον εκάστοτε οπτικό δέκτη εξετάστηκαν και ρεαλιστικότερα σενάρια οπτικών συστημάτων όπως αυτό που αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 4.2. Σε αυτά εξετάστηκαν οι επιδόσεις ηλεκτρονικών εξισωτών όσον αφορά την αντιστάθμιση της υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς σε μητροπολιτικά δίκτυα 800 km με ρυθμούς μετάδοσης στα 40 Gb/s. Πιο συγκεκριμένα στο Σχήμα 6.2 παρουσιάζεται αναλυτικότερα, το γενικευμένο σύστημα που παρουσιάστηκε ήδη στο Σχήμα 4.5.



Σχήμα 6.2. Πειραματική διάταξη ρεαλιστικών σεναρίων για τη μελέτη επίδοσης ηλεκτρονικών εξισωτών.

Το συνολικό μήκος της οπτικής ζεύξης είναι 800 km και αποτελείται από 8 span, το κάθε ένα από τα οποία έχει μια ίνα μετάδοσης SMF των 100 km και μια DCF ώστε να αντισταθμίζεται η χρωματική διασπορά ή τμήμα αυτής. Παράλληλα, δύο οπτικοί ενισχυτές με εικόνα θορύβου  $NF=5dB$  χρησιμοποιούνται για να αντισταθμίσουν πλήρως τις απώλειες που δημιουργούνται, τόσο εξαιτίας της SMF, όσο και εξαιτίας της DCF. Αξίζει να σημειωθεί ότι το κέρδος του πρώτου ενισχυτή είναι σταθερό με τιμή  $G=100km*0.23dB/km=23dB$  αφού και το μήκος της SMF ίνας δε μεταβάλλεται. Αντίθετα, το κέρδος του δεύτερου ενισχυτή λαμβάνει τιμές που εξαρτώνται από το μήκος της ίνας DCF. Εξαιτίας του γεγονότος ότι επιθυμούμε να προσομοιώσουμε συνθήκες κατά τις οποίες δεν υπάρχει πλήρης αντιστάθμιση διασποράς, το μήκος την ίνας DCF μεταβάλλεται έτσι ώστε με τον τρόπο αυτό να διαφοροποιείται και το ποσοστό οπτικής αντιστάθμισης διασποράς. Για το σκοπό αυτό, εισάγεται η παράμετρος Optical Compensation Ratio (OCR) η οποία ορίζεται ως ο λόγος της χρωματικής διασποράς που έχει αντισταθμιστεί με οπτικό τρόπο ως προς τη συνολική χρωματική διασπορά την οποία έχει υποστεί ο παλμός κατά τη μετάδοση του. Έτσι, το μήκος της DCF ίνας υπολογίζεται ως  $L_{DCF} = OCR * \frac{L_{SMF} * D_{SMF}}{(-D_{DCF})}$ . Αντίστοιχα, το κέρδος του ενισχυτή που ακολουθεί την DCF υπολογίζεται ως  $G_2 = L_{DCF} * 0.5 dB/km$ . Το μοντέλο της οπτικής ίνας μετάδοσης για την επίλυση της μη γραμμικής εξίσωσης Schroedinger (Non Linear Schroedinger-NLS) χρησιμοποιεί τη μέθοδο διαχωρισμού βήματος Fourier (split step Fourier) και λαμβάνει υπόψη του τα μη γραμμικά φαινόμενα της ίνας με την παράμετρο μη γραμμικότητας ( $n_2$ ) να έχει την τιμή  $2.6 \times 10^{-20} m^2/W$  και την PMD να αγνοείται. Εκτός από τη χρωματική διασπορά, όπως αναφέρθηκε ήδη, τόσο στην SMF όσο και στην DCF λαμβάνονται υπόψη και τα μη γραμμικά φαινόμενα, δηλαδή στην περίπτωση μονοκύκλιου συστήματος μόνο η αυτοδιαμόρφωση φάσης (Self Phase Modulation – SPM).

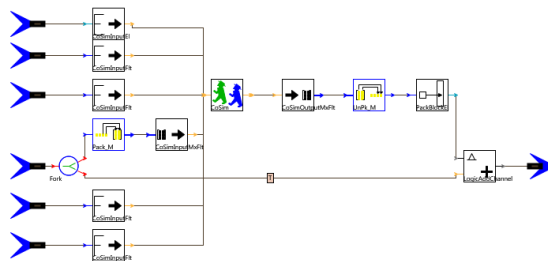
Μετά το οπτικό πομπό, αλλά και πριν το δέκτη χρησιμοποιούνται Gaussian ζωνοπερατά οπτικά φίλτρα 4ης τάξης τα οποία σε όλες τις περιπτώσεις έχουν εύρος  $B=2*SymbolRate$  (στο NRZ-OOK και το NRZ-DPSK αυτό αντιστοιχίζεται σε  $B=2*BitRate$ , ενώ στο NRZ-DQPSK σε  $B=BitRate$ , αφού το DQPSK μεταφέρει 2 bit ανά σύμβολο και άρα  $SymbolRate=BitRate/2$ ). Όσον αφορά τη ψευδοτυχαία ακολουθία (PRBS) χρησιμοποιείται μια τροποποιημένη Wichman-Hill γεννήτρια [185] με 0.5 πιθανότητα σημείου (mark probability). Για όλους τους τρόπους διαμόρφωσης και συνεπώς για κάθε διαφορετικό πομπό που χρησιμοποιήθηκε το οπτικό σήμα που εισέρχεται στην ίνα έχει ισχύ 0 dBm. Πριν την ανάλυση των αποτελεσμάτων για κάθε διαφορετικό τρόπο διαμόρφωσης θα παρουσιάζεται σε λεπτομέρεια και το σετ πομπού και δέκτη που χρησιμοποιήθηκε.



Εφόσον το οπτικό σήμα εξέλθει από τον οπτικό πομπό εισέρχεται σε οπτικό φίλτρο με εύρος ζώνης  $B=2*BitRate$  και στη συνέχεια με τη βοήθεια ενός αθόρυβου ενισχυτή διασφαλίζεται ότι θα έχει ισχύ 0 dBm καθώς εισέρχεται στην ίνα. Ο ενισχυτής αυτός χρησιμοποιείται μετά από κάθε πομπό, ώστε να υπάρχει μια δίκαιη σύγκριση ανάμεσα στους διαφορετικούς τρόπους διαμόρφωσης. Αφού διέλθει τα 8 spans των 100 km το οπτικό σήμα εισέρχεται και πάλι σε οπτικό φίλτρο ίδιου εύρους ζώνης, ώστε να περιοριστεί ο θόρυβος που έχει εισαχθεί στο σήμα εξαιτίας των ενισχυτών. Το σήμα μετατρέπεται από οπτικό σε ηλεκτρικό με τη βοήθεια PIN φωτοδιόδων, ενώ στη συνέχεια εισέρχεται σε ηλεκτρικό χαμηλοπερατό φίλτρο Bessel 4<sup>ης</sup> τάξης με εύρος ζώνης  $0.7*BitRate$ . Το δομικό στοιχείο ClockRecovery που ακολουθεί το ηλεκτρικό φίλτρο εφαρμόζεται ώστε να λυθούν τυχόν προβλήματα συγχρονισμού που μπορεί να έχουν δημιουργηθεί, ενώ στη συνέχεια μέσω ενός BER Estimator, μέσω Gaussian μεθόδου (Παράρτημα 10.2) εκτιμάται η ποιότητα του σήματος.

Παράλληλα, το συγχρονισμένο σήμα που προκύπτει μετά την έξοδο από το ClockRecovery εισάγεται στον οπτικό εξισωτή που ως εισόδους δέχεται εκτός από το ηλεκτρικό σήμα, τις τιμές των παραμέτρων Mf και Mb που αντιστοιχούν στο μήκος του feed-forward και feedback φίλτρου, αλλά και το bitstream που μεταδόθηκε εξ αρχής, με σκοπό τη χρήση τμήματος αυτού ως ακολουθία εκπαίδευσης (training sequence). Το δομικό στοιχείο που απεικονίζει τον εξισωτή, μέσω συνεργασίας (cosimulation) του προσομοιωτικού εργαλείου VPI TransmissionMaker με το Matlab εκτελεί τον εκάστοτε εξισωτή και εξάγει το αντισταθμισμένο σήμα, ώστε να γίνει η εκτίμηση της ποιότητας του με τη βοήθεια και πάλι ενός BER Estimator.

Στο Σχήμα 6.3 που ακολουθεί φαίνεται αναλυτικότερα η διάρθρωση του δομικού στοιχείου του ηλεκτρονικού εξισωτή. Το block με ονομασία CoSim είναι υπεύθυνο για την εκτέλεση του αρχείου του ηλεκτρονικού εξισωτή, ενώ τα υπόλοιπα δομικά στοιχεία χρησιμοποιούνται ως εισοδοί για το αρχείο αυτό.



Σχήμα 6.3. Διάρθρωση δομικού στοιχείου ηλεκτρονικού εξισωτή.

Αξίζει να σημειωθεί ότι το bitstream των δεδομένων που μεταδόθηκαν αρχικά, εκτός από είσοδο ως ακολουθία εκπαίδευσης στον κάθε ηλεκτρονικό εξισωτή, προστίθεται λογικά και στο αντισταθμισμένο σήμα ώστε να είναι εφικτή η εκτίμηση της ποιότητας από το BER Estimator.

## 6.1 Αντιστάθμιση Διασποράς

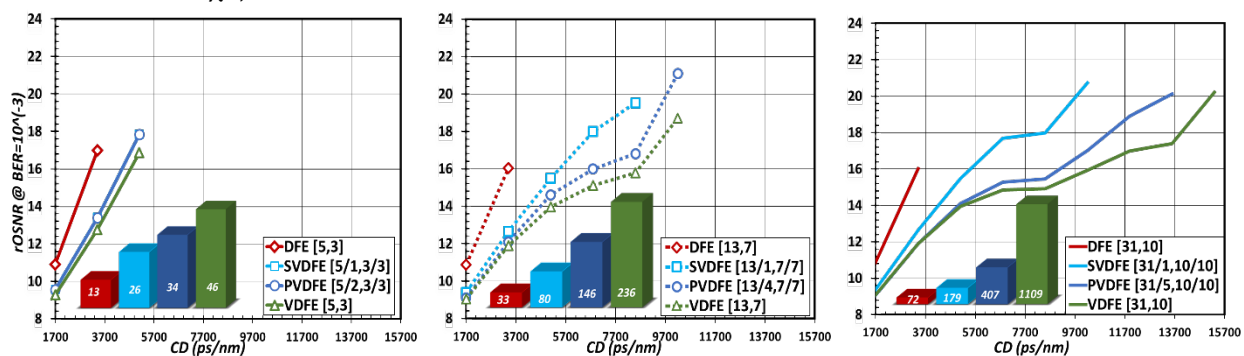
Στο κεφάλαιο που ακολουθεί παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των επιδόσεων των ηλεκτρονικών εξισωτών ως προς την ικανότητά τους στην αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς, αρχικά για το σενάριο της noise loading τεχνικής (Σχήμα 6.1) και στη συνέχεια για την περίπτωση του ρεαλιστικού σεναρίου που αναφέρθηκε στο Σχήμα 6.2 για συστήματα διαφόρων τρόπων διαμόρφωσης άμεσης ανίχνευσης.

### 6.1.1 NRZ-OOK Σύστημα

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται αναλυτικά τα αποτελέσματα των επιδόσεων των ηλεκτρονικών εξισωτών που περιγράφηκαν στο Κεφάλαιο 4.4 για ένα σύστημα NRZ-OOK τρόπου διαμόρφωσης. Το span μετάδοσης παραμένει ίδιο με αυτό που περιγράφηκε παραπάνω ενώ αναλυτικότερες λεπτομέρειες για τη διάρθρωση της προσομοίωσης αλλά και τις παραμέτρους τόσο του οπτικού πομπού, όσο και του οπτικού δέκτη αναφέρονται στο Παράρτημα 0.

Στα γραφήματα που ακολουθούν και αναφέρονται στη noise loading τεχνική η απεικόνιση των επιδόσεων γίνεται μέσω της χρήσης της μετρικής rOSNR, δηλαδή του απαιτούμενου OSNR που χρειάζεται ώστε να αντισταθμιστεί η υπολειπόμενη χρωματική διασπορά διατηρώντας παράλληλα το BER του σήματος σε τιμές  $BER=10^{-3}$ . Τα ποσοστά της υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς μεταβάλλονται με τη βοήθεια της παραμέτρου OCR (%), η οποία χρησιμοποιείται ώστε να προσομοιωθούν συνθήκες ατελούς οπτικής αντιστάθμισης. Το εύρος τιμών του OCR (και συνεπώς και της υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς) είναι διαφορετική για την περίπτωση των 10 και των 40 Gb/s, καθώς η ανοχή στη διασπορά μειώνεται δραματικά όσο αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης.

Στο Σχήμα 6.4 απεικονίζονται οι επιδόσεις των ηλεκτρονικών εξισωτών για  $[M_f, M_b]=[5,3]$ ,  $[13,7]$  και  $[31,10]$  για NRZ-OOK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης στα 10 Gb/s. Σε ένθετα διαγράμματα παρουσιάζεται το πλήθος των συντελεστών που απαιτείται για κάθε εξισωτή παρέχοντας με αυτό τον τρόπο μια γενική αίσθηση για την πολυπλοκότητα του ελάχιστου σχήματος εξίσωσης. Όσον αφορά το σετ των παραμέτρων  $[5,3]$  μπορεί να παρατηρήσει κανείς ότι ο DFE εμφανίζει αρκετά χειρότερη επίδοση σε σχέση με του εξισωτές τύπου Volterra, αφού όπως προκύπτει μπορεί να εγγυηθεί τη λειτουργία του συστήματος ( $BER < 10^{-3}$ ) για υπολειπόμενες διασπορές μέχρι και στα 3600 ps/nm. Αντίθετα οι Volterra τύπου εξισωτές (SVDFE, PVDFE και VDFE) για  $[M_f, M_b]=[5,3]$  μπορούν να αντισταθμίσουν χρωματική διασπορά έως και 5300 ps/nm. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο SVDFE και ο PVDFE έχουν σχεδόν όμοιες επιδόσεις, ενώ ο πλήρης VDFE  $[5,3]$  αντισταθμίζει το ίδιο ποσό χρωματικής διασποράς απαιτώντας απλώς λίγο μικρότερα rOSNR. Οι μικρές αυτές διαφορές στις επιδόσεις των Volterra εξισωτών για τέτοιες μικρές τιμές  $M_f$  και  $M_b$  δικαιολογείται πλήρως από το γεγονός ότι η μείωση της πολυπλοκότητας που προσφέρεται από τις SVDFE και PVDFE μορφές είναι εξίσου μικρή. Ωστόσο, η χρήση του SVDFE  $[5/1,3/3]$  φαίνεται να αποτελεί την καταλληλότερη επιλογή αφού συνδυάζει την επίδοση με τη χαμηλότερη πολυπλοκότητα ( $M=26$  έναντι 34 και 46, των PVDFE και VDFE αντίστοιχα).

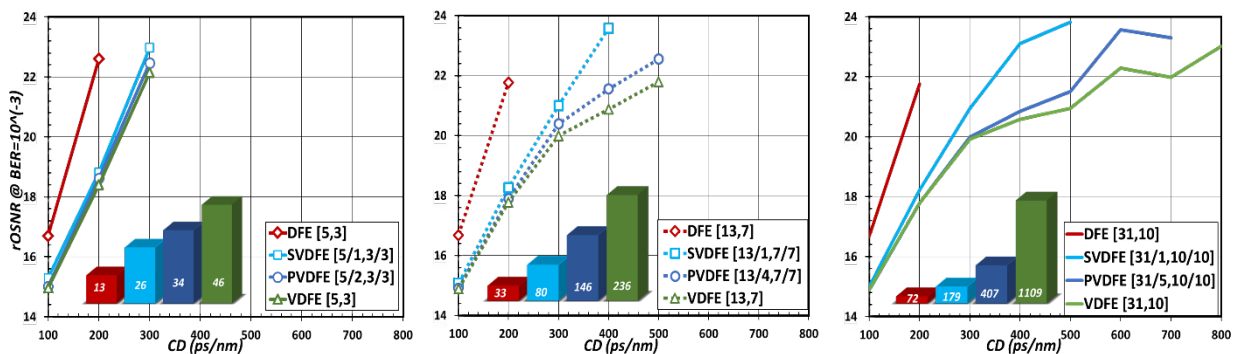


Σχήμα 6.4. Επιδόσεις Εξισωτών για  $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$  και  $[31,10]$  στα 10 Gb/s.

Τα DFE σχήματα εξίσωσης εμφανίζονται να παρουσιάζουν ένα κατώφλι στις επιδόσεις τους, αφού όσο και αν αυξηθούν οι παράμετροι  $M_f$  και  $M_b$  (π.χ.  $[13,7]$  και  $[31,10]$ ) η χρωματική διασπορά που μπορούν να αντισταθμίσουν παραμένει στα 3600 ps/nm παρουσιάζοντας απλά λίγο μικρότερη τιμή στο rOSNR που απαιτούν για τη λειτουργίας τους. Αντίθετα, οι επιδόσεις των Volterra εξισωτών αυξάνονται συνεχώς, όσο αυξάνονται και τα μεγέθη των φίλτρων τους  $M_f$  και  $M_b$  φτάνοντας στην περίπτωση του πλήρους VDFE  $[31,10]$  να μπορούν να αντισταθμίσουν μέχρι και 15300 ps/nm υπολειπόμενη χρωματική διασπορά. Για να γίνει απόλυτα κατανοητό το μέγεθος αυτής της τιμής αξίζει να αναφέρει κανείς ότι η χρωματική διασπορά των 15300 ps/nm αντιστοιχίζεται σε 900 km μετάδοσης χωρίς καμία χρήση οπτικής αντιστάθμισης. Αυτές οι εξαιρετικές επιδόσεις των VDFE εξισωτών όμως συνοδεύονται και από πολύ μεγάλες τιμές πολυπλοκότητας καθιστώντας την υλοποίηση και την εφαρμογή τους σε πραγματικά οπτικά συστήματα σχεδόν αδύνατη. Χαρακτηριστικά, ο VDFE  $[31,10]$  εξισωτής φέρει απαιτούμενο πλήθος 1109 συντελεστών και συνεπώς απαγορευτικό επίπεδο τόσο πολυπλοκότητας, όσο και κόστους. Εξαιτίας αυτού, η χρήση των Volterra εξισωτών μειωμένης πολυπλοκότητας (SVDFE και PVDFE) φαίνεται να παραμένει η καλύτερη επιλογή αφού συνδυάζουν τα πλεονεκτήματα των Volterra εξισωτών με όσο το δυνατόν χαμηλότερο πλήθος συντελεστών.

Παρατηρώντας την περίπτωση όπου  $[M_f, M_b]=[13,7]$ , βλέπουμε την skimmed μορφή (SVDFFE[13/1,7/7]) να εξασφαλίζει λειτουργία στο σύστημα μας μέχρι και για τιμές 8500 ps/nm, ενώ οι PVDFFE[13/4,7/7] και VDFE[13,7] έως και για 10100 ps/nm, με κάποιες διαφορές στο rOSNR που απαιτείται (περίπου 21 και 18.5 dB, αντίστοιχα). Μια προσεκτικότερη ματιά στις καμπύλες του [31,10] δείχνει το SVDFFE[31/1,10/10] να δύναται να αντισταθμίσει έως 10100 ps/nm, τον PVDFFE[31/5,10/10] μέχρι 13700 ps/nm και τον VDFE ως και 15700 ps/nm υπολειπόμενη χρωματική διασπορά. Προκύπτει λοιπόν και αξίζει να σημειωθεί ότι όσο αυξάνονται οι τιμές των  $M_f$  και  $M_b$  (π.χ. [13,7] και [31,10]), αυξάνονται και οι διαφορές στις επιδόσεις ανάμεσα στις απλοποιημένες και στις πλήρης μορφές Volterra. Με μια λεπτομερέστερη ματιά στις πολυπλοκότητες για κάθε περίπτωση μπορεί να παρατηρήσει κανείς ότι από την απλοποίηση που επιδέχεται ο VDFE[13,7] προκύπτουν 1,61(PVDFFE) και 2,95 (SVDFFE) φορές μικρότερη πολυπλοκότητα, ενώ για τον VDFE[31,10] προκύπτουν εξισωτές μειωμένης πολυπλοκότητας κατά 2,72 και 6,19 φορές, αντίστοιχα. Έτσι, είναι σημαντικό να τονιστεί πως όταν η σύγκριση γίνεται σε ίδιας μορφής εξισωτές το σημαντικότερο ρόλο για τις διαφορές επιδόσεων μεταξύ τους διαδραματίζουν οι διαφορές της πολυπλοκότητάς τους.

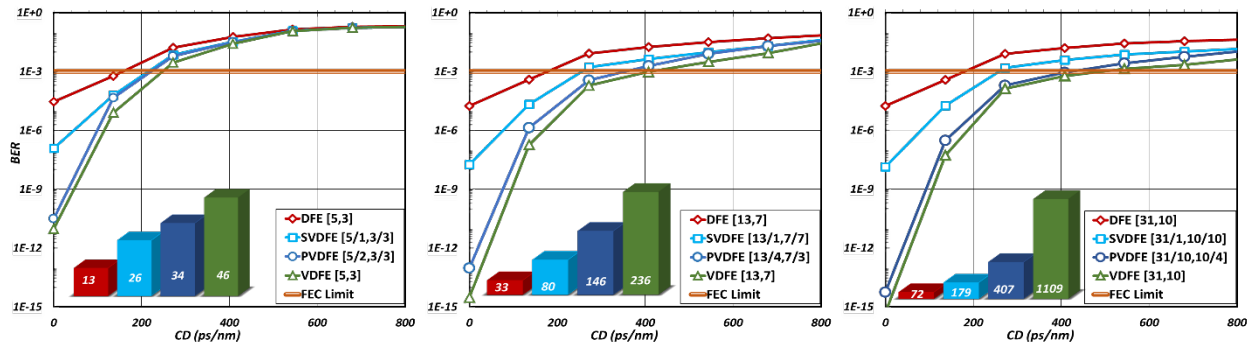
Στο Σχήμα 6.5 παρουσιάζονται οι επιδόσεις των ίδιων εξισωτών όσον αφορά την αντιστάθμιση της διασποράς για σύστημα που λειτουργεί με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s. Όπως και για τα 10 Gb/s (Σχήμα 6.4), ο DFE παρουσιάζει ένα όριο χρωματικής διασποράς έως 200 ps/nm, πέρα από το οποίο όσο και να αυξηθούν οι παράμετροι  $M_f$  και  $M_b$  δεν παρατηρείται αύξηση της τιμής της χρωματικής διασποράς που δύναται να αντισταθμιστούν, παρά μόνο ελάχιστη μείωση του απαιτούμενου OSNR. Οι Volterra εξισωτές εμφανίζουν και πάλι ανώτερες επιδόσεις, καθώς ακόμα και η πιο απλοποιημένη μορφή του VDFE[13,7] (SVDFFE [13/1,7/7]) δίνει τη δυνατότητα για διπλάσια ανοχή στη διασπορά (400 ps/nm) σε σχέση με τον μεγαλύτερο -υπό μελέτη- DFE εξισωτή (DFE[31,10]). Αντίστοιχα, ο PVDFFE[13/4,7/7] και ο πλήρης VDFE[13,7] μπορούν να εγγυηθούν την ομαλή λειτουργία του συστήματος για τιμές χρωματικής διασποράς μέχρι και 500 ps/nm. Χαρακτηριστικά και πάλι ο απαγορευτικός λόγω πολυπλοκότητας VDFE[31,10] εμφανίζει την καλύτερη επίδοση ανάμεσα στους υπό μελέτη εξισωτές, ενώ οι PVDFFE[31/5,10/10] και SVDFFE [31/1,10/10] εμφανίζουν εξίσου καλές επιδόσεις με αυτές των 10 Gb/s. Αξίζει να παρατηρήσει κανείς ότι τόσο ο PVDFFE[13/4, 7/7], όσο και ο SVDFFE[31/1, 10/10], επιτρέπουν στο σύστημα μας να λειτουργήσει με υπολειπόμενη χρωματική διασπορά έως και 500 ps/nm. Παρά το γεγονός ότι προσφέρουν την ίδια ανοχή στη χρωματική διασπορά, ο PVDFFE[13/4,7/7] απαιτεί για τη λειτουργία του συστήματος μικρότερο rOSNR ενώ μικρότερη εμφανίζεται και η πολυπλοκότητά του (146 έναντι 179).



Σχήμα 6.5. Επιδόσεις Εξισωτών για  $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$  και  $[31,10]$  στα 40 Gb/s.

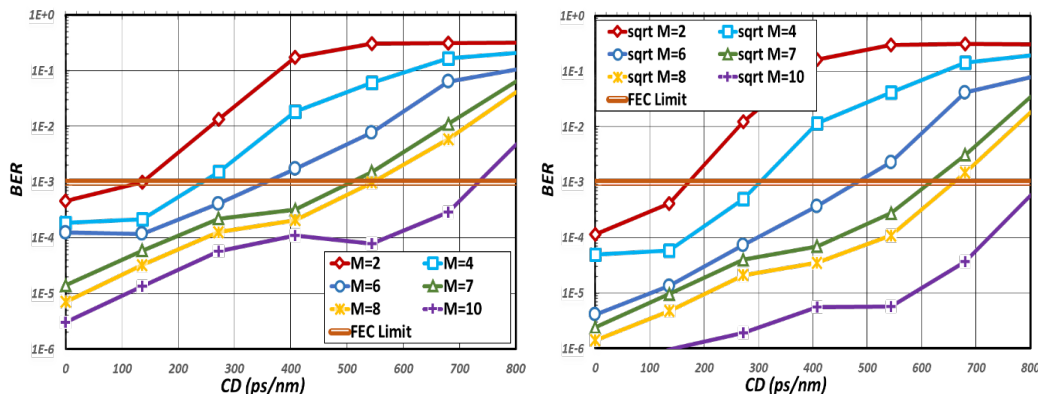
Αφού μελετήθηκαν οι επιδόσεις των εξισωτών σε ένα πρώτο αλγοριθμικό επίπεδο, οι ίδιοι εξισωτές εξετάστηκαν όσον αφορά την ικανότητά τους να αντισταθμίσουν τη χρωματική διασπορά στο ρεαλιστικότερο σενάριο της οπτικής μετάδοσης με ρυθμούς μετάδοσης στα 40 Gb/s για 800 km ατελούς οπτικής αντιστάθμισης. Η εφαρμογή και οι επιδόσεις τους και σε αυτό το σενάριο θα μας δώσουν μια σφαιρικότερη και ρεαλιστικότερη εικόνα για τις δυνατότητες τους, ώστε να καταλήξουμε σε ασφαλέστερα συμπεράσματα. Στα σενάρια αυτά, οι επιδόσεις των εξισωτών συγκρίνονται βάσει της ποιότητας του σήματος μέσω της μετρικής BER για μεταβλητές τιμές υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς. Στο Σχήμα 6.6 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προκύπτουν από την εφαρμογή τους στο σενάριο αυτό.

Από το Σχήμα 6.6 επιβεβαιώνεται η ιδιότητα των DFE σχημάτων εξίσωσης να εμφανίζουν κατώφλι στην επίδοσή τους για τιμές χρωματικής διασποράς μεγαλύτερες από κάποια τιμή. Πιο συγκεκριμένα ακόμα και ο μεγαλύτερος, όσον αφορά το μέγεθος των φίλτρων  $M_f$  και  $M_b$ , DFE[31,10] φτάνει να μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι 190 ps/nm χρωματικής διασποράς. Η τιμή αυτή παραμένει ίδια και για τις περιπτώσεις με  $[M_f, M_b]=[5,3]$  και  $[13,7]$ . Αντίστοιχα, οι SVDFE μορφές μπορούν να εγγυηθούν τη λειτουργία του συστήματος μέχρι και για 260 ps/nm, ενώ οι PVDFE και οι VDFE μορφές φτάνουν και τα 420-450 ps/nm.



Σχήμα 6.6. Επιδόσεις Εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$  και  $[31,10]$  για οπτικό σύστημα 800km με NRZ-OOK τρόπο διαμόρφωσης στα 40 Gb/s.

Προσπαθώντας να δώσουμε λύση στο πρόβλημα του κορεσμού της επίδοσης που εμφανίζουν οι εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης καθώς αυξάνονται τα  $[M_f, M_b]$ , μελετήθηκαν συστηματικά και MLSE εξισωτές όσον αφορά την ικανότητά τους να αντισταθμίσουν τη χρωματική διασπορά. Εδώ η πολυπλοκότητα των εξισωτών μεταβάλλεται βάσει της μήμης  $M$  που χρησιμοποιείται και έτσι συγκρίνουμε τις επιδόσεις τους στο ίδιο σύστημα. Από το Σχήμα 6.7 φαίνεται οι δυνατότητες των εξισωτών βελτιώνονται καθώς αυξάνεται η μήμη  $M$  που χρησιμοποιείται. Αξίζει δε να σημειωθεί ότι οι επιδόσεις βελτιώνεται συνεχώς και δε φαίνεται να παρουσιάζουν κάποιο σημείο κορεσμού όπως οι εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης που εξετάστηκαν παραπάνω. Χρησιμοποιώντας ως κριτήριο την ποιότητα του σήματος (και πιο συγκεκριμένα το  $BER=10^{-3}$ ), μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι οι MLSE εξισωτές φτάνουν να μπορούν να αντισταθμίσουν τιμές χρωματικής διασποράς της τάξης των 750ps/nm. Για να αυξήσουμε ακόμα περισσότερο την ικανότητα των εξισωτών να αντιμετωπίσουν τη διασυμβολική παρεμβολή που προκύπτει εξαιτίας της χρωματικής διασποράς, χρησιμοποιούμε τον τελεστή τετραγωνικής ρίζας (sqrt) που έχει περιγραφεί εκτενώς στο Κεφάλαιο 4.4. Παρατηρούμε ότι η χρήση sqrt βελτιώνει αρκετά τις επιδόσεις των MLSE εξισωτών καθώς για όλες τις τιμές  $M>2$  παρατηρούμε τουλάχιστον 50ps/nm αύξηση στην μέγιστη τιμή της διασποράς που μπορεί να αντισταθμιστεί.



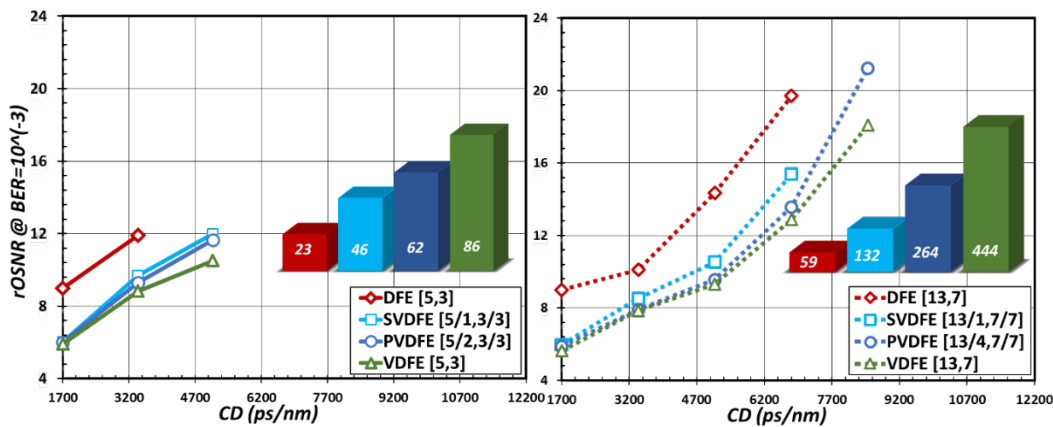
Σχήμα 6.7. Επίδοση Viterbi Εξισωτών για διαφορετικές τιμές μήμης  $M$ , σε σύστημα OOK στα 40 Gb/s.

### 6.1.2 NRZ-DPSK Σύστημα

Σε πλήρη αντιστοιχία με την περιγραφή του οπτικού συστήματος με NRZ-OOK ακολουθεί και η περιγραφή του συστήματος με NRZ-DPSK η οποία παρουσιάζεται αναλυτικά στο Παράρτημα 0. Στο

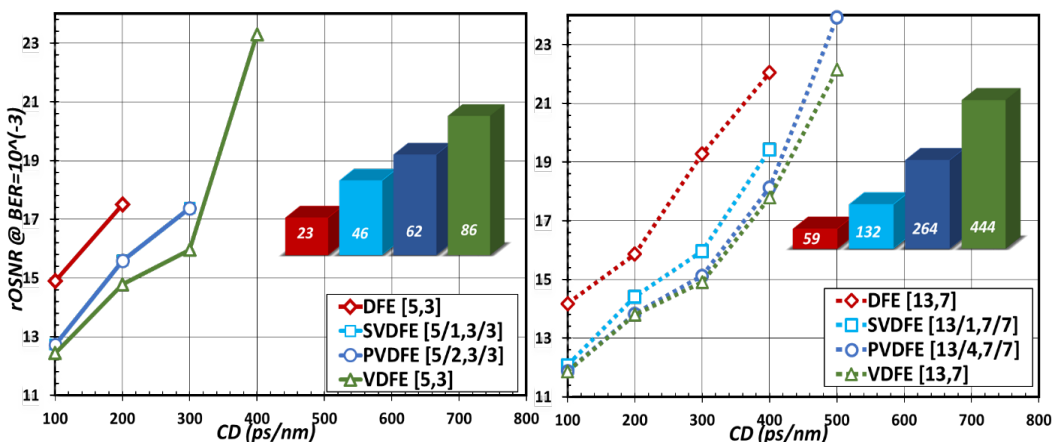


Σχήμα 6.8 και Σχήμα 6.9 που ακολουθούν παρουσιάζονται οι επιδόσεις των εξισωτών στο σενάριο όπου έχουμε noise loading τόσο για τα 10Gb/s όσο και για τα 40Gb/s αντίστοιχα. Οι επιδόσεις αυτές αφορούν εξισωτές με παραμέτρους  $[M_f, M_b]=[5,3]$  και  $[13,7]$ . Στην περίπτωση των 10 Gb/s με  $[M_f, M_b]=[5,3]$  οι εξισωτές τύπου Volterra φαίνεται να μπορούν να αντισταθμίσουν μέχρι και 5000 ps/nm υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς με μικρές διαφορές μόνο στο απαιτούμενο OSNR, σε αντίθεση με τον DFE[5,3] που οι δυνατότητες του επιτρέπουν στο σύστημα να δουλέψει με χρωματικές διασπορές μέχρι 3500 ps/nm. Αντίστοιχα καθώς το μέγεθος των φίλτρων  $M_f$  και  $M_b$  μεγαλώνει, αυξάνονται αισθητά και οι τιμές της χρωματικής διασποράς που ο εκάστοτε εξισωτής μπορεί να αντισταθμίσει. Τόσο ένας SVDFFE[13/1,7/7] όσο και ένας DFE[13,7] μπορούν να εγγυηθούν τη λειτουργία του συστήματος για τιμές διασποράς μέχρι 6800 ps/nm, με σημαντική ωστόσο διαφορά στο απαιτούμενο OSNR. Πιο συγκεκριμένα, ένας DFE[13,7] για να αντισταθμίσει 6800 ps/nm διασποράς απαιτεί ~19.5 dB, ενώ στον αντίστοιχο SVDFFE[13/1,7/7] αρκούν ~15 dB. Η διαφορά των ~4.5 dB ανάμεσα στους δύο συγκεκριμένους εξισωτές διατηρείται σχεδόν για όλες τις τιμές της διασποράς, σε αντίθεση με την περίπτωση των PVDFE και VDFE όπου η διαφορά στο rOSNR βγαίνει αυξανόμενη καθώς μεγαλώνει η τιμή της διασποράς. Τόσο ο PVDFE όσο και VDFE μπορούν να αντισταθμίσουν μέχρι 8300 ps/nm με τον PVDFE να απαιτεί 3 dB υψηλότερο OSNR για να εγγυηθεί την ομαλή λειτουργία του συστήματος.



Σχήμα 6.8. Επιδόσεις Εξισωτών για  $[M_f, M_b]=[5, 3]$  και  $[13, 7]$  στα 10 Gb/s σε NRZ-DPSK.

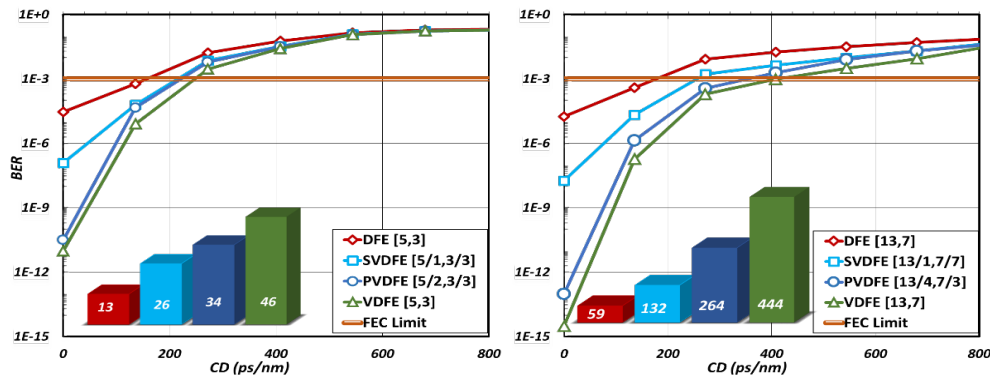
Οι επιδόσεις των εξισωτών δεν φαίνεται να παρουσιάζουν κάποια σημαντική αλλαγή καθώς ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται στα 40 Gb/s. Ο πλήρης VDFE (είτε πρόκειται για [5,3] είτε για [13,7]) παρουσιάζει την καλύτερη ικανότητα αντιστάθμισης της διασποράς, συνοδευόμενος πάντα από υψηλές τιμές πολυπλοκότητας. Παράλληλα, ο DFE παρουσιάζει τις χειρότερες επιδόσεις ανάμεσα στους υπό μελέτη εξισωτές δίνοντας δυνατότητα αντιστάθμισης από 200 ps/nm ([5,3]) έως 400 ps/nm ([13,7]) ενώ οι απλοποιημένες μορφές Volterra (SVDFFE και PVDFE) παρουσιάζουν επιδόσεις που κυμαίνονται ανάμεσα σε αυτές του DFE και VDFE.



Σχήμα 6.9. Επιδόσεις Εξισωτών για  $[M_f, M_b]=[5, 3], [13, 7]$  και  $[31, 10]$  στα 40 Gb/s σε NRZ-DPSK.

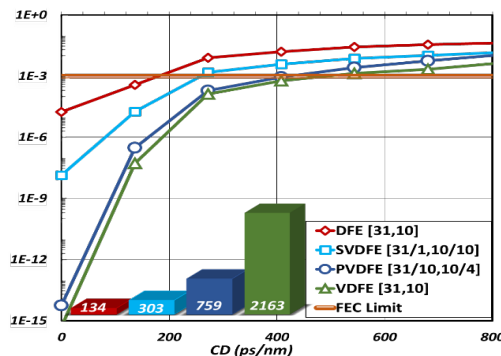


Στην περίπτωση του ρεαλιστικού σεναρίου όπως αυτό περιγράφεται στο Σχήμα 6.2 για ρυθμό μετάδοσης στα 40 Gb/s απεικονίζονται οι επιδόσεις των εξισωτών τόσο για  $[M_f, M_b]=[5,3]$  όσο και  $[13,7]$  στο Σχήμα 6.10. Η αύξηση των  $[M_f, M_b]$  φαίνεται να επιφέρει βελτίωση στη επίδοση των εξισωτών με τους VDFE να υπερέρχουν σημαντικά, αφού ένας VDFE[5,3] μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι 250 ps/nm υπολειπόμενη CD, ενώ ο VDFE[13,7] έχει δυνατότητα αντιστάθμισης έως 400 ps/nm.



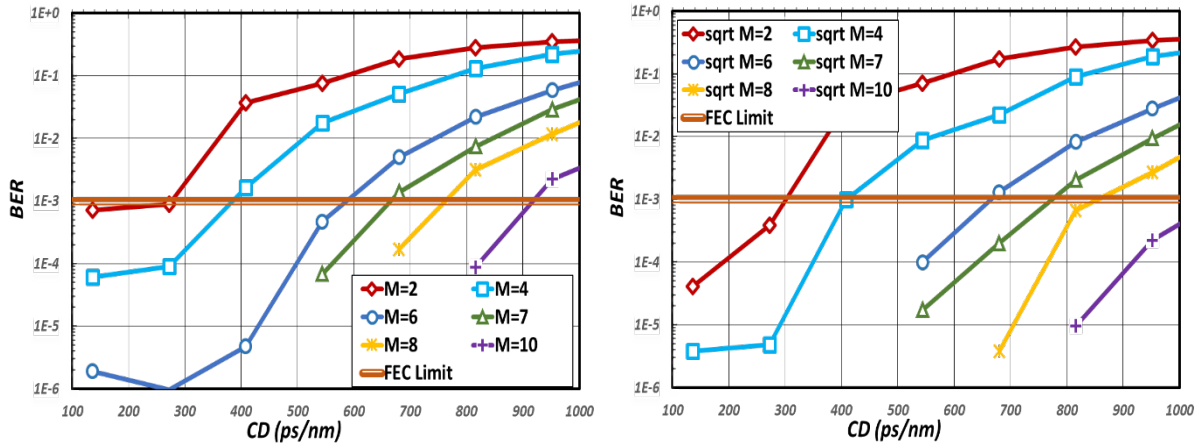
Σχήμα 6.10. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες εξισωτών για  $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$  στα 40 Gb/s σε NRZ-DPSK.

Παρά το γεγονός ότι η αύξηση στο μέγεθος των εξισωτών ( $M_f$  και  $M_b$ ) έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της ικανότητας του κάθε εξισωτή να αντισταθμίζει μεγαλύτερες τιμές χρωματικής διασποράς, όπως φάνηκε και από το Σχήμα 6.10, είναι σημαντικό σημειωθεί ότι από ένα όριο και πάνω η αύξηση των παραμέτρων  $M_f$  και  $M_b$  δε φαίνεται να προσφέρει ανάλογη αύξηση και στις επιδόσεις των εξισωτών. Χαρακτηριστικά στο Σχήμα 6.11 όπου απεικονίζονται οι επιδόσεις των παραπάνω εξισωτών για  $[M_f, M_b]=[31,10]$  μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι παρά την δραματική αύξηση που έχει προκύψει στην πολυπλοκότητα για κάθε εξισωτή, οι επιδόσεις τους δεν βελτιώνονται αντίστοιχα.



Σχήμα 6.11. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες MLSE εξισωτών για  $[M_f, M_b]=[31,10]$  στα 40 Gb/s σε NRZ-DPSK.

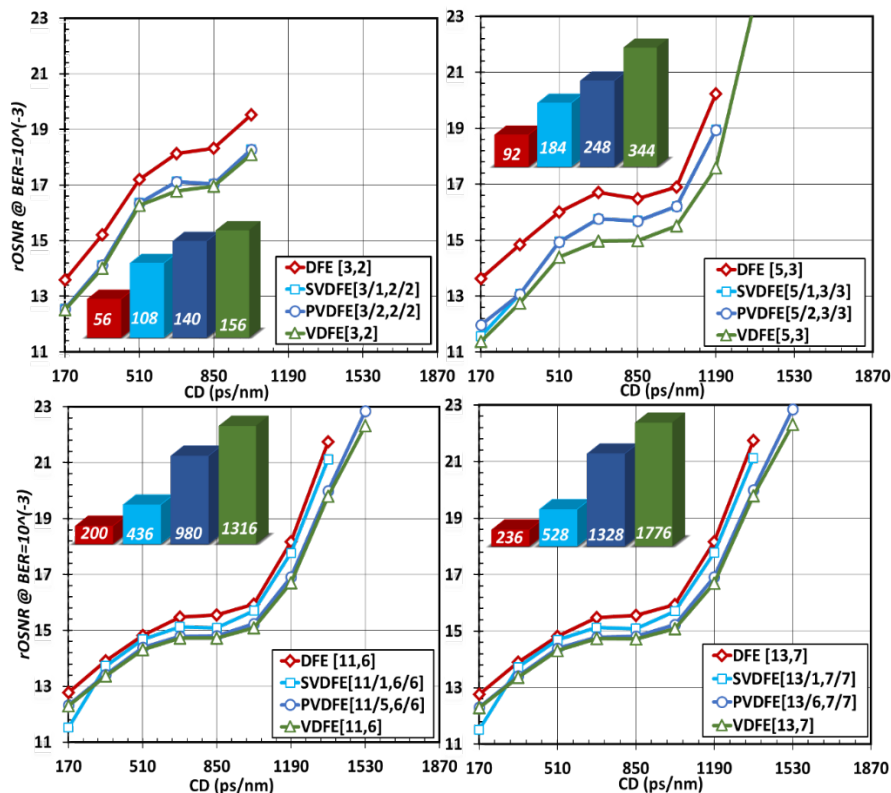
Στη συνέχεια ακολουθεί η μελέτη των επιδόσεων MLSE εξισωτών για NRZ-DPSK σύστημα που λειτουργεί με ρυθμό μετάδοσης στα 40 Gb/s. Στο Σχήμα 6.12 παρουσιάζονται οι επιδόσεις των MLSE εξισωτών που βελτιώνονται συνεχώς καθώς το  $M$  αυξάνει και ήδη για μήμη  $M=4$  το σύστημα φαίνεται να έχει αυξήσει την ανοχή του στη διασπορά μέχρι και για τιμές διασποράς 400 ps/nm. Χαρακτηριστικά μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι ένας MLSE εξισωτής μήμης  $M=6$  έχει τη δυνατότητα να αντισταθμίσει μέχρι και  $\sim 600$ ps/nm, τιμή διπλάσια από αυτήν που προσφέρει ένας μικρός MLSE εξισωτής μήμης  $M=2$ . Η χρήση του τελεστή sqrt, ιδιαίτερα για μεγάλες τιμές μήμης ( $M>4$ ) προσφέρει μια επέκταση στην μέγιστη τιμή της διασποράς που μπορεί να αντισταθμιστεί, η οποία είναι κατά προσέγγιση της τάξης των 50 ps/nm.



Σχήμα 6.12. Επίδοση Joint MLSE Εξισωτών για διαφορετικές τιμές μήνης  $M$ , σε σύστημα DPSK στα 40 Gb/s με και χωρίς τη χρήση sqrt τελεστή.

### 6.1.3 NRZ-DQPSK Σύστημα

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί αναλύονται οι επιδόσεις των εξισωτών για συστήματα που λειτουργούν με NRZ-DQPSK τρόπο διαμόρφωσης ενώ η αναλυτική περιγραφή των παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση αυτού του οπτικού συστήματος αναφέρονται στο Παράρτημα 0.

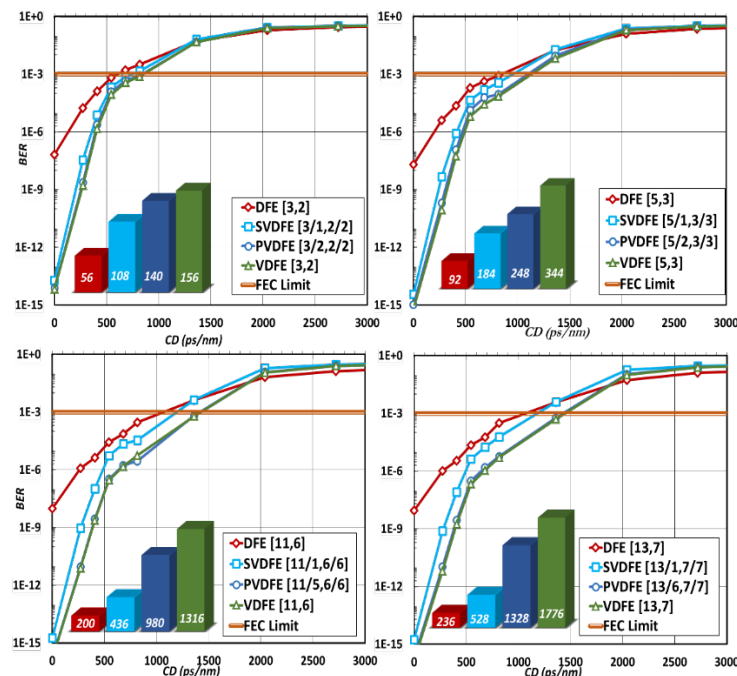


Σχήμα 6.13. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Joint εξισωτών για noise loading σενάριο με  $[M_f, M_b] =$  (α)  $[3,2]$ , (β)  $[5,3]$ , (γ)  $[11,6]$  και (δ)  $[13,7]$  σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.

Στο Σχήμα 6.13 απεικονίζονται οι επιδόσεις των ηλεκτρονικών εξισωτών με joint διάρθρωση για NRZ-DQPSK σύστημα που λειτουργεί με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s. Καθώς οι τιμές των παραμέτρων  $M_f$  και  $M_b$  αυξάνονται, προκύπτει και πάλι η αύξηση της μέγιστης δυνατής διασποράς που ο εκάστοτε εξισωτής μπορεί να αντισταθμίσει. Χαρακτηριστικά, για την περίπτωση του DFE joint εξισωτή έχουμε ότι με  $[M_f, M_b] = [3,2]$  οι δυνατότητες του συγκεκριμένου εξισωτή φτάνουν μέχρι την αντιστάθμιση  $\sim 986$  ps/nm, ενώ στην περίπτωση όπου έχουμε  $[M_f, M_b] = [11,6]$  η τιμή της διασποράς που μπορεί να αντισταθμιστεί αυξάνεται στα  $\sim 1326$  ps/nm. Αντίστοιχα, την ίδια εικόνα φαίνεται να παρουσιάζουν και

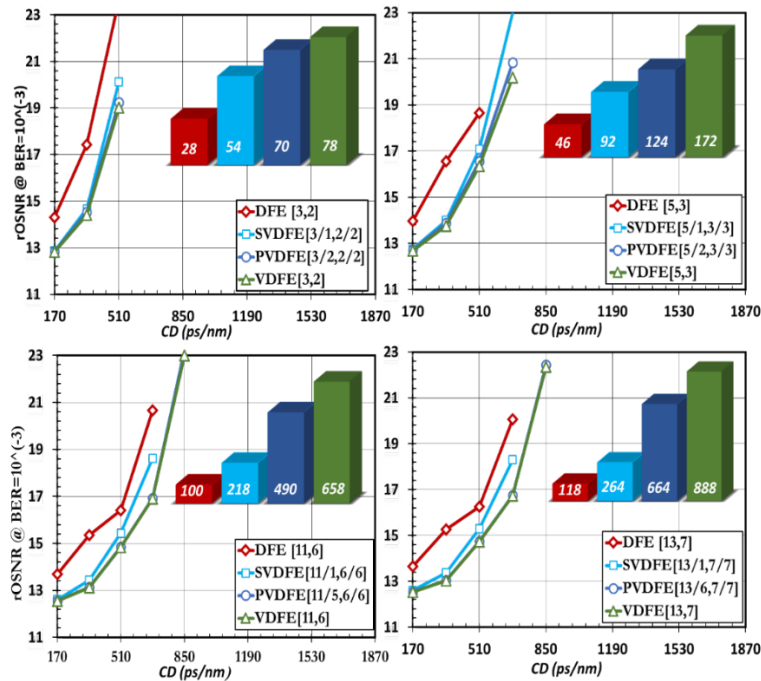
οι υπόλοιποι εξισωτές που μελετώνται. Για όλες τις περιπτώσεις, η πλήρης μορφή Volterra εξίσωσης φαίνεται να παρουσιάζει τις καλύτερες επιδόσεις, ενώ οι PVDFE μορφές φαίνεται να παρουσιάζουν εξίσου καλές επιδόσεις για όλα τα  $[M_f, M_b]$  με εμφανώς μικρότερες πολυπλοκότητες σε σχέση με τα VDFE. Ο VDFE [13,7] μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι 1530 ps/nm χρωματική διασπορά, αλλά με μια προσεκτικότερη ματιά μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι οι επιδόσεις του δεν διαφέρουν σχεδόν καθόλου από αυτές του VDFE [11,6], ο οποίος παράλληλα φέρει και πολύ μικρότερη πολυπλοκότητα (1316 συντελεστές). Παρόλα αυτά αντίστοιχες επιδόσεις παρουσιάζει και η Pruned έκδοση του VDFE[11,6] απαιτώντας ακόμα μικρότερη πολυπλοκότητα (980 συντελεστές).

Συνοπτικά, λοιπόν αξίζει κανείς να σημειώσει ότι ένας εξισωτής με πολυπλοκότητα 980 συντελεστών, παρουσιάζει σχεδόν ίδιες επιδόσεις με έναν εξισωτή πολυπλοκότητας 1776 συντελεστών καθώς παρά το γεγονός ότι η υλοποίηση του δεύτερου απαιτεί σχεδόν διπλάσια πολυπλοκότητα, οι επιδόσεις τους παραμένουν ίδιες. Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό των εξισωτών επιβεβαιώνεται και από το Σχήμα 6.14, όπου παρουσιάζονται οι ίδιοι joint εξισωτές στην περίπτωση του ρεαλιστικού σεναρίου. Συγκρίνοντας κανείς τις επιδόσεις εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[11,6]$  και  $[13,7]$  μπορεί εύκολα να παρατηρήσει ότι η αύξηση που προκαλείται στην πολυπλοκότητα από τη χρήση μεγαλύτερων  $M_f$  και  $M_b$  δε συνεπάγεται αντίστοιχη αύξηση στις επιδόσεις των εξισωτών.



Σχήμα 6.14. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Joint εξισωτών για ρεαλιστικό σενάριο με  $[M_f, M_b] =$  (α) [3,2], (β) [5,3], (γ) [11,6] και (δ) [13,7] σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.

Αναλυτικότερα, από το Σχήμα 6.14 προκύπτει ότι ένας απλός DFE[3,2] μπορεί να αντισταθμίσει έως 600 ps/nm χρωματικής διασποράς σε αντίθεση με τις Volterra μορφές εξίσωσης στις οποίες φαίνεται η τιμή αυτή να φτάνει μέχρι και ~800ps/nm. Παράλληλα βέβαια χρωματικές διασπορές της τάξης των 800 ps/nm μπορεί αντισταθμίσει και ένας DFE[5,3] απαιτώντας πολύ μικρότερη πολυπλοκότητα από τις Volterra μορφές εξίσωσης για  $[M_f, M_b]=[3,2]$ . Πιο συγκεκριμένα, ένας DFE[5,3] απαιτεί 92 συντελεστές για να αντισταθμίσει αυτή την τιμή της διασποράς, ενώ ακόμα και η περισσότερο απλοποιημένη μορφή Volterra (δηλ., η SVDVE[3/1,2/2]) απαιτεί για την αντιστάθμιση περίπου της ίδιας διασποράς 102 συντελεστές. Αντίστοιχα, ο SVDVE[5/1,3/3] μπορεί να εγγραφεί τη λειτουργία του συστήματος για τιμές διασποράς μέχρι ~990 ps/nm, ενώ ο αντίστοιχος PVDVE[5/2,3/3] και VDFE[5,3] εξισωτές επεκτείνουν τη τιμή αυτή στα 1100 ps/nm. Για την περίπτωση εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[11, 6]$  οι PVDVE και VDFE αυξάνουν το όριο ανοχής της διασποράς του συστήματος στα ~1450ps/nm, ο SVDVE[11/1,6/6] στα ~1200 ps/nm, ενώ ο DFE [11,6] μέχρι τα 1100 ps/nm. Όπως αναλύθηκε εκτεταμένα και προηγουμένως στην περίπτωση των παραμέτρων [13,7] η διαφορά στις επιδόσεις των εξισωτών είναι ελάχιστη σε σχέση με αυτές των  $[M_f, M_b] = [11,6]$ .



Σχήμα 6.15. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Disjoint εξισωτών για noise loading σενάριο με  $[M_f, M_b] =$  (α)  $[3, 2]$ , (β)  $[5, 3]$ , (γ)  $[11, 6]$  και (δ)  $[13, 7]$  σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.

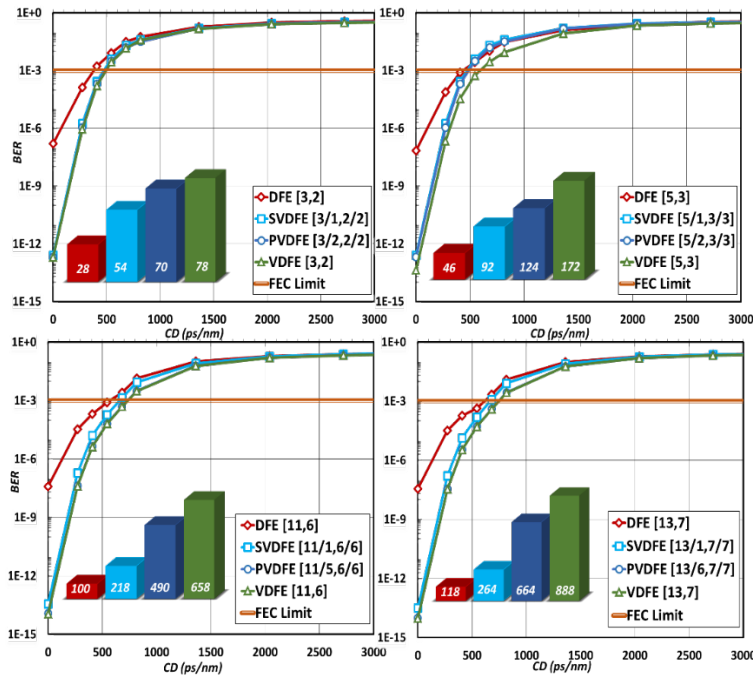
Στο Σχήμα 6.15 απεικονίζονται οι επιδόσεις των εξισωτών με disjoint διάρθρωση για σύστημα NRZ-DQPSK με ρυθμό μετάδοσης στα 40 Gb/s. Αναλυτικότερα, προκύπτει ότι ο DFE εξισωτής τόσο με  $[M_f, M_b] = [3, 2]$ , όσο και με  $[M_f, M_b] = [5, 3]$  μπορεί να αντισταθμίσει διασπορές ως και 510 ps/nm. Η διαφορά ανάμεσα στις επιδόσεις των δύο DFE εξισωτών έγκειται μόνο στο απαιτούμενο OSNR που χρειάζονται για να αντισταθμίσουν τη συγκεκριμένη τιμή διασποράς. Πιο συγκεκριμένα, ο DFE  $[5, 3]$  φαίνεται να απαιτεί OSNR περίπου της τάξης των 19 dB, δημιουργώντας έτσι μια διαφορά  $\sim 4$  dB στα rOSNR που χρειάζονται οι εξισωτές για να διατηρήσουν το BER του σήματος μικρότερο ή ίσο με  $BER = 10^{-3}$ . Παρομοίως οι Volterra εξισωτές μπορούν να αντισταθμίσουν 510 ps/nm και 680 ps/nm για  $[M_f, M_b] = [3, 2]$  και  $[M_f, M_b] = [5, 3]$  αντίστοιχα.

Οι Volterra εξισωτές εμφανίζουν και πάλι σαφώς ανώτερες επιδόσεις με την πλήρη μορφή του VDFE  $[13, 7]$  να φτάνει να μπορεί να αντισταθμίσει έως και 850 ps/nm διασποράς. Ίδιες επιδόσεις με τον πλήρη Volterra ωστόσο εμφανίζουν και οι μειωμένης πολυπλοκότητας, PVDFFE εξισωτές, διασφαλίζοντας παράλληλα και χαμηλότερη πολυπλοκότητα (664 συντελεστές έναντι 888 για την περίπτωση του  $[13, 7]$  και 490 έναντι 658 για την περίπτωση του  $[11, 6]$ ). Οι PVDFFE και VDFE με  $[M_f, M_b] = [11, 6]$  παρουσιάζουν εξίσου εξαιρετικές επιδόσεις με τις αντίστοιχες μορφές τους για  $[13, 7]$  απαιτώντας απλά 0.5 dB μεγαλύτερο OSNR για τη λειτουργία τους.

Η παραπάνω ανάλυση για τις disjoint εκδοχές εξισωτών επιβεβαιώνεται και με τη βοήθεια του ρεαλιστικού σεναρίου για NRZ-DQPSK σύστημα που λειτουργεί στα 40 Gb/s, το οποίο απεικονίζεται στο Σχήμα 6.16.

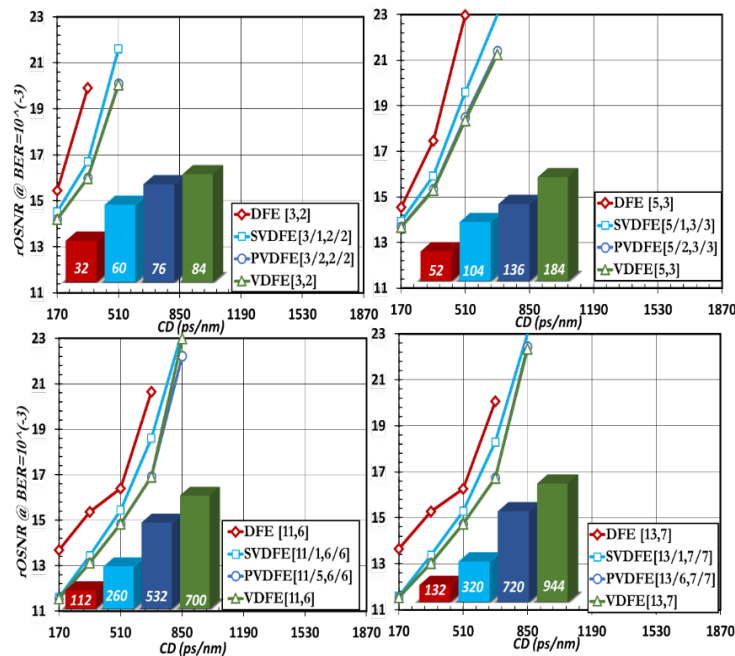
Αναλυτικότερα, προκύπτει ότι για την περίπτωση της disjoint διάρθρωσης, οι δυνατότητες των DFE εξισωτών κυμαίνονται από την αντιστάθμιση  $\sim 280$  ps/nm έως  $\sim 720$  ps/nm, ενώ οι Volterra εξισωτές φαίνεται να μπορούν να αντισταθμίσουν από  $\sim 500$  ps/nm έως και περίπου 750 ps/nm, ανάλογα πάντα με τις παραμέτρους  $M_f$  και  $M_b$  που χρησιμοποιούνται ( $[3, 2]$  έως  $[13, 7]$ , αντίστοιχα). Αξίζει να σημειωθεί ότι οι συντελεστές πολυπλοκότητας για κάθε εξισωτή disjoint διάρθρωσης είναι εμφανώς λιγότεροι από αυτούς των joint διαρθρώσεων, παρά το γεγονός ότι χρησιμοποιούνται δύο εξισωτές (ένας ανά κανάλι).





Σχήμα 6.16. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Disjoint εξισωτών για ρεαλιστικό σενάριο με  $[M_f, M_b] =$  (α) [3,2], (β) [5,3], (γ) [11,6] και (δ) [13,7] σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.

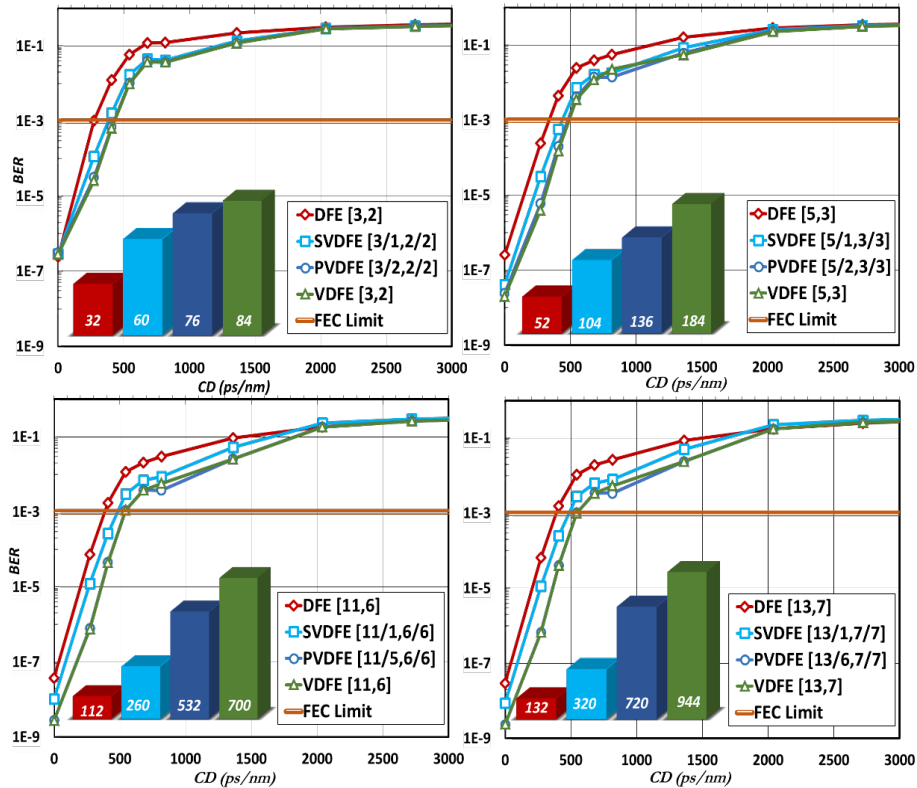
Στα γραφήματα που ακολουθούν (Σχήμα 6.17 και Σχήμα 6.18) απεικονίζονται οι επιδόσεις των balanced εξισωτών, τόσο για το noise loading σενάριο (Σχήμα 6.17), όσο και για το σενάριο με ρεαλιστικό span μετάδοσης (Σχήμα 6.18).



Σχήμα 6.17. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Balanced εξισωτών για noise loading σενάριο με  $[M_f, M_b] =$  (α) [3,2], (β) [5,3], (γ) [11,6] και (δ) [13,7] σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.

Συνοπτικά, αξίζει κανείς να αναφέρει ότι οι δυνατότητες αντιστάθμισης των DFE εξισωτών κυμαίνονται από τα ~255ps/nm έως περίπου τα 680 ps/nm, ενώ για τα Volterra σχήματα εξίσωσης οι τιμές της διασποράς που μπορεί να αντισταθμιστεί ξεκινούν από τα ~510ps/nm και φτάνουν ως τα 850 ps/nm, ανάλογα με το M<sub>f</sub> και M<sub>b</sub> που χρησιμοποιείται. Οι πολυπλοκότητες για τις balanced εκδοχές των εξισωτών είναι μικρότερες σε σχέση με αυτές των joint μορφών τους, αλλά μεγαλύτερες από αυτές των disjoint εξισωτών.

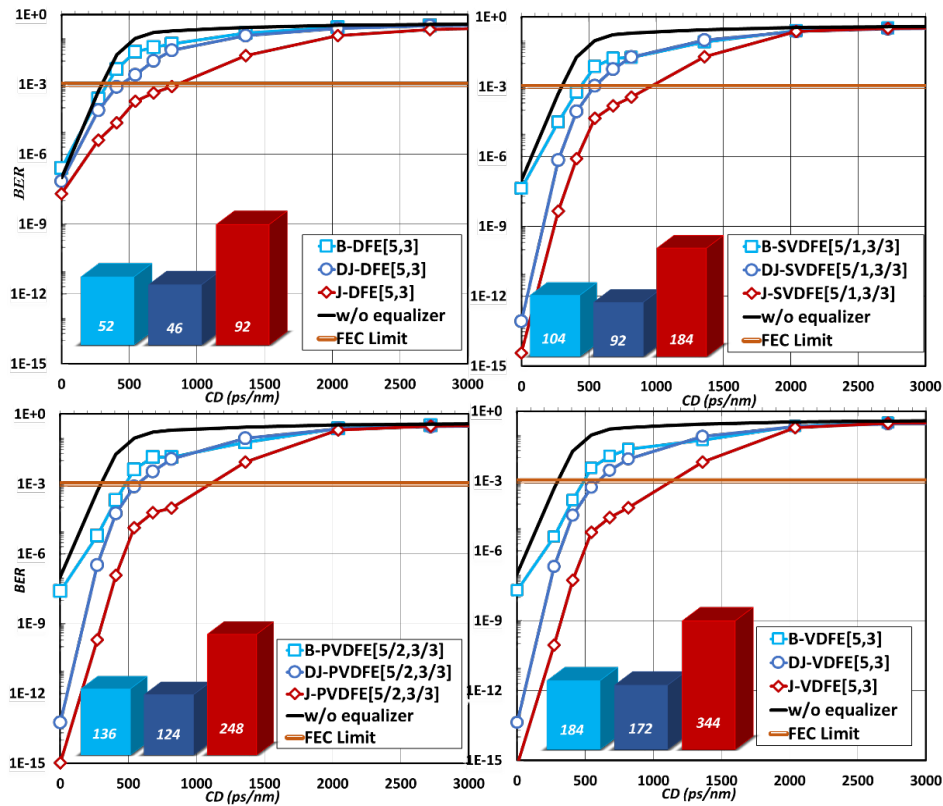
Καθώς οι παραπάνω εξισωτές εφαρμόζονται στο ρεαλιστικό σενάριο φαίνεται ότι οι επιδόσεις τους είναι αισθητά μειωμένες σε σχέση με τις joint και disjoint εκδοχές τους. Χαρακτηριστικά μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι όλοι οι εξισωτές φαίνεται να περιορίζουν αισθητά τις δυνατότητές τους όσον αφορά την αντιστάθμιση της διασποράς. Άλλωστε παρά τη μεγάλη αύξηση που πραγματοποιείται στην πολυπλοκότητα καθώς αυξάνονται οι παράμετροι  $M_f$  και  $M_b$  από [3,2] σε [13,7] βελτιώνονται ελάχιστα. Πιο συγκεκριμένα από το Σχήμα 6.18 προκύπτει ότι ένας VDFE[3,2] μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι και ~490 ps/nm ενώ οι δυνατότητες του αντίστοιχου VDFE[13,7] φτάνουν μέχρι και την αντιστάθμιση ~500 ps/nm παρά το γεγονός ότι η πολυπλοκότητα του είναι σχεδόν 11 φορές μεγαλύτερη από εκείνη του VDFE[3,2]. Γενικότερα, η πολυπλοκότητα των balanced εξισωτών, που καθορίζεται εν πολλοίς από τον αριθμό των συντελεστών που απαιτούνται, είναι αρκετά μικρότερη από αυτή των joint εκδοχών τους αλλά λίγο μεγαλύτερη από αυτή των disjoint εξισωτών.



Σχήμα 6.18. Επιδόσεις και πολυπλοκότητες Balanced εξισωτών για ρεαλιστικό σενάριο με  $[M_f, M_b] = (a)[3,2]$ ,  $(b)[5,3]$ ,  $(c)[11,6]$  και  $(d)[13,7]$  σε NRZ-DQPSK σύστημα με ρυθμό μετάδοσης 40Gb/s.

Για να υπάρξει μια πληρέστερη εικόνα και μια ευκολότερη σύγκριση ανάμεσα σε όλους τους πιθανούς εξισωτές (DFE, VDFE, PVD FE, κ.ο.κ.) με όλες τις πιθανές διαρθρώσεις ακολουθούν συγκριτικά διαγράμματα ανά διάρθρωση και τύπο εξισωτή για  $[M_f, M_b]=[5,3]$  (Σχήμα 6.19) και  $[M_f, M_b]=[11,6]$  (Σχήμα 6.20). Τα  $M_f$  και  $M_b$  που παρουσιάζονται έχουν προκύψει ως επικρατέστερα από την ανάλυση που πραγματοποιήθηκε για την κάθε διάρθρωση χωριστά. Πιο συγκεκριμένα, το σετ παραμέτρων [5,3] διαφάνηκε να έχει εξαιρετικές επιδόσεις για σχετικά μικρές τιμές διασποράς συνδυάζοντας βέβαια, και σχετικά μειωμένη πολυπλοκότητα, ενώ για μεγαλύτερες τιμές διασποράς το [11,6] παρουσιάζοντας ίδιες επιδόσεις με το [13,7] αλλά εμφανώς μικρότερο αριθμό συντελεστών φαίνεται να προκρίνεται ως εξίσου ελκυστική λύση για την αντιστάθμιση της διασποράς σε ένα NRZ-DQPSK σύστημα.

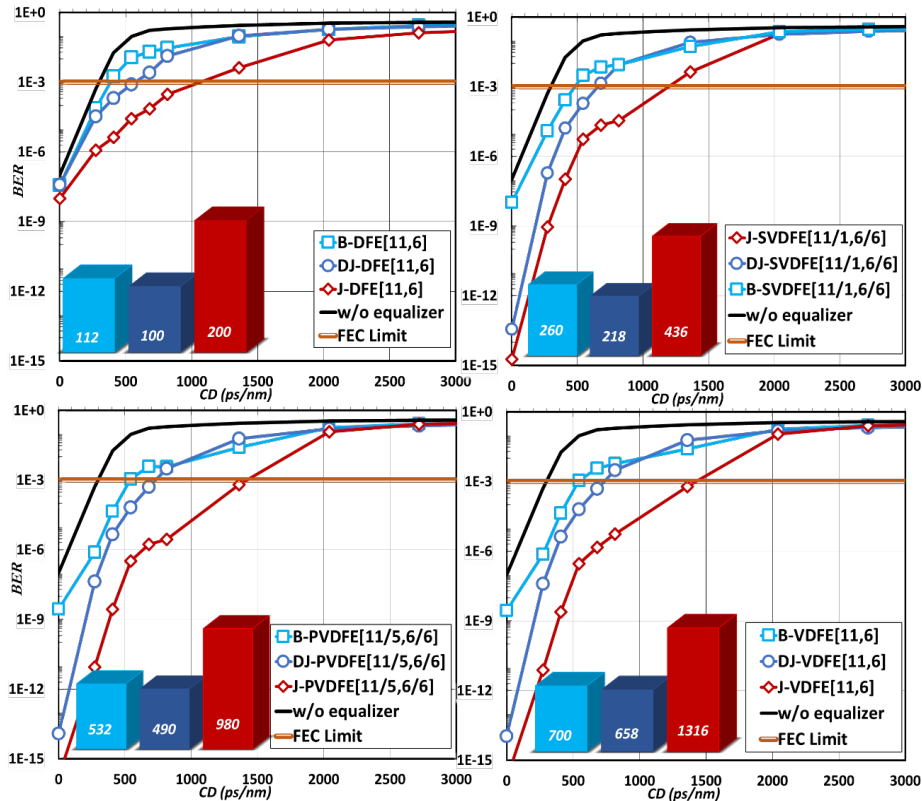
Καθώς οι εξισωτές έχουν αναλυθεί εκτενώς από αλγοριθμικής άποψης η συγκριτική μελέτη που ακολουθεί αφορά το ρεαλιστικό σενάριο προσομοίωσης, ώστε τα αποτελέσματα να είναι ασφαλέστερα και περισσότερο ακριβή. Μαζί με τις επιδόσεις των εξισωτών, αυτή τη φορά απεικονίζεται και η επίδοση του συστήματος χωρίς τη χρήση ηλεκτρονικής αντιστάθμισης με σκοπό την αμεσότερη εξαγωγή συμπερασμάτων.



Σχήμα 6.19. Σύγκριση εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[5, 3]$  για όλες τις διαφορετικές διαρθρώσεις σε σύστημα NRZ-DQPSK με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.

Αρχικά με μια απλή παρατήρηση προκύπτει ότι οι joint μορφές εμφανίζουν τις καλύτερες επιδόσεις είτε πρόκειται για DFE, είτε για Volterra σχήματα διαμόρφωσης. Οι εξαιρετικές επιδόσεις τους αυτές συνοδεύονται αλλά και εξηγούνται από την ιδιαίτερη υψηλή πολυπλοκότητα που απαιτούν για την υλοποίησή τους, οδηγώντας έτσι σε ένα υπεραπλουστευμένο συμπέρασμα ότι όσο μεγαλύτερη είναι η πολυπλοκότητα ενός εξισωτή, τόσο καλύτερες είναι και οι επιδόσεις του. Ωστόσο, το συμπέρασμα αυτό καταρρίπτεται εύκολα με μια προσεκτικότερη ανάλυση. Πιο συγκεκριμένα, οι disjoint μορφές φαίνεται να έχουν την μικρότερη πολυπλοκότητα για όλους του τύπους εξισωτών, αλλά δεν παρουσιάζουν και τις χειρότερες επιδόσεις. Αντίθετα τις χειρότερες επιδόσεις (ανάμεσα στα υπο μελέτη σχήματα εξίσωσης) εμφανίζουν οι balanced εξισωτές, παρά το γεγονός ότι έχουν μεγαλύτερη πολυπλοκότητα από αυτή της disjoint διάθροσης. Χαρακτηριστικά μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι η χρήση ενός B-DFE[5,3] δεν προσφέρει στο σύστημα μας καμία βελτίωση όσον αφορά την ανοχή του στη διασπορά, καθώς και στις δύο περιπτώσεις το σύστημα μας φαίνεται να ξεπερνάει το όριο του FEC για τιμές υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς μεγαλύτερες από περίπου 280 ps/nm. Αντίθετα ένας απλός DFE[5,3] joint διάθροσης μπορεί να αντισταθμίσει έως και ~900 ps/nm χρωματικής διασποράς, βελτιώνοντας αισθητά την ανοχή του συστήματος μας στη διασπορά. Αντίστοιχα για την περίπτωση του SVDFE, η joint εκδοχή του αυξάνει την τιμή της μέγιστης επιτρεπόμενης διασποράς στα 1000 ps/nm, ενώ η balanced φαίνεται και πάλι να μην μπορεί να ξεπεράσει το όριο των 500 ps/nm. Για την περίπτωση αυτή αξίζει να σημειωθεί ότι ο DJ-SVDFE[5/1,3/3] δύναται να αντισταθμίσει μέχρι και 500 ps/nm απαιτώντας πλήθος 92 συντελεστών. Με το ίδιο απαιτούμενο πλήθος συντελεστών (92) ωστόσο ένας J-DFE[5,3] εξισωτής μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι και 900 ps/nm, ξεπερνώντας με αυτό τον τρόπο κατά πολύ τις επιδόσεις του DJ-SVDFE[5/1,3/3]. Είναι λοιπόν προφανές ότι όταν μελετάμε σύστημα όπου η μέγιστη υπολειπόμενη χρωματική διασπορά που αναμένουμε είναι της τάξης των 800-900ps/nm η χρήση ενός J-DFE[5,3] εξισωτή φαντάζει ελκυστικότερη από άποψη συνδυασμού επίδοσης και πολυπλοκότητας. Για την περίπτωση όπου η αναμενόμενη χρωματική διασπορά μπορεί να ξεπερνά το όριο των 1000 ps/nm οι Volterra εξισωτές μειωμένης πολυπλοκότητας εμφανίζονται ως καταλληλότεροι υποψήφιοι. Άλλωστε όπως έχει ήδη αναφερθεί όταν πρόκειται για μικρές τιμές  $[M_f, M_b]$  της τάξης του

[5,3], οι μειωμένης πολυπλοκότητας (SVDFFE και PVDFE) παρουσιάζουν ελάχιστες διαφορές στις επιδόσεις σε σχέση με τις πλήρεις μορφές τους, παρέχοντας όμως το πλεονέκτημα της μικρότερης πολυπλοκότητας.



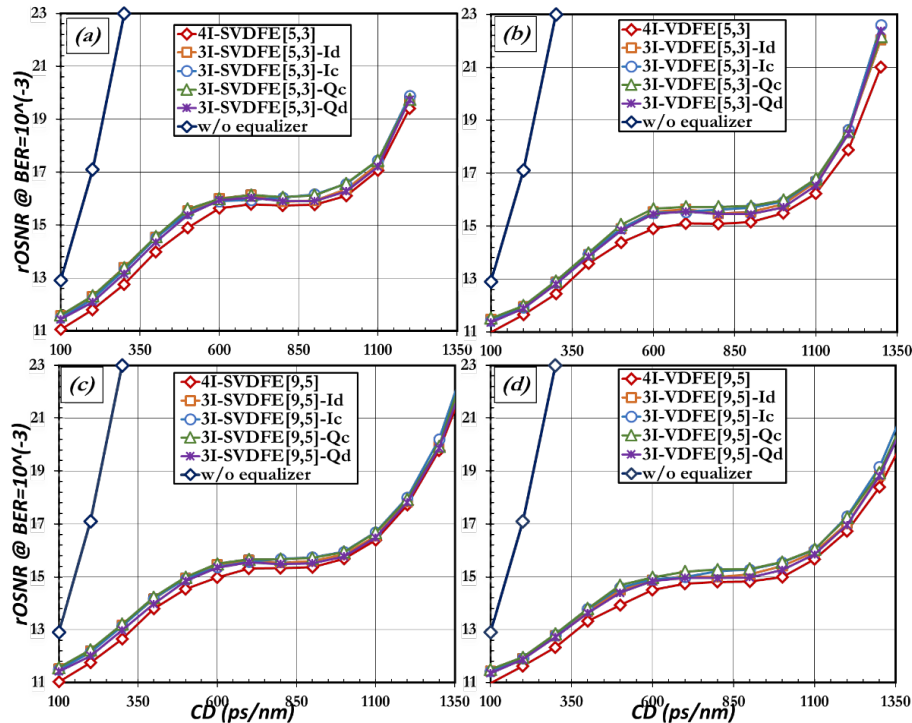
Σχήμα 6.20. Σύγκριση εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[11,6]$  για όλες τις διαφορετικές διαρθρώσεις σε σύστημα NRZ-DQPSK με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s.

Η ανάλυση που προηγήθηκε για την περίπτωση του  $[M_f, M_b]=[5,3]$  επιβεβαιώνεται και στην περίπτωση του  $[M_f, M_b]=[11,6]$  καθώς και πάλι οι joint εκδοχές εξίσωσης εμφανίζουν τις βέλτιστες επιδόσεις, ενώ οι balanced τις χειρότερες επιδόσεις όσον αφορά την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς. Σε αυτό το σημείο αξίζει να αναφέρουμε ότι οι J-PVDFE[11/5,6/6] και J-VDFE[11,6] έχουν τη δυνατότητα να εγγραφούν τη λειτουργία του συστήματος μας για διασπορές μέχρι και ~1450 ps/nm. Εύκολα καταδεικνύεται ότι η χρήση αυτών των εξισωτών σχεδόν πενταπλασιάζει την ανοχή του συστήματος μας στη χρωματική διασπορά, αφού το όριο λειτουργίας του χωρίς τη χρήση εξισωτών περιορίζεται στα 280 ps/nm. Παρόλα αυτά, η υλοποίηση σε επίπεδο hardware τέτοιων εξισωτών φαντάζει ιδιαίτερα δύσκολη στις μέρες μας αφού ο αριθμός των συντελεστών που απαιτούνται είναι σχεδόν απαγορευτικός (1316 συντελεστές).

Στη συνέχεια στο σχήμα απεικονίζονται οι επιδόσεις του noise loading σεναρίου για partially joint εξισωτές τριών εισόδων (3I-) τόσο για  $[M_f, M_b]=[5,3]$  όσο και για  $[M_f, M_b]=[9,5]$ . Εκτός από την περίπτωση των partially joint εξισωτών στο σχήμα παρουσιάζονται οι επιδόσεις του συστήματος χωρίς τη χρήση εξισωτών αλλά και οι επιδόσεις των αντίστοιχων joint εξισωτών (4I-), ώστε να είναι ευκολότερη η σύγκριση. Οι διαφορετικοί partially joint εξισωτές στο συγκεκριμένο σχήμα καθορίζονται από τον αριθμό των εισόδων που χρησιμοποιούν (3 εισοδοί – 3I) αλλά και από το σήμα εισόδου που επιλέγεται να αγνοηθεί (π.χ. 3I-VDFE[5,3]-I<sub>d</sub>), ενώ παρουσιάζουν ελαφρώς διαφορετικές επιδόσεις μεταξύ τους. Θεωρώντας ένα απαιτούμενο OSNR της τάξης των 18 dB, τα σχήματα εξίσωσης που μελετώνται μπορούν να αυξήσουν την ανοχή του συστήματος σε χρωματική διασπορά μέχρι τα 1200 ps/nm (SVDFFE[5,3]) και 1325 ps/nm (VDFE[5,3]), δίνοντας τη δυνατότητα στο σύστημα να συνεχίσει τη λειτουργία του για περαιτέρω μετάδοση 70 και 80 km μη αντισταθμισμένης οπτικής ίνας, αντίστοιχα. Η αύξηση στη μέγιστο επιτρεπόμενο ποσοστό χρωματικής διασποράς είναι ακόμα μεγαλύτερη όταν εφαρμόζονται στο σύστημα εξισωτές με  $[M_f, M_b]=[9,5]$ . Γίνεται λοιπόν φανερό ότι η χρήση ηλεκτρονικών



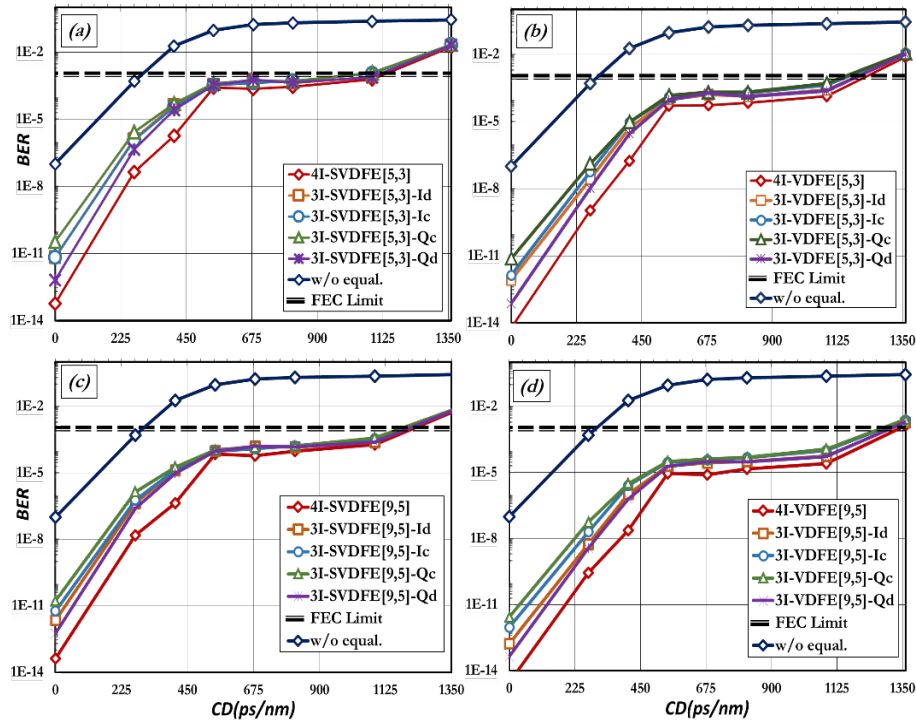
εξισωτών μπορεί να επεκτείνει την μη αντισταθμισμένη απόσταση μετάδοσης από 60 έως 80 km, αφού η μέγιστη χρωματική διασπορά που μπορεί να ανεχτεί το σύστημα χωρίς τη χρήση τους φτάνει τα 300 ps/nm (που αντιστοιχούν σε 17 km μη αντισταθμισμένης CD). Ωστόσο αξίζει να σημειωθεί ότι η βελτίωση της ανοχής σε χρωματική διασπορά που προσφέρουν οι εξισωτές συνοδεύεται και από μια αναπόφευκτη αύξηση του απαιτούμενο OSNR που χρειάζεται το οπτικό σύστημα για να λειτουργήσει. Από το Σχήμα 6.21 προκύπτει ότι αν και οι καλύτερες επιδόσεις επιτυγχάνονται από τους joint διάρθρωσης εξισωτές (4 εισόδων), όλες οι partially joint (3 εισόδων) εναλλακτικές παρουσιάζουν επίσης εξαιρετικές επιδόσεις έχοντας οριακές διαφορές τόσο ανάμεσα τους, όσο και με τις αντίστοιχες joint εκδοχές τους.



Σχήμα 6.21. Σύγκριση επιδόσεων απαιτούμενο OSNR ανάμεσα σε joint(4I-) και partially joint(3I-) διάρθρωσεις εξισωτών για VDFE[5,3], (b)VDFE[5,3], (c)SVDFE[9,5] and (d)VDFE[9,5]

Όλα τα συμπεράσματα που εξήχθησαν από τις επιδόσεις των εξισωτών στην περίπτωση του noise loading σεναρίου επιβεβαιώνονται και στο Σχήμα 6.22, όπου απεικονίζονται οι επιδόσεις τους για το ρεαλιστικό σενάριο με τα span μετάδοσης. Στην περίπτωση αυτή το BER του ληφθέντος σήματος εκτιμάται και παρουσιάζεται σε σχέση με τη μεταβολή της υπολλειπόμενης χρωματικής διασποράς που προκύπτει εξαιτίας της ατελούς οπτικής αντιστάθμισης (OCR=80-99%). Εκτός από τις μικρές διαφορές στις επιδόσεις που παρατηρήθηκαν και στο noise loading σενάριο προκύπτει ότι η επιλογή της χρήσης ενός σχήματος εξίσωσης που αγνοεί το Q<sub>d</sub> σήμα προσφέρει στο σύστημα μας τον βέλτιστο συνδυασμό επίδοσης και πολυπλοκότητας. Αντίθετα, για κάθε μορφής εξισωτή το να αγνοηθεί η Q<sub>c</sub> έξοδος του οπτικού δέκτη εμφανίζει την χειρότερη επίδοση, αν και οι διαφορές είναι σχετικά οριακές. Κατ' απόλυτη αντιστοιχία το ίδιο προκύπτει και για την περίπτωση του I καναλιού, όπου ένας εξισωτής που αγνοεί το I<sub>d</sub> σήμα φέρει καλύτερες επιδόσεις από έναν αντίστοιχο που αγνοεί το I<sub>c</sub> σήμα εξόδου του οπτικού δέκτη.

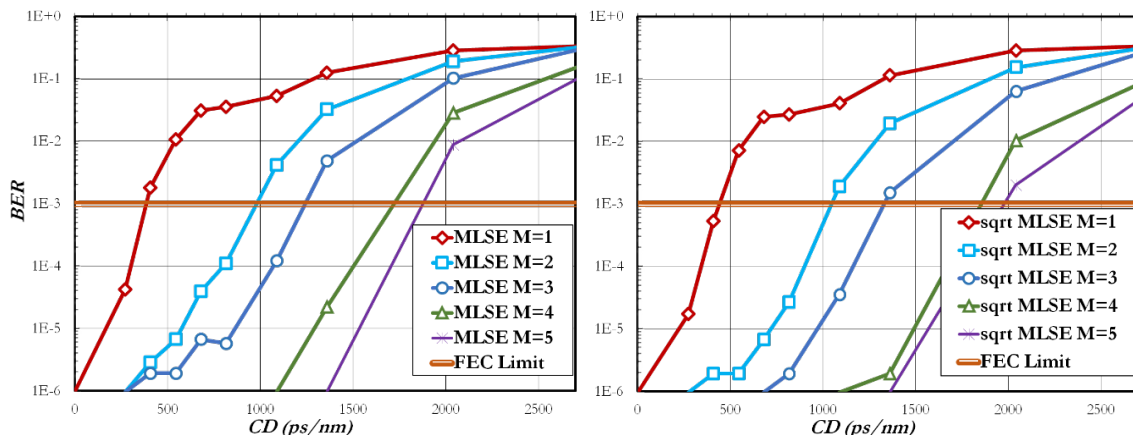
Το συγκεκριμένο χαρακτηριστικό μπορεί να δικαιολογηθεί εξαιτίας της φύσης του ηλεκτρικού σήματος που παράγεται από την constructive έξοδο ενός MZI. Πιο συγκεκριμένα, το ηλεκτρικό σήμα της constructive εξόδου προσομοιάζει με ένα duobinary (DB) σήμα, ενώ το αντίστοιχο σήμα που παράγεται από την destructive έξοδο του MZI προσομοιάζει ένα Alternating-Mark-Inversion (AMI) σήμα [87,101]. Η εγγενής υψηλότερη ανοχή του DB τρόπου διαμόρφωσης στη χρωματική διασπορά που παρουσιάζεται εξαιτίας του στενότερου φάσματος [186] του, εξηγεί παράλληλα και την καλύτερη επίδοση κάθε εξισωτή όταν για τη διαδικασία της εξίσωσης χρησιμοποιείται η constructive αντί της destructive εξόδου για κάθε κανάλι [178].



Σχήμα 6.22. Εκτιμώμενο BER για οπτικές ζεύξεις που χρησιμοποιούν (a) SVDFE [5,3], (b) VDFE [5,3], (c) SVDFE [9,5] και (d) VDFE [9,5] εξισωτές ανάλογα με το σήμα εισόδου που αγνοείται ( $I$ ,  $I_d$ ,  $Q$ ,  $Q_d$ ).

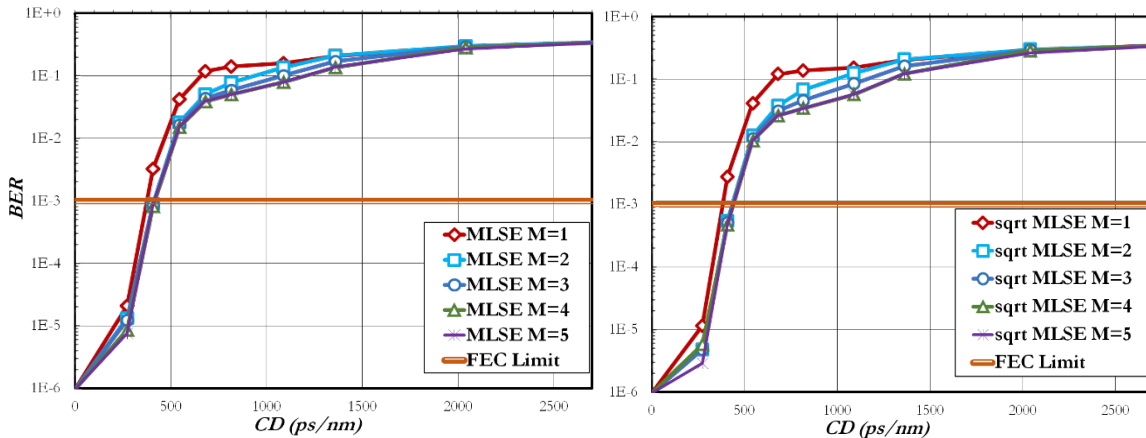
Αφού το να αγνοηθεί η destructive έξοδος για κάθε κανάλι (I ή Q) φαίνεται να αποτελεί την αποδοτικότερη λύση ανάμεσα στις διαφορετικές εναλλακτικές της partially joint διάρθρωσης εξισωτών, με σκοπό να αποκτηθεί μια πλήρης εικόνα για αυτές τις διαρθρώσεις μελετήθηκε και μια εκφυλισμένη μορφή partially joint διάρθρωσης εξισωτών όπου αγνοήθηκαν παράλληλα οι destructive έξοδοι του οπτικού δέκτη και από τα δύο κανάλια I και Q, οδηγώντας έτσι σε έναν partially joint εξισωτή δύο εισόδων. Η συγκεκριμένη ενδοχή εξισωτή φέρει αρκετά χαμηλότερη πολυπλοκότητα σε σχέση με όλες τις άλλες εναλλακτικές και οι επιδόσεις της παρουσιάζονται στο Παράρτημα 10.4 όπου συγκρίνονται με αυτές των balanced εξισωτών καθώς οι πολυπλοκότητες τους είναι συγκρίσιμες.

Στη συνέχεια ακολουθούν οι επιδόσεις MLSE εξισωτών μνήμης M για NRZ-DQPSK σύστημα που λειτουργεί με ρυθμό μετάδοσης 40 Gb/s. Αρχικά, στο Σχήμα 6.23 απεικονίζονται οι επιδόσεις MLSE εξισωτών μιας διάστασης σε joint διάρθρωση, όπου παρατηρούνται η εξαιρετική τους ικανότητα να αντισταθμίσουν μεγάλες τιμές χρωματικής διασποράς. Χαρακτηριστικά, παρατηρείται ότι ο MLSE με μνήμη  $M=4$  μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι 1750 ps/nm υπολειπόμενης διασποράς ενώ η χρήση του sqrt τελεστή αυξάνει την τιμή της διασποράς στα ~1850ps/nm.



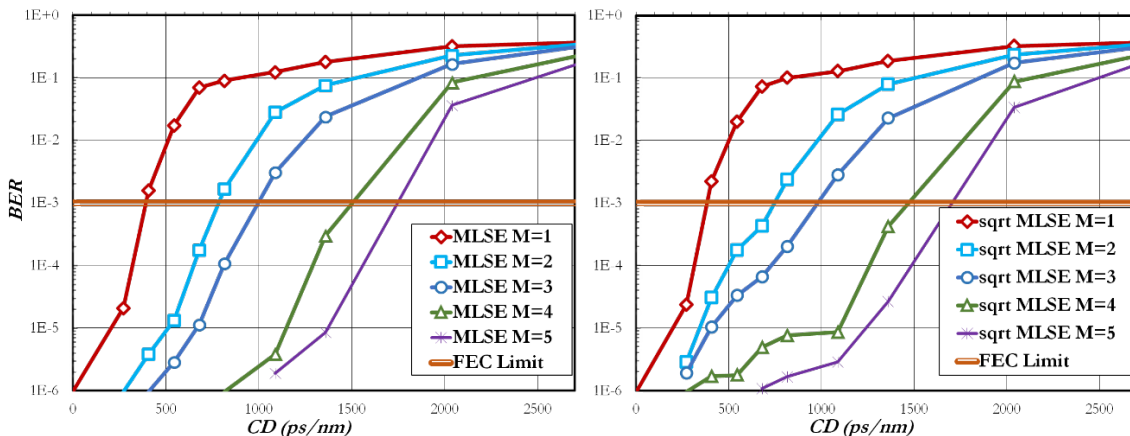
Σχήμα 6.23. Επίδοση Joint MLSE Εξισωτών σε σύστημα NRZ-DQPSK στα 40 Gb/s με και χωρίς τη χρήση του τελεστή sqrt.

Οι εξαιρετικές επιδόσεις που παρουσιάζουν οι MLSE εξισωτές ανατρέπονται όταν εφαρμόζονται σε disjoint διάρθρωση. Όπως προκύπτει από το Σχήμα 6.24 οι disjoint εξισωτές προσφέρουν πολύ χαμηλές επιδόσεις, οι οποίες εν προκειμένω δεν βελτιώνονται όσο κι αν αυξηθεί η τιμή της μνήμης  $M$ . Αξίζει δε να σημειωθεί ότι ακόμα και η χρήση sqrt τελεστή δεν φαίνεται να προσφέρει καμία απολύτως βελτίωση στις επιδόσεις των εξισωτών.



Σχήμα 6.24. Επίδοση Disjoint MLSE Εξισωτών σε σύστημα NRZ-DQPSK στα 40Gb/s με και χωρίς τη χρήση sqrt τελεστή.

Αντίθετα από την περίπτωση των disjoint διαρθρώσεων, η χρήση MLSE εξισωτών balanced διάρθρωσης, η οποία παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.25, προσφέρει πολύ καλές επιδόσεις, καθιστώντας την επιλογή τους μια εξαιρετική εναλλακτική αντί για τη χρήση joint σχημάτων εξίσωσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι επιδόσεις των balanced εξισωτών είναι χαμηλότερες από αυτές που παρουσιάζουν οι αντίστοιχοι joint εξισωτές. Για παράδειγμα, ένας balanced MLSE με μνήμη  $M=4$ , δύναται μέγιστα να αντισταθμίσει 1500 ps/nm διασποράς, ενώ ο joint ανάλογος του μπορεί να αντισταθμίσει διασπορές μέχρι και  $\sim 1750$  ps/nm. Επίσης, θα πρέπει να σημειωθεί ότι η χρήση sqrt τελεστή στη συγκεκριμένη διάρθρωση δεν φαίνεται να προσφέρει σημαντική βελτίωση στις επιδόσεις των εξισωτών.



Σχήμα 6.25. Επίδοση Balanced MLSE Εξισωτών σε σύστημα NRZ-DQPSK στα 40Gb/s με και χωρίς τη χρήση sqrt τελεστή.

## 6.2 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Οι επιδόσεις ρεαλιστικών οπτικών συστημάτων όταν ηλεκτρονικοί εξισωτές καλούνται να αντισταθμίσουν πιθανή υπολειπόμενη χρωματική διασπορά επιβεβαιώνονται με τη βοήθεια προσομοιώσεων που στηρίζονται σε noise loading σενάρια. Αν και τα συγκεκριμένα σενάρια προσομοίωσης δεν προσφέρουν καμία πληροφορία σχετικά με την ποιότητα της οπτικής ζεύξης μπορούν να παρέχουν μια γενική αλγοριθμική εικόνα για τις επιδόσεις και την ικανότητα αντιστάθμισης που

εμφανίζει ο εκάστοτε εξισωτής. Έτσι βάσει των σεναρίων προσομοίωσης με setOSNR (noise loading) διασφαλίζεται η ακρίβεια στα πειραματικά αποτελέσματα που προκύπτουν από τα ρεαλιστικά σενάρια μετάδοσης.

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι όλα τα οπτικά συστήματα στα οποία εφαρμόστηκαν σχήματα ηλεκτρονικής εξίσωσης επωφελήθηκαν αραιά από τη χρήση τους όσον αφορά την ανοχή που εμφάνισαν σε μεταβαλλόμενες τιμές υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς. Πιο συγκεκριμένα όπως προέκυψε από την αλγοριθμική εικόνα που μας παρέχεται μέσω των noise loading σεναρίων για οπτικά συστήματα που χρησιμοποιούν NRZ-OOK οι πλήρης μορφές Volterra (VDFE) παρουσιάζουν εξαιρετική δυνατότητα αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς, ενώ οι αντίστοιχοι DFE παρουσιάζουν τις χαμηλότερες επιδόσεις. Οι μειωμένης πολυπλοκότητας εξισωτές Volterra (PVDFE και SVDFE) εμφανίζουν επιδόσεις παρόμοιες με αυτές των VDFE συνδυασμένες ωστόσο με σημαντικά χαμηλότερη πολυπλοκότητα. Χαρακτηριστικά, για τα 10 Gb/s οι VDFE[31,10] εξισωτές εμφανίζουν τη δυνατότητα αντιστάθμισης μέχρι και 15300 ps/nm υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς ενώ οι αντίστοιχοι PVDFE και SVDFE μπορούν να ακυρώσουν διασπορά που φτάνει στα 13700 και 9700 ps/nm, αντίστοιχα. Αυτές οι εξαιρετικές επιδόσεις εξισωτών με μεγάλες τιμές  $[M_f, M_b]$  συνεπάγονται όμως και εξαιρετικά μεγάλες πολυπλοκότητες που κάνουν την υλοποίηση τους απαγορευτική. Ο βέλτιστος συνδυασμός επιδόσεων και πολυπλοκότητας προέκυψε από τη χρήση εξισωτών μειωμένης πολυπλοκότητας Volterra με μικρότερες  $[M_f, M_b]$ . Έτσι για την εφαρμογή τους σε ρεαλιστικά οπτικά συστήματα που λειτουργούν σε ρυθμούς 40 Gb/s επιβεβαιώνεται η ιδιότητα των DFE να εμφανίζουν κατώφλι στην επίδοσή τους για τιμές χρωματικής διασποράς μεγαλύτερες από κάποια τιμή αφού και ο μεγαλύτερος DFE[31,10] μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι 190 ps/nm χρωματικής διασποράς. Αντίστοιχα, οι SVDFE μορφές μπορούν να εγγραφούν τη λειτουργία του οπτικού συστήματος μέχρι και για 260 ps/nm, ενώ οι PVDFE και οι VDFE μορφές φτάνουν και τα 420-450 ps/nm.

Αξίζει να σημειωθεί ότι προέκυψε πως οι εξαιρετικές επιδόσεις των Volterra εξισωτών, ακόμα και των εκφυλισμένων SVDFE μορφών, μπορούν να διασφαλίσουν και να δώσουν την δυνατότητα αναβάθμιση ενός δικτύου από ρυθμό μετάδοσης των 10 Gb/s στα 40 Gb/s χωρίς να πραγματοποιηθεί καμία παρέμβαση στην οπτική ζεύξη.

Για την περίπτωση του NRZ-DPSK οπτικού συστήματος επιβεβαιώνονται οι εξαιρετικές επιδόσεις όλων των Volterra εξισωτών όπως και στην περίπτωση των NRZ-OOK συστημάτων με τους PVDFE και SVDFE με  $[M_f, M_b]=[13,7]$  να βελτιώνουν την ανοχή του οπτικού δικτύου στη διασπορά στα 400 και 300 ps/nm, αντίστοιχα. Η αισθητή αυτή βελτίωση που παρέχεται στις επιδόσεις του οπτικού συστήματος μέσω της χρήσης ηλεκτρονικών εξισωτών προέκυψε ότι μπορεί να εγγραφεί την επέκταση της απόστασης ενός ήδη υπάρχοντος δικτύου.

Αντίστοιχα, για οπτικά συστήματα NRZ-DQPSK τρόπου διαμόρφωσης μελετήθηκαν όλες οι πιθανές διαρθρώσεις ηλεκτρονικής εξίσωσης, από όπου και προέκυψε ότι οι βέλτιστες επιδόσεις (συνδυασμένες με υψηλή πολυπλοκότητα) παρουσιάζονται από τους joint εξισωτές, ενώ ακολουθούν οι balanced και disjoint. Για την ιδιαίτερη περίπτωση των NRZ-DQPSK συστημάτων εξαιτίας της πληθώρας των διαθέσιμων ηλεκτρικών σημάτων προτάθηκε μια νέου τύπου διάθροση που ονομάζεται partially joint διάθροση και περιλαμβάνει τη χρήση τριών από τα τέσσερα διαθέσιμα ηλεκτρικά σήματα που προκύπτουν από το NRZ-DQPSK δέκτη. Οι partially joint ηλεκτρονικοί εξισωτές εμφανίζουν πολύ μικρές διαφορές επιδόσεων, τόσο μεταξύ τους, όσο και σε σχέση με τους joint διάθροσης εξισωτές. Αξίζει να σημειωθεί ότι προέκυψε ότι η επιλογή ενός partially joint εξισωτή που αγνοεί το  $Q_d$  σήμα προσφέρει στο οπτικό σύστημα τον βέλτιστο συνδυασμό επίδοσης και πολυπλοκότητας, ενώ αντίθετα, αν αγνοηθεί η  $Q_c$  έξοδος του οπτικού δέκτη εμφανίζεται η χειρότερη επίδοση (αν και οι διαφορές είναι σχετικά οριακές). Κατ' απόλυτη αντιστοιχία το ίδιο προέκυψε και για την περίπτωση του I καναλιού, αφού ένας εξισωτής που αγνοεί το  $I_d$  σήμα φέρει καλύτερες επιδόσεις από έναν αντίστοιχο που αγνοεί το  $I_c$  σήμα εξόδου του οπτικού δέκτη. Εκτός από την φανερή μείωση της πολυπλοκότητας που προσφέρει (25%), πρέπει να σημειωθεί ότι η partially joint διάθροση βελτιώνει αισθητά και την αριθμητική συμπεριφορά του εξισωτή σε σχέση με την αντίστοιχη joint εκδοχή του.



Εκτός από τους εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης στα παραπάνω οπτικά συστήματα εφαρμόστηκαν και MLSE σχήματα εξίσωσης, τα οποία παρουσίασαν αντίστοιχα καλές επιδόσεις. Για την περίπτωση των MLSE εξισωτών εξετάστηκε και η χρήση sqrt τελεστή, ο οποίος παρείχε σημαντική βελτίωση στις επιδόσεις όλων των οπτικών συστημάτων.

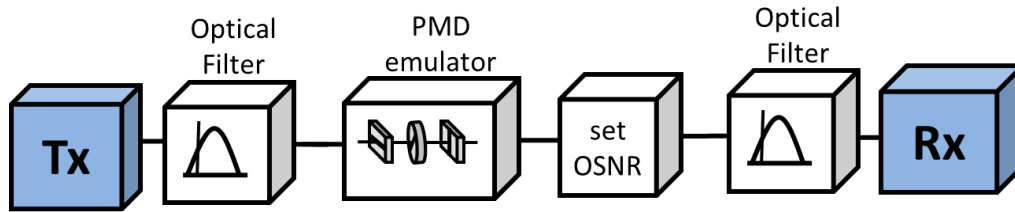
# 7

## Μελέτη Επιδόσεων Οπτικών Συστημάτων Μεγάλης Χωρητικότητας

### 7.1 Αντιστάθμιση PMD

Με σκοπό την περαιτέρω διερεύνηση των επιδόσεων των ηλεκτρονικών εξισωτών στα οπτικά συστήματα στο κεφάλαιο που ακολουθεί, παρουσιάζεται η συμπεριφορά τους στην αντιστάθμιση της PMD σε οπτικά συστήματα διαφορετικών τρόπων διαμόρφωσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι η επίδοση τους μελετήθηκε κυρίως για συστήματα ρυθμού μετάδοσης 40 Gb/s, όπου και η επιβάρυνση εξαιτίας της PMD είναι σημαντική [187].

Για την υλοποίηση των προσομοιώσεων που ακολουθούν, χρησιμοποιήθηκε ένας PMD emulator, ο οποίος με τη βοήθεια του μοντέλου Bruyere Kogelnik εισάγει PMD στο σήμα μας. Η ποσότητα PMD που θα εισαχθεί εξαρτάται από την τιμή της παραμέτρου Differential Group Delay (DGD) μέσω της οποίας υπολογίζονται και οι ανώτερης τάξης PMD. Για τον υπολογισμό της επίδοσης του ελάχιστου εξισωτή χρησιμοποιείται η μετρική required OSNR (rOSNR), η οποία προσδιορίζει την τιμή του OSNR στην οποία επιτυγχάνεται ένα συγκεκριμένο BER (στην περίπτωση μας BER=10<sup>-3</sup>). Για τη μεταβολή του OSNR, χρησιμοποιείται η noise loading τεχνική σύμφωνα με την οποία προστίθεται θόρυβος μέχρι το OSNR να φτάσει στην τιμή που έχει οριστεί.



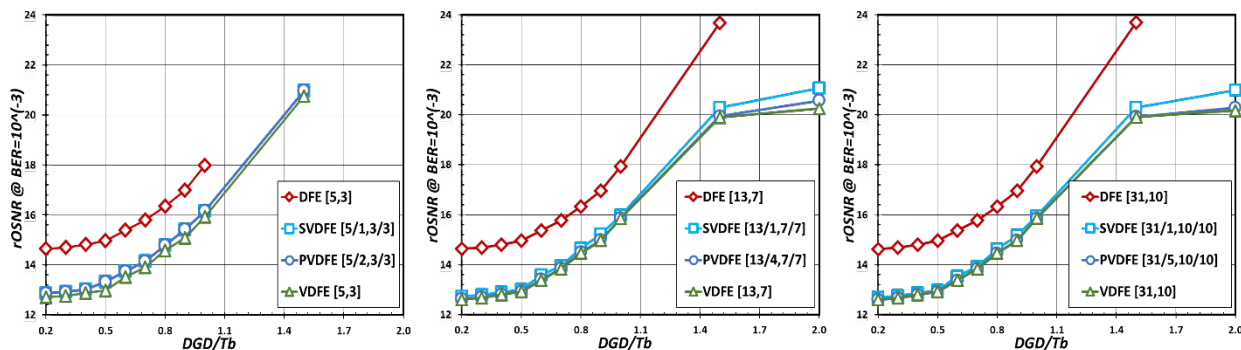
Σχήμα 7.1. Γενικό σχήμα προσομοίωσης για αντιστάθμιση PMD.

Στον πίνακα που ακολουθεί αναφέρονται οι βασικές παράμετροι της προσομοίωσης. Οι παράμετροι του εκάστοτε πομπού και δέκτη παραμένουν ίδιοι με αυτούς που περιγράφηκαν παραπάνω και παραλείπονται για λόγους συντομίας.

## NRZ-OOK στα 40 Gb/s

Στα σχήματα που ακολουθούν φαίνεται η επίδοση των εξισωτών στην αντιστάθμιση αποκλειστικά της PMD για ένα NRZ-OOK σύστημα που λειτουργεί με ρυθμό μετάδοσης στα 40Gb/s.

Η χρήση Volterra εξισωτών [188], τόσο πλήρους μορφής (VDFE), όσο και μειωμένης πολυπλοκότητας (PVDVE, SDFE) [189] προσφέρουν όπως φαίνεται εξαρχής από το Σχήμα 7.2 ένα πλεονέκτημα  $\sim 2\text{dB}$  στο OSNR που απαιτείται για να επιτευχθεί το  $\text{BER}=10^{-3}$  ακόμα και για μικρές διευρύνσεις παλμού. Παράλληλα, φαίνεται ότι μπορούν να αντισταθμίσουν διευρύνσεις PMD μέχρι και 1.5 διάρκειας παλμού χωρίς να υπάρχει σημαντική διαφορά στις επιδόσεις τους είτε πρόκειται για τον πλήρη Volterra (VDFE), είτε για την εκφυλισμένη μορφή του (SDFE). Αντίθετα, ο DFE εξισωτής δύναται να αντισταθμίσει ικανοποιητικά μέχρι και 1 διάρκειας παλμού διευρύνσεις.



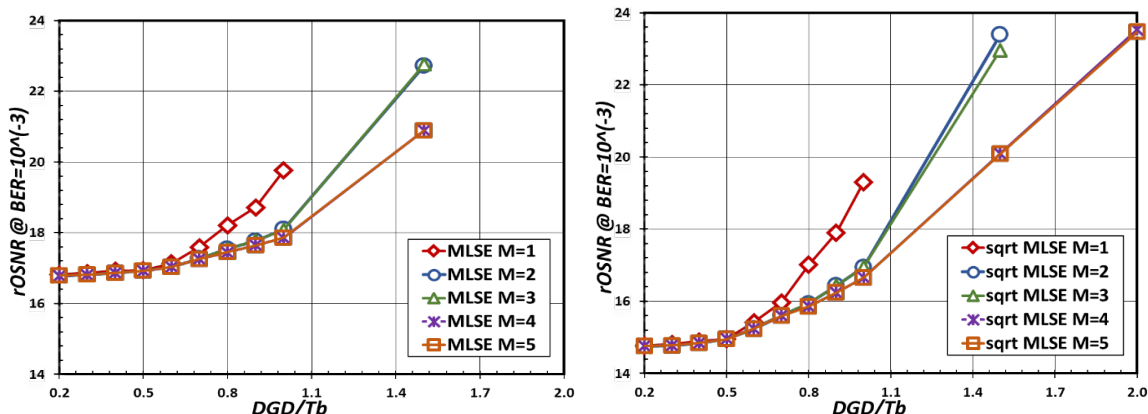
Σχήμα 7.2. Επιδόσεις Εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[5,3], [13,7]$  και  $[31,10]$  για την αντιμετώπιση PMD σε OOK σύστημα στα 40Gb/s.

Όπως και για την περίπτωση της χρωματικής διασποράς η χρήση μεγαλύτερης τάξης εξισωτών, δηλαδή με μεγαλύτερα  $M_f$  και  $M_b$ , βελτιώνει την απόδοση για την αντιστάθμιση της PMD, τόσο στους DFE όσο και στους Volterra εξισωτές. Για παράδειγμα, ο DFE[13,7] εξισωτής δύναται να αντισταθμίσει διευρύνσεις μέχρι και 1.5 διάρκειας bit, ενώ οι Volterra[190] μπορούν να αντισταθμίσουν μέχρι και 2 παλμών PMD- γεγονός που επιβεβαιώνει ότι η αύξηση της τάξης των φίλτρων στους εξισωτές αυξάνει ως φυσική συνέπεια και την επίδοσή τους. Συγκρίνοντας τα δύο γραφήματα για  $[M_f, M_b]=[13,7]$  και  $[31,10]$  παρατηρεί κανείς ότι η αύξηση των παραμέτρων δεν αντιστοιχίζεται σε ανάλογη αύξηση και της απόδοσης των εξισωτών. Αξίζει λοιπόν να σημειωθεί ότι όπως και στην περίπτωση της χρωματικής διασποράς έτσι και στην περίπτωση της αντιστάθμισης PMD από κάποιο σημείο και μετά η οποιαδήποτε αύξηση των παραμέτρων  $M_f$  και  $M_b$  δεν φαίνεται να προσφέρει ανάλογη βελτίωση και στις επιδόσεις των εξισωτών. Συμπερασματικά, θα μπορούσε κανείς να καταλήξει ότι υπάρχουν τιμές των  $M_f$  και  $M_b$  που επιτρέπουν στον εξισωτή να λειτουργεί στα όρια των δυνατοτήτων του, ενώ μια περαιτέρω αύξηση τους θα αυξήσει δραματικά μόνο την πολυπλοκότητα χωρίς να μας προσφέρει ανώτερες επιδόσεις.

Εκτός από τους εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης, για την αντιστάθμιση της PMD, μελετήθηκαν και εξισωτές ακολουθίας, τα αποτελέσματα των οποίων παρουσιάζονται παρακάτω. Πιο

συγκεκριμένα μελετήθηκαν MLSE εξισωτές καθώς και οι επιδόσεις τους με χρήση sqrt και για τις δύο περιπτώσεις.

Στο γράφημα που ακολουθεί παρουσιάζεται η ικανότητα των MLSE εξισωτών με διαφορετικές τιμές μνήμης  $M$  να αντισταθμίσουν την PMD σε ένα NRZ-OOK σύστημα.



Σχήμα 7.3. Επίδοση Εξισωτών MLSE και sqrt MLSE για την αντιμετώπιση PMD σε OOK σύστημα στα 40Gb/s.

Ένας MLSE εξισωτής μνήμης  $M=1$  μπορεί να αντισταθμίσει PMD διεύρυνσης μέχρι και 1 διάρκειας παλμού, ενώ αξίζει να σημειώσουμε ότι οι MLSE μνήμης  $M=2$  και  $M=3$ , φαίνεται να παρουσιάζουν παρόμοιες επιδόσεις. Αντίστοιχα, το ίδιο συμβαίνει και για τους MLSE με μνήμες  $M=4$  και  $M=5$ . Οι MLSE  $M=2$ ,  $M=3$ ,  $M=4$  και  $M=5$  μπορούν να αντισταθμίσουν PMD αντίστοιχη της 1.5 διάρκειας bit, ενώ η ανωτερότητα των  $M=4$  και  $M=5$  έγκειται στην τιμή του απαιτούμενου OSNR που το επιτυγχάνουν σε σχέση με τους  $M=3$  και  $M=2$ . Πιο συγκεκριμένα, οι  $M=4$  και  $M=5$  απαιτούν OSNR=21dB, ενώ οι μνήμης 2 και 3 απαιτούν OSNR=23dB. Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι για την αντιστάθμιση ακόμα και μικρών διευρύνσεων όλοι οι MLSE εξισωτές ξεκινούν από τα 17dB απαιτούμενο OSNR, σε αντίθεση με τους εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης όπου οι DFE εξισωτές ξεκινούν από τα 15dB, ενώ οι Volterra από τα 13dB.

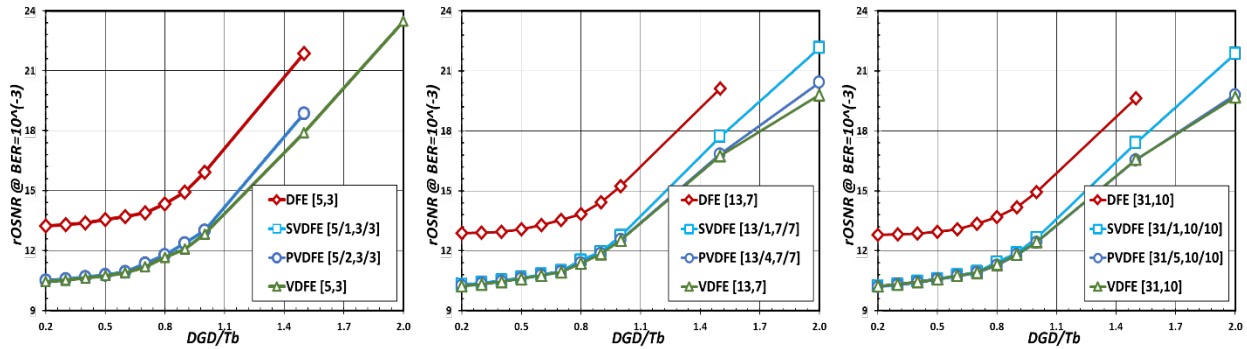
Οι επιδόσεις των MLSE εξισωτών για όλα τα διαφορετικά  $M$  φαίνεται να επωφελούνται σημαντικά από τη χρήση του τελεστή sqrt και πιο συγκεκριμένα φαίνεται ότι η χρήση sqrt δίνει σε όλους τους εξισωτές ένα πλεονέκτημα της τάξης των 2 dB, ενώ για τους MLSE μνήμης 4 και 5 φαίνεται ότι επεκτείνει την ικανότητα τους να αντισταθμίσουν PMD μέχρι για διευρύνσεις διάρκειας 2 bit.

### NRZ-DPSK στα 40 Gb/s

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί μελετώνται και παρουσιάζονται οι επιδόσεις των εξισωτών όσον αφορά την αντιστάθμιση της PMD για ένα σύστημα NRZ-DPSK που λειτουργεί στα 40 Gb/s. Όπως και για το σύστημα NRZ-OOK έχουν εξεταστεί τόσο εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης (DFE, VDFE, κ.ο.κ.), όσο και εξισωτές μέγιστης πιθανοφάνειας.

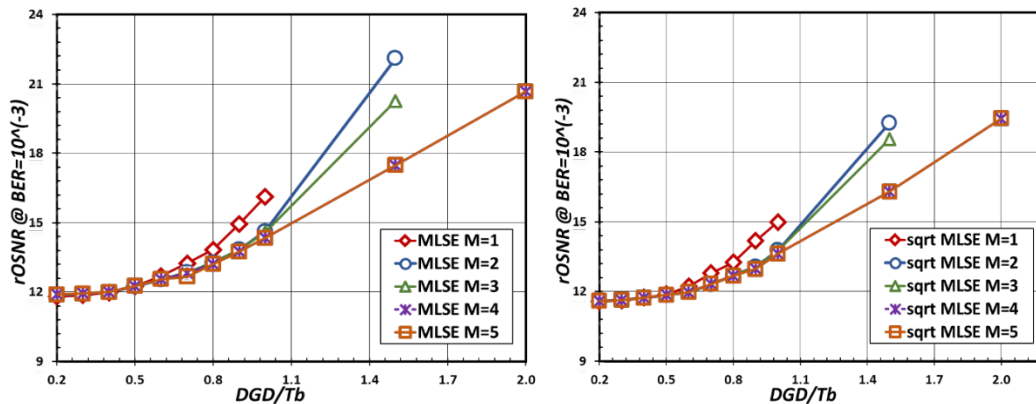
Στο Σχήμα 7.4 συνοψίζεται η δυνατότητα αντιστάθμισης του PMD φαινομένου για εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης με  $[M_f, M_b]=[5,3]$ . Αξίζει να σημειωθεί ότι σε σύγκριση με τα αντίστοιχα διαγράμματα εξισωτών στο NRZ-OOK το απαιτούμενο OSNR είναι μειωμένο περίπου κατά 2 dB, γεγονός που προκύπτει από τη φύση του ίδιου του τρόπου διαμόρφωσης. Όπως και στο NRZ-OOK οι Volterra εξισωτές εμφανίζουν ένα περαιτέρω πλεονέκτημα της τάξης των 2 dB σε σχέση με τους DFE. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι η εκφυλισμένη μορφή VDFE (SVDFE) παρουσιάζει παρόμοιες επιδόσεις με τον μειωμένο VDFE (PVDFE), ενώ φανερά αποτελεσματικότερος είναι ο πλήρης VDFE, ο οποίος δύναται να αντισταθμίσει μέχρι και PMD που προκαλούν διευρύνσεις διπλάσιες της διάρκειας ενός bit. Σαφώς βελτιωμένη είναι η επίδοση των εξισωτών καθώς αυξάνονται τα  $[M_f, M_b]$  από  $[5,3]$  σε  $[13,7]$ , ενώ η διαφορά του μειωμένου Volterra (PVDFE) σε σχέση τόσο με την εκφυλισμένη, όσο και με την πλήρη μορφή τους αρχίζει να γίνεται πιο εμφανής, αλλά και πάλι όχι ιδιαίτερα σημαντική. Αντίθετα, για

$[M_f, M_b]=[31,10]$ , όπως και στο NRZ-OOK, οι επιδόσεις δεν φαίνεται να αλλάζουν δραματικά σε σύγκριση με αυτές για  $[M_f, M_b]=[13,7]$ , παρά τη δραματική αύξηση της πολυπλοκότητας.



Σχήμα 7.4. Επιδόσεις Εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[5,3]$ ,  $[13,7]$  και  $[31,10]$  για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DPSK σύστημα στα 40Gb/s.

Στη συνέχεια ακολουθούν διαγράμματα που απεικονίζουν τους MLSE εξισωτές 1D και 2D, καθώς και η βελτίωση που προκύπτει στις επιδόσεις τους από τη χρήση του τετραγωνικού τελεστή. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνονται οι επιδόσεις για MLSE μιας διάστασης με μνήμη από  $M=1$  μέχρι και  $M=5$ . Όπως μπορεί να παρατηρήσει κανείς όλοι οι εξισωτές ξεκινούν από ένα απαιτούμενο OSNR γύρω στα 12 dB, κάτι που έρχεται σε αντίθεση με τους αντίστοιχους MLSE μιας διάστασης που χρησιμοποιούνται στο NRZ-OOK που ξεκινούν από ένα απαιτούμενο OSNR περίπου της τάξης των 17 dB. Είναι φανερό ότι και σε αυτή την περίπτωση όσο αυξάνεται η τιμή της μνήμης, αυξάνεται και το εύρος της διεύρυνσης που δύναται να αντισταθμίσει ο ελάχιστος MLSE εξισωτής. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι MLSE μνήμης  $M=4$  και  $M=5$  εμφανίζουν παρόμοιες επιδόσεις.



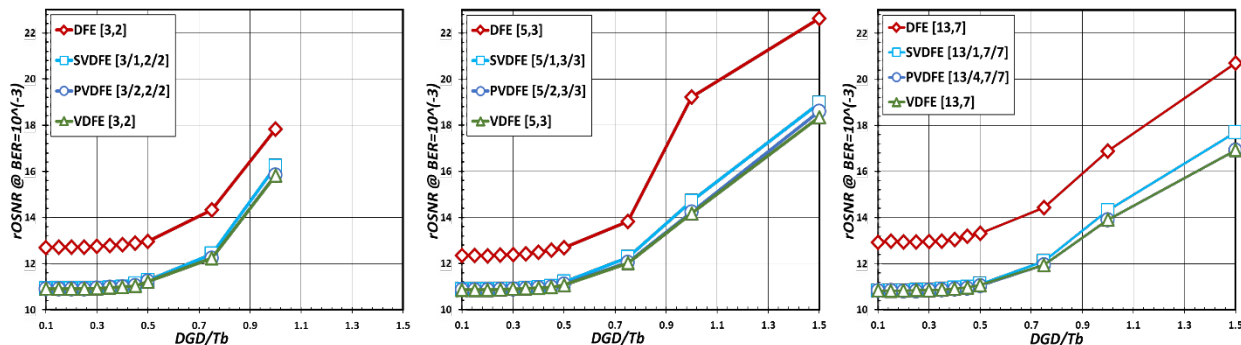
Σχήμα 7.5. Επίδοση Εξισωτών MLSE και sqrt MLSE για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DPSK σύστημα στα 40Gb/s.

Όλοι οι εξισωτές επωφελούνται από τη χρήση του τελεστή sqrt, συμπέρασμα που προκύπτει κυρίως με τη μείωση του απαιτούμενου OSNR για την αντιστάθμιση του ίδιου εύρους διεύρυνσης από PMD. Πιο συγκεκριμένα, για την αντιστάθμιση διεύρυνσης εύρους 1.5 διάρκειας bit ο MLSE  $M=2$  απαιτεί γύρω στα 22 dB απαιτούμενο OSNR, εδώ με τη χρήση sqrt για το ίδιο εύρος διεύρυνσης ο ίδιος εξισωτής απαιτείται ένα OSNR περίπου της τάξης των 20 dB. Αντίστοιχα το ίδιο συμβαίνει και για τους εξισωτές μνήμης  $M=4$  και  $M=5$ , όπου το απαιτούμενο OSNR πέφτει περίπου στα 19 dB, από τα 21 dB που απαιτούνται στους MLSE 1D χωρίς τη χρήση sqrt.

## NRZ-DQPSK στα 40 Gb/s

Για τη μελέτη της δυνατότητας αντιστάθμισης της PMD σε NRZ-DQPSK σύστημα μελετήθηκαν όπως για την περίπτωση της αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς, όλα τα πιθανά σενάρια διάρθρωσης εξισωτών που έχουν περιγραφεί αναλυτικά στο Κεφάλαιο 5.2.



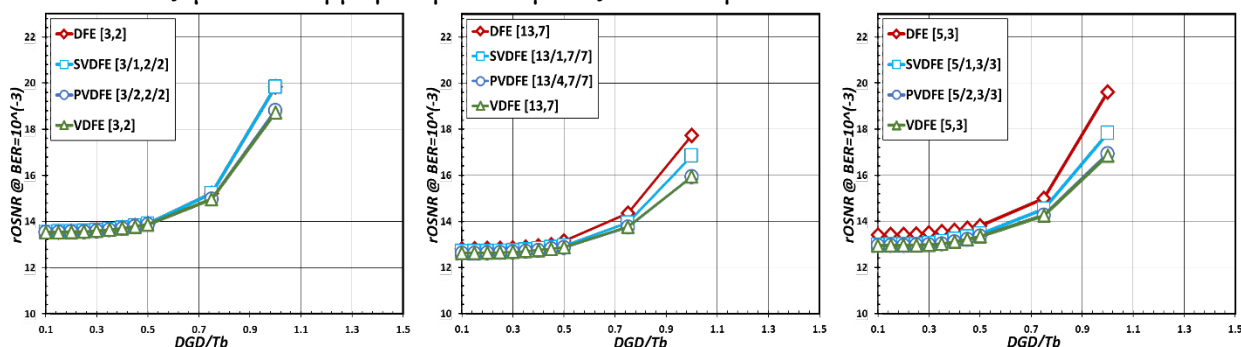


Σχήμα 7.6. Επίδοση Joint Εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[3,2]$ ,  $[5,3]$  και  $[13,7]$  για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DQPSK σύστημα στα 40Gb/s.

Στα Σχήμα 7.6 παρουσιάζονται οι επιδόσεις των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης για  $[M_f, M_b]=[3,2], [5,3]$  και  $[13,7]$  στο joint σενάριο διάρθρωσης. Οι αντίστοιχοι εξισωτές για  $[M_f, M_b]=[31,10]$  παραλείπονται καθώς, όπως έχει ήδη προκύψει δεν προσφέρουν σημαντική βελτίωση παρά τη μεγάλη πολυπλοκότητά τους.

Όπως και για όλους τους προηγούμενους τρόπους διαμόρφωσης (OOK και DPSK) οι Volterra εξισωτές φαίνεται να απαιτούν μικρότερο OSNR σε σχέση με τους DFE για την επίτευξη  $BER=10^{-3}$ , ενώ και πάλι η εκφυλισμένη μορφή VDFE (SVDFFE) δεν έχει πολύ σημαντικές διαφορές από το μειωμένο και τον πλήρη Volterra. Στην περίπτωση του  $[M_f, M_b]=[3,2]$  οι εξισωτές μπορούν να αντισταθμίσουν διευρύνσεις μέχρι και 1 διάρκεια bit. Όταν όμως οι παράμετροι  $M_f$  και  $M_b$  αυξάνονται στο 5 και 3 αντίστοιχα, όλοι οι εξισωτές μπορούν να αντισταθμίσουν μέχρι και 1.5 διάρκειας bit διευρύνσεις με τους οι Volterra εξισωτές, ωστόσο, να έχουν καλύτερη επίδοση καθώς μπορούν να αντισταθμίσουν το ίδιο εύρος διεύρυνσης απαιτώντας πολύ χαμηλότερο OSNR. Σαφώς καλύτερη εικόνα σε σχέση με το απαιτούμενο OSNR παρουσιάζεται για εξισωτές με  $[M_f, M_b]=[13,7]$  όπως φαίνεται και από το γράφημα που ακολουθεί.

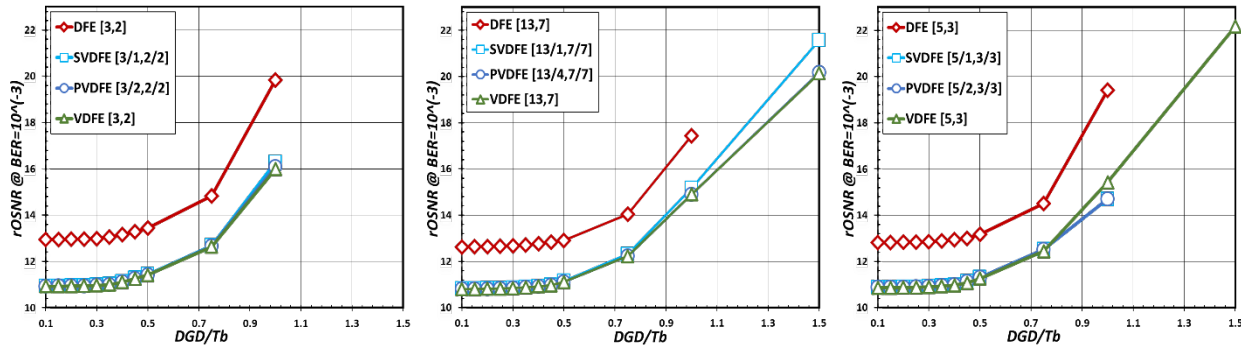
Στη συνέχεια ακολουθούν (Σχήμα 7.7) οι επιδόσεις των αντίστοιχων εξισωτών αλλά για το balanced σενάριο διάρθρωσης, όπως αυτό έχει ήδη περιγραφεί εκτενώς. Οι επιδόσεις των εξισωτών σε balanced διάρθρωση είναι εμφανώς χειρότερες από αυτές που προσέφεραν τα joint σενάρια, για όλα τα  $[M_f, M_b]$ . Παράλληλα, η βελτίωση του απαιτούμενου OSNR που παρείχαν οι Volterra εξισωτές φαίνεται να μην υφίσταται για αυτό το σενάριο, καθώς όλοι οι εξισωτές φαίνεται να ξεινούν με ένα απαιτούμενο OSNR περίπου της τάξης των 13 dB. Αξίζει να σημειωθεί μάλιστα ότι η αύξηση των παραμέτρων  $M_f$  και  $M_b$  δεν συνοδεύεται από την αντίστοιχη βελτίωση στην επίδοση των εξισωτών που είχαμε δει σε όλα τα προηγούμενα σενάρια. Καταλήγουμε λοιπόν στο συμπέρασμα ότι οι balanced εξισωτές μπορούν να αντισταθμίσουν διεύρυνση μέχρι και 1 διάρκεια bit, όσο κι αν αυξηθεί η πολυπλοκότητα τους μέσω των  $M_f$  και  $M_b$  καθώς φτάνουν τη μέγιστη δυνατή τους απόδοση.



Σχήμα 7.7. Επίδοση Balanced Εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[3,2]$  για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DQPSK σύστημα στα 40Gb/s.

Οι επιδόσεις των εξισωτών για τη disjoint διάρθρωση, όπου επί της ουσίας απαιτούνται δύο DPSK εξισωτές (ένας ανά κανάλι I ή Q), παρουσιάζονται στο Σχήμα 7.8 που ακολουθεί. Στην περίπτωση αυτή

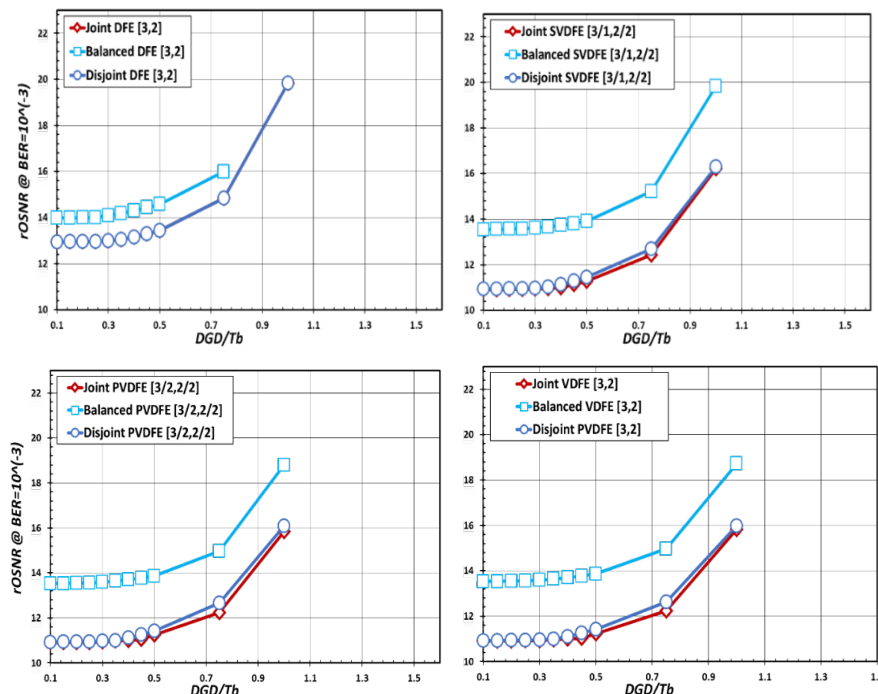
η βελτίωση που προσφέρουν οι Volterra εξισωτές στο απαιτούμενο OSNR σε σχέση με τους DFE είναι και πάλι εμφανής και μάλιστα της τάξης περίπου των 2 dB. Σε αντίθεση με το balanced σενάριο οι εξισωτές βελτιώνουν τις επιδόσεις τους όταν αυξάνονται οι τιμές των  $[M_f, M_b]$  καθώς ενώ για  $[M_f, M_b]=[3,2]$  η πλήρης μορφή του Volterra (VDFE) δύναται να αντισταθμίσει διευρύνσεις μέχρι 1 διάρκειας bit, στην περίπτωση όπου  $[M_f, M_b]=[5,3]$  η δυνατότητα αντιστάθμισης αυξάνεται στη 1.5 διάρκειας bit διεύρυνση. Παρόμοια βελτίωση παρατηρείται και για όλους τους υπόλοιπους εξισωτές κυρίως στο απαιτούμενο OSNR το οποίο χρειάζονται για να αντισταθμίσουν συγκεκριμένες τιμές διεύρυνσης εξαιτίας της PMD.



Σχήμα 7.8. Επίδοση Disjoint Εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[3,2]$  για την αντιμετώπιση PMD σε NRZ-DQPSK σύστημα στα 40Gb/s.

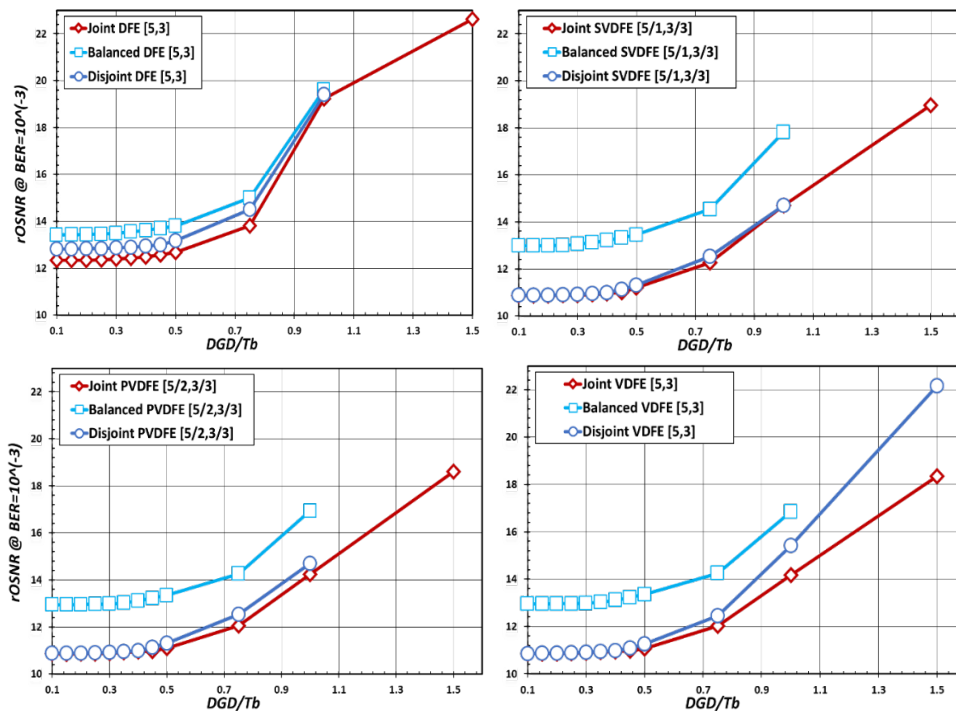
Συγκρίνοντας την επίδοση των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης για τα joint και disjoint σενάρια προκύπτει ότι οι joint διάρθρωσης εξισωτές προσφέρουν σαφώς καλύτερες επιδόσεις όταν πρόκειται για την αντιστάθμιση της PMD, όπως και για την περίπτωση της αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς. Με σκοπό την ευκολότερη σύγκριση των διαφορετικών διαρθρώσεων ακολουθούν το Σχήμα 7.9 και το Σχήμα 7.10, όπου παρουσιάζονται οι επιδόσεις των εξισωτών ανά διάρθρωση για  $[M_f, M_b]=[3,2]$  και  $[M_f, M_b]=[5,3]$ , αντίστοιχα.

Όπως φαίνεται τόσο στην περίπτωση όπου  $[M_f, M_b]=[3,2]$ , όσο και στην περίπτωση όπου  $[M_f, M_b]=[5,3]$  οι balanced εξισωτές εμφανίζουν τις χειρότερες επιδόσεις σε σχέση με τα άλλα δύο configurations.



Σχήμα 7.9. Σύγκριση εξισωτών με  $[M_f, M_b] = [3,2]$  για τα διαφορετικά configuration σενάρια.

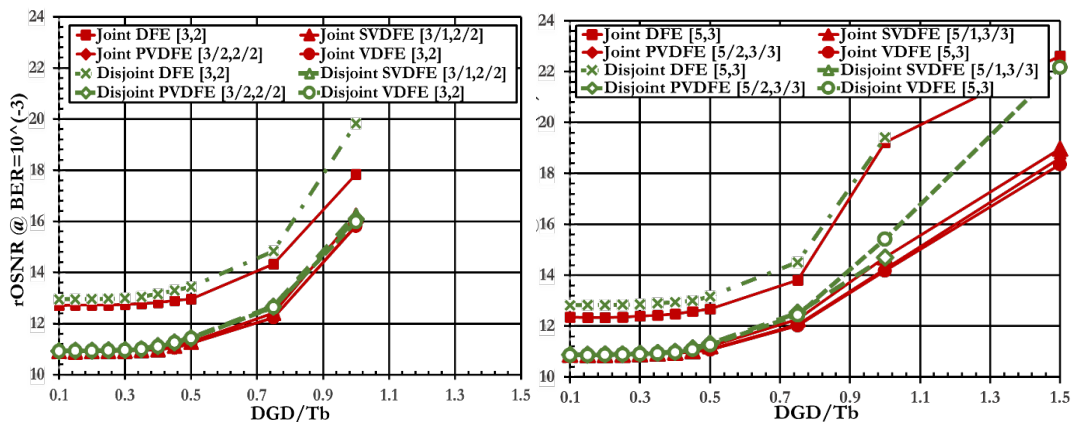
Μάλιστα για την περίπτωση εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης με  $[M_f, M_b]=[3, 2]$  η διαφορά της επίδοσης ανάμεσα στο disjoint/joint και το balanced σενάριο είναι αρκετά μικρή. Η διαφορά αυτή ωστόσο μεγαλώνει όσο αυξάνονται οι  $M_f$  και  $M_b$  παράμετροι.



Σχήμα 7.10. Σύγκριση εξισωτών με  $[M_f, M_b] = [5, 3]$  για τα διαφορετικά configuration σενάρια.

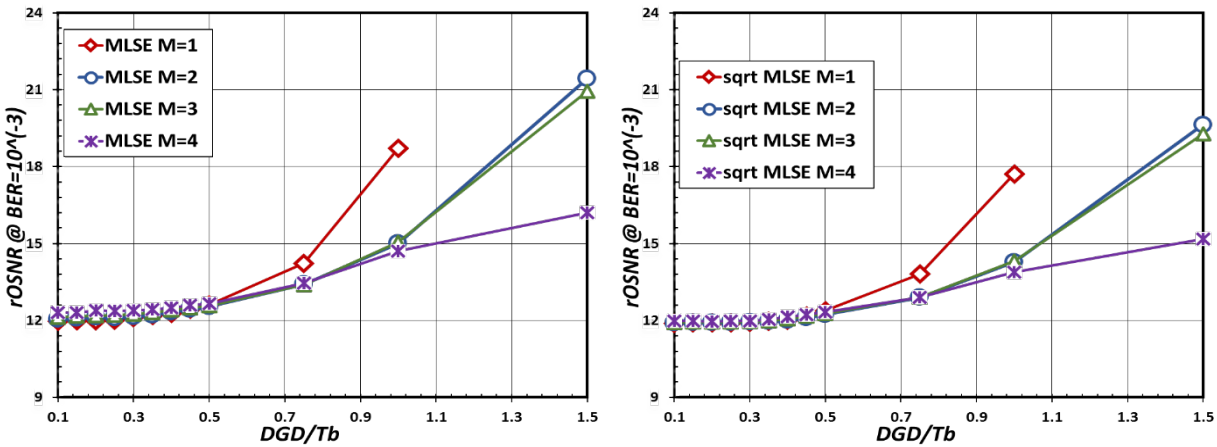
Πιο συγκεκριμένα, για  $[M_f, M_b]=[5,3]$  οι joint εξισωτές μπορούν να αντισταθμίσουν διευρύνσεις μέχρι και 1.5 διάρκειας bit, ενώ οι disjoint μέχρι και 1 διάρκειας bit. Στην περίπτωση του VDFE η βελτιωμένη επίδοση των joint εξισωτών σε σχέση με τους disjoint έγκειται στο χαμηλότερο απαιτούμενο OSNR.

Συμπερασματικά θα μπορούσε κανείς να καταλήξει ότι για την περίπτωση της αντιστάθμισης PMD, όπως και για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς οι Joint και Disjoint διαρθρώσεις παρέχουν τις καλύτερες επιδόσεις. Για το λόγο αυτό και παραλείποντας το χειρότερο σενάριο της balanced διάθρωσης ακολουθεί η συγκεντρωτική σύγκριση των επιδόσεων όλων των εξισωτών τόσο για  $[M_f, M_b]=[3,2]$  όσο και για  $[M_f, M_b]=[5,3]$ .



Σχήμα 7.11. Συγκεντρωτική Σύγκριση όλων των ειδών των εξισωτών με  $[M_f, M_b]=[3,2]$  και  $[M_f, M_b]=[5,3]$  για τα Joint και Disjoint Σενάρια.

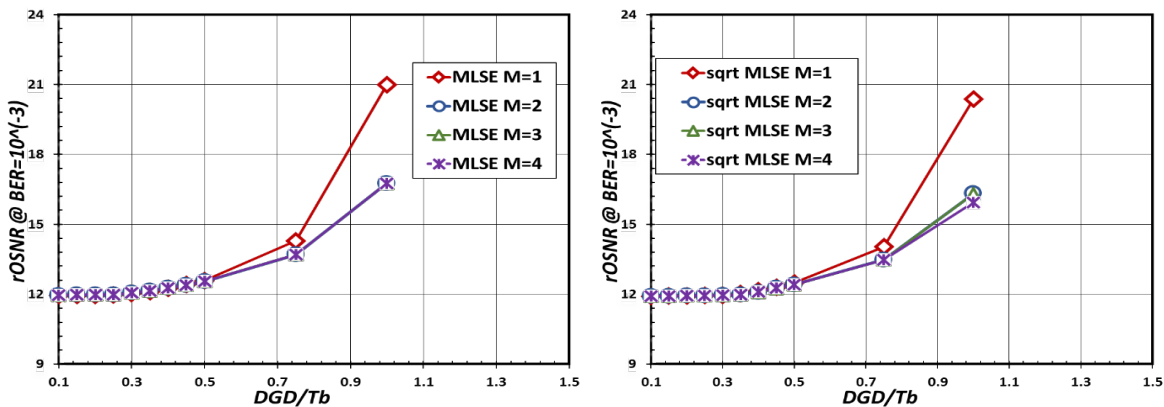
Εκτός από τους εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης μελετήθηκαν και εξισωτές MLSE 1D και 2D για διαφορετικές τιμές μνήμης  $M$ , τόσο με, όσο και χωρίς τη χρήση του τελεστή τετραγωνικής ρίζας sqrt. Στα διαγράμματα που ακολουθούν παρουσιάζονται οι επιδόσεις τους.



Σχήμα 7.12. Επίδοση Joint Εξισωτών MLSE για την αντιμετώπιση της PMD σε σύστημα NRZ-DQPSK.

Όσον αφορά το joint σενάριο στο Σχήμα 7.12 απεικονίζονται οι επιδόσεις MLSE εξισωτών μιας διάστασης χωρίς αλλά και με τη χρήση sqrt. Καθώς η τιμή της μνήμης  $M$  αυξάνεται, αυξάνεται και η μέγιστη τιμή διεύρυνσης που μπορούν να αντισταθμίσουν οι εξισωτές. Η χρήση sqrt φαίνεται να βελτιώνει την επίδοση των εξισωτών καθώς μειώνει κατά περίπου 1 dB το απαιτούμενο OSNR που χρειάζεται κάθε εξισωτής.

Αντίστοιχα στα διαγράμματα που ακολουθούν παρουσιάζονται οι επιδόσεις και πάλι MLSE εξισωτών μιας διάστασης αλλά για το Disjoint σενάριο αυτή τη φορά. Στην περίπτωση αυτή βλέπουμε ότι παρά την αύξηση της τιμής  $M$ , από  $M=2$  και πάνω η επίδοση των εξισωτών δεν βελτιώνεται παραπάνω, τόσο με, όσο και χωρίς τη χρήση εξισωτών. Έτσι η μέγιστη δυνατή διεύρυνση που μπορούν να αντισταθμίσουν οι disjoint εξισωτές περιορίζεται στη 1 διάρκεια bit.



Σχήμα 7.13. Επίδοση Disjoint Εξισωτών MLSE για την αντιμετώπιση της PMD σε σύστημα NRZ-DQPSK.

Η χρήση sqrt σε disjoint MLSE εξισωτές φαίνεται να εμφανίζει μια πάρα πολύ μικρή βελτίωση στο απαιτούμενο OSNR της τάξης του 0.5 dB.

Αντίθετα, οι εξισωτές disjoint διάρθρωσης φαίνεται να έχουν τη χειρότερη επίδοση ανάμεσα στα διαφορετικά σενάρια, αφού δίνουν τη δυνατότητα αντισταθμίσωσης διευρύνσεων μέχρι 1 διάρκειας bit.

Αξίζει να σημειωθεί ότι σε αντίθεση με τους εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης, όπου η διάρθρωση που παρουσιάζει τις χειρότερες επιδόσεις είναι αυτή των balanced εξισωτών, οι MLSE εξισωτές παρουσιάζουν την χειρότερη επίδοση τους στο disjoint σενάριο.

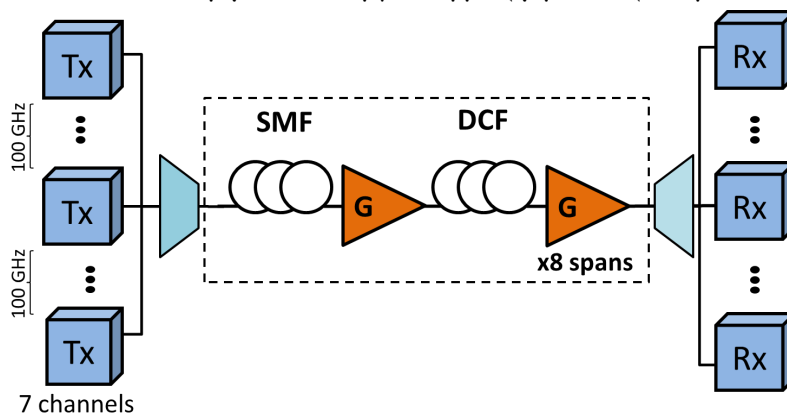
## 7.2 WDM συστήματα

Για την αντισταθμίσωση της χρωματικής διασποράς αλλά και των μη γραμμικών φαινομένων ελέγχθηκε η επίδοση των προτεινόμενων εξισωτών σε πολυκάναλα συστήματα (WDM σύστημα) με 7 κανάλια στα 40 Gb/s. Η διακαναλική απόσταση ανάμεσα στα διαφορετικά κανάλια είναι 100 GHz, με το κεντρικό κανάλι να βρίσκεται στα 193.1 THz. Τα σήματα που εξέρχονται από κάθε έναν από τους 7 διαφορετικούς πομπούς πολυπλέκονται με τη βοήθεια ενός ιδανικού πολυπλέκτη και μεταδίδονται σε 8 span των 100 km, ίδια με αυτά που ορίστηκαν για τις προσομοιώσεις που υλοποιήθηκαν σε μονοκάναλο σύστημα. Στη



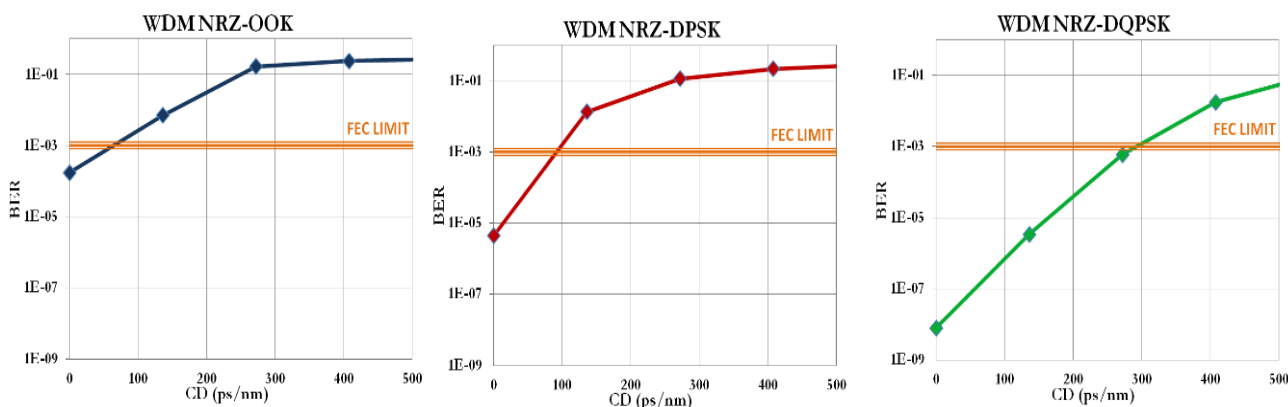
συνέχεια αποπολυπλέονται με τη βοήθεια ενός ιδανικού αποπολυπλέκτη, ενώ η επίδοση των εξισωτών εξετάζεται μόνο στο κεντρικό κανάλι, το οποίο φέρει και την χειρότερη απόδοση εξαρχής, μιας και επηρεάζεται περισσότερο από τα μη γραμμικά φαινόμενα.

Στο Σχήμα 7.14 που ακολουθεί εμφανίζεται η γενική μορφή των προσομοιώσεων που υλοποιήθηκαν.



Σχήμα 7.14. Γενική Μορφή WDM συστήματος.

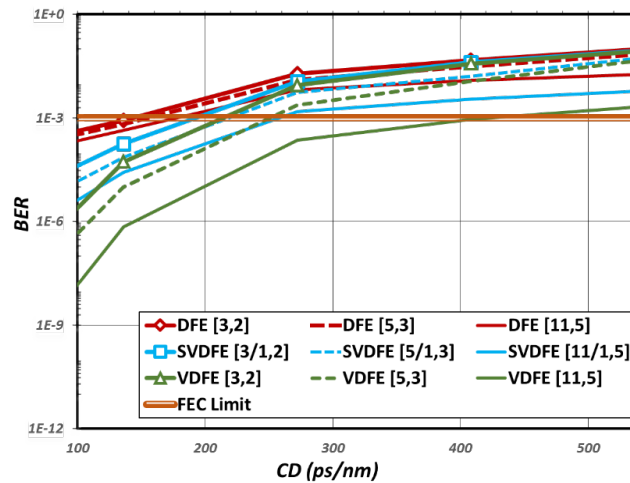
Στο Σχήμα 7.15 που ακολουθεί φαίνονται οι επιδόσεις όλων των WDM συστημάτων χωρίς τη χρήση εξισωτών. Χρησιμοποιώντας ως μέτρο σύγκρισης τη μέγιστη τιμή χρωματικής διασποράς στην οποία το οπτικό σύστημα βρίσκεται κάτω από το όριο του FEC ακόμα και χωρίς τη χρήση εξισωτή μπορούν να εξαχθούν ασφαλή συμπεράσματα για το κατά πόσο η χρήση του εκάστοτε εξισωτή βελτιώνει την επίδοση του συστήματος μας. Από τα διαγράμματα που ακολουθούν προκύπτει ότι χωρίς ηλεκτρονική αντιστάθμιση της διασποράς ένα NRZ-OOK WDM σύστημα μπορεί οριακά να λειτουργήσει μέχρι και τιμές υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς της τάξης των 80 ps/nm, ένα NRZ-DPSK WDM σύστημα μέχρι τα 100 ps/nm, ενώ ένα NRZ-DQPSK σύστημα μέχρι τα 300 ps/nm.



Σχήμα 7.15. Επιδόσεις οπτικών συστημάτων χωρίς την χρήση εξισωτή για NRZ-OOK, NRZ-DPSK και NRZ-DQPSK.

## NRZ-OOK

Στο διάγραμμα που ακολουθεί εμφανίζονται οι επιδόσεις των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης για διαφορετικά σετ  $[M_f, M_b]$  σε WDM σύστημα 7 καναλιών με channel spacing στα 100 GHz.



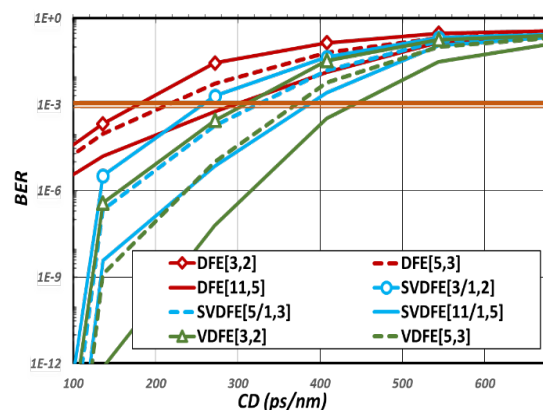
Σχήμα 7.16. Σύγκριση επιδόσεων εξισωτών για NRZ-OOK WDM σύστημα.

Παρά το γεγονός ότι καθώς αυξάνονται και πάλι οι τιμές για τα  $M_f$  και  $M_b$  παρατηρείται μια βελτίωση της επίδοσης των εξισωτών, η βελτίωση αυτή δεν είναι τόσο εμφανής για την περίπτωση των DFE εξισωτών. Πιο συγκεκριμένα, εμφανίζονται να φτάνουν σχεδόν στα όρια των δυνατοτήτων τους ακόμα και για χρωματικές διασπορές από 140-180ps/nm. Αντίθετα, τόσο στην περίπτωση των SVDFFE όσο και των VDFE, όσο αυξάνονται οι τιμές των  $M_f$  και  $M_b$  η βελτίωση είναι εμφανέστερη. Χαρακτηριστικά παρατηρεί κανείς ότι στην περίπτωση του πλήρους Volterra με  $[M_f, M_b]=[3,2]$  μπορεί να αντισταθμιστεί χρωματική διασπορά περίπου μέχρι 200 ps/nm, ενώ με  $[M_f, M_b]=[11,5]$  η τιμή αυτή φτάνει μέχρι περίπου τα 400ps/nm.

Βέβαια αξίζει να σημειωθεί ότι η χρήση ακόμα και απλών εξισωτών μπορεί να εγγυηθεί τη λειτουργία ενός τέτοιου συστήματος, αφού επεκτείνεται σημαντικά η μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή της υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς που μπορεί να ανεχτεί το οπτικό σύστημα.

## NRZ-DPSK

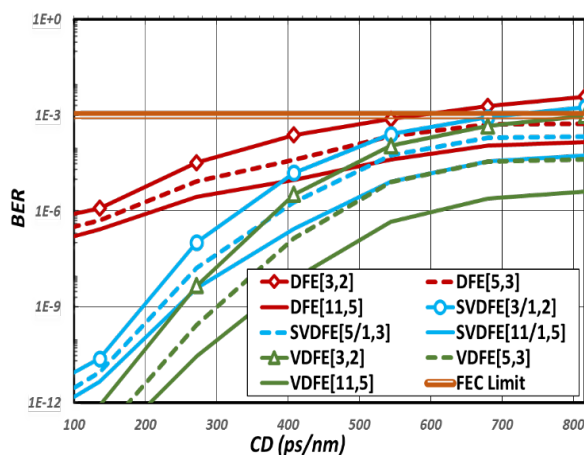
Αντίστοιχα, στο διάγραμμα που ακολουθεί εμφανίζονται οι επιδόσεις των προτεινόμενων εξισωτών για WDM σύστημα με NRZ-DPSK τρόπο διαμόρφωσης. Ο μικρότερος DFE (δηλαδή αυτός με  $[M_f, M_b]=[3,2]$ ) φαίνεται να μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι 180 ps/nm, ενώ ο μεγαλύτερος (DFE[11,5]) φαίνεται να φτάνει τιμές διασποράς μέχρι και τα 300 ps/nm. Η ανωτερότητα των Volterra εξισωτών σε σχέση με τους υπόλοιπους εξισωτές είναι προφανής αφού ο μεγαλύτερος σε μέγεθος DFE, μπορεί να αντισταθμίσει την ίδια τιμή χρωματικής διασποράς που δύναται να αντισταθμίσει ο μικρότερος VDFE (VDFE[3,2]). Ωστόσο εξαιτίας της υψηλής πολυπλοκότητας τους, η χρήση των SVDFFE φαντάζει ως ελκυστικότερη λύση, καθώς προσφέρει αρκετά καλύτερη επίδοση από τους DFE συνδυάζοντας έτσι τόσο τα πλεονεκτήματα των Volterra εξισωτών, όσο και την χαμηλότερη δυνατή πολυπλοκότητα.



Σχήμα 7.17. Σύγκριση επιδόσεων εξισωτών για NRZ-DPSK WDM σύστημα

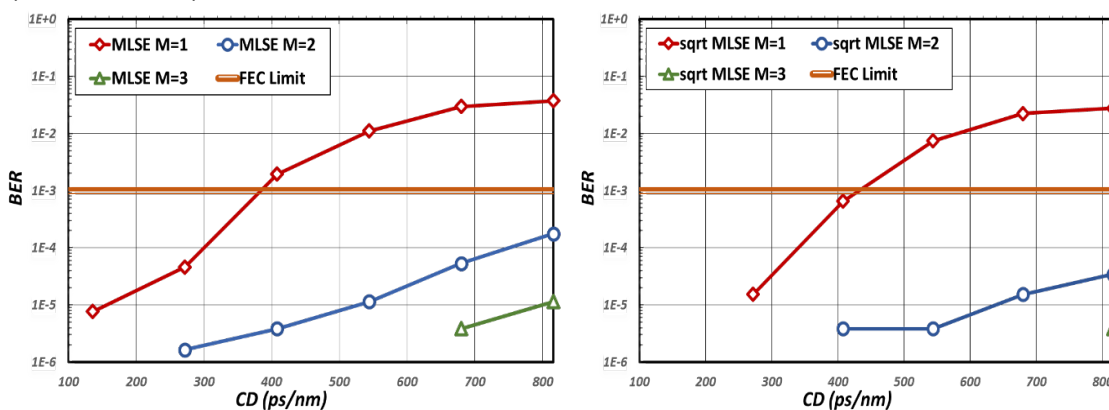
## NRZ-DQPSK

Η μελέτη των προτεινόμενων εξισωτών επεκτείνεται παρακάτω και στην περίπτωση WDM συστήματος με NRZ-DQPSK τρόπο διαμόρφωσης. Παρακάτω παρουσιάζονται ενδεικτικά αποτελέσματα της επίδοσης τόσο εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης, όσο και MLSE μιας διάστασης. Αξίζει να σημειωθεί ότι εξαιτίας του γεγονότος ότι το symbol rate στα DQPSK συστήματα είναι το μισό σε σχέση με τους τρόπους διαμόρφωσης όπου 1 σύμβολο αντιστοιχίζεται σε 1 bit, αυξάνει κατά πολύ η ανοχή στη χρωματική διασπορά και συνεπώς και οι μέγιστες τιμές της χρωματικής διασποράς που μπορούν να εξισωτές να αντισταθμίσουν. Πιο συγκεκριμένα, ο μικρότερος DFE (DFE [3,2]) μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι και 600ps/nm, ενώ ο DFE[5,3] φαίνεται να έχει τη δυνατότητα να αντισταθμίσει μέχρι και 800ps/nm. Σαφώς καλύτερη εικόνα ακόμα και για μεγαλύτερες τιμές διασποράς παρουσιάζει ο DFE[11,5]. Παράλληλα, προκύπτει ότι ακόμα και ο μικρότερος πλήρης Volterra (VDFE[3,2]) έχει τη δυνατότητα να αντισταθμίσει μέχρι και 800 ps/nm, ενώ η χρήση εξισωτή εκφυλισμένης μορφής Volterra (SVDFE [3/1,2]) δίνει τη δυνατότητα στο σύστημα να λειτουργήσει ακόμα και αν κατά τη μετάδοση έχει συσσωρευτεί μη αντισταθμισμένη χρωματική διασπορά ως και 700 ps/nm. Η δυνατότητα αντιστάθμισης του αντίστοιχου SVDFE [5/1,3] ξεπερνά τα 800 ps/nm, ενώ οι επιδόσεις του μεγαλύτερου SVDFE (SVDFE[11/1,5]) είναι παρόμοιες με αυτές του μικρότερου πλήρους Volterra (VDFE [3,2]).



Σχήμα 7.18. Σύγκριση επιδόσεων εξισωτών για NRZ-DQPSK WDM σύστημα

Στα σχήματα που ακολουθούν φαίνονται οι αντίστοιχες επιδόσεις για διαφορετικής μνήμης MLSE εξισωτές μιας διάστασης.



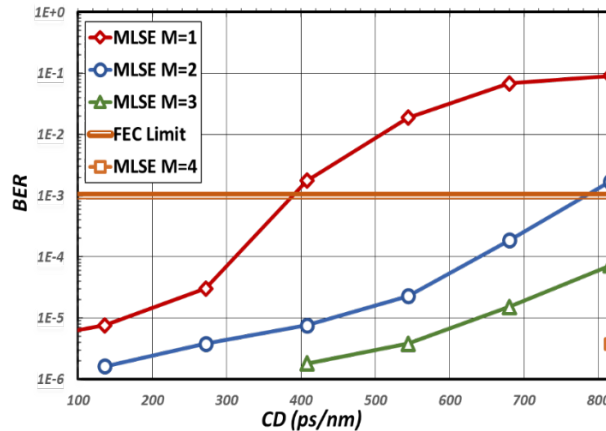
Σχήμα 7.19. Επιδόσεις joint MLSE εξισωτών για NRZ-DQPSK WDM σύστημα.

Καθώς αυξάνει η τιμή της μνήμης  $M$ , αυξάνει και η ικανότητα των εξισωτών να αντισταθμίσουν μεγαλύτερες τιμές χρωματικής διασποράς. Για παράδειγμα, στην περίπτωση όπου  $M=1$ , μπορούν να αντισταθμιστούν ως 380 ps/nm, ενώ για μνήμη  $M=2$  η ανώτατη τιμή χρωματικής διασποράς που μπορεί να αντισταθμιστεί ξεπερνά ακόμα και τα 800ps/nm. Σαφώς καλύτερες επιδόσεις εμφανίζουν οι

MLSE εξισωτές με μνήμη  $M=3$  αφού για διασπορές χαμηλότερες περίπου από τα 680 ps/nm το μετρούμενο BER είναι χαμηλότερο από  $10^{-6}$ .

Η χρήση του τελεστή τετραγωνικής ρίζας sqrt βελτιώνει τις επιδόσεις των εξισωτών που εφαρμόζεται, όπως φαίνεται και στο διάγραμμα που ακολουθεί. Πιο συγκεκριμένα για MLSE μνήμης  $M=1$  η ανώτατη τιμή διασποράς φτάνει περίπου στα 430ps/nm (από 380 ps/nm χωρίς τη χρήση sqrt), ενώ για τιμές από 280 ps/nm και κάτω το μετρούμενο BER είναι χαμηλότερο του  $10^{-6}$  (χωρίς τη χρήση sqrt η αντίστοιχη τιμή ήταν περίπου στα 120 ps/nm). Αντίστοιχα βελτιώνονται και οι επιδόσεις των μεγαλύτερης μνήμης MLSE εξισωτών.

Ταυτόχρονα, για το WDM σύστημα με NRZ-DQPSK μελετήθηκαν και εξισωτές σε balanced διάθροση όπως αυτή έχει περιγραφεί σε προηγούμενη ενότητα. Ακολουθεί, ενδεικτικά διάγραμμα επιδόσεων MLSE εξισωτών μιας διάστασης με διάφορες τιμές της μνήμης  $M$ .



Σχήμα 7.20. Επιδόσεις balanced MLSE εξισωτών για NRZ-DQPSK WDM σύστημα.

Οι balanced εξισωτές, ιδιαίτερα αυτοί με μεγαλύτερη μνήμη, φαίνεται να αποδίδουν αρκετά καλά στην αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς που μπορεί να έχει παραμείνει στο σήμα μας, αλλά είναι σαφώς χειρότερες από αυτές των joint εξισωτών. Η χρήση ενός balanced MLSE με  $M=2$  επιτρέπει στο σύστημα μας να λειτουργήσει ακόμα και με συσσωρευμένη μη αντισταθμισμένη διασπορά περίπου στα 780 ps/nm, σε αντίθεση με τον αντίστοιχο joint MLSE εξισωτή, ο οποίος θα έδινε στο σύστημα μας τη δυνατότητα να ανταπεξέλθει ακόμα και για τιμές διασποράς πάνω από τα 800 ps/nm.

## 7.3 Σύνοψη – Συμπεράσματα

Για τη μελέτη επιδόσεων συστημάτων υψηλής χωρητικότητας αρχικά ερευνήθηκε η δυνατότητα των ηλεκτρονικών εξισωτών να αντισταθμίσουν το φαινόμενο της PMD. Όσον αφορά την PMD οι Volterra εξισωτές προέκυψε ότι βελτιώσαν αισθητά την ανοχή των ήδη υπάρχοντων οπτικών συστημάτων που χρησιμοποιούσαν τόσο NRZ-OOK όσο και NRZ-DPSK τρόπο διαμόρφωσης. Χαρακτηριστικά για ένα NRZ-OOK σύστημα παρατηρήθηκε ότι ένας DFE[13,7] εξισωτής δύναται να αντισταθμίσει διευρύνσεις PMD μέχρι και 1.5 διάρκειας bit, ενώ οι αντίστοιχοι Volterra (VDFE, PVDFFE, SVDFFE) μπορούν να αντισταθμίσουν μέχρι και 2 παλμών. Αντίστοιχα καλές επιδόσεις παρουσιάζονται και στην περίπτωση του NRZ-DPSK συστήματος ενώ και για τις δυο περιπτώσεις συστημάτων επιβεβαιώνεται ότι η αύξηση των παραμέτρων  $[M_I, M_F]$  δεν αντιστοιχίζεται πάντα σε ανάλογη αύξηση και της επίδοσης των ηλεκτρονικών εξισωτών.

Στην περίπτωση ενός NRZ-DQPSK συστήματος εξετάστηκαν και πάλι όλες οι πιθανές διαρθρώσεις, με τις joint εκδοχές εξισωτών να παρέχουν αισθητά καλύτερες επιδόσεις. Αξίζει να σημειωθεί ότι τις χειρότερες επιδόσεις στην αντιστάθμιση της PMD εμφάνισαν οι balanced εξισωτές, σε αντίθεση με την περίπτωση της αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς όπου τις χειρότερες επιδόσεις παρουσίασαν οι disjoint εξισωτές.



Οι MLSE εξισωτές που εφαρμόστηκαν για όλους τους διαφορετικούς τρόπους διαμόρφωσης παρείχαν εξαιρετική βελτίωση στην ανοχή στην PMD που παρουσίασαν τα οπτικά συστήματα.

Στην περίπτωση WDM συστημάτων η αλληλεπίδραση των γραμμικών με τα μη γραμμικά φαινόμενα έχει ως αποτέλεσμα την οριακή λειτουργία τους κάτω από το όριο του FEC. Έτσι ακόμα και μια μικρή τιμή υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς είναι δυνατόν να προκαλέσει σοβαρά προβλήματα σε μια τέτοιου τύπου οπτική ζεύξη. Χαρακτηριστικά χωρίς τη χρήση ηλεκτρονικής αντιστάθμισης ένα NRZ-OOK σύστημα φαίνεται να λειτουργεί για τιμές υπολειπόμενης διασποράς που φτάνουν και τα 80 ps/nm, ενώ τα NRZ-DPSK και NRZ-DQPSK συστήματα μπορούν να ανταπεξέλθουν σε τιμές της τάξης των 100 και 300 ps/nm, αντίστοιχα. Η χρήση ηλεκτρονικών εξισωτών επιτρέπει την αισθητή βελτίωση της ανοχής που παρουσιάζουν τα παραπάνω συστήματα μέχρι και τα 260 ps/nm για NRZ-OOK σύστημα, τα 440 ps/nm για NRZ-DPSK σύστημα και για τιμές πολύ μεγαλύτερες των 800 ps/nm στην περίπτωση NRZ-DQPSK συστήματος. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι παραπάνω τιμές αφορούν την εφαρμογή VDFE εξισωτή με παραμέτρους  $[M_f, M_b]=[5,3]$ . Αντίστοιχες καλές επιδόσεις παρουσιάζουν και οι MLSE εξισωτές που μελετήθηκαν.

## 8

## Συμπεράσματα

Η αναλυτική μελέτη της χρήσης ηλεκτρονικών εξισωτών για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης και διάφορους ρυθμούς μετάδοσης κατέστησε σαφή την καταλληλότητα τους στην αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς. Για το σκοπό αυτό μελετήθηκαν διαφορετικού τύπου ηλεκτρονικοί εξισωτές, οι οποίοι είτε ήταν εξ' ολοκλήρου υπεύθυνοι για την εξάλειψη της χρωματικής διασποράς, είτε λειτουργούσαν σε συνεργασία με τις ήδη υφιστάμενες οπτικές μεθόδους αντιστάθμισης της διασποράς. Καθώς τα σενάρια που μελετήθηκαν αφορούσαν κυρίως μητροπολιτικά δίκτυα αποστάσεων έως και 800 km, η λύση της αποκλειστικής χρήσης ηλεκτρονικών εξισωτών για την αντιμετώπιση της χρωματικής διασποράς φάνηκε να χάνει έδαφος, αφού τα μεγάλα ποσά υπολειπόμενης διασποράς απαιτούσαν εξισωτές μεγάλων φίλτρων αυξάνοντας έτσι δραματικά την πολυπλοκότητα και συνεπώς το κόστος υλοποίησης τους. Υπό το πρίσμα της όσο το μικρότερης πολυπλοκότητας μελετήθηκαν διαφορετικοί συνδυασμοί ηλεκτρονικής και οπτικής αντιστάθμισης με σκοπό την επιλογή της καταλληλότερης λύσης. Η εύρεση του βέλτιστου συνδυασμού οπτικής και ηλεκτρονικής αντιστάθμισης αποτέλεσε σημαντικό κομμάτι της μελέτης καθώς βρίσκει εφαρμογή στο σενάριο αναβάθμισης ενός ήδη υπάρχοντος δικτύου σε μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης.

Στην προσπάθεια υποστηρίξης υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης μελετήθηκαν πολυπλοκότερα σχήματα διαμόρφωσης, κυρίως άμεσης ανίχνευσης. Καθώς αυξανόταν η πολυπλοκότητα του δέκτη και σε απόλυτη συνέργεια, αύξηση παρουσίαζε και το απαιτούμενο μέγεθος των ηλεκτρονικών εξισωτών καθιστώντας απαραίτητη την ανάπτυξη νέων εξισωτών μειωμένης πολυπλοκότητας. Στο πλαίσιο αυτό αναζητήθηκαν και διαφορετικοί τρόποι διάρθρωσης της ηλεκτρονικής αντιστάθμισης (balanced, disjoint, κ.α.) με σκοπό τη σύγκριση τους ώστε να προκύψει και πάλι η βέλτιστη λύση που να συνδυάζει απόδοση με χαμηλό κόστος υλοποίησης.

Όσον αφορά τους εξισωτές γραμμικής παραμετροποίησης, σε όλα τα σενάρια οι Volterra εξισωτές έδειξαν καλύτερες επιδόσεις σε σχέση με τους DFE. Ωστόσο, η υψηλή πολυπλοκότητα που απαιτούν, τους καθιστά μη υλοποιήσιμους, κυρίως για μεγάλες τιμές  $[M_E, M_B]$ . Για το σκοπό αυτό μελετήθηκαν απλοποιημένες μορφές Volterra (PVDFE και SVDFE), οι οποίες παρουσιάζουν παρόμοιες επιδόσεις με την πλήρη μορφή ενώ παράλληλα εξασφαλίζουν και μικρότερη πολυπλοκότητα.

Στις περιπτώσεις όπου ο τρόπος διαμόρφωσης το επέτρεπε (NRZ-DPSK και NRZ-DQPSK), μελετήθηκαν εξισωτές διαφορετικών configuration (π.χ. balanced και disjoint εξισωτές). Στο NRZ-DQPSK για παράδειγμα, όπου υπήρχε η δυνατότητα να ελεγχθούν όλα τα διαφορετικά configurations (joint, disjoint και balanced), στην περίπτωση των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης παρατηρήθηκε μια σαφής ανωτερότητα των joint εξισωτών, ενώ οι disjoint εξισωτές φαίνεται να προσφέρουν μια μικρή βελτίωση της επίδοσης, κυρίως για χαμηλές τιμές χρωματικής διασποράς. Ιδιαίτερα για την περίπτωση του NRZ-DQPSK τρόπου διαμόρφωσης παρατηρήθηκε ότι εξαιτίας των τεσσάρων σημάτων εισόδου (Ic, Id, Qc, Qd) ακόμα και οι απλοποιημένες μορφές Volterra παρουσιάζουν αρκετά μεγάλη πολυπλοκότητα. Για το σκοπό αυτό μελετήθηκε και μια εναλλακτική διάρθρωση (partially joint configuration) στην οποία διάρθρωση τα ηλεκτρικά σήματα που παράγονται από τις φωτοδιόδους του DQPSK οπτικού δέκτη μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε τέσσερις πιθανούς διαφορετικούς συνδυασμούς: (Ic, Qc, Qd), (Id, Qc, Qd), (Ic, Id, Qc) και (Ic, Id, Qd) και κάθε τέτοιας μορφής εξισωτής θα ορίζεται βάσει του σήματος το οποίο αγνοείται (π.χ. VDFE  $[M_E, M_B]$ -Ic). Οι διαφορετικοί partially joint εξισωτές κα παρουσιάζουν ελαφρώς διαφορετικές επιδόσεις μεταξύ τους. Αν

και οι καλύτερες επιδόσεις επιτυγχάνονται από τους joint διάρθρωσης εξισωτές (4 εισόδων), όλες οι partially joint (3 εισόδων) εναλλακτικές παρουσιάζουν επίσης εξαιρετικές επιδόσεις έχοντας οριακές διαφορές τόσο ανάμεσα τους, όσο και με τις αντίστοιχες joint εκδοχές τους. Εκτός από τις μικρές διαφορές στις επιδόσεις που παρατηρήθηκαν προκύπτει ότι η επιλογή της χρήσης ενός σχήματος εξισωσης που αγνοεί το  $Q_d$  σήμα προσφέρει στο σύστημα μας τον βέλτιστο συνδυασμό επίδοσης και πολυπλοκότητας, καθώς σε αυτή διάρθρωση η κάθε τριπλέτα των χρησιμοποιούμενων σημάτων παρέχει 25% μικρότερη πολυπλοκότητα από αυτή της αντίστοιχης joint εκδοχής. Παράλληλα, εκτός από την φανερή μείωση της πολυπλοκότητας που προσφέρει η partially joint διάρθρωση βελτιώνει αισθητά και την αριθμητική συμπεριφορά (numerical behavior) του εξισωτή σε σχέση με τον αντίστοιχο joint εξισωτή.

Αντίστοιχα, παρατηρήθηκε ότι οι MLSE εξισωτές βελτιώνουν κατά πολύ την επίδοση του συστήματος παρουσιάζοντας παρόμοιες επιδόσεις με τη χρήση Volterra εξισωτών. Η χρήση του τελεστή τετραγωνικής ρίζας (sqrt) φάνηκε να βελτιώνει ακόμα περισσότερο τις επιδόσεις των εξισωτών ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας, σε αντίθεση με την περίπτωση των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης, όπου οι επιδόσεις τους παρέμειναν σχεδόν ίδιες. Τόσο στην περίπτωση των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης, όσο και στην περίπτωση των MLSE εξισωτών η joint διάρθρωση εμφανίζει τις καλύτερες επιδόσεις, συνοδευόμενη όμως πάντα και από την υψηλότερη πολυπλοκότητα. Τις χειρότερες επιδόσεις ανάμεσα στις διαφορετικές διαρθρώσεις φέρουν οι disjoint εξισωτές για την περίπτωση των MLSE εξισωτών και οι balanced για την περίπτωση των εξισωτών γραμμικής παραμετροποίησης.

Η χρήση ηλεκτρονικών εξισωτών για την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς, όπως έγινε φανερό από όλα τα παραπάνω αποτελέσματα, μπορεί να βελτιώσει αρκετά την ποιότητα του σήματος. Η βελτίωση αυτή στην ποιότητα δύναται να προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα σε ένα ήδη υπάρχον δίκτυο, καθώς μπορεί τόσο να βοηθήσει στην επέκταση την μέγιστης απόστασης του δικτύου, όσο και στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης. Συνοπτικά εξετάστηκαν σενάρια μητροπολιτικών δικτύων 800 km διαφόρων τρόπων διαμόρφωσης (OOK, DPSK, DQPSK) για 10 Gb/s και 40 Gb/s, όπου μέρος της χρωματικής διασποράς αντισταθμίζεται κατά τη μετάδοση με οπτικό τρόπο, ενώ για το ποσοστό της διασποράς που απομένει υπεύθυνος είναι ο ηλεκτρονικός εξισωτής.

Αναλυτικότερα, στην περίπτωση του NRZ-OOK με ρυθμό μετάδοσης 10 Gb/s, βρέθηκε ότι η χρήση εξισωτών ακόμα και με μικρά μεγέθη φίλτρων, όπως ο VDFE[5,3] για παράδειγμα, μπορεί να αντισταθμίσει περίπου 360 km χρωματικής διασποράς, επεκτείνοντας έτσι την μέγιστη απόσταση μετάδοσης, αφού η ανοχή στη μη αντισταθμισμένη διασπορά, χωρίς εξισωτή σε ένα τέτοιο σύστημα φτάνει μέχρι τα 100 km. Αντίστοιχα, για ρυθμούς δεδομένων 40 Gb/s, ένας εξισωτής VDFE[5,3] μπορεί να αντισταθμίσει μέχρι και 250 ps/nm ξεπερνώντας κατά πολύ τα 105 ps/nm της ανοχής του σήματος σε μη αντισταθμισμένη διασπορά. Η επέκταση στην μέγιστη απόσταση μετάδοσης που επιτυγχάνεται με τη βοήθεια της χρήσης ηλεκτρονικών εξισωτών, ισχύει και για όλους τους υπόλοιπους τρόπους διαμόρφωσης που εξετάστηκαν. Σε γενικές γραμμές παρατηρήθηκε ότι η αύξηση των παραμέτρων Mf και Mb αυξάνει και τη δυνατότητα των ηλεκτρονικών εξισωτών να αντισταθμίσουν μεγαλύτερα ποσοστά χρωματικής διασποράς. Ωστόσο, για πολύ μεγάλες τιμές Mf και Mb, η περαιτέρω αύξηση των Mf και Mb, δε συνοδεύεται από αντίστοιχη αύξηση και των επιδόσεών τους. Σε όλες τις περιπτώσεις οι Volterra εξισωτές (VDFE, PVDFE, SVDFE) υπερέρχουν σε σχέση με τους DFE εξισωτές γεγονός που οφείλεται στη μη γραμμική τους φύση.

Παράλληλα μελετήθηκε και η ικανότητα των ηλεκτρονικών εξισωτών να αντισταθμίσουν τη χρωματική διασπορά, όταν αυτή συνυπάρχει με μη γραμμικά φαινόμενα σε WDM σενάρια 7 καναλιών. Στην περίπτωση αυτή, ο ηλεκτρονικός εξισωτής εφαρμόστηκε στο κεντρικό κανάλι, το οποίο φέρει και τη χειρότερη απόδοση εξαιτίας των μη γραμμικών φαινομένων. Πέραν της αντιστάθμισης της χρωματικής διασποράς όλοι οι παραπάνω εξισωτές μελετήθηκαν και για την περίπτωση της PMD όπου και παρουσίασαν αντίστοιχη εικόνα βελτίωσης του οπτικού συστήματος.

Αξίζει να σημειωθεί ότι όλα τα παραπάνω έχουν μελετηθεί για εξισωτές συμβόλων γραμμικής παραμετροποίησης αλλά και εξισωτές ακολουθίας μέγιστης πιθανοφάνειας, τόσο μίας όσο και δύο

διαστάσεων. Σε όλα τα είδη εξισωτών χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος της κλασματικής απόστασης με σκοπό η διαδικασία της αντιστάθμισης να μην είναι επιρρεπής σε πιθανά λάθη χρονισμού ή δειγματοληψίας.

## 9

Μελλοντική  
Επέκταση

Στη παρούσα ενότητα υποδεικνύονται οι βασικές κατευθύνσεις προς τις οποίες πρέπει κατά τη γνώμη μας να κατευθυνθεί η πιθανή μελλοντική επέκταση της παραπάνω μελέτης. Πιο συγκεκριμένα εξαιτίας της πολύ καλής απόδοσης που φάνηκε να παρουσιάζουν οι ηλεκτρονικοί εξισωτές τόσο όσον αφορά την αντιστάθμιση της χρωματικής διασποράς, όσο και όσον αφορά την αντιστάθμιση της διασποράς πόλωσης-τρόπου μετάδοσης αξίζει να μελετηθεί εκτενέστερα και η δυνατότητα τους στην αντιστάθμιση και άλλων γραμμικών φαινομένων παραμόρφωσης στα οποία υπόκειται ένα οπτικό σήμα κατά τη μετάδοση του μέσω μιας οπτικής ίνας.

Τα οπτικά φίλτρα για παράδειγμα αποτελούν πολύ σημαντικά στοιχεία ενός οπτικού δικτύου, ιδίως για περιπτώσεις μετάδοσης μεσαίων ή μεγάλων αποστάσεων. Σε ένα διαφανές (transparent) οπτικό δίκτυο, ένα οπτικό σήμα θα διέλθει μέσα από αρκετούς *οπτικούς κόμβους διασταύρωσης* (optical cross-connects – OXCs), αρκετούς ROADMs αλλά και αρκετά *δομικά στοιχεία οπτικής αντιστάθμισης της διασποράς* (Dispersion Compensating Module - DCM) που στηρίζονται σε *σχάρες διάθλασης οπτικών ιών* (Fiber Bragg gratings – FBG) πριν φτάσουν στον τελικό προορισμό τους [191,192]. Τυπικά τόσο τα OXCs, όσο και οι ROADMs αποτελούνται από έναν αριθμό φίλτρων και έτσι όταν υπάρχει διέλευση μέσα από πολλαπλά OXCs ή ROADMs το σήμα αλλοιώνεται και παρουσιάζεται το *φαινόμενο συναλυσόμενων φίλτρων* (filter concatenation effect) [193]. Το συγκεκριμένο φαινόμενο επηρεάζει αισθητά την ποιότητα του οπτικού σήματος αφού τα διαδοχικά φίλτρα περιορίζουν τη ζώνη διέλευσης, οδηγούν σε *φαλιδισμό* (clipping) του φάσματος του σήματος και συνεπώς εισάγουν περαιτέρω χρωματική διασπορά [194]. Η αύξηση του αριθμού των διαδοχικών φίλτρων συνεπάγεται επιδείνωση του φαινομένου και περαιτέρω μείωση στην ποιότητα του σήματος. Στην ιδιαίτερη περίπτωση μάλιστα, όπου η κεντρική συχνότητα της ζώνης διέλευσης των φίλτρων δεν είναι πλήρως ευθυγραμμισμένη με τη συχνότητα του οπτικού φέροντος το συγκεκριμένο φαινόμενο ενισχύεται και προκαλεί σημαντική υποβάθμιση στο οπτικά σήμα. Όπως προκύπτει λοιπόν, είναι εξαιρετικά σημαντικό να διερευνηθεί η ικανότητα των ηλεκτρονικών εξισωτών να αντισταθμίσουν το συγκεκριμένο φαινόμενο τόσο για διαφορετικούς τύπους φίλτρων, όσο και για την περίπτωση όπου το συγκεκριμένο φαινόμενο συνυπάρχει με άλλες παραμορφώσεις (π.χ. χρωματική διασπορά, μη γραμμικά φαινόμενα, κ.α.).



Κατά την τελευταία δεκαετία το ερευνητικό ενδιαφέρον έχει συγκεντρωθεί στην αναζήτηση τεχνικών που επιτρέπουν την ευρυζωνική επικοινωνία από και προς τον τερματικό χρήστη. Τα κανάλια μετάδοσης τόσο των ασύρματων, όσο και των ενσύρματων επικοινωνιών κυριαρχούνται από διασπαρτικά χαρακτηριστικά μετάδοσης και έτσι για να είναι δυνατή η υποστήριξη των ευρυζωνικών υπηρεσιών άρχισαν να υιοθετούνται τρόποι διαμόρφωσης που στηρίζονται σε *πολλαπλά φέροντα* (multi-carrier-MC). Η αρχική ιδέα για MC τρόπους διαμόρφωσης πρόκυψε και εφαρμόστηκε από τη δεκαετία του 1960 αλλά αφορούσε μόνο την αναλογική τους μορφή [195,196]. Το 1971 ωστόσο άρχισε να συγκεντρώνει πολύ μεγαλύτερο ερευνητικό ενδιαφέρον εξαιτίας της αποκλειστικά ψηφιακής υλοποίησης τους μέσω του *ταχέως μετασχηματισμού* Fourier (fast Fourier transform -FFT) [197]. Έτσι σήμερα οι MC διαμορφώσεις χρησιμοποιούνται ευρέως στην εμπομή ψηφιακού ήχου και εικόνας στα ασύρματα τοπικά δίκτυα αλλά και στις ψηφιακές συνδρομητικές γραμμές (digital subscriber lines - xDSL)[198,199]. Μια από τις προτεινόμενες λύσεις MC διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται ευρέως για την υψίρρυθμη μετάδοση δεδομένων είναι η τεχνολογία *διακριτών πολλαπλών τόνων* (Discrete Multi-Tone - DMT) [200,201], η λειτουργία της οποίας καθορίζεται από τα πρότυπα των υψίρρυθμων DSL (ADSL, VDSL) αλλά και από την *πολυπλεξία ορθογωνικής διαίρεσης συχνότητας* (orthogonal frequency division multiplexing-OFDM) όπως αυτή ορίστηκε στο IEEE 802.11a. Στο DMT η σειριακή συμβολοσειρά δεδομένων εισόδου υψηλής ταχύτητας χωρίζεται σε πολλαπλές παράλληλες και χαμηλότερης ταχύτητας συμβολοσειρές που στη συνέχεια διαμορφώνονται σε υπο-φέροντα (sub-carriers) διαφορετικής συχνότητας ώστε να μεταδοθούν. Συνήθως οι διαφορετικές συμβολοσειρές υπο-φερόντων αντιστοιχίζονται σε  $C_n$  μιγαδικές τιμές με *διαμόρφωση πλάτους με ορθογωνισμό* (Quadrature Amplitude Modulation - QAM), όπου η παράμετρος  $n$  αντιστοιχεί στον αριθμό των συνολικών υπο-φερόντων που χρησιμοποιούνται ( $n = 0, 1, \dots, N - 1$ ) και  $N - 1$  ο αριθμός των υπο-φερόντων που χρησιμοποιούνται για να μεταδώσουν δεδομένα. Χρησιμοποιώντας τον IFFT για τη διαμόρφωση των  $C_n$  σε διαφορετικές συχνότητες, τα υπο-φέροντα που προκύπτουν φέρουν αμοιβαία ορθογωνιότητα. Παράλληλα, πρέπει να τονιστεί ότι αν χρησιμοποιηθούν  $N - 1$  πλήθος συμβόλων πληροφορίας  $C_n$  σε έναν IFFT  $2N$ -σημείων ικανοποιείται η ιδιότητα της Ερμιτιανής συμμετρίας ( $C_{2N-n} = C_n^*$ ) και η προκύπτουσα DMT ακολουθία φέρει αποκλειστικά πραγματικές (και όχι φανταστικές) τιμές. Μετά τη διαμόρφωση μέσω του IFFT, το πλαίσιο (frame) που έχει παραχθεί μπορεί να θεωρηθεί ως σύμβολο του σήματος. Στη συνέχεια και πριν τη μετάδοση προστίθεται στην αρχή του ελάχιστου συμβόλου ένα *κυκλικό πρόθεμα* (cyclic prefix -CP) που αποτελείται από ένα αντίγραφο των τελευταίων δειγμάτων του παρόντος συμβόλου. Η εγγενής ανθεκτικότητα που παρουσιάζει το DMT σε διασπαρτικά κανάλια έρχεται ως αποτέλεσμα της παράλληλης μετάδοσης των δεδομένων και του CP που χρησιμοποιείται. Πιο συγκεκριμένα, η παράλληλη μετάδοση δεδομένων έχει ως αποτέλεσμα την αυξημένη διάρκεια του συμβόλου σε σχέση με την τυπική σειριακή μετάδοση και έτσι η διασυμβολική παρεμβολή επηρεάζει ένα μικρό ποσοστό της διάρκειας του συμβόλου. Η χρήση αντίστοιχα του CP εγγυάται όχι μόνο την εύκολη αντιστάθμιση της ISI αλλά και τη διατήρηση της ορθογωνιότητας ανάμεσα στα διαφορετικά υπο-φέροντα [202]. Καθώς το κυκλικό πρόθεμα θεωρείται ένα στοιχείο πλεονασμού πρέπει το μέγεθος του να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο χωρίς ωστόσο να περιορίζεται και η ικανότητα του στην αντιστάθμιση της ISI. Όπως φαίνεται λοιπόν η χρήση ηλεκτρονικών εξισωτών σε συστήματα που χρησιμοποιούν DMT διαμόρφωση με ανεπαρκές μέγεθος κυκλικού προθέματος αποτελεί ένα εξαιρετικά ενδιαφέρον θέμα μελλοντικής επέκτασης της παρούσας μελέτης.

Παράλληλα, εξαιτίας της ανάπτυξης εφαρμογών με υψηλές απαιτήσεις εύρους ζώνης όπως τα *κοινωνικά μέσα δικτύωσης* (Social Networking), η *τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας* (HDTV) και η ιδέα της *νεφροϋπολογιστικής* (cloud computing) η αύξηση της κίνησης που καλούνται να αντιμετωπίσουν τα *κέντρα δεδομένων* (data centre) αυξάνεται κατά περίπου 25% το χρόνο. Όπως είναι λοιπόν λογικό η χρήση ανεπτυγμένων τρόπων διαμόρφωσης σε συνδυασμό με στοιχεία ψηφιακής επεξεργασίας σήματος είναι απαραίτητα ώστε να ανταπεξέλθουν τα σύγχρονα και μελλοντικά οπτικά δίκτυα σε τέτοιες τεράστιες

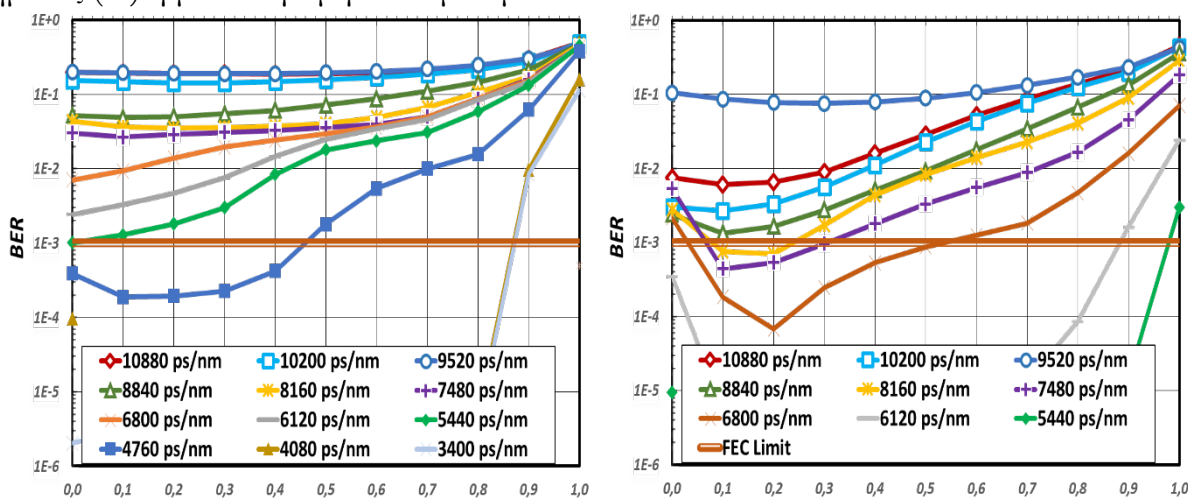
απαιτήσεις κίνησης [203,204]. Το γεγονός αυτό πιστοποιείται από την προσπάθεια προτυποποίησης της *διαμόρφωσης πλάτους τεσσάρων επιπέδων* (four-level pulse amplitude modulation - PAM-4) ως τη βασική διαμόρφωση για μετάδοση 400 GbE μέσω μονότροπης οπτικής ίνας [205]. Σε οπτικά δίκτυα τέτοιων αποστάσεων το κυρίαρχο ζήτημα σχεδιασμού είναι η αποδοτικότητα από πλευράς κόστους και για το λόγο αυτό σχήματα διαμόρφωσης που στηρίζονται στην IM/DD τεχνική φαντάζουν ως η ιδανικότερη επιλογή. Εκτός από τα παραπάνω ωστόσο, υπάρχει και η ανάγκη μετακίνησης τεράστιου όγκου δεδομένων μέσω του νέφους που διασυνδέει διαφορετικά datacenter μιας περιοχής. Για τη συγκεκριμένη ζεύξη μετάδοσης που αναφέρεται βιβλιογραφικά συνήθως ως διασύνδεση κέντρων δεδομένων (inter-datacenter interconnect - DCI) δεν έχει ακόμη οριστεί συγκεκριμένο πρότυπο. Μια πιθανή λύση για ένα τέτοιο σύστημα θα ήταν η αποκλιμάκωση της σύμφωνης τεχνολογίας που εφαρμόζεται σε δίκτυα μεγάλων αποστάσεων, οι οποίες μπορούν να εγγυηθούν υψηλής χωρητικότητας μετάδοση αλλά συνεπάγονται μεγάλο κόστος εφαρμογής και υψηλή κατανάλωση ισχύος [206,207]. Έτσι εξελίσσεται ως ένα θέμα ιδιαίτερου ερευνητικού ενδιαφέροντος η ανεύρεση αποδοτικότερων λύσεων για την εξυπηρέτηση της κίνησης που χρειάζεται να μεταδοθεί μέσω μιας DCI. Για το σκοπό αυτό έχουν προταθεί ανεπτυγμένοι τρόποι διαμόρφωσης άμεσης ανίχνευσης συνδυαζόμενες με πυκνή πολυπλεξία διαίρεσης μήκους κύματος (dense wavelength division multiplexing – DWDM), οι οποίες παρουσιάζουν εξαιρετικά καλές επιδόσεις για το συγκεκριμένο σενάριο. Αντίστοιχα, έχει προταθεί και η χρήση διαφόρων μορφών DMT, οι οποίες προσφέρουν τη μετάδοση ρυθμών μεγαλύτερων από 56 Gbit/s ανά κανάλι για αποστάσεις μεγαλύτερες των 80 km [207–210]. Όσον αφορά τώρα τους προτεινόμενους τρόπους διαμόρφωσης ιδιαίτερο ενδιαφέρον ερευνητικά φαίνεται να παρουσιάζουν οι *διαμορφώσεις πλάτους/φάσης χωρίς φέρουσα* (carrierless amplitude and phase modulation CAP) [211–214], αλλά και η PAM-4 διαμόρφωση που φαίνεται να επιτρέπει τη μετάδοση ρυθμών μέχρι και 112 Gb/s ανά κανάλι [215–218]. Η διερεύνηση λοιπόν της εφαρμογής ηλεκτρονικών εξισωτών σχετικά μικρής πολυπλοκότητας για τρόπους διαμόρφωσης κατάλληλους σε DCI περιβάλλοντα μπορεί να αποτελέσει ένα εξαιρετικό ζήτημα μελλοντικής επέκτασης της παρούσας διατριβής.

# 10

## Παράρτημα

### 10.1 Alpha Factor σενάρια

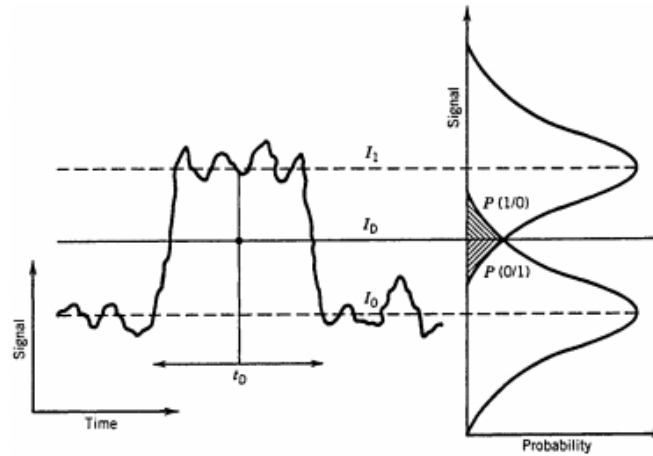
Εξαιτίας της ιδιαιτερότητας του NRZ-DPSK δέκτη, ο οποίος φέρει δύο εξόδους, από το constructive και destructive κλάδο του MZDI, μελετήθηκε η συμπεριφορά των επιδόσεων των MLSE εξισωτών στην περίπτωση που καθεμία από τις εξόδους αυτές δεν έχει ισάξια βαρύτητα. Για να πραγματοποιηθεί αυτή η μελέτη χρησιμοποιήθηκε η παράμετρος alpha factor ( $\alpha$ ), η οποία ορίζεται ως ο λόγος συνεισφοράς της κάθε εξόδου στην balanced διάρθρωση. Στη συνέχεια το πείραμα αφορά για κάθε τιμή του  $\alpha$  αναζητούμε το BER σε σχέση με συγκεκριμένη τιμή της συσσωρευμένης διασποράς. Συγχρόνως αλλάζει και η δυνατότητα του MLSE εξισωτή (μέσω της  $M$ ) και έτσι έχουμε τα τρία επόμενα σχήματα όπου το BER καταγράφεται σε σχέση με το  $\alpha$ . Παρατηρούμε ότι το  $\alpha=0,5$  δεν είναι ο καλύτερος δυνατός συνδυασμός. Συγκεκριμένα για διασπορά μικρότερη του 6100ps/nm ο βέλτιστος συνδυασμός φαίνεται να είναι για τιμές του  $\alpha < 0,5$ . Φαίνεται δε ότι όσο αυξάνει η δυναμική του συστήματος ( $M$ ) η βέλτιστη τιμή του  $\alpha$  μεταβάλλεται.



Σχήμα 10.1. Επίδοση Joint MLSE Εξισωτή με (α)  $M=2$  και (β)  $M=4$  σε σύστημα DPSK στα 10 Gb/s

### 10.2 Q-factor και BER Estimation

Η κλασική μέθοδος εκτίμησης του BER για ένα NRZ-OOK σήμα απεικονίζεται στο Σχήμα 10.2 [54]. Οι διακυμάνσεις που εμφανίζονται στο σήμα γύρω από την τιμή  $I_1$  και  $I_0$ , που αποτελούν τα αντίστοιχα φωτορρεύματα για τον άσσο και το μηδενικό, αλλά και η επικάλυψη των κατανομών είναι οι βασικές αιτίες πρόκλησης λάθους.



Σχήμα 10.2. Οι διακυμάνσεις σήματος που προκαλούνται στο δέκτη και οι πυκνότητες πιθανότητας για τα bit 1 και 0. Η σκιασμένη περιοχή καταδεικνύει την πιθανότητα εσφαλμένης αναγνώρισης [54].

Πιο συγκεκριμένα, σφάλμα θα εμφανίζεται είτε αν  $I < I_D$  για bit 1 λόγω θορύβου στο δέκτη, είτε αν  $I > I_D$  για bit 0. Οι δύο πηγές αυτές σφαλμάτων μπορούν να ενσωματωθούν και να ορίσουν την πιθανότητα σφάλματος για ένα σήμα ως εξής:

$$BER = p(0)p(0|1) + p(1)p(1|0) \quad [16.1]$$

όπου  $p(1), p(0)$  είναι οι πιθανότητες να ληφθούν 1 και 0 αντίστοιχα, ενώ  $p(0|1)$  ορίζεται η πιθανότητα απόφασης ο δέκτης να θεωρήσει ότι έλαβε το 0 ενώ έχει ληφθεί το 1 και  $p(1|0)$  η πιθανότητα απόφασης να θεωρήσει ότι έλαβε το 1 ενώ έχει ληφθεί το 0. Δεδομένου ότι τα bit 1 και 0 είναι ισοπίθανα γεγονότα θα ισχύει ότι  $p(1) = p(0) = 1/2$  και έτσι η εξίσωση [16.1] γίνεται:

$$BER = \frac{1}{2}[p(0|1) + p(1|0)] \quad [16.2]$$

Οι συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας  $p(0|1)$  και  $p(1|0)$  ορίζονται ως:

$$\begin{aligned} p(0|1) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) \\ p(1|0) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad [16.3]$$

με τα  $\sigma_1$  και  $\sigma_0$  να αποτελούν τις διακυμάνσεις θορύβου για τα bit 1 και 0 αντίστοιχα και  $I_D$  το κατώφλι απόφασης. Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις [16.3] στην εξίσωση [16.2], η πιθανότητα εμφάνισης σφάλματος δίνεται από:

$$BER = \frac{1}{4} \left[ \operatorname{erfc} \left( \frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad [16.4]$$

Η τιμή του BER όπως προκύπτει από την Εξίσωση [16.4] εξαρτάται εν πολλοίς από τη σωστή επιλογή του ρεύματος κατωφλίου  $I_D$  και η ελάχιστη τιμή του εμφανίζεται όταν το  $I_D$  επιλέγεται έτσι ώστε:

$$\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1} = \frac{I_D - I_0}{\sigma_0} \equiv Q \quad [16.5]$$

Μια ακριβέστερη έκφραση του  $I_D$  δίνεται από την:

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad [16.6]$$



Συνήθως στους περισσότερους pin δέκτες ισχύει ότι  $\sigma_1 = \sigma_0$  κάτι που αντιστοιχεί στην τοποθέτηση του κατωφλίου απόφασης στη μέση και συνεπώς  $I_D = (I_1 + I_0)/2$ .

Υπολογίζοντας λοιπόν το BER για το βέλτιστο κατώφλι θα έχουμε ότι:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad [16.7]$$

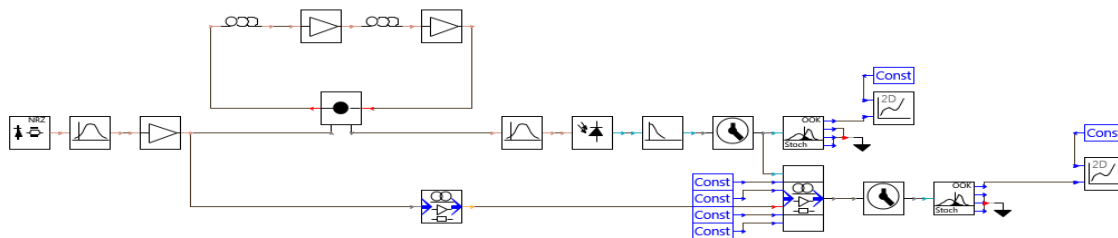
με την παράμετρο Q (Q factor) να υπολογίζεται βάσει των εξισώσεων [16.5] και [16.6] να δίνεται από τη σχέση:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad [16.8]$$

### 10.3 Παράμετροι και Διάρθρωση Οπτικών Προσομοιώσεων

#### NRZ-OOK προσομοίωση

Στο Σχήμα 10.3 παρουσιάζεται η διάρθρωση της οπτικής προσομοίωσης που υλοποιήθηκε με τη βοήθεια του προσομοιωτικού εργαλείου VPI TransmissionMaker για την περίπτωση του NRZ-OOK οπτικού συστήματος.



Σχήμα 10.3. (α) Οπτικός Πομπός NRZ-OOK, (β) Διάγραμμα προσομοίωσης για NRZ-OOK σύστημα.

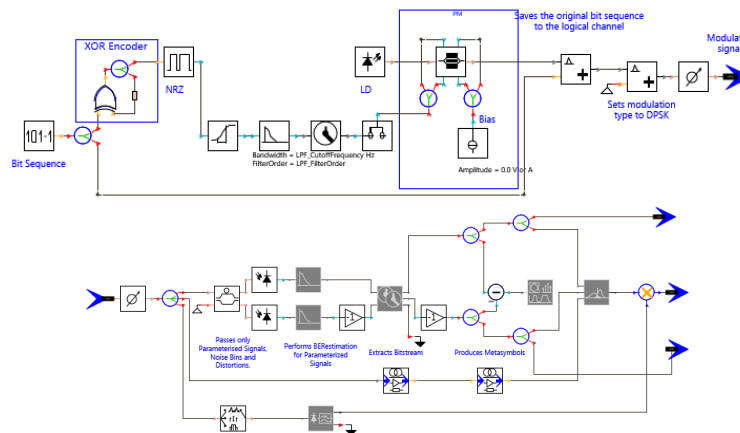
Στον πίνακα που ακολουθεί (Πίνακας 10.1) παρουσιάζονται συνοπτικά οι τιμές των παραμέτρων που έχουν χρησιμοποιηθεί για την προσομοίωση του συστήματος με τρόπο διαμόρφωσης NRZ-OOK. Οι παράμετροι που αφορούν την ίνα και τη μετάδοση σε αυτή έχουν περιγραφεί στο Κεφάλαιο 6.

Πίνακας 10.1. Βασικές παράμετροι προσομοίωσης για NRZ-OOK σύστημα.

| Transmitter Parameters               |             | Electrical Filter Parameters |                 |
|--------------------------------------|-------------|------------------------------|-----------------|
| Laser Emission Frequency (Hz)        | 193.1e12    | Filter Type                  | Lowpass         |
| Laser Average Power (W)              | 1e-3        | Transfer Function            | Bessel          |
| Laser Linewidth (Hz)                 | 0           | Center Frequency (Hz)        | 193.1e12        |
| Risetime (s)                         | 0.4/BitRate | Bandwidth (Hz)               | 0.7*BitRate     |
| PRBS Type                            | PRBS        | Gaussian Order               | 4 <sup>th</sup> |
| Mark Probability                     | 0.5         | BER Estimator Parameters     |                 |
| Laser Azimuth (deg)                  | 0           | Estimation Method            | Gauss           |
| Mach Zehnder Extinction Ratio (dB)   | 100         | Threshold Type               | Optimum         |
| Photodiode Parameters                |             |                              |                 |
| Responsivity                         | 1           |                              |                 |
| Photodiode Model                     | PIN         |                              |                 |
| Dark Current (A)                     | 0           |                              |                 |
| Thermal Noise (A/Hz <sup>1/2</sup> ) | 16.6e-12    |                              |                 |
| Shot Noise                           | Yes         |                              |                 |

## NRZ-DPSK προσομοίωση

Αντίστοιχα για την περίπτωση της προσομοίωσης NRZ-DPSK συστήματος στο Σχήμα 10.4 που ακολουθεί εμφανίζεται τόσο η δομή του οπτικού δέκτη, όσο και του οπτικού πομπού ενώ στον Πίνακα 10.2 παρουσιάζονται οι παράμετροι προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκαν τόσο για τον οπτικό πομπό, όσο και για τον οπτικό δέκτη.



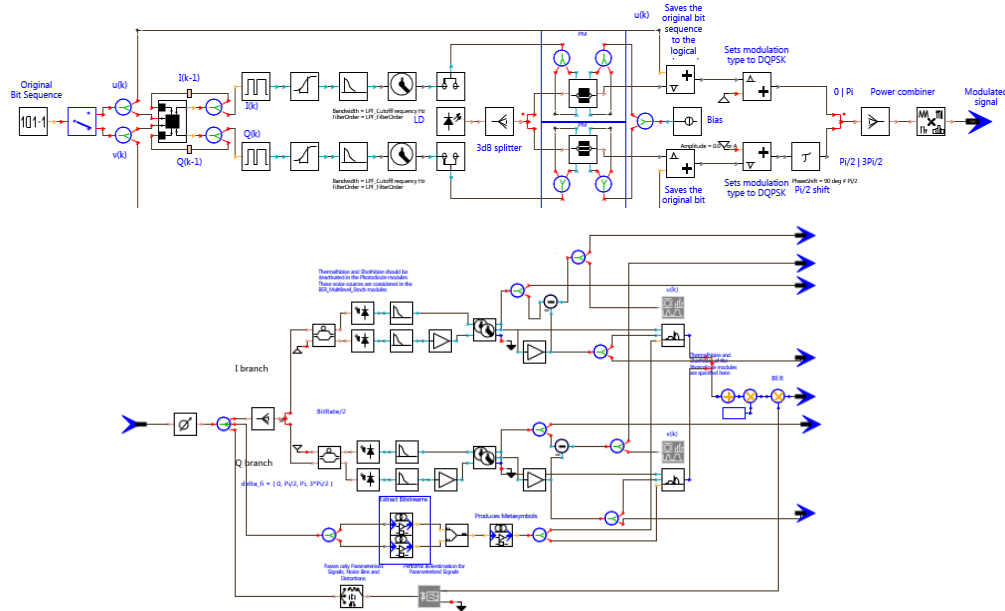
Σχήμα 10.4. (α) Οπτικός Πομπός NRZ-DPSK και (β) Οπτικός Δέκτης NRZ-DPSK.

Πίνακας 10.2. Βασικές παράμετροι προσομοίωσης για NRZ-DPSK σύστημα.

| Transmitter Parameters        |             | Electrical Filter                    |                 |
|-------------------------------|-------------|--------------------------------------|-----------------|
| Laser Emission Frequency (Hz) | 193.1e12    | Filter Type                          | Lowpass         |
| Laser Average Power (W)       | 1e-3        | Transfer Function                    | Bessel          |
| Laser Linewidth (Hz)          | 0           | Center Frequency (Hz)                | 193.1e12        |
| Risetime (s)                  | 1/4/BitRate | Bandwidth (Hz)                       | 0.7*BitRate     |
| PRBS Type                     | PRBS        | Gaussian Order                       | 4 <sup>th</sup> |
| Mark Probability              | 0.5         | <b>Receiver</b>                      |                 |
| Laser Azimuth (deg)           | 0           | MZI Delay Time (s)                   | 1/BitRate       |
| V <sub>π</sub> (V)            | 3           | MZI Phase Shift Upper (deg)          | 0               |
| Extinction Ratio (dB)         | 100         | MZI Phase Shift Lower (deg)          | 0               |
| MZM Operation                 | push pull   | Responsivity                         | 1               |
| <b>BER Estimator</b>          |             | Photodiode Model                     | PIN             |
| Estimation Method             | Gauss       | Dark Current (A)                     | 0               |
| Threshold Type                | Optimum     | Thermal Noise (A/Hz <sup>1/2</sup> ) | 16.6e-12        |
|                               |             | Shot Noise                           | Yes             |

## NRZ-DQPSK προσομοίωση

Αρχικά, στο Σχήμα 10.5 απεικονίζονται οι δομές του πομπού και του δέκτη που χρησιμοποιήθηκαν ενώ στη συνέχεια ακολουθεί ο Πίνακας 10.3 που συνοψίζει τις τιμές που χρησιμοποιούνται για τις βασικές παραμέτρους τους.



Σχήμα 10.5. (α) Οπτικός Πομπός NRZ-DQPSK και (β) Οπτικός Δέκτης NRZ-DQPSK.

Πίνακας 10.3. Βασικές παράμετροι προσομοίωσης για NRZ-DQPSK σύστημα

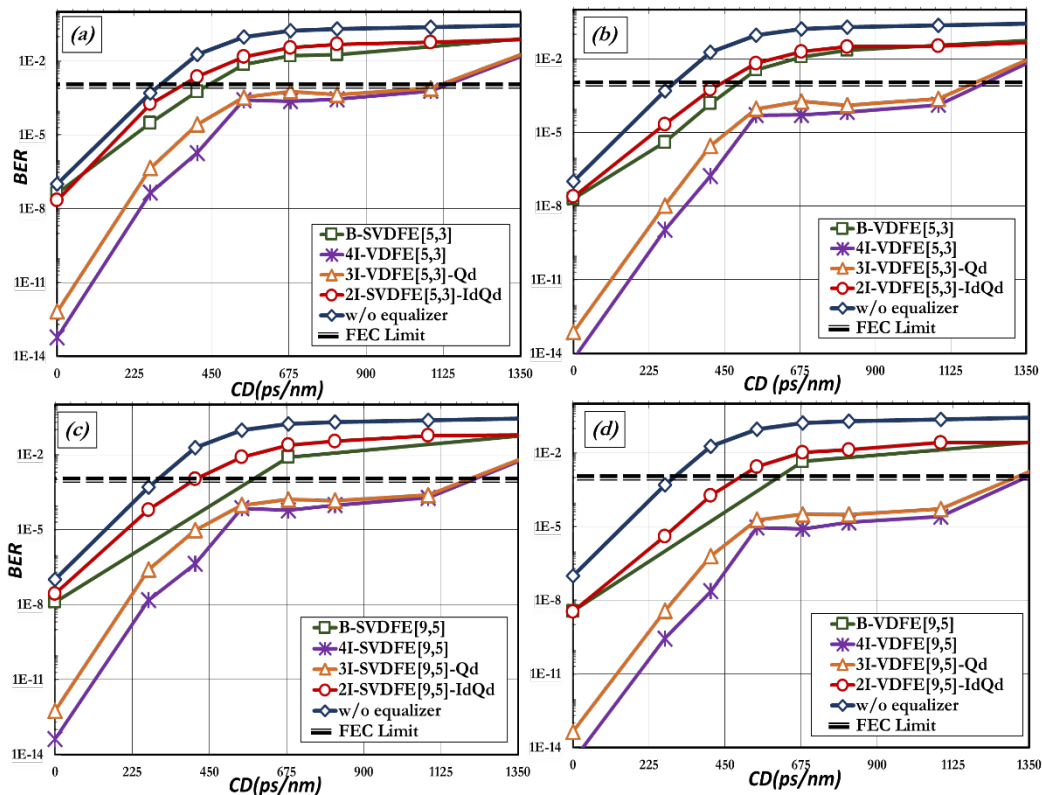
| Transmitter Parameters        |             |
|-------------------------------|-------------|
| Laser Emission Frequency (Hz) | 193.1e12    |
| Laser Average Power (W)       | 1e-3        |
| Laser Linewidth (Hz)          | 0           |
| Risetime (s)                  | 1/8/BitRate |
| PRBS Type                     | PRBS        |
| Mark Probability              | 0.5         |
| Laser Azimuth (deg)           | 0           |
| V <sub>π</sub> (V)            | 3           |
| Extinction Ratio (dB)         | 100         |
| MZM Operation                 | push pull   |
| BER Estimator                 |             |
| Estimation Method             | Gauss       |
| Threshold Type                | Optimum     |

| Receiver                             |                 |
|--------------------------------------|-----------------|
| Symbol Rate                          | BitRate/2       |
| Delay Time I Branch (s)              | 2/BitRate       |
| Phase Shift Upper I Branch(deg)      | 0               |
| Phase Shift Lower I Branch (deg)     | 180/4 (π/4)     |
| Phase Shift Upper Q Branch(deg)      | 0               |
| Phase Shift Lower Q Branch (deg)     | -180/4 (-π/4)   |
| Responsivity                         | 1               |
| Photodiode Model                     | PIN             |
| Dark Current (A)                     | 0               |
| Thermal Noise (A/Hz <sup>1/2</sup> ) | 16.6e-12        |
| Electrical Filter                    |                 |
| Filter Type                          | Lowpass         |
| Transfer Function                    | Bessel          |
| Center Frequency (Hz)                | 193.1e12        |
| Bandwidth (Hz)                       | 0.7*BitRate/2   |
| Gaussian Order                       | 4 <sup>th</sup> |

## 10.4 Εκφυλισμένοι Partially Joint Εξισωτές δύο εισόδων

Στο Σχήμα 10.6 απεικονίζεται το εκτιμώμενο BER για τη διάθροση των εκφυλισμένων partially joint εξισωτών δύο εισόδων σε σύγκριση με τις αντίστοιχες επιδόσεις των balanced εξισωτών όσον αφορά

την αντιστάθμιση μεταβλητών τιμών υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς. Παρά το γεγονός ότι οι πολυπλοκότητες των εξισωτών των δύο συγκεκριμένων διαρθρώσεων είναι συγκρίσιμες, οι επιδόσεις που προσφέρονται από την balanced διάρθρωση είναι σαφώς ανώτερες σε σχέση με αυτές των εξισωτών δύο εισόδων. Η ανωτερότητα που εμφανίζουν οι balanced μορφές εξίσωσης γίνονται πιο εμφανής καθώς αυξάνονται οι τιμές των φίλτρων  $M_f$  και  $M_b$ . Αξίζει για παράδειγμα να σημειωθεί ότι ο balanced VDFE[9,5] (B-VDFE[9,5]) δύναται να αντισταθμίσει έως και 630 ps/nm υπολειπόμενης χρωματικής διασποράς και συνεπώς σχεδόν διπλασιάζει την ανοχή του οπτικού συστήματος σε CD σε σύγκριση με την περίπτωση όπου δεν εφαρμόζεται ηλεκτρονική εξίσωση και όλη η διαδικασία της αντιστάθμισης στηρίζεται σε οπτικές μεθόδους. Αντίθετα, ο αντίστοιχος partially joint εξισωτής δύο εισόδων (2I-VDFE[9,5]-IdQd) που φέρει και ακριβώς την ίδια πολυπλοκότητα μπορεί να αντισταθμίσει χρωματική διασπορά της τάξης περίπου των 500ps/nm. Οι επιδόσεις τόσο των joint (4-input), όσο και των partially joint εξισωτών τριών εισόδων ξεπερνούν όπως προέκυψε είναι αρκετά ανώτερες και έτσι τα αποτελέσματα των partially joint δύο εισόδων και balanced εξισωτών παρουσιάζονται εδώ μόνο για λόγους πληρότητας.



Σχήμα 10.6 Εκτιμώμενο BER οπτικών ζεύξεων που χρησιμοποιούν (a)SVD FE [5,3], (b)VDFE [5,3], (c)SVD FE [9,5] and (d)VDFE [9,5] για 2I, 3I and balanced διάρθρωση.



## 11

## Βιβλιογραφία

- [1] W.Y. Chen, “*The development and standardization of asymmetrical digital subscriber line,*” IEEE Commun. Mag. 37 (1999) 68–72.
- [2] N.J. Frigo, P.P. Iannone, K.C. Reichmann, “*A view of fiber to the home economics,*” IEEE Commun. Mag. 42 (2004) S16–S23.
- [3] N. (Neo). Antoniadou, G. Ellinas, I. Roudas, “*WDM Systems and Networks,*” Springer, 2012.
- [4] R. Essiambre, G. Kramer, P.J. Winzer, G.J. Foschini, B. Goebel, S.S. Member, “*Capacity Limits of Optical Fiber Networks,*” J. Light. Technol. 28 (2010) 662–701.
- [5] O. Gerstel, M. Jinno, A. Lord, “*Elastic Optical Networking : A New Dawn for the Optical Layer ?,*” IEEE Commun. Mag. 50 (2012) 12–20.
- [6] T. Richter, E. Palushani, C. Schmidt-Langhorst, M. Nölle, R. Ludwig, C. Schubert, “*Single Wavelength Channel 10.2 Tb/s TDM-Data Capacity using 16-QAM and coherent detection,*” in: Opt. Fiber Commun. Conf. Fiber Opt. Eng. Conf. 2011, OSA, Washington, D.C., 2011: p. PDP A9.
- [7] H. Hu, P. Münster, E. Palushani, M. Galili, H.C.H. Mulvad, P. Jeppesen, L. Oxenlowe, “*640 Gbaud NRZ-OOK data signal generation and 1.19 Tbit/s PDM-NRZ-OOK field trial transmission,*” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2012: p. PDP5C.7.
- [8] J. Sakaguchi, B.J. Puttnam, W. Klaus, Y. Awaji, N. Wada, A. Kanno, T. Kawanishi, K. Imamura, H. Inaba, K. Mukasa, R. Sugizaki, T. Kobayashi, M. Watanabe, “*19-core fiber transmission of 19x100x172-Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s,*” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2012: p. PDP5C.1.
- [9] A. Sano, T. Kobayashi, S. Yamanaka, A. Matsuura, H. Kawakami, Y. Miyamoto, K. Ishihara, H. Masuda, “*102.3-Tb/s (224 x 548-Gb/s) C- and Extended L-band All-Raman Transmission over 240 km Using PDM-64QAM Single Carrier FDM with Digital Pilot Tone,*” in: Natl. Fiber Opt. Eng. Conf., OSA, Washington, D.C., 2012: p. PDP5C.3.
- [10] M. Seimetz, “*System Degradation by the SPM-Induced Mean Nonlinear Phase Shift in Optical QAM Transmission,*” in: Opt. Fiber Commun. Conf. Natl. Fiber Opt. Eng. Conf., OSA, Washington, D.C., 2009: p. JWA38.
- [11] R. Borkowski, F. Karinou, M. Angelou, V. Arlunno, D. Zibar, D. Klonidis, N. Guerrero Gonzalez, A. Caballero, I. Tomkos, I. Tafur Monroy, “*Experimental study on OSNR requirements for spectrum-flexible optical networks [Invited],*” J. Opt. Commun. Netw. 4 (2012) B85–B93.
- [12] J.L. Vizcaino, Y. Ye, A. Macho, F. Jimenez, P.M. Krummrich, “*Increased energy-efficiency and capacity for mixed-line-rate WDM networks with hybrid Raman-EDFA amplification,*” in: 2014 Eur. Conf. Opt. Commun., IEEE, 2014: pp. 1–3.
- [13] D. Rafique, T. Rahman, A. Napoli, R. Palmer, J. Slovak, E. de Man, S. Fedderwitz, M. Kuschnerov, U. Feiste, B. Spinnler, B. Sommerkorn-Krombholz, M. Bohn, “*9.6Tb/s CP-QPSK Transmission Over 6500 km of NZ-DSF With Commercial Hybrid Amplifiers,*” IEEE Photonics Technol. Lett. 27 (2015) 1911–1914.
- [14] W.S. Pelouch, “*Raman Amplification: An Enabling Technology for Long-Haul Coherent Transmission Systems,*” J. Light. Technol. 34 (2016) 6–19.
- [15] T. Rahman, A. Lobato, D. Rafique, A. Napoli, M. Bohn, C.M. Okonkwo, a M.J. Koonen, H. de Waardt, “*Long-haul WDM transmission of 1 Tb/s superchannel,*” in: 2015 17th Int. Conf. Transparent Opt. Networks, IEEE, 2015: pp. 1–4.

- [16] T. Rahman, D. Rafique, B. Spinnler, A. Napoli, H. de Waardt, “*32 × 1Tb/s C-band transmission over 1000km employing three subcarriers PM-64QAM for regional applications*,” in: 2015 Eur. Conf. Opt. Commun., IEEE, 2015: pp. 1–3.
- [17] R. Ryf, S. Randel, A.H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmacelpour, E.C. Burrows, R. Essiambre, P.J. Winzer, D.W. Peckham, A.H. McCurdy, R. Lingle, “*Mode-Division Multiplexing Over 96 km of Few-Mode Fiber Using Coherent 6×6 MIMO Processing*,” J. Light. Technol. 30 (2012) 521–531.
- [18] F. Buchali, A. Klekamp, L. Schmalen, D. Tomislav, “*Implementation of 64QAM at 42.66 GBaud Using 1.5 Samples per Symbol DAC and Demonstration of up to 300 km Fiber Transmission*,” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2014: p. M2A.1.
- [19] J.-X. Cai, Y. Sun, H.G. Batshon, M. Mazurczyk, H. Zhang, D.G. Foursa, A.N. Pilipetskii, “*54 Tb/s transmission over 9,150 km with optimized hybrid Raman-EDFA amplification and coded modulation*,” in: 2014 Eur. Conf. Opt. Commun., IEEE, 2014: pp. 1–3.
- [20] A. Napoli, M. Bohn, D. Rafique, A. Stavdas, N. Sambo, L. Poti, M. Nolle, J.K. Fischer, E. Riccardi, A. Pagano, A. Di Giglio, M.S. Moreolo, J.M. Fabrega, E. Hugues-Salas, G. Zervas, D. Simeonidou, P. Layec, A. D’Errico, T. Rahman, J.P.F.-P. Gimenez, “*Next generation elastic optical networks: The vision of the European research project IDEALIST*,” IEEE Commun. Mag. 53 (2015) 152–162.
- [21] S. Bigo, A. Ghazisaeidi, G. Charlet, J. Renaudier, O. Bertran-Pardo, P. Tran, “*Long-Haul Transmission of 1-Tb/s Superchannels, 175-GHz Spaced, over SSMF using Nyquist Pulse Shaping and Flex-Grid WDM architecture*,” in: 39th Eur. Conf. Exhib. Opt. Commun. (ECOC 2013), Institution of Engineering and Technology, 2013: pp. 819–821.
- [22] T. Rahman, D. Rafique, A. Napoli, E. de Man, M. Kuschnerov, B. Spinnler, M. Bohn, C.M. Okonkwo, H. de Waardt, “*Long-haul terabit transmission (2272km) employing digitally pre-distorted quad-carrier PM-16QAM super-channel*,” in: 2014 Eur. Conf. Opt. Commun., IEEE, 2014: pp. 1–3.
- [23] S. Chandrasekhar, X. Liu, “*Experimental investigation on the performance of closely spaced multi-carrier PDM-QPSK with digital coherent detection*,” Opt. Express. 17 (2009) 21350.
- [24] J.-X. Cai, H.G. Batshon, M. Mazurczyk, H. Zhang, Y. Sun, O. V. Sinkin, D. Foursa, A.N. Pilipetskii, “*64QAM Based Coded Modulation Transmission over Transoceanic Distance with >60 Tb/s Capacity*,” in: Opt. Fiber Commun. Conf. Post Deadline Pap., OSA, Washington, D.C., 2015: p. Th5C.8.
- [25] T.J. Xia, “*Near Term Terabit Transmission Field Trial Opportunities*,” in: Opt. Fiber Commun. Conf. Fiber Opt. Eng. Conf. 2013, OSA, Washington, D.C., 2013: p. NW4E.6.
- [26] M.-F. Huang, A. Tanaka, E. Ip, Y.-K. Huang, D. Qian, Y. Zhang, S. Zhang, P.N. Ji, I.B. Djordjevic, T. Wang, Y. Aono, S. Murakami, T. Tajima, T.J. Xia, G.A. Wellbrock, “*Terabit/s Nyquist Superchannels in High Capacity Fiber Field Trials Using DP-16QAM and DP-8QAM Modulation Formats*,” J. Light. Technol. 32 (2014) 776–782.
- [27] T. Rahman, D. Rafique, B. Spinnler, S. Calabro, E. de Man, U. Feiste, A. Napoli, M. Bohn, G. Khanna, N. Hanik, E. Pincemin, C. Le Bouette, J. Jauffrit, S. Bordais, C. Andre, C. Dourthe, B. Raguenees, C.M. Okonkwo, A.M.J. Koonen, H. de Waardt, “*Long-Haul Transmission of PM-16QAM-, PM-32QAM-, and PM-64QAM-Based Terabit Superchannels Over a Field Deployed Legacy Fiber*,” J. Light. Technol. 34 (2016) 3071–3079.
- [28] Y.-K. Huang, D. Qian, J. Yu, T. Wang, “*150 Gb/s PolMUX-8PSK all-optical OFDM using digital coherent detection with modified CMA algorithm*,” in: 2009 IEEE LEOS Annu. Meet. Conf. Proc., IEEE, 2009: pp. 46–47.
- [29] Xingwen Yi, N.K. Fontaine, R.P. Scott, S. Yoo, “*Tb/s Coherent Optical OFDM Systems Enabled by Optical Frequency Combs*,” J. Light. Technol. 28 (2010) 2054–2061.
- [30] E. Torrenco, R. Cigliutti, G. Bosco, G. Gavioli, A. Alaimo, A. Carena, V. Curri, F. Forghieri,

- S. Piciaccia, M. Belmonte, A. Brinciotti, A. La Porta, S. Abrate, P. Poggiolini, “*Transoceanic PM-QPSK Terabit superchannel transmission experiments at Baud-rate subcarrier spacing*,” in: 36th Eur. Conf. Exhib. Opt. Commun., IEEE, 2010: pp. 1–3.
- [31] D. Hillerkuss, T. Schellinger, R. Schmogrow, M. Winter, T. Vallaitis, R. Bonk, A. Marculescu, J. Li, M. Dreschmann, J. Meyer, S. Ben Ezra, N. Narkiss, B. Nebendahl, F. Parmigiani, P. Petropoulos, B. Resan, K. Weingarten, T. Ellermeyer, J. Lutz, M. Möller, M. Hübner, J. Becker, C. Koos, W. Freude, J. Leuthold, “*Single Source Optical OFDM Transmitter and Optical FFT Receiver Demonstrated at Line Rates of 5.4 and 10.8 Tbit/s*,” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2010: p. PDPC1.
- [32] Benyuan Zhu, Xiang Liu, S. Chandrasekhar, D.W. Peckham, R. Lingle, “*Ultra-Long-Haul Transmission of 1.2-Tb/s Multicarrier No-Guard-Interval CO-OFDM Superchannel Using Ultra-Large-Area Fiber*,” IEEE Photonics Technol. Lett. 22 (2010) 826–828.
- [33] M. Jinno, T. Ohara, Y. Sone, A. Hirano, O. Ishida, M. Tomizawa, “*Elastic and adaptive optical networks: possible adoption scenarios and future standardization aspects*,” IEEE Commun. Mag. 49 (2011) 164–172.
- [34] A. Sano, E. Yamada, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, Y. Miyamoto, R. Kudo, K. Ishihara, Y. Takatori, “*No-Guard-Interval Coherent Optical OFDM for 100-Gb/s Long-Haul WDM Transmission*,” J. Light. Technol. 27 (2009) 3705–3713.
- [35] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, P. Poggiolini, F. Forghieri, “*Performance Limits of Nyquist-WDM and CO-OFDM in High-Speed PM-QPSK Systems*,” IEEE Photonics Technol. Lett. 22 (2010) 1129–1131.
- [36] S.L. Jansen, I. Morita, T.C.W. Schenk, H. Tanaka, “*121.9-Gb/s PDM-OFDM Transmission With 2-b/s/Hz Spectral Efficiency Over 1000 km of SSMF*,” J. Light. Technol. 27 (2009) 177–188.
- [37] W. Shieh, “*OFDM for Flexible High-Speed Optical Networks*,” J. Light. Technol. 29 (2011) 1560–1577.
- [38] X. Liu, S. Chandrasekhar, B. Zhu, P.J. Winzer, A.H. Gnauck, D.W. Peckham, “*Transmission of a 448-Gb/s Reduced-Guard-Interval CO-OFDM Signal with a 60-GHz Optical Bandwidth over 2000 km of ULAF and Five 80-GHz-Grid ROADMs*,” in: Opt. Fiber Commun. Fiber Opt. Eng. Conf., 2010: pp. 10–12.
- [39] M. Birk, P. Gerard, R. Curto, L. Nelson, Xiang Zhou, P. Magill, T.J. Schmidt, C. Malouin, B. Zhang, E. Ibragimov, S. Khatana, M. Glavanovic, R. Lofland, R. Marcoccia, R. Saunders, G. Nicholl, M. Nowell, F. Forghieri, “*Coherent 100 Gb/s PM-QPSK field trial*,” IEEE Commun. Mag. 48 (2010) 52–60.
- [40] G. Zhang, L. Nelson, Y. Pan, M. Birk, C. Skolnick, C. Rasmussen, M. Givehchi, B. Mikkelsen, T. Scherer, T. Downs, W. Keil, “*3760km, 100G SSMF Transmission over Commercial Terrestrial DWDM ROADM Systems using SD-FEC*,” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2012: p. PDP5D.4.
- [41] T.J. Xia, G. Wellbrock, B. Basch, S. Kotrla, W. Lee, “*End-to-end Native IP Data 100G Single Carrier Real Time DSP Coherent Detection Transport over 1520-km Field Deployed Fiber*,” in: Opt. Fiber Commun. Fiber Opt. Eng. Conf., 2010: pp. 1–3.
- [42] Y.-K. Huang, E. Ip, T.J. Xia, G.A. Wellbrock, M. Huang, Y. Aono, T. Tajima, M. Cvijetic, “*Mixed Line-Rate Transmission (112-Gb/s, 450-Gb/s, and 1.15-Tb/s) Over 3560 km of Field-Installed Fiber With Filterless Coherent Receiver*,” J. Light. Technol. 30 (2012) 609–617.
- [43] T. Xia, G.A. Wellbrock, Y.-K. Huang, M.-F. Huang, E. Ip, P.N. Ji, D. Qian, A. Tanaka, Y. Shao, T. Wang, Y. Aono, T. Tajima, “*21.7 Tb/s Field Trial with 22 DP-8QAM/QPSK Optical Superchannels Over 1,503-km of Installed SSMF*,” in: Natl. Fiber Opt. Eng. Conf., OSA, Washington, D.C., 2012: p. PDP5D.6.
- [44] R. Dischler, A. Klekamp, F. Buchali, W. Idler, E. Lach, A. Schippel, M. Schneiders, S. Vorbeck, R. Braun, F.T. Link, “*Transmission of 3x253-Gb/s OFDM-Superchannels over 764 km Field Deployed*



- Single Mode Fibers*,” in: Opt. Fiber Commun. Fiber Opt. Eng. Conf., 2010: pp. 3–5.
- [45] N. Amaya, G.S. Zervas, B.R. Rofoee, M. Irfan, Y. Qin, D. Simeonidou, “*Field trial of a 1.5 Tb/s adaptive and gridless OXC supporting elastic 1000-fold all-optical bandwidth granularity.*,” Opt. Express. 19 (2011) B235–41.
- [46] A. Dochhan, H. Griebner, L. Nadal, M. Eiselt, “*Discrete multitone transmission for next generation 400G data center inter-connections.*,” in: Optoelectron. Commun. Conf. Aust. Conf. Opt. Fiber Technol., 2014: pp. 3–5.
- [47] A. Stavdas, “*Core and Metro Networks*,” John Wiley & Sons, Ltd, 2010.
- [48] R.I. Killey, P.M. Watts, M. Glick, P. Bayvel, “*Electronic dispersion compensation by signal predistortion*,” in: 2006 Opt. Fiber Commun. Conf. Natl. Fiber Opt. Eng. Conf., IEEE, 2006: p. 3 pp.
- [49] R.I. Killey, P.M. Watts, V. Mikhailov, M. Glick, P. Bayvel, “*Electronic dispersion compensation by signal predistortion using a dual-drive Mach-Zehnder modulator*,” in: OFC/NFOEC Tech. Dig. Opt. Fiber Commun. Conf. 2005., IEEE, 2005: p. 3 pp. Vol. 4.
- [50] C. Xia, W. Rosenkranz, “*Nonlinear Electrical Equalization for Different Modulation Formats With Optical Filtering*,” J. Light. Technol. 25 (2007) 996–1001.
- [51] W. Rosenkranz, C. Xia, “*Electrical equalization for advanced optical communication systems*,” AEU - Int. J. Electron. Commun. 61 (2007) 153–157.
- [52] M. Nanou, A. Emeretlis, C. Politi, G. Theodoridis, K. Georgoulakis, G.O. Glentis, “*40 Gb/s FPGA implementation of a reduced complexity volterra DFE for DQPSK optical links*,” in: Transparent Opt. Networks (ICTON), 2015 17th Int. Conf., 2015: pp. 1–4.
- [53] T. Wuth, M.W. Chbat, V.F. Kamalov, “*Multi-rate (100G/40G/10G) transport over deployed optical networks*,” OFC/NFOEC 2008 - 2008 Conf. Opt. Fiber Commun. Fiber Opt. Eng. Conf. 652 (2008).
- [54] G.P. Agrawal, “*Fiber-Optic Communications Systems*,” Third Edit, John Wiley & Sons, Ltd, 2002.
- [55] R. Ramaswami, K. Sivarajan, G. Sasaki, “*Optical Networks : A Practical Perspective*,” Third Edit, Morgan Kaufmann Publishers, 2010.
- [56] S. Barcelos, T. Serra, R.F. Rando, E.L. Rigon, N.K. Sasaki, W. Arellano, A. Alkschbirs, D. Lima, R.A. Oliveira, and R.A.O. S Barcelos, T Serra, R F. Rando, E L. Rigon, N K. Sasaki, W Arellano, A Alkschbirs, D Lima, S. Barcelos, T. Serra, R.F. Rando, E.L. Rigon, N.K. Sasaki, W. Arellano, A. Alkschbirs, D. Lima, R.A. Oliveira, “*Polarization Mode Dispersion (PMD) Field Measurements: Audit of Newly Installed Fiber Plants*,” in: Opt. Fiber Commun. Conf. Expo. Natl. Fiber Opt. Eng. Conf., Optical Society of America, 2005: p. NThC3.
- [57] A. Yariv, “*Optical Electronics in Modern Communications*,” 5th ed., 1997.
- [58] C. Allen, P.K. Kondamuri, D. Richards, D. Hague, “*Measured temporal and spectral PMD characteristics and their implications for network-level mitigation approaches*,” J. Light. Technol. 21 (2003) 79–86.
- [59] C. Allen, P.K. Kondamuri, D.L. Richards, D.C. Hague, “*Analysis and comparison of measured DGD data on buried single-mode fibers*,” (2002) 1–4.
- [60] G. Lietaert, “*Testing Polarization Mode Dispersion (PMD) in the Field*,” 9114 (n.d.).
- [61] F. Bruyere, “*Impact of first-and second-order PMD in optical digital transmission systems*,” Opt. Fiber Technol. 2 (1996) 269–280.
- [62] S. Ten, M. Edwards, “*An Introduction to the Fundamentals of PMD in Fibers*,” White Pap. (2006) 12.
- [63] R. Caponi, B. Riposati, A. Rossaro, M. Schiano, “*WDM design issues with highly correlated PMD spectra of buried optical cables*,” in: Opt. Fiber Commun. Conf. Exhib., Opt Soc. America, 2002: pp. 453–455.
- [64] H. Bulow, “*System outage probability due to first- and second-order PMD*,” IEEE Photonics Technol. Lett. 10 (1998) 696–698.
- [65] R.H. Stolen, J.E. Bjorkholm, A. Ashkin, “*Phase-matched three-wave mixing in silica fiber optical waveguides*,” Appl. Phys. Lett. 24 (1974) 308–310.



- [66] N. Shibata, R.P. Braun, R.G. Waarts, “*Phase-Mismatch Dependence of Efficiency of Wave Generation Through Four-Wave Mixing in a Single-Mode Optical Fiber*,” IEEE J. Quantum Electron. 23 (1987) 1205–1210.
- [67] R.W. Tkach, A.R. Chraplyvy, F. Forghieri, A.H. Gnauck, R.M. Derosier, “*Four-photon mixing and high-speed WDM systems*,” J. Light. Technol. 13 (1995) 841–849.
- [68] R.H. Stolen, E.P. Ippen, “*Raman gain in glass optical waveguides*,” Appl. Phys. Lett. 22 (1973) 276–278.
- [69] J.C. Cartledge, “*Optical Modulators Lithium Niobate Mach-Zehnder Modulator*,” (n.d.) 1–34.
- [70] D. Van Den Borne, “*Robust optical transmission systems: modulation and equalization*,” 2008.
- [71] J.C. Cartledge, C. Rolland, S. Lemerle, A. Solheim, “*Theoretical performance of 10 Gb/s lightwave systems using a III-V semiconductor Mach-Zehnder modulator*,” IEEE Photonics Technol. Lett. 6 (1994) 282–284.
- [72] M. Seimetz, “*High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*,” Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2009.
- [73] R.C. Alferness, “*Waveguide Electrooptic Modulators*,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 30 (1982) 1121–1137.
- [74] W. Stallard, A. Beaumont, R. Booth, “*Integrated optic devices for coherent transmission*,” J. Light. Technol. 4 (1986) 852–857.
- [75] G.P. Agrawal, “*Fiber-Optic Communication Systems*,” Fourth Edi, 2010.
- [76] W. Schottky, “*Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen Elektrizitätsleitern*,” Ann. Phys. 362 (1918) 541–567.
- [77] J.B. Johnson, “*Thermal Agitation of Electricity in Conductors*,” Phys. Rev. 32 (1928) 97–109.
- [78] H. Nyquist, “*Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors*,” Phys. Rev. 32 (1928) 110–113.
- [79] E. Ip, A.P.T. Lau, D.J.F. Barros, J.M. Kahn, “*Coherent Detection in Optical Fiber Systems*,” Opt. Express. 16 (2008) 753–91.
- [80] T. Foggi, E. Forestieri, G. Colavolpe, G. Prati, “*Maximum-likelihood sequence detection with closed-form metrics in OOK optical systems impaired by GVD and PMD*,” J. Light. Technol. 24 (2006) 3073–3087.
- [81] M. Nakazawa, K. Kikuchi, T. Miyazaki, “*High Spectral Density Optical Communication Technologies*,” 2010.
- [82] C. Hebebrand, M. Serbay, W. Rosenkranz, “*Performance of Electronic Dispersion Compensation for Multi-Level Modulation Formats using Homodyne Coherent Detection*,” in: 2006 Eur. Conf. Opt. Commun., IEEE, 2006: pp. 1–2.
- [83] B. Spinnler, P. Krummrich, E.-D. Schmidt, “*Chromatic dispersion tolerance of coherent optical communications systems with electrical equalization*,” in: 2006 Opt. Fiber Commun. Conf. Natl. Fiber Opt. Eng. Conf., IEEE, 2006: p. 3 pp.
- [84] J. Kahn, “*Modulation and Detection Techniques for Optical Communication Systems*,” in: Opt. Amplifiers Their Appl. Opt. Technol. Appl., OSA, Washington, D.C., 2006: p. CThC1.
- [85] J. Proakis, “*Digital Communications*,” Fourth Edi, McGrawHill, 2000.
- [86] P.J. Winzer, R.-J. Essiambre, “*Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks*,” J. Light. Technol. 24 (2006) 4711–4728.
- [87] A. Gnauck, P.J. Winzer, “*Optical phase-shift-keyed transmission*,” Light. Technol. J. 23 (2005) 115–130.
- [88] J.C. Adalid, “*Modulation Format Conversion in Future Optical Networks*,” Technical University of Denmark, 2009.
- [89] G. Charlet, “*Progress in optical modulation formats for high-bit rate WDM transmissions*,” IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. 12 (2006) 469–483.
- [90] I. Kaminow, T. Li, A. Willner, “*Optical Fiber Telecommunications VB: Systems and Networks*,” in: Opt. Fiber Telecommun. V, Academic Press, 2008: pp. 1–913.

- [91] G. Ghione, “*Semiconductor Devices for High-Speed Optoelectronics*,” Cambridge University Press, 2009.
- [92] J.W. Gibbs, “*Fourier’s Series*,” *Nature*. 59 (1899) 606–606.
- [93] L. Boivin, G.J. Pendock, “*Receiver sensitivity for optically amplified RZ signals with arbitrary duty circle*,” in: *Opt. Amplifiers Their Appl.*, OSA, Washington, D.C., 1999: p. ThB4.
- [94] M.I. Hayee, A.E. Willner, S. Member, “*NRZ Versus RZ in 10 – 40-Gb / s Dispersion-Managed WDM Transmission Systems*,” 11 (1999) 991–993.
- [95] P.J. Winzer, M. Pfennigbauer, M.M. Strasser, W.R. Leeb, “*Optimum filter bandwidths for optically preamplified NRZ receivers*,” *J. Light. Technol.* 19 (2001) 1263–1273.
- [96] C. Xu, Xiang Liu, L.F. Mollenauer, Xing Wei, “*Comparison of return-to-zero differential phase-shift keying and ON-OFF keying in long-haul dispersion managed transmission*,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 15 (2003) 617–619.
- [97] K. Ho, “*Phase Modulated Optical Communication Systems*,” Springer Science and Business Media Inc., 2005.
- [98] S. Zhang, “*Advanced Optical Modulation Formats in High-speed Lightwave System*,” 2004.
- [99] A.H. Gnauck, G. Raybon, S. Chandrasekhar, J. Leuthold, C. Doerr, L. Stulz, A. Agarwal, S. Banerjee, D. Grosz, S. Hunsche, A. Kung, A. Marhelyuk, D. Maywar, M. Movassaghi, X. Liu, C. Xu, X. Wei, D.M. Gill, “*2.5 Tb/s (64×42.7 Gb/s) transmission over 40×100 km NZDSF using RZ-DPSK format and all-Raman-amplified spans*,” in: *Opt. Fiber Commun. Conf. Exhib.*, Opt Soc. America, 2002: p. FC2-1-FC2-3.
- [100] M.C. Gupta, J. Ballato, “*Handbook of Photonics*,” (2006) 1040.
- [101] D. Penninckx, H. Bissessur, P. Brindel, E. Gohin, F. Bakhti, “*Optical differential phase shift keying (DPSK) direct detection considered as a duobinary signal*,” *Proc. 27th Eur. Conf. Opt. Commun. (Cat. No.01TH8551)*. 3 (2001) 456–457.
- [102] P.J. Winzer, “*Optical Transmitters, Receivers, and Noise*,” in: *Wiley Encycl. Telecommun.*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 2003.
- [103] X. Wei, X. Liu, S. Chandrasekhar, A.H. Gnauck, G. Raybon, J. Leuthold, P.J. Winzer, “*40 Gb/s Duobinary and Modified Duobinary Transmitter Based on an Optical Delay Interferometer*,” in: *Eur. Conf. Opt. Commun.*, 2002: pp. 1–2.
- [104] H. Venghaus, N. Grote, “*Fibre Optic Communication: Key Devices*,” Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2012.
- [105] J. Wang, K. Petermann, “*Small signal analysis for dispersive optical fiber communication systems*,” *J. Light. Technol.* 10 (1992) 96–100.
- [106] A. Bononi, A. Orlandini, “*Small-signal analysis of amplitude-, phase-, and polarization-to-intensity conversion in general optical linear systems with application to PMD compensation*,” *J. Light. Technol.* 23 (2005) 1074–1082.
- [107] H. Goff, A. Bononi, “*Optical Networking*,” 1999.
- [108] T. Hoshida, O. Vassilieva, K. Yamada, S. Choudhary, R. Pecqueur, H. Kuwahara, “*Optimal 40 Gb/s modulation formats for spectrally efficient long-haul DWDM systems*,” *J. Light. Technol.* 20 (2002) 1989–1996.
- [109] J. Wang, J.M. Kahn, “*Impact of Chromatic and Polarization-Mode Dispersions on DPSK Systems Using Interferometric Demodulation and Direct Detection*,” *J. Light. Technol.* 22 (2004) 362–371.
- [110] P.J.P.J. Winzer, R.R.-J. Essiambre, “*Advanced Optical Modulation Formats*,” *Proc. IEEE*. 94 (2006) 952–985.
- [111] J.P. Gordon, L.F. Mollenauer, “*Phase noise in photonic communications systems using linear amplifiers*,” *Opt. Lett.* 15 (1990) 1351–1353.
- [112] C.J. McKinstrie, C. Xie, “*Phase jitter in single-channel soliton systems with constant dispersion*,” *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.* 8 (2002) 616–625.
- [113] H. Kim, A. Gnauck, “*Experimental investigation of the performance limitation of DPSK systems due to nonlinear phase noise*,” *Photonics Technol. Lett. IEEE*. 15 (2003) 320–322.

- [114] K. Ho, “*Impact of Nonlinear Phase Noise to DPSK Signals: A Comparison of Different Models,*” 16 (2004) 1403–1405.
- [115] R. Griffin, A.C. Carter, “*Optical differential quadrature phase-shift key (oDQPSK) for high capacity optical transmission,*” in: Opt. Fiber Commun. Conf., Optical Society of America, 2002: p. WX6.
- [116] J.M. Gene, M. Soler, R.I. Killey, J. Prat, “*Investigation of 10-Gb/s optical DQPSK systems in presence of chromatic dispersion, fiber nonlinearities, and phase noise,*” *Photonics Technol. Lett. IEEE.* 16 (2004) 924–926.
- [117] C. Wree, J. Leibrich, W. Rosenkranz, “*RZ-DQPSK format with spectral efficiency and high robustness towards fiber non-linearities,*” in: 28th Eur. Conf. Opt. Commun., Copenhagen, Denmark, 2002: pp. 8–9.
- [118] M. Ohm, T. Freckmann, “*Comparison of different DQPSK transmitters with NRZ and RZ impulse shaping,*” in: IEEE/LEOS Work. Adv. Modul. Formats, 2004, IEEE, 2004: pp. 7–8.
- [119] M. Serbay, C. Wree, W. Rosenkranz, “*Comparison of six different RZ-DQPSK transmitters regarding their tolerance towards fibre impairments in 8x40Gb/s WDM-systems,*” in: IEEE/LEOS Work. Adv. Modul. Formats, IEEE, 2004: pp. 9–10.
- [120] C.R. Doerr, L. Zhang, P.J. Winzer, J.H. Sinsky, A.L. Adamiecki, N.J. Sauer, G. Raybon, “*Compact High-Speed InP DQPSK Modulator,*” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 19 (2007) 1184–1186.
- [121] P.J. Winzer, G. Raybon, H. Song, A. Adamiecki, S. Corteselli, A.H. Gnauck, D.A. Fishman, C.R. Doerr, S. Chandrasekhar, L.L. Buhl, T.J. Xia, G. Wellbrock, W. Lee, B. Basch, T. Kawanishi, K. Higuma, Y. Painchaud, “*100-Gb/s DQPSK Transmission: From Laboratory Experiments to Field Trials,*” *J. Light. Technol.* 26 (2008) 3388–3402.
- [122] R.A. Griffin, A.C. Carter, “*Optical differential quadrature phase-shift key (oDQPSK) for high capacity optical transmission,*” in: Opt. Fiber Commun. Conf. Exhib., Opt Soc. America, 2002: pp. 367–368.
- [123] F. Vacondio, “*On the Benefits of Phase Shift Keying to Optical Telecommunication Systems,*” 2011.
- [124] I. Djordjevic, W. Ryan, B. Vasic, “*Coding for optical channels,*” 2010.
- [125] A. Siegman, “*Lasers,*” University Science Books, 1986.
- [126] V. Ter-Mikirtychev, “*Fundamentals of Fiber Lasers and Fiber Amplifiers,*” Springer International Publishing, Cham, 2014.
- [127] D. Hanna, “*Rare-earth-doped fiber lasers and amplifiers,*” 2nd editio, Marcel Dekker, Inc, 2001.
- [128] J. Zyskind, A. Srivastara, “*Optically Amplified WDM Networks,*” First Edit, Academic Press, 2011.
- [129] A. Yariv, “*Signal-to-noise considerations in fiber links with periodic or distributed optical amplification,*” *Opt. Lett.* 15 (1990) 1064.
- [130] H. Kogelnik, A. Yariv, “*Considerations of noise and schemes for its reduction in laser amplifiers,*” *Proc. IEEE.* 52 (1964) 165–172.
- [131] T. Mukai, Y. Yamamoto, T. Kimura, “*S/N and error rate performance in AlGaAs semiconductor laser preamplifier and linear repeater systems,*” *IEEE J. Quantum Electron.* 18 (1982) 1560–1568.
- [132] N.A. Olsson, “*Lightwave systems with optical amplifiers,*” *J. Light. Technol.* 7 (1989) 1071–1082.
- [133] R.C. Steele, G.R. Walker, N.G. Walker, “*Sensitivity of optically preamplified receivers with optical filtering,*” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 3 (1991) 545–547.
- [134] Desurvire Emmanuel, “*Erbium-doped fiber amplifiers: principles and applications,*” Wiley New York, 1994.
- [135] B. Jopson, A. Gnauck, “*Dispersion compensation for optical fiber systems,*” *IEEE Commun. Mag.* 33 (1995) 96–102.
- [136] M. Onishi, T. Kashiwada, Y. Ishiguro, Y. Koyano, M. Nishimura, H. Kanamori, “*High-performance dispersion-compensating fibers,*” *Fiber Integr. Opt.* 16 (1997) 277–285.
- [137] A.J. Antos, D.K. Smith, “*Design and characterization of dispersion compensating fiber based on the LP01 mode,*” *J. Light. Technol.* 12 (1994) 1739–1745.



- [138] L. Grüner-Nielsen, S.N. Knudsen, B. Edvold, T. Veng, D. Magnussen, C.C. Larsen, H. Damsgaard, “*Dispersion Compensating Fibers*,” *Opt. Fiber Technol.* 6 (2000) 164–180.
- [139] D.K.W. Lam, K.O. Hill, B.K. Garside, “*Dispersion cancellation using optical-fiber filters*,” *Opt. Lett.* 7 (1982) 291.
- [140] F. Ouellette, “*All-fiber filter for efficient dispersion compensation*,” *Opt. Lett.* 16 (1991) 303.
- [141] K.O. Hill, B. Malo, F. Bilodeau, D.C. Johnson, “*Photosensitivity in Optical Fibers*,” *Annu. Rev. Mater. Sci.* 23 (1993) 125–157.
- [142] R. Kashyap, “*Photosensitive Optical Fibers: Devices and Applications*,” *Opt. Fiber Technol.* 1 (1994) 17–34.
- [143] K.O. Hill, G. Meltz, “*Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview*,” *J. Light. Technol.* 15 (1997) 1263–1276.
- [144] S. Watanabe, T. Naito, T. Chikama, “*Compensation of chromatic dispersion in a single-mode fiber by optical phase conjugation*,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 5 (1993) 92–95.
- [145] A.H. Gnauck, R.M. Jopson, R.M. Derosier, “*10-Gb/s 360-km transmission over dispersive fiber using midsystem spectral inversion*,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 5 (1993) 663–666.
- [146] M.C. Tatham, G. Sherlock, L.D. Westbrook, “*Compensation fibre chromatic dispersion by optical phase conjugation in a semiconductor laser amplifier*,” *Electron. Lett.* 29 (1993) 1851.
- [147] S. Watanabe, T. Chikama, “*Highly efficient conversion and parametric gain of nondegenerate forward four-wave mixing in a singlemode fibre*,” *Electron. Lett.* 30 (1994) 163–164.
- [148] G. Agrawal, “*Nonlinear Fiber Optics*,” Fifth Edit, 2013.
- [149] C. Lin, L.G. Cohen, H. Kogelnik, “*Optical-pulse equalization of low-dispersion transmission in single-mode fibers in the 13–17- $\mu$ m spectral region*,” *Opt. Lett.* 5 (1980) 476.
- [150] J.M. Dugan, A.J. Price, M. Ramadan, D.L. Wolf, E.F. Murphy, A.J. Antos, D.K. Smith, D.W. Hall, “*All-Optical, Fiber-Based 1550 nm Dispersion Compensation in a 10 Gbit/s, 150 km Transmission Experiment over 1310 nm Optimized Fiber*,” in: *Dig. Conf. Opt. Fiber Commun.*, Optical Society of America, 1992: p. PD14.
- [151] L. Gruner-Nielsen, M. Wandel, P. Kristensen, C. Jorgensen, L.V. Jorgensen, B. Edvold, B. Palsdottir, D. Jakobsen, “*Dispersion-compensating fibers*,” *J. Light. Technol.* 23 (2005) 3566–3579.
- [152] H. Bülow, S. Lanne, “*PMD compensation techniques*,” *J. Opt. Fiber Commun. Reports.* 1 (2004) 283–303.
- [153] H. Sunnerud, Chongjin Xie, M. Karlsson, R. Samuelsson, P.A. Andrekson, “*A comparison between different PMD compensation techniques*,” *J. Light. Technol.* 20 (2002) 368–378.
- [154] C.R. Menyuk, A. Galtarossa, “*Polarization Mode Dispersion*,” 2005.
- [155] H. Rosenfeldt, E. Brinkmeyer, “*PMD-compensation techniques*,” *J. Opt. Fiber Commun. Reports.* 2 (2005) 32–55.
- [156] H. Sunnerud, M. Karlsson, P.A. Andrekson, “*A comparison between NRZ and RZ data formats with respect to PMD-induced system degradation*,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 13 (2001) 448–450.
- [157] H. Sunnerud, P.A. Andrekson, M. Karlsson, “*Optimum receiver decision point in presence of PMD in fiber-optic communication systems*,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 15 (2003) 1651–1653.
- [158] H. Bulow, S. Lanne, “*Optical and electronic PMD compensation*,” in: *Opt. Fiber Commun. Conf. 2003. OFC 2003*, 2003: pp. 175–199.
- [159] H. Bulow, “*Polarization Mode Dispersion Mitigation*,” in: *Wiley Encycl. Telecommun.*, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ, USA, 2003: pp. 1–44.
- [160] T. Ono, S. Yamazaki, H. Shimizu, K. Emura, “*Polarization control method for suppressing polarization mode dispersion influence in optical transmission systems*,” *J. Light. Technol.* 12 (1994) 891–898.
- [161] F. Heismann, D.A. Fishman, D.L. Wilson, “*Automatic compensation of first order polarization mode dispersion in a 10 Gb/s transmission system*,” in: *24th Eur. Conf. Opt. Commun. ECOC ’98 (IEEE Cat. No.98TH8398)*, Telefonica, 1998: pp. 529–530.
- [162] J. Patscher, R. Eckhardt, “*Component for second-order compensation of polarisation-mode dispersion*,”



- Electron. Lett. 33 (1997) 1157.
- [163] D. Penninckx, F. Roy, S. Lanne, J.-P. Thiery, “*Statistical study of dynamic polarization-mode dispersion (PMD) compensation based on degree of polarization monitoring*,” *Microw. Opt. Technol. Lett.* 26 (2000) 41–43.
- [164] R. Noe, D. Sandel, M. Yoshida-Dierolf, S. Hinz, V. Mirvoda, A. Schopflin, C. Gungener, E. Gottwald, C. Scheerer, G. Fischer, T. Weyrauch, W. Haase, “*Polarization mode dispersion compensation at 10, 20, and 40 Gb/s with various optical equalizers*,” *J. Light. Technol.* 17 (1999) 1602–1616.
- [165] Z. Pan, Y. Xie, S. Lee, A.E. Willner, V. Grubsky, D.S. Starodubov, J. Feinberg, “*Chirp-free tunable PMD compensation using Hi-Bi nonlinearly-chirped FBGs in a dual-pass configuration*,” in: *Opt. Fiber Commun. Conf. Tech. Dig. Postconf. Ed. Trends Opt. Photonics Vol.37* (IEEE Cat. No. 00CH37079), Opt. Soc. America, 2000: pp. 113–115.
- [166] H. Bulow, “*PMD mitigation techniques and their effectiveness in installed fiber*,” in: *Opt. Fiber Commun. Conf. Tech. Dig. Postconf. Ed. Trends Opt. Photonics Vol.37* (IEEE Cat. No. 00CH37079), Opt. Soc. America, 2000: pp. 110–112.
- [167] G. Ungerboeck, “*Fractional Tap-Spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery in Data Modems*,” *IEEE Trans. Commun.* 24 (1976) 856–864.
- [168] P.A. Humblet, M. Azizoglu, “*On the bit error rate of lightwave systems with optical amplifiers*,” *J. Light. Technol.* 9 (1991) 1576–1582.
- [169] Chuanchuan Yang, Feng Yang, Ziyu Wang, “*Clustering-Based Adaptive Channel Estimator for Optical Fiber Communication Systems*,” *IEEE Photonics Technol. Lett.* 20 (2008) 1670–1672.
- [170] M. Bayes, M. Price, “*An Essay towards Solving a Problem in the Doctrine of Chances*,” *Philos. Trans. R. Soc. London.* 53 (1763) 370–418.
- [171] P.S. Laplace, “*Théorie analytique des probabilités*,” Mme Ve Courcier, 1820.
- [172] A.J. Viterbi, “*Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission*,” *IEEE Trans. Commun.* 31 (1983) 1–11.
- [173] G. Forney, “*Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference*,” *IEEE Trans. Inf. Theory.* 18 (1972) 363–378.
- [174] R.E. Bellman, “*Dynamic programming*,” Princeton University Press, 1972.
- [175] H.-L. Lou, “*Implementing the Viterbi algorithm*,” *IEEE Signal Process. Mag.* 12 (1995) 42–52.
- [176] D. Marcuse, “*Derivation of analytical expressions for the bit-error probability in lightwave systems with optical amplifiers*,” *J. Light. Technol.* 8 (1990) 1816–1823.
- [177] A. Napoli, S. Savory, B.C. Thomsen, V. Curri, P. Poggiolini, P. Bayvel, R.I. Killey, “*Limits of maximum-likelihood sequence estimation in chromatic dispersion limited systems*,” in: *2006 Opt. Fiber Commun. Conf. Natl. Fiber Opt. Eng. Conf., IEEE*, 2006: p. 3 pp.
- [178] M.S. Alfiad, D. van den Borne, F.N. Hauske, A. Napoli, A.M.J. Koonen, H. de Waardt, “*Maximum-Likelihood Sequence Estimation for Optical Phase-Shift Keyed Modulation Formats*,” *J. Light. Technol.* 27 (2009) 4583–4594.
- [179] M. Franceschini, G. Ferrari, R. Raheli, F. Meli, A. Castoldi, “*Post-detection nonlinear distortion for efficient MLSD in optical links*,” *Opt. Express.* 15 (2007) 11750.
- [180] N. Alić, G.C. Papen, R.E. Saperstein, L.B. Milstein, Y. Fainman, “*Signal statistics and sequence estimation in intensity modulated fiber optic links containing a single optical pre-amplifier*,” *LEOS Summer Top. Meet.* 2005 (2005) 173–174.
- [181] E. Iannone, “*Telecommunications Network*,” CRC Press, 2011.
- [182] O. Agazzi, V. Gopinathan, “*The impact of nonlinearity on electronic dispersion compensation of optical channels*,” *Opt. Fiber Commun.* 4 (2004) 7–9.
- [183] J. Prat, A. Napoli, J. Gene, “*Square root strategy: A novel method to linearize an optical communication system with electronic equalizers*,” *Proc.* 3 (2005) 713–714.
- [184] T. Freckmann, C. V Gonzalez, J.M. Ruiz-Cabello Crespo, “*Joint Electronic Dispersion Compensation*

- for DQPSK,” in: Opt. Fiber Commun. Fiber Opt. Eng. Conf. 2008. OFC/NFOEC 2008. Conf., 2008: pp. 1–3.
- [185] B.A. Wichmann, I.D. Hill, “*Algorithm AS 183: An Efficient and Portable Pseudo-Random Number Generator*,” Appl. Stat. 31 (1982) 188.
- [186] C.C.K. Chan, “*Optical Performance Monitoring: Advanced Techniques for Next-Generation Photonic Networks*,” 2010.
- [187] W. Chen, F. Buchali, X. Yi, W. Shieh, J.S. Evans, R.S. Tucker, “*Chromatic dispersion and PMD mitigation at 10 Gb/s using Viterbi equalization for DPSK and DQPSK modulation formats.*,” Opt. Express. 15 (2007) 5271–6.
- [188] M. Nazarathy, B. Livshitz, Y. Atzmon, M. Secondini, E. Forestieri, “*Optically Amplified Direct Detection With Pre- and Postfiltering: A Volterra Series Approach*,” J. Light. Technol. 26 (2008) 3677–3693.
- [189] A. Emeretlis, V. Kelefouras, G. Theodoridis, G.-O. Glentis, “*Efficient FPGA implementations of volterra DFES for optical systems*,” in: Circuits Syst. Conf. (DCAS), 2014 IEEE Dallas, 2014: pp. 1–4.
- [190] G.O. Glentis, Y. Kopsinis, K. Georgoulakis, C. Matrakidis, “*Electronic dispersion compensation of fiber links using sparsity induced volterra equalizers*,” in: IEEE Int. Symp. Signal Process. Inf. Technol., IEEE, 2013: pp. 255–260.
- [191] S. Sygletos, A. Tzanakaki, I. Tomkos, “*Numerical Study of Cascadability Performance of Continuous Spectrum Wavelength Blocker/Selective Switch at 10/40/160 Gb/s*,” IEEE Photonics Technol. Lett. 18 (2006) 2608–2610.
- [192] J.D. Downie, I. Tomkos, N. Antoniadis, A. Boskovic, “*Effects of filter concatenation for directly modulated transmission lasers at 2.5 and 10 Gb/s*,” J. Light. Technol. 20 (2002) 218–228.
- [193] Yan Tang, W. Shieh, “*Filter concatenation impact on 107-Gb/s coherent optical OFDM system*,” in: 2009 14th Optoelectron. Commun. Conf., IEEE, 2009: pp. 1–2.
- [194] E. Giacomidis, I. Tomkos, J.M. Tang, “*Adaptive Modulation-Induced Reduction in Filter Concatenation Impairment for Optical OFDM Metro/Regional Systems*,” J. Opt. Commun. Netw. 3 (2011) 587.
- [195] B. Saltzberg, “*Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System*,” IEEE Trans. Commun. Technol. 15 (1967) 805–811.
- [196] R.W. Chang, “*Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission*,” Bell Syst. Tech. J. 45 (1966) 1775–1796.
- [197] S.B. Weinstein, P.M. Ebert, “*Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*,” IEEE Trans. Commun. Technol. 19 (1971) 628–634.
- [198] P.J. Kyees, R.C. McConnell, K. Sistanizadeh, “*ADSL: a new twisted-pair access to the information highway*,” IEEE Commun. Mag. 33 (1995) 52–60.
- [199] J.A.C. Bingham, “*ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation*,” John Wiley & Sons, Inc., New York, USA, 2000.
- [200] S.C.J. Lee, F. Breyer, S. Randel, R. Gaudino, G. Bosco, A. Bluschke, M. Matthews, P. Rietzsch, R. Steglich, H. van den Boom, A. Koonen, “*Discrete Multitone Modulation for Maximizing Transmission Rate in Step-Index Plastic Optical Fibers*,” J. Light. Technol. 27 (2009) 1503–1513.
- [201] S.C.J. Lee, “*Discrete Multitone Modulation for Short-Range Optical Communications proefschrift*,” 2009.
- [202] J. Cioffi, “*A Multicarrier Primer*,” Ansi T1E1. 4 (1991) 91–157.
- [203] J. Wei, Q. Cheng, R. V. Penty, I.H. White, D.G. Cunningham, “*400 Gigabit Ethernet using advanced modulation formats: Performance, complexity, and power dissipation*,” IEEE Commun. Mag. 53 (2015) 182–189.
- [204] C. Lam, Hong Liu, B. Koley, Xiaoxue Zhao, V. Kamalov, V. Gill, “*Fiber optic communication technologies: What’s needed for datacenter network operations*,” IEEE Commun. Mag. 48 (2010) 32–39.
- [205] N. Eiselt, J. Wei, H. Griesser, A. Dochhan, M.H. Eiselt, J.-P. Elbers, J.J.V. Olmos, I.T. Monroy,

- “Evaluation of Real-Time  $8 \times 56.25$  Gb/s (400G) PAM-4 for Inter-Data Center Application Over 80 km of SSMF at 1550 nm,” J. Light. Technol. 35 (2017) 955–962.
- [206] J. Geyer, C.R. Doerr, M. Aydinlik, N. Nadarajah, A. Caballero, C. Rasmussen, B. Mikkelsen, “Practical Implementation of Higher Order Modulation Beyond 16-QAM,” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2015: p. Th1B.1.
- [207] A. Dochhan, H. Griesser, N. Eiselt, M.H. Eiselt, J.-P. Elbers, “Solutions for 80 km DWDM Systems,” J. Light. Technol. 34 (2016) 491–499.
- [208] Y. Wang, J. Yu, N. Chi, “Demonstration of 4 128-Gb/s DFT-S OFDM Signal Transmission over 320-km SMF With IM/DD,” IEEE Photonics J. 8 (2016) 1–9.
- [209] S. Randel, D. Piori, S. Chandrasekhar, G. Raybon, P. Winzer, “100-Gb/s discrete-multitone transmission over 80-km SSMF using single-sideband modulation with novel interference-cancellation scheme,” in: 2015 Eur. Conf. Opt. Commun., IEEE, 2015: pp. 1–3.
- [210] N. Stojanovic, Z. Qiang, C. Prodaniuc, F. Karinou, “Performance and DSP complexity evaluation of a 112-Gbit/s PAM-4 transceiver employing a 25-GHz TOSA and ROSA,” in: 2015 Eur. Conf. Opt. Commun., IEEE, 2015: pp. 1–3.
- [211] A. Tatarczak, M. Iglesias Olmedo, T. Zuo, J. Estaran, J. Bevenssee Jensen, X. Xu, I. Tafur Monroy, “Enabling 4-Lane Based 400 G Client-Side Transmission Links with MultiCAP Modulation,” Adv. Opt. Technol. 2015 (2015) 1–9.
- [212] M.I. Olmedo, T. Zuo, J.B. Jensen, Q. Zhong, X. Xu, S. Popov, I.T. Monroy, “Multiband Carrierless Amplitude Phase Modulation for High Capacity Optical Data Links,” J. Light. Technol. 32 (2014) 798–804.
- [213] Y. Gao, Q. Zhuge, W. Wang, X. Xu, J.M. Buset, M. Qiu, M. Morsy-Osman, M. Chagnon, F. Li, L. Wang, C. Lu, A.P.T. Lau, D. V. Plant, “40 Gb/s CAP32 short reach transmission over 80 km single mode fiber,” Opt. Express. 23 (2015) 11412.
- [214] J. Wei, Q. Cheng, D. Cunningham, R. V. Penty, I. White, H. Griesser, “High Performance 400 Gigabit Ethernet Links using Hybrid Multiband CAP/QAM Scheme,” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2015: p. Th2A.65.
- [215] S. Yin, T. Chan, W.I. Way, “100-km DWDM Transmission of 56-Gb/s PAM4 per lambda via Tunable Laser and 10-Gb/s InP MZM,” IEEE Photonics Technol. Lett. 27 (2015) 2531–2534.
- [216] N. Eiselt, J. Wei, H. Griesser, A. Dochhan, M.H. Eiselt, J.-P. Elbers, J.J. Vegas Olmos, I. Tafur Monroy, “First Real-Time 400G PAM-4 Demonstration for Inter-Data Center Transmission over 100 km of SSMF at 1550 nm,” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2016: p. W1K.5.
- [217] C. Chen, X. Tang, Z. Zhang, “Transmission of 56-Gb/s PAM-4 over 26-km Single Mode Fiber Using Maximum Likelihood Sequence Estimation,” in: Opt. Fiber Commun. Conf., OSA, Washington, D.C., 2015: p. Th4A.5.
- [218] D. Sadot, G. Dorman, A. Gorshtein, E. Sonkin, O. Vidal, “Single channel 112Gbit/sec PAM4 at 56Gbaud with digital signal processing for data centers applications,” Opt. Express. 23 (2015) 991.